

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

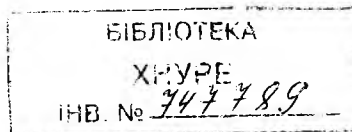
РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

**Тематический выпуск
«ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 133



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки

2003

УДК 621.3

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22.08.2000 г.

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

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 50 от 26.09.2003.

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

СОДЕРЖАНИЕ ЗМІСТ

Предисловие	7
-----------------------	---

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

<i>Булгаков Б.М., Кравчук С.А., Нарытник Т.Н., Поповский В.В., Татарчук С.И.</i> Концепция применения миллиметровых и субмиллиметровых электромагнитных волн в телекоммуникационных информационных системах	9
<i>Евсеева О.Ю.</i> Экспериментальное исследование динамической модели адаптивной маршрутизации в датаграммных телекоммуникационных сетях	20
<i>Сабурова С.А.</i> Особенности развития абонентского обслуживания в сотовой сети GSM	27
<i>Лемешко А.В.</i> Тензорный подход к моделированию мультисервисных сетей с поддержкой услуг связи гарантированного качества	33
<i>Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю., Стрелковская И.В.</i> Модификация результатов оценивания случайных процессов	42
<i>Лосев Ю. И., Дуравкин Е.В.</i> Программная среда разработки и анализа моделей протоколов информационного обмена	52
<i>Титаренко Л.А., Бордюгов Б.Ю.</i> Сравнение степеней приближения случайного процесса	56
<i>Колченко А.В., Кильчицкий Е.В.</i> Фрагмент радиодоступа в гибридной сети доступа	61
<i>Сабурова С.А.</i> Система контроля и тестирования в технологии Frame Relay	66
<i>Ощепков М.Ю.</i> Анализ характеристик речевого трафика в узле доступа провайдера	74

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

<i>Поспелов Б.Б.</i> Алгоритмы функционирования адаптируемого канала связи в системах мобильной связи специального назначения	78
<i>Лесовой И.П.</i> Параметричний синтез цифрового регулятора системи ФАПЧ на базисі нечіткої логіки	86
<i>Михальчан В.С.</i> Комбинированный алгоритм обучения адаптивных нерекурсивных фильтров в условиях межсимвольной интерференции	92
<i>Гостев В.И., Коростелев О.П., Чуприн А.Е., Захарчук О.В.</i> Синтез нечеткого регулятора радиотехнической следающей системы	98
<i>Кильчицкий Е.В., Колченко Г.Ф., Варфоломеева О.Г.</i> Применение метода экспертных оценок к выбору критериев оптимизации системы управления телекоммуникациями	107
<i>Нетудыхата Л.И.</i> Определение моментов переключения сигнала управления оптимальной по быстродействию двухсвязной системы фазовой автоподстройки при ограничении скорости изменения управляемой величины	112
<i>Гавва Д.С.</i> Идентификация параметров распределенных нелинейных элементов в задачах анализа проволочных излучающих структур	118
<i>Кильчицкий Е.В., Отрох С.И., Задоя Ю.Г., Лісна Н.Н.</i> Методика оценки информации, которая передается в системе управления; информационно-энтропийный метод расчета пропускной способности каналов системы управления	125

<i>Коваленко Т.Н.</i> Управление нагрузкой и предотвращение перегрузок в интеллектуальной сети.	135
<i>Марчук В.С., Величко Т.В.</i> Исследование оптических мультиплексоров автоколлимационного типа на дифракционных решетках для оптических телекоммуникационных систем WDM и DWDM	144
<i>Поповский В.В., Олейник В.Ф.</i> Использование теории игр при анализе групповых взаимодействий радиоэлектронных средств	148
<i>Jani Kurhinen</i> Mobile computing environment Changing computing environment	155
<i>Matthieu Weber, Jarkko Vuori, Mikko Vapa.</i> Advertising peer-to-peer networks over the Internet	162
<i>Калекина Т.Г.</i> Определение внутреннего канального трафика передачи сообщения в распределенной транспортной сети.	171
<i>Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Костик Б.Я.</i> Метод векторного синтеза систем управления разнородными телекоммуникационными сетями	174

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

<i>Батаев О.П., Дёшин Р.И., Поляков В.П.</i> Методика оценки вероятности ошибки в каналах с быстрыми замираниями сигналов на базе функций Уолша	182
<i>Вакась В.И., Поляков И.Л.</i> Синхронизация в CDMA-сетях	190
<i>Казакова Н.Ф., Мухін О.М., Скопа О.О.</i> Аналітичне вирішення багатовимірної задачі Клопера-Пірсона	198
<i>Стеклов В.К., Коробко В.В., Охрущак Д.В.</i> Минимизация среднеквадратической ошибки в двухконтурных итерационных системах фазовой автоподстройки.	204
<i>Тихонов В.А.</i> Обобщенная модель скользящего среднего негауссовых процессов	208
<i>Коляденко Ю.Ю., Селиванов К.А., Холод Л.Н.</i> Анализ продуктов нелинейностей радиотрактов	212
<i>Невлюдов И.Ш., Роздоловский Ю.М.</i> Отображение процессов проявления технологической наследственности электронной техники	218

ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕМЕНТАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ

<i>Нетудыхата Л.И., Гордиенко С.Б., Недашковский О.Л.</i> Система фазовой автоподстройки с нелинейной обратной связью	222
<i>Охрущак Д.В.</i> Двухконтурные комбинированные системы фазовой автоподстройки	228
<i>Стеклов В.К., Катасова Н.В., Кирпач Л.А.</i> Синтез передаточной функции связи по задающему воздействию в системе ФАП при наличии ограничений	234
<i>Дробик А.В., Топчий В.В., Недашковский А.Л.</i> Фазовый детектор для комбинированной системы ФАПЧ	239
<i>Стеклов В.К., Охрущак Д.В., Шерпа И.В.</i> Двухконтурная система фазовой автоподстройки с устройством управления в разомкнутом канале управления дополнительного контура	242
<i>Ковальчук В.К., Несен Ю.Б., Шевченко Т.Г.</i> Расчет количества продуктов четырехволнового смещения в системах с плотным оптическим мультиплексированием.	246
<i>Нетикова Л.И.</i> Метод расчёта мощности электромагнитного излучения поглощаемого телом человека при работе абонентских станций	251
<i>Сукачёв Э.А., Рудый Е.М., Танько В.А.</i> Анализ изменения отношения сигнал/помеха при движении мобильной станции	255
Рефераты – Реферати	259

CONTENTS

Preface	3
-------------------	---

GENERAL SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATIONS

<i>Bulgakov B.M., Kravchuk S.A., Narytnik T.N., Popovskiy V.V., Tatarchuk S.I.</i> The concept of application of millimeter and submillimeter electromagnetic waves in telecommunication information systems.	9
<i>Evseeva O.Y.</i> Experimental research of dynamic model of adaptive routing in datagram telecommunication networks.	20
<i>Saburova S.A.</i> Peculiarities of development of subscriber servicing in GSM mobile network	27
<i>Lemeshko A.V.</i> The tensor approach to modeling of QoS-based multiservice networks	33
<i>Popovsky V.V., Kolyadenko Yu.Yu., Strelkovskaya I.V.</i> Updating of random processes estimations results	42
<i>Losev Y.I., Duravkin E.V.</i> Program environment for development and analysis of information transmission network protocols	52
<i>Titarenko L.A., Bordyugov B.Y.</i> Comparison of random processes approximation degree	56
<i>Kolchenko A.V., Kilchitsky Ye.V.</i> Fragment of radioaccess in a hybrid access network.	61
<i>Saburova S.A.</i> The system of monitoring and testing in Frame Relay technology	66
<i>Oshchepkov M.Y.</i> Voice traffic characteristics analysis in the provider access node	74

PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND CONTROL IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

<i>Pospelov B.B.</i> Algorithms of adaptive communication channel functioning of mobile systems for special purpose.	78
<i>Lesovoy I.P.</i> Parametric synthesis of the PAFF system digital regulator on the basis of fuzzy logic	86
<i>Mykhalchan V.S.</i> Combined training algorithm of adaptive nonrecursive filters under conditions of intersymbol interference	92
<i>Gostev V.I., Korosteliy O.P., Chuprin A.E., Zaharchuk O.V.</i> Synthesis of radio engineering watching system fuzzy controller	98
<i>Kilchitsky Ye.V., Kolchenko G.F., Varfolomeyeva O.G.</i> Methodology of expert estimations application for telecommunications management systems performance criteria selection	107
<i>Netudykhata L.I.</i> Definition of the control signal switching moments of the double-mixer automatic communication system optimal in speed of action with limitation of the controlled value variation speed	112
<i>Gavva D.C.</i> Identification of the distributed nonlinear elements parameters in the problems of wire radiating structures analysis	118
<i>Kilchizhky E.V., Otrokh S.I., Zadoya U.G., Lesna N.N.</i> The technique of information estimating, transferred in a control system; information-entropy method of estimating the control system channels transmission capacity.	125
<i>Kovalenko T.N.</i> Load control and overload protection in Intelligent Network	135

<i>Marchuk V.S., Velichko T.V.</i> Research of optical multiplexers of an auto collimation type on diffraction lattices for optical telecommunication systems WDM and DWDM	144
<i>Popovsky V., Oleynik V.</i> Use of the theory of games at the analysis of group interactions of radioelectronic means	148
<i>Jani Kurhinen</i> Mobile computing environment Changing computing environment	155
<i>Matthieu Weber, Jarkko Vuori, Mikko Vapa.</i> Advertising peer-to-peer networks over the Internet	162
<i>Kalekina T.G.</i> Definition of the internal channel traffic of message transfer in distributed transport сети	171
<i>Steklov V.K., Berkman L.N., Kostik B.J.</i> Method of dissimilar telecommunication network control systems vector synthesis	174

THEORY OF SIGNALS AND THEIR PROCESSION

<i>Bataev O.P., Dioshin R.E., Polyakov V.P.</i> The procedure estimating the probability of an error in channels with signals short-term fading based on the Walsh functions	182
<i>Vakas V.I., Poliakov I.L.</i> Synchronization in CDMA-networks.	190
<i>Kazakova N.F., Muhin O.M., Skopa O.O.</i> The analytical solution of Klopfer-Pearson multidimensional problem	198
<i>Steklov V.K., Korobko V.V., Ohrushak D.V.</i> Minimization of mean square error in two-circuit iterative systems of phase-locking	204
<i>Tikhonov V.A.</i> Generalized moving average model of non-gaussian processes	208
<i>Kolyadenko Yu.Yu., Selivanov K.A., Holod L.N.</i> The analysis of radio paths nonlinearities products	212
<i>Nevlyudov I. SH., Rozdolovskiy YU.M.</i> Representation of technological heredity manifestation processes of electronic devices.	218

PROCESSES IN TELECOMMUNICATION TECHNIQUE ELEMENTS

<i>Netudykhata L.I., Gordienko S.B., Nedashkovsky O.L.</i> System of phase auto tuning with nonlinear feedback.	222
<i>Ohrushak D.V.</i> Two-circuit combined systems of phase auto tuning	228
<i>Steklov V.K., Katasova N.V., Kirpach L.A.</i> Synthesis of transfer function of communication by specifying influence in PAT system with restrictions	234
<i>Drobyk A.V., Topchiy V.V., Nedashkovsky A.L.</i> Phase detector for PFT combined system.	239
<i>Steklov V.K., Ohrushak D.V., Sherepa I.V.</i> Two-circuit system of phase automatic tuning with control unit in the broken control channel of the additional circuit	242
<i>Kovalchuk V.K., Nesen J.B., Shevchenko T.G.</i> Calculation of products of four-wave mixing in DWDM lightwave systems.	246
<i>Netikova L.I.</i> Method for calculation of electromagnetic radiation power absorbed by a person in the process work of the user's stations operation.	251
<i>Sukachyov E.A., Rudyj E.M., Tanko V.A.</i> The analysis of change of the attitude a signal/handicap at movement of mobile station	255
Abstracts.	259

ПРЕДИСЛОВИЕ

Уважаемые коллеги!

Очередной тематический сборник «Проблемы телекоммуникаций» 2003 года выпускается при финансовой поддержке ЗАО «Киевстар Дж. Эс. Эм» и его директора Вячеслава Леонидовича Стерина. Попытка посвятить сборник полностью проблемам систем подвижной связи, к сожалению, не удалась, хотя в Украине около половины ученых и специалистов в области телекоммуникаций в той или иной степени заняты решением этих проблем. Рассчитываем, что в будущем, возможно даже в 2004 году, такой сборник будет выпущен, ибо интерес к системам подвижной связи сохраняется, а популярность их среди потребителей растет и уже около 1,5 млрд чел. на планете пользуется услугами подвижной связи. Таких потребителей достаточно много и в Украине – 4,3 млн чел.

Круг проблем систем подвижной связи во многом пересекается с проблематикой систем абонентского радиодоступа (CARD), которые, по мнению специалистов, займут около трети рынка телекоммуникаций. С появлением новых перспективных стандартов IEEE 802.11 и Hyperline-2 эти системы оказываются более выгодными и удобными в локальных сетях, чем обычные проводные. Кроме того, системы CARD эффективны при организации радиорелейных одноинтервальных линий с потерей скорости до 200 Кбит/с, поскольку такие радиолинии обходятся на два порядка дешевле по сравнению с типовым радиорелейным оборудованием Minilink. Представляет интерес и новое беспроводное оборудование фирмы SMC Networks: ER Connect Turbo, способное обеспечивать связь со скоростями 11 и 22 Мбит/с.

Общее стремление к повышению скорости в канале передачи сохраняется, хотя за каждые 10 Гбит/с соединений в обозримом будущем придется платить десятки тысяч долларов. Кроме проблем чисто канальных, возникает задача разработки сетевых элементов: мультиплексоров, маршрутизаторов, неблокируемых кросскоммутаторов, сетевых адаптеров, процессоров, сетевых терминалов различного назначения. К сожалению, отечественные специалисты пока практически устранены от разработок в данной области – вследствие слишком медленного выхода страны из экономического кризиса. Однако отслеживать всю эту проблематику необходимо для грамотной эксплуатации оборудования уже сейчас и, конечно, для рывка в перспективе.

Кроме того, в телекоммуникационных системах различного назначения существует вечная проблема электромагнитной совместимости, решать которую приходится и на этапе эксплуатации. Это также требует от специалистов глубокого изучения последних тенденций в технике и технологии.



М. Бондаренко



В. Поповский



В. Стерин

Все шире внедряются структурированные кабельные системы, нацеленные на будущее. Особая роль принадлежит волоконно-оптическим линиям и системам, которые, безусловно, займут лидирующие позиции в области телекоммуникаций.

Несмотря на то что на Западе использование технологий xDSL постепенно свертывается из-за необходимости поддержания в работоспособном состоянии местных кабельных линий, в Украине такие технологии успешно развиваются и, очевидно, еще достаточно продолжительное время будут востребованными.

Перечисленные (и многие другие) проблемы, задачи и тенденции развития телекоммуникаций представлены в данном сборнике. Чтобы сделать его по возможности многоплановым, к сотрудничеству были приглашены многие известные ученые из различных городов Украины.

Снова приглашаем всех заинтересованных исследователей на страницы нашего сборника для обсуждения и решения проблем телекоммуникаций, в актуальности и неисчерпаемости которых сомневаться не приходится.

*М. Бондаренко,
ректор ХНУРЭ, д-р техн.
наук, профессор*

*В. Поповский,
зав. кафедрой телекоммуника-
ционных систем ХНУРЭ,
д-р техн. наук, профессор*

*В. Стерин,
директор ЗАО
«Киевстар Дж. Эс. Эм»*

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396.74+621.397.2

*Б. М. БУЛГАКОВ, д-р техн. наук, С. А. КРАВЧУК, Т. Н. НАРЫТНИК, канд. техн. наук,
В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, С. И. ТАТАРЧУК, канд. техн. наук*

КОНЦЕПЦИЯ ПРИМЕНЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВЫХ И СУБМИЛЛИМЕТРОВЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Ранее радиоволны использовались только в радиовещании, дальней радиосвязи, телевидении и радиолокации. Однако с началом массового применения электромагнитного излучения (ЭМИ) возникла еще одна экологическая проблема глобального масштаба. Доказано, что даже слабые электромагнитные поля могут воздействовать на биологические объекты [1; 2]. В частности, это подтверждает лечение людей путем их облучения ЭМИ [3]. Группой экспертов ООН проведен анализ данных, полученных учеными разных стран, и подтверждено существование влияния ЭМИ на нервную систему человека и на его защитные механизмы, препятствующие развитию заболеваний [4]. Таким образом, существует противоречие между дальнейшим развитием телекоммуникационных радиосистем и экологической безопасностью живых организмов на Земле. Данное противоречие можно разрешить, если в телекоммуникационных системах повсеместно начнут применяться новые технологии, позволяющие наращивать объемы передаваемой информации, но на экологически безопасном уровне. Частично подобные технологии уже существуют: это использование спутниковых систем и волоконно-оптических линий связи (ВОЛС). Если бы удалось довести оптическое волокно до каждого абонента, то он имел бы все виды информационных услуг. В результате исчезли бы мощные источники ЭМИ, например эфирное телевидение. Однако названное решение сложно и очень дорого, поэтому необходимы другие, альтернативные. Одним из таких решений может быть использование радиосистем сантиметрового, миллиметрового (ММ) и субмиллиметрового (СММ) диапазонов. В указанных диапазонах, особенно в последних двух, антенны имеют остронаправленное излучение и микромощные передатчики. Тем самым удовлетворяются экологические требования при существенном возрастании объемов передаваемой информации. Этим волнам соответствуют частоты от 30 до 3000 ГГц, т.е. диапазон в 100 раз шире, чем для всех других радиочастот, вместе взятых.

Итак, системы ММ- и СММ-диапазонов имеют малые массу и габаритные размеры, легко перемещаются, их излучение (подобно оптическому) может фокусироваться в узкие лучи, на которые практически не влияют подстилающая поверхность и любые предметы, находящиеся вне луча. Это позволяет организовывать в заданном географическом районе большое количество радиолиний и обеспечивать их электромагнитную совместимость. Высокая концентрация излучения дает возможность использовать малые мощности и малое энергопотребление, а высокая рабочая частота обеспечивает полосу частот для передачи информации до 5 ГГц. Однако системы ММ- и СММ-диапазонов имеют ряд особенностей: они являются системами прямой видимости и на распространение их радиоволн в атмосфере сильно влияют погодные условия [5]. В результате эти диапазоны не использовались для дальней связи. Однако при появлении линий связи ближнего действия ситуация изменилась. К системам ММ-диапазона начал проявляться значительный интерес [6 – 9]. Уже реализованы телекоммуникационные системы ближнего действия, использующие ММ-диапазон. К ним относятся: сеть LMDS (Local Multipoint Distribution Service), работающая в диапазоне 27,5 – 29,5 ГГц; сеть MVDS (Multipoint Video Distribution System), работающая в диапазоне 40,5 – 42,5 ГГц, и др.

Особенности миллиметровых и субмиллиметровых волн. Для радиолиний мощность принятого сигнала может быть рассчитана с учетом затухания в атмосфере по формуле

$$P_r = P_t G_1 G_2 (\lambda/4\pi d)^2 \exp(-\alpha d),$$

где P_t , P_r , – мощности на входе приемника и на выходе передатчика; d – расстояние; α – коэффициент затухания. Значение α зависит от частоты, влажности, высоты над поверхностью земли и других факторов. Накоплены статистические данные, которыми можно пользоваться при расчетах. Наиболее существенным метеорологическим фактором, сильно влияющим на затухание радиоволн, являются дожди. На рис. 1 показана зависимость максимальной дальности, на которой может быть принят цифровой сигнал ФМ-4 передатчика мощностью 10 мВт в спокойной атмосфере и в дождях различной интенсивности R , от частоты. Если приемник и передатчик имеют одинаковые антенны с коэффициентом усиления 36 дБ, сигнал превышает шум на 24 дБ, а приемник имеет коэффициент шума 7 дБ и предельную чувствительность. Существуют частоты, для которых наблюдается поглощение даже в отсутствие дождя, и некоторые участки частот, называемые «окнами прозрачности» атмосферы (на рис. 1 отмечены кружками), где затухание сигнала минимально. Ниже приведены частоты, соответствующие «окнам прозрачности» в ММ- и частично в СММ-диапазонах, и указано затухание сигнала в спокойной атмосфере для этих частот, а также (для сравнения) представлены аналогичные данные по 3 см-диапазону:

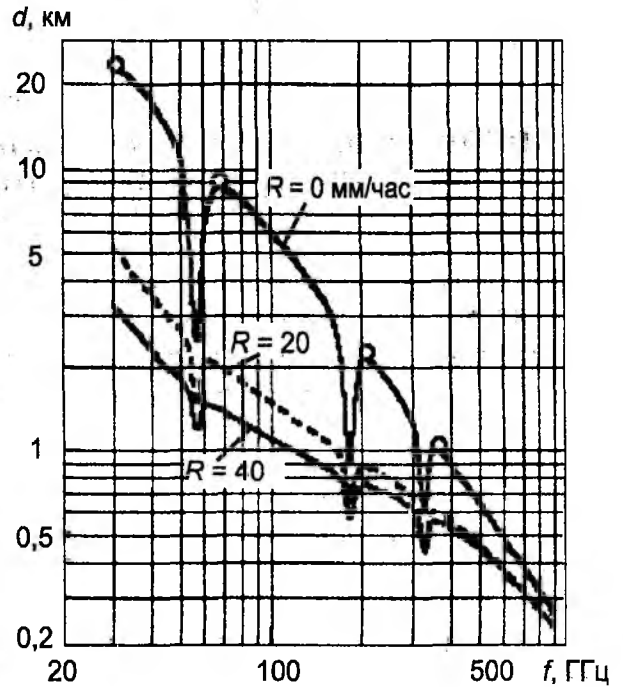


Рис. 1

Окно прозрачности, ГГц	10	35	94	140	240
Поглощение в спокойной атмосфере, дБ/км	0,005	0,07	0,5	1,0	2,2

Разность расстояний в спокойной атмосфере и в дожде определяет необходимый запас чувствительности системы. По мере повышения частоты растет поглощение радиоволн в атмосфере, но если при этом уменьшать длину пролета, то уровень сигнала на входе приемника можно сохранить. Имея статистические данные о том, как часто в данной местности бывают интенсивные дожди, снегопады, туманы и т.д., можно оценить надежность связи и необходимый запас чувствительности приемного устройства. В качестве примера на рис. 2 отражены результаты расчета для 8 мм-диапазона, с учетом погодных условий центральных районов Украины. По оси ординат отложено допустимое время t ухудшения качества связи (минуты в течение месяца). По оси абсцисс отложен необходимый при этом запас чувствительности аппаратуры, рассчитанный для отношения сигнал-шум 43 дБ, для трасс длиной D , равной 1, 3, 5, 7 и 10 км.

Расчет проведен для радиорелейной линии (РРЛ), укомплектованной передатчиком с мощностью 10 мВт, при коэффициенте усиления антенны 39 дБ. Результаты относятся к варианту, в котором требуется превышение уровня полезного сигнала над шумом не менее 43 дБ. Аппаратура может обладать запасом чувствительности до 40 дБ, а из этого следует, что при допустимом времени ухудшения качества связи до 60 мин в течение месяца данная РРЛ может быть использована на расстояниях до 7 км.

Следует иметь в виду, что ухудшение качества связи не означает прекращения связи вообще. Даже при потерях до 40 дБ система связи продолжает работать. Для малых трасс (около 1 км) при запасе чувствительности в 20 дБ время снижения качества канала связи составит не более нескольких минут в течение месяца.

Из изложенного следует, что для систем с коротким пролетом снижаются технические требования к аппаратуре и далеко не столь существенно поглощение этих волн в атмосфере и в осадках. При пролетах менее 1 км могут использоваться передатчики с мощностью около 1 мВт, и они способны обеспечить надежную связь практически при любых погодных условиях. На коротких пролетах, измеряемых сотнями метров, РРЛ могут работать во всех окнах прозрачности ММ- и СММ-диапазонов, указанных выше. А проблемы, вызванные поглощением ММ- и СММ-волн в атмосферных осадках, в значительной степени теряют остроту. С другой стороны, радиорелейные линии ММ- и СММ-диапазонов имеют малые габаритные размеры и массу, высокую мобильность, способны передавать большой объем информации и характеризуются узкой диаграммой направленности, что при малой мощности обеспечивает экологическую безопасность системы и затрудняет несанкционированный доступ к информации. В локальных информационных сетях, действующих на расстояниях менее 1,5 км, могут применяться

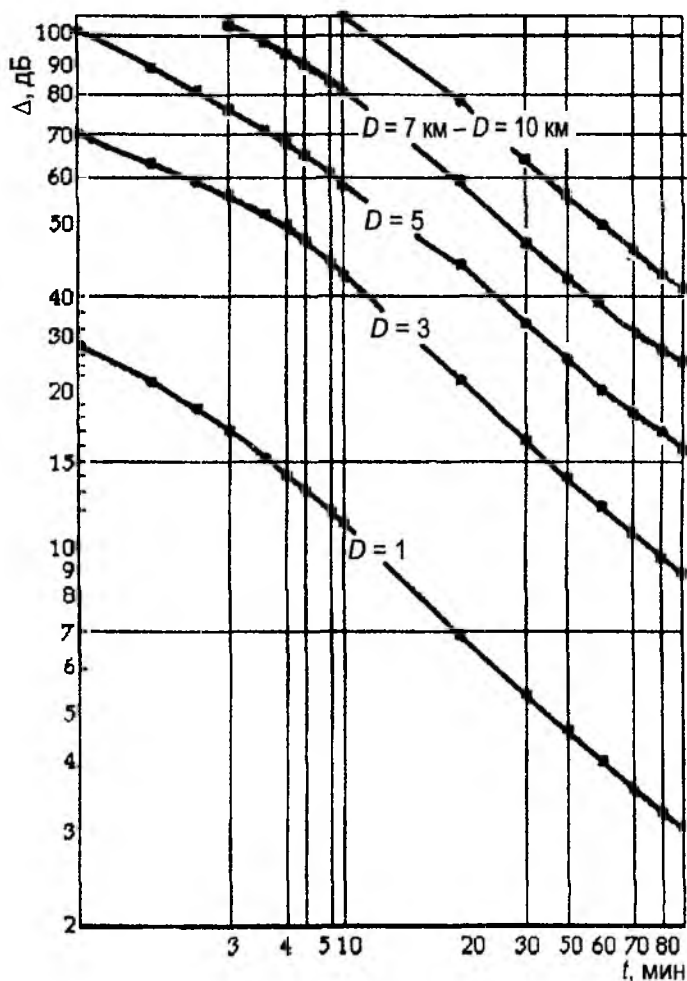


Рис. 2

частоты, на которых происходит интенсивное поглощение радиоволн атмосферным кислородом [8]. В этом случае поглощение является не недостатком, а преимуществом, так как атмосфера экранирует отдельные системы друг от друга и устраняет их взаимные помехи.

Радиорелейные системы прямой видимости на большие и средние пролеты. РРЛ прямой видимости сантиметрового и длинноволновой части ММ диапазона являются неотъемлемой частью любых радиосистем [10]. Они обеспечивают функционирование радиолиний между базовыми станциями сотовой связи, объединяют компьютерные сети и районные АТС, используются для связи с удаленными пунктами в пределах городской застройки и промышленных зон, где прокладка кабелей затруднена. Особенно необходимы такие РРЛ ММ-диапазона в крупных городах при наличии трасс, где ощущаются проблемы, связанные со взаимными помехами станций, а также станций и спутниковых систем. В ММ-диапазоне предоставляется значительно больший простор при выборе рабочих частот. Эти системы широко распространены и могут войти в качестве составных частей в более сложные телекоммуникационные системы ММ- и СММ-диапазонов. Существует большой ассортимент подобных РРЛ, и их выбор полностью зависит от конкретного проекта. Предполагается их использовать в качестве радиолиний между удаленными сотами систем ММ- и СММ-диапазонов, которые будут рассмотрены отдельно.

Системы многостанционного радиодоступа. Сверхвысокочастотные сотовые системы ММ-диапазона [11] способны обеспечить интерактивную связь с большим числом абонентов. Эти возможности можно показать на примере системы сантиметрового диапазона MITRIS, которая действует в ряде городов Украины.

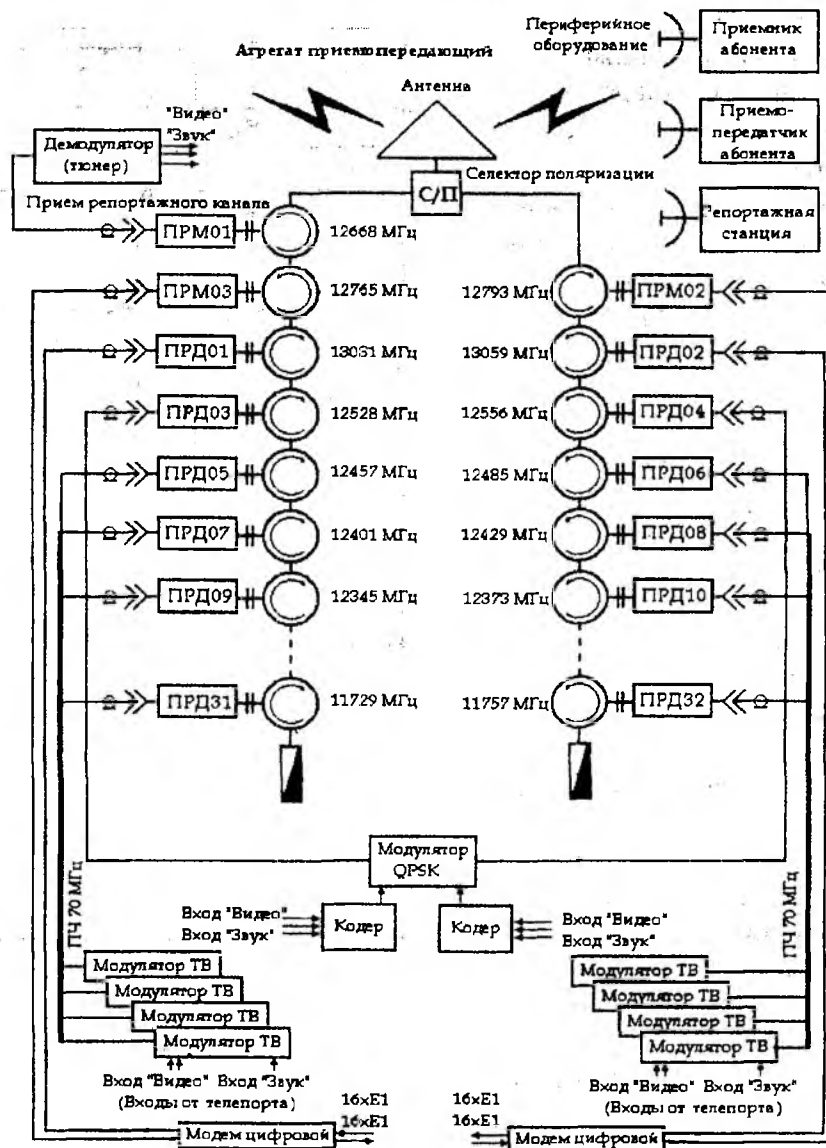


Рис. 3

Система MITRIS имеет антенну с круговой диаграммой направленности, ширина которой в вертикальной плоскости составляет 4 – 5°. Она создает информационное поле в радиусе до 40 км и предназначена в основном для распределения телевизионных программ. Структура ее центральной приемопередающей станции показана на рис. 3. Стремление получить прибыль с минимальными затратами обусловило использование аналогового телевидения, несмотря на то что в цифровом виде можно передать в шесть раз больше телепрограмм. Местное кабельное телевидение конкурирует с MITRIS либо входит в ее состав в качестве коллективного абонента.

Одним из препятствий на пути распространения MITRIS по территории Украины является совпадение части ее рабочих частот с частотами спутниковых систем связи. Чтобы избежать этого, используются приемные станции с узкой диаграммой направленности антенн и выбирается рациональное место расположения центральной станции. Но в городе,

при наличии отражений сигналов, иногда трудно избавиться от помех только указанными средствами [12 – 14]. И тогда приходится корректировать частотный план системы. При переходе в ММ-диапазон устранение взаимных с другими радиосредствами помех значительно упрощается.

Другое препятствие заключается в том, что MITRIS – система прямой видимости. А это означает, что многие потенциальные абоненты попадают в «мертвые зоны», затененные рельефом местности или строениями, т. е. недоступные для сигнала базовой станции (БС). Поэтому в состав системы должны войти дополнительные технические средства. К ним относятся: пассивные и активные ретрансляторы, локальные кабельные сети. Однако создание подобных дополнительных средств только для распределения телепрограмм не оправдывает себя экономически. Иное дело – полностью цифровая система ММ-диапазона, объединяющая в одном групповом потоке практически все виды информации: телефонную связь, телепрограммы, Интернет и др. Для подобной системы окупается создание инфраструктуры, предназначенной для охвата практически всех жителей региона.

Расстояние между спутником и абонентом на Земле очень большое. Поэтому увеличение поглощения в атмосфере от 0,012 дБ/км в сантиметровом диапазоне до 0,14 дБ/км в 8 мм-диапазоне делает нецелесообразным использование ММ-, а тем более СММ-волн на трассах Земля – космос в спутниковых системах. Тем самым снимаются проблемы, вызванные взаимными помехами данных систем и спутниковых систем связи. В отличие от MITRIS, система ММ-диапазона должна быть полностью цифровой. Радиус охвата территории БС ММ-диапазона составит 5 – 10 км. Поэтому для покрытия большой территории понадобится много ретрансляторов. В результате систему можно назвать сотовой телекоммуникационной системой ММ-диапазона. Назначение этой системы состоит в том, чтобы интегрировать существующие виды связи и предоставить жителям города и его пригородов все виды информационных услуг. А именно: телепрограммы; телефон и видеотелефон; электронную почту и Интернет; охранную сигнализацию; включение в локальные сети; справочные данные; автоматизированные системы контроля (транспорта, экологической обстановки, расходования энергетических ресурсов, навигационные системы летательных аппаратов и т. д.). Наиболее впечатляет возможность быстрого развития на основе системы ММ-диапазона самого массового вида связи – телефонии. При этом отпадает необходимость в строительстве и эксплуатации кабельных сетей, зданий АТС, сокращаются затраты на содержание обслуживающего персонала и другие эксплуатационные расходы. Появляется возможность в короткий срок обеспечить услугами телефонной связи и другими информационными услугами огромный контингент жителей и снизить себестоимость этих услуг.

Структура сети базовых станций системы ММ-диапазона приведена на рис. 4. Станции-ретрансляторы должны располагаться в соответствии с рельефом местности и застройкой населенных пунктов. Каждый ретранслятор перекрывает зону в радиусе 5 – 10 км.

Подобную систему можно условно разбить на три составляющие. *Первая составляющая* (см. рис. 4) – это центральная базовая станция (ЦБС) и комплекс БС, выполняющих функции ретрансляторов. ЦБС содержит телепорт для обмена информацией со спутниковыми системами, узел связи с местными телефонными сетями и коммутатор, обеспечивающий формирование цифровых потоков и коммутацию сигналов внутри системы. Если большое число БС – это недостаток, то он компенсируется отсутствием проблем со спутниковыми системами связи и расширением полосы используемых рабочих частот до 4 ГГц и более. В такой полосе можно применить совместное частотное и временное уплотнение цифровых потоков. Используя поляризационную развязку между соседними каналами и фильтры с полосой 0,5 %, можно реализовать работу на общую антенну до 20 передатчиков с частотами, отстоящими друг от друга на 90 мГц, и прием 20 обратных каналов. Таким образом, система будет иметь до 20 стволов с полосой до 70 мГц каждый. Временное уплотнение в каждом из каналов позволит передать цифровые потоки, соответствующие загрузке примерно 1000

телефонных каналов. Если задействовать все стволы, то в общей сложности система способна обеспечить одновременную работу до 20 000 дуплексных цифровых телефонных каналов.

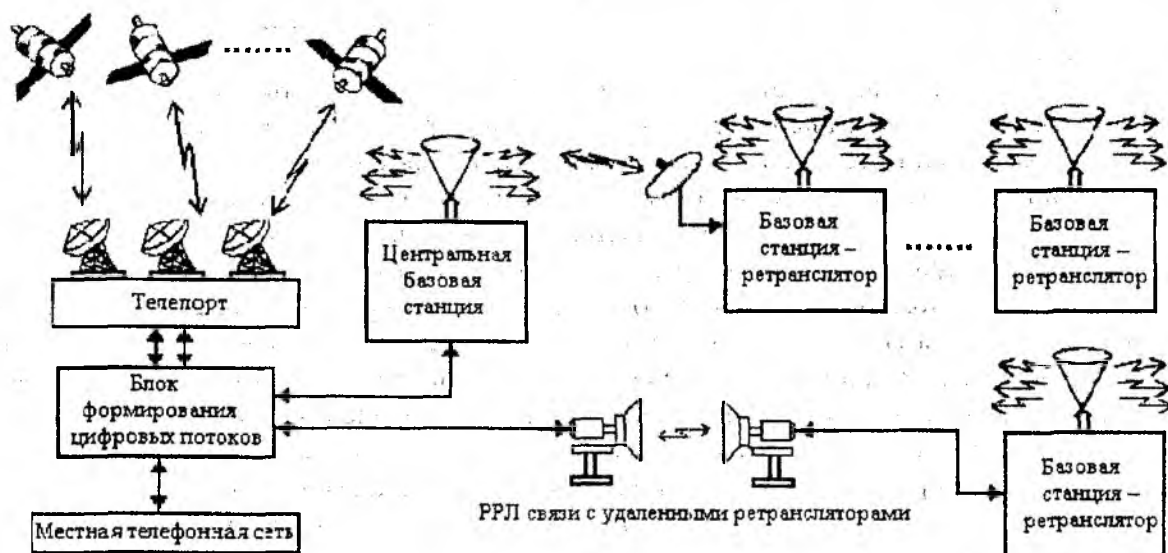


Рис. 4

С учетом неодновременности использования системы связи абонентами и существующих возможностей уплотнения цифровой информации число обслуживаемых системой абонентов составит несколько миллионов. Этого более чем достаточно даже для очень крупного города. Кроме того, может осуществляться коммутация сигналов в пределах зоны каждого ретранслятора. Имея столь большие возможности, можно сохранять значительную часть стволы в резерве для повышения надежности системы и на случай помех со стороны других радиосредств. По мере совершенствования аппаратуры временного уплотнения полоса частот каналов может быть расширена. Окончательный выбор полосы частот и количества стволы зависит от возможностей аппаратуры временного уплотнения. Ретрансляторы – БС могут работать на одинаковых частотах, так как узкая диаграмма антенн приемных станций позволит избежать интерференции сигналов разных БС. Если же интерференция все же возникнет, ее можно устранить с помощью поляризационной развязки или путем перехода на резервные частоты. Проблема заключается только в том, как развязать вход и выход ретранслятора между собой.

Предполагается использовать БС двух типов. При первом варианте в БС, как и в ЦБС, в антенном тракте складываются сигналы от независимых источников: усилителей или генераторов. В этом случае достигается высокий уровень сигнала на выходе из ретранслятора и имеется возможность изменять частоты выходных сигналов по отношению к частотам входных сигналов. Появляется возможность обслуживания абонентов внутри зоны БС, без выхода на ЦБС. При втором варианте БС принимает групповой канал непосредственно от ЦБС или от других БСР и после соответствующего усиления излучает этот же групповой сигнал в открытое пространство. Развязка между входом и выходом БСР осуществляется за счет диаграмм направленности приемной и передающей антенн ретранслятора и путем чередования поляризации. Для приема и передачи используются отдельные антенны, и передающая антенна в горизонтальной плоскости может иметь диаграмму направленности в секторе углов 90° , 120° , 180° или 270° . Для связи между ЦБС и БС, удаленными на значительные расстояния, используются направленные РРЛ СМ- либо ММ-диапазона. Таких РРЛ существует достаточно много, и выбираются те, которые способны перекрыть заданные пролеты и обеспечить передачу необходимых объемов информации.

В телекоммуникационных системах существует так называемая «проблема последней мили». Сетью БС создано простирающееся над городом сплошное информационное поле.

Как теперь войти в это поле многочисленным пользователям системы? Существует проблема, как доставить сигнал абонентам, находящимся в зонах, затененных зданиями или рельефом местности от прямого сигнала БС. Необходимы дополнительные технические средства, позволяющие пользователям подключиться к БС или к другому абоненту. Эти средства и являются *второй составляющей* системы. Оценки показывают, что подавляющее большинство пролетов, которые необходимо перекрыть, находится в пределах от сотен метров до двух километров. Если расстояние меньше 100 м, то можно проложить кабель, но при этом сузится полоса передаваемых частот. Могут быть использованы пассивные ретрансляторы, но главную роль должны сыграть специально для этой цели созданные РРЛ ближнего действия коротковолновой части ММ- и СММ-диапазонов. Важно обеспечить низкую стоимость и простоту этих РРЛ, так как при их массовом использовании стоимость типичной РРЛ сильно повлияет на общую стоимость системы. Особенности РРЛ ближнего действия коротковолновой части ММ- и СММ-диапазонов более подробно рассмотрены ниже.

Сеть БС в условиях города способна «осветить» главным образом верхние этажи и крыши зданий. Там, куда попадает сигнал системы, могут быть установлены станции абонентов. Эти станции и являются *третьей составляющей* системы. Пользователи системы имеют значительные различия в финансовых возможностях и потребностях, велики и различия в конструкции и расположении зданий. Это приводит к необходимости разработки комплекса средств, способных удовлетворить потребности пользователей в любых условиях. Рассмотрим три вида станций абонентов.

1. Приемная станция индивидуального пользователя (рис. 5, а). Учитывая высокую стоимость передающей аппаратуры, некоторые индивидуальные пользователи предпочтут иметь только приемную станцию. В этом случае им можно доставить телепрограммы и услуги быстрого Интернета. Практически такая станция обеспечивает те же услуги, что и спутниковое телевидение. Поэтому данный вид станций не получит широкого применения.

2. Приемопередающая станция индивидуального пользователя (рис. 5, б). Этот вид отличается тем, что станция работает в интерактивном режиме. Интернет связан с системой широкополосным радиоканалом. Пользователь получает в свое распоряжение телефон. Стоимость станции возрастает из-за наличия в составе аппаратуры передатчика и цифровой системы разделения каналов. Учитывая высокую стоимость аппаратуры, эта станция будет доступна лишь узкому кругу пользователей.

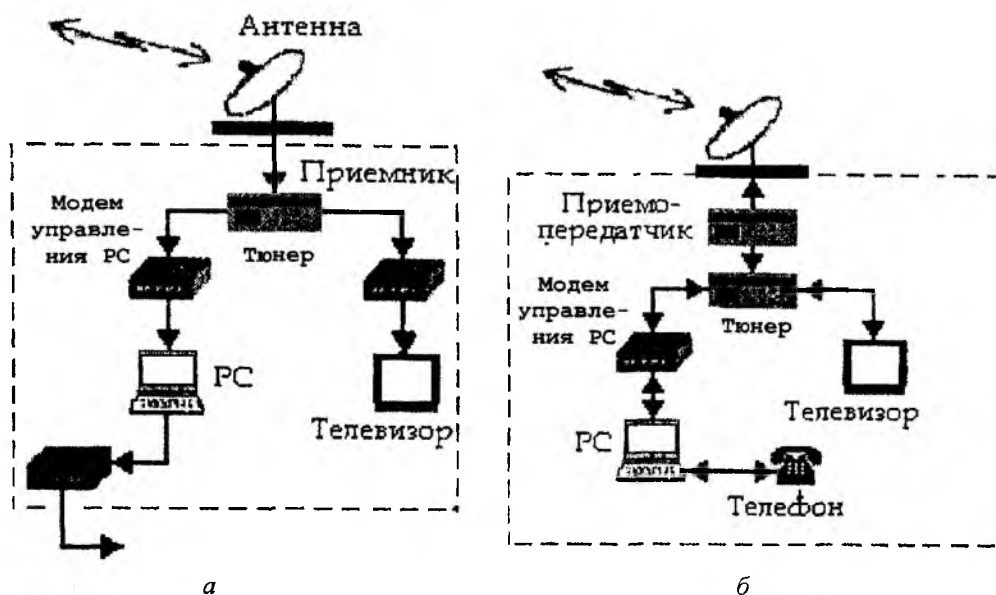


Рис. 5

3. Приемопередающая станция коллективного пользования (рис. 6). Высокая стоимость этой станции компенсируется большим числом пользователей, обслуживаемых ею через распределительную систему. Поэтому данный вид станций будет основным в системе. Принятая информация с помощью кабельной системы доставляется абонентам. Для доставки сигналов абонентам можно использовать также низкочастотные радиосистемы, действие которых ограничивается территорией здания (ближним эфиром). В этом случае действие системы напоминает систему мобильной связи, но с широкой полосой частот и малой мощностью излучения. В составе БС и приемопередающих станций коллективного пользования в качестве ближних линий связи найдут эффективное применение РРЛ ММ- и СММ-диапазонов с короткими пролетами.

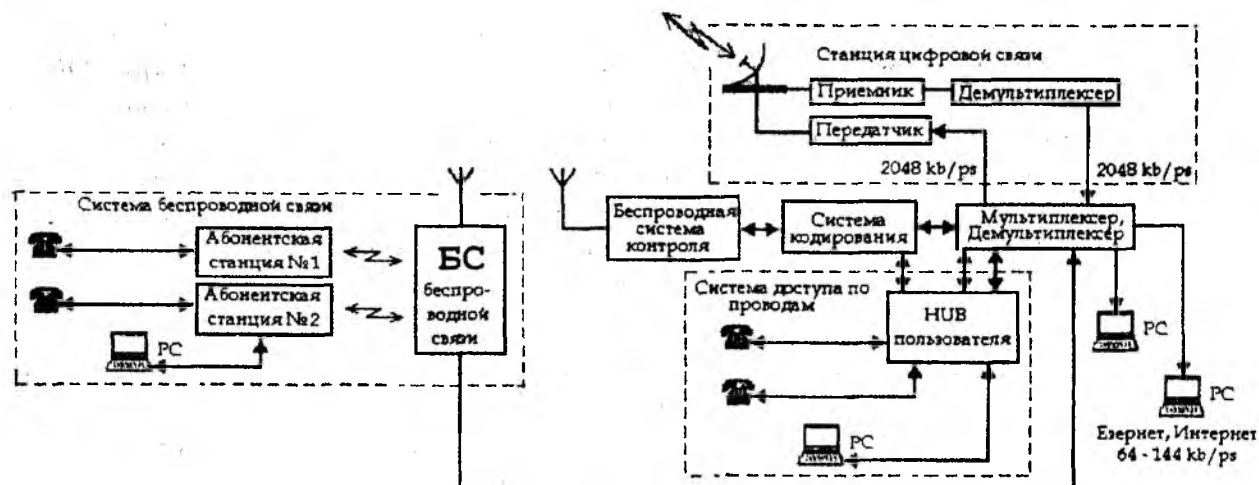


Рис. 6

Все большее распространение получают новые технологии, которые дают возможность в сравнительно узкой полосе частот передать огромные объемы информации. Особенно перспективно применение технологий Интернета, позволяющих большому числу пользователей одновременно общаться между собой на одной и той же частоте или через общий кабель. Все эти технологии могут быть реализованы в предлагаемой системе.

Отметим, что здесь основное внимание уделено особенностям построения одного из вариантов телекоммуникационных систем ММ-диапазона, поэтому оставлены в стороне вопросы применения протоколов связи и многие другие частные вопросы использования системы.

РРЛ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов с короткими пролетами. Выше упоминалось, что на коротких пролетах можно использовать РРЛ в диапазонах частот 35, 94, 140 и 240 ГГц. На всех частотах длина пролета превосходит 2 км. Можно было бы осваивать частоты вплоть до 3000 ГГц, но в настоящее время отсутствует необходимая для этого элементная база. На рис. 1 прослеживается тенденция сокращения требуемого динамического диапазона РРЛ по мере уменьшения пролета. При длине пролета в 1 км и запасе чувствительности всего в 10 дБ отношение сигнал-шум может быть меньше 24 дБ менее 10 мин в течение месяца. Уменьшение динамического диапазона системы и повышение уровня сигнала на входе приемника позволяют для коротких пролетов существенно упростить аппаратуру и снизить ее стоимость. Мощность передатчика может быть довольно малой. Например, на частоте 140 ГГц (длина волны 2,15 мм) при мощности всего 1 мВт возможна надежная связь при длине пролета до 1 км. Отклонения луча в результате воздействия различных внешних факторов практически не сказываются на коротких пролетах. К тому же не вызывает трудностей визуальная ориентировка лучей станций. Поэтому можно использовать антенны с узкими диаграммами направленности, менее $0,5^\circ$, и с большими

коэффициентами усиления. В диапазоне 140 ГГц диаметр антенны с коэффициентом усиления около 50 дБ не будет превышать 150 мм.

Простейший вариант подобной РРЛ ближнего действия (рис. 7) работает без усилителя мощности, и сигнал на антенну поступает непосредственно с преобразователя частоты вверх. Используется общий гетеродин — для преобразования частоты как вверх, так и вниз. В РРЛ для развязки передающего и приемного каналов передача и прием сигнала ведутся с разной поляризацией.

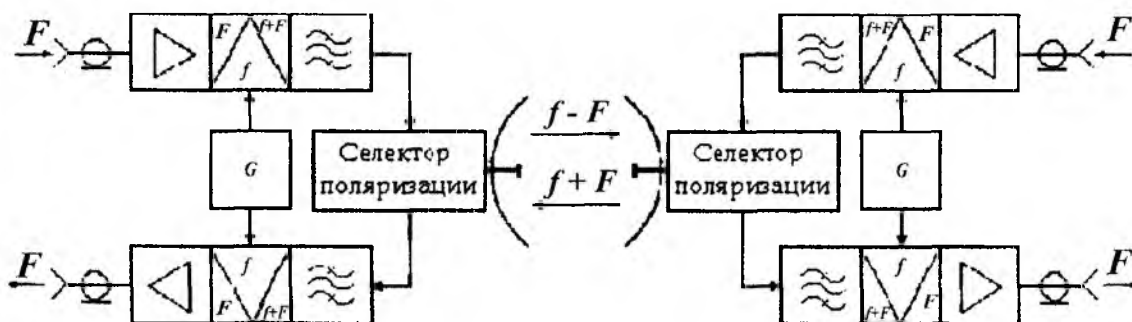


Рис. 7

Разность частот передатчика и приемника равна $2F$, где $F = 0,9 \div 2,0$ ГГц. Это частота, на которой передается групповой сигнал. Обычно поляризационные селекторы обеспечивают переходное затухание между каналами до 40 дБ. В сочетании с полосовыми фильтрами можно обеспечить достаточную развязку между каналами. Для симплексных РРЛ, где одна из станций передающая, а вторая приемная, нет необходимости применять поляризационные селекторы, и это также упрощает конструкции станций. Во многих случаях абонентам системы требуется не очень широкая полоса частот и ограниченное число каналов; тогда упрощается преобразователь частоты вверх. Таким образом, стоимость аппаратуры ММ-диапазона для коротких трасс может быть существенно снижена. В длинноволновой части ММ-диапазона применяются элементы, которые мало отличаются от элементов сантиметрового диапазона. На рынке появляются транзисторы ММ-диапазона для все более высоких частот, однако для самых коротких волн пока транзисторов нет. Поэтому в системах, подобных изображенной на рис. 7, в качестве генераторов и преобразователей частоты могут использоваться лавинно-пролетные диоды (ЛПД). Таким образом, техническая возможность построения систем связи ММ-диапазона не вызывает сомнений. Сложнее обстоит дело с СММ-диапазоном.

Для длин волн короче 3 мм малый размер волновода, высокие требования к точности его изготовления и большие потери энергии на единицу длины заставляют искать другие технические решения. Одно из них основано на использовании сверхразмерных волноводов. Широкое применение находят квадратные металло-диэлектрические волноводы с размером сечения 14×14 мм², используемые в частотном диапазоне 118 – 260 ГГц, и с размером 10×10 мм² — в диапазоне 178 – 405 ГГц. Эти волноводы обладают малыми потерями, однако в них могут возбуждаться нежелательные моды. Для коротких отрезков волновода указанный недостаток не имеет существенного значения. Для данных размеров сечений разработаны аналоги всех волноводных устройств и построены устройства, которые на обычных волноводах построить невозможно. Применение поляризаторов в виде решеток, уголкового отражателей и других средств, заимствованных из оптики, позволяет в квадратном сверхразмерном волноводе управлять движением сигналов с

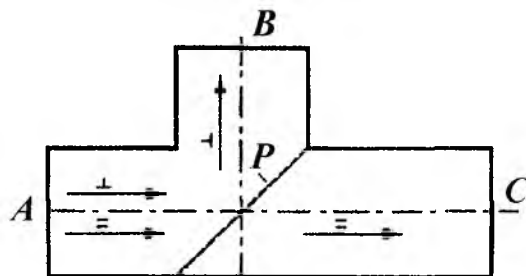


Рис. 8

ортогональной поляризацией. Например, поляризационный селектор на сверхразмерном волноводе (рис. 8) разделяет с помощью решетки P из тонких проволочек поступающие на вход A сигналы с ортогональной поляризацией. Если же вращать решетку P , то устройство будет играть роль поляризационного делителя сигнала или аттенюатора.

Особую роль могут сыграть открытые резонаторы (ОР). Высокая добротность, разреженный спектр колебаний и практически неограниченный диапазон рабочих частот (вплоть до оптического диапазона) привлекают внимание к ОР. В отличие от характеристик объемных резонаторов, характеристики ОР при повышении частоты улучшаются. На основе ОР

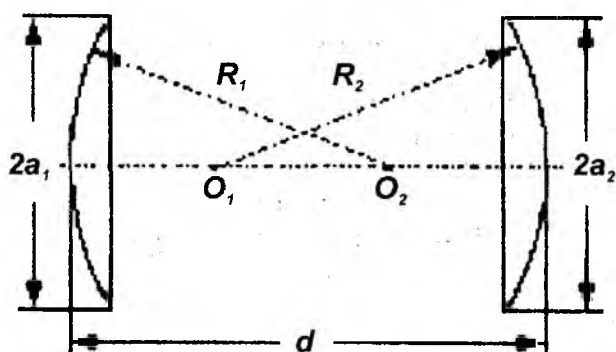


Рис. 9

можно построить активные приборы ММ- и СММ-диапазонов, а также многофункциональные приборы [15]. В числе функций последних может быть и излучение через полупрозрачное зеркало, как это имеет место в лазерах. Наиболее часто используются ОР с плоскими и сферическими (рис. 9) зеркалами. Число пучностей q стоячих волн вдоль оси ОР называют продольным индексом моды колебаний. Длина ОР $d = q\lambda/2$, а число Френеля $N = a^2 / \lambda d = 1,2 \div 1,5$ определяет апертуру зеркал a .

Размеры ОР велики по сравнению с длиной волны, на их основе можно построить активные приборы и приемопередающие модули ММ- и СММ-диапазонов. Если одно из зеркал ОР полупрозрачное, то оно может служить антенной или использоваться как облучатель параболического зеркала. В этом случае антенны могут иметь диаграмму направленности менее $0,5^\circ$ и большой коэффициент усиления.

Обзор работ по исследованию твердотельных квазиоптических приборов ММ-диапазона имеется в [15]. Полученные результаты свидетельствуют о том, что на основе ОР могут быть созданы высокостабильные генераторы, преобразователи частоты вверх и вниз, устройства с когерентным сложением мощности многих твердотельных источников, умножители частоты, приборы, интегрирующие несколько функций в одном резонаторе. Ведутся работы по применению фотолитографии и других планарных микроэлектронных технологий при разработке твердотельных квазиоптических приборов [16].

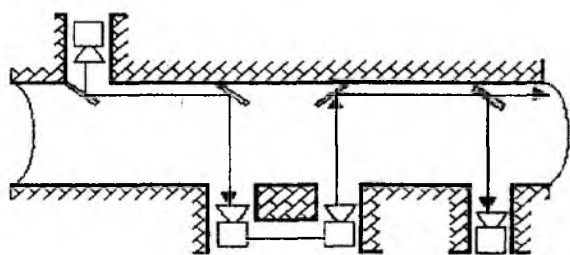


Рис. 10

Кроме квазиоптических приборов, можно построить системы связи, похожие по своей структуре на оптические. Высокие отражающие свойства ММ- и СММ-волн открывают возможности для использования самых разных видов пассивных ретрансляторов, изменяющих направление луча и способных эффективно управлять поляризационными характеристиками сигналов. Один из примеров подобной системы приведен на рис. 10. Особенно перспективны такого рода системы в туннелях, метро, шахтах. Защищен-

ность пространства от погодных влияний обеспечивает радиосистемам рассматриваемых диапазонов достижение их предельно возможных характеристик.

Таким образом, средства радиосвязи ММ- и СММ-диапазонов способны обеспечить надежную связь и передачу больших объемов информации на коротких расстояниях. На их основе может быть создана цифровая интегрированная телекоммуникационная система, покрывающая своими сотами территорию крупного города или любого другого населенного

пункта и способная предоставить информационные услуги практически каждому жителю. Широкая полоса частот, малая мощность и узкая диаграмма направленности антенн обеспечивают абонентам возможность обмена большими объемами информации и экологическую безопасность системы. Освоение новых, ранее не используемых диапазонов и значительное увеличение объемов передаваемой информации наделяют систему качественно новыми свойствами. Система интегрирует существующие телекоммуникационные системы и может стать важным звеном глобальной информационной системы. Малые расстояния пролета сигнала в ММ- и СММ-диапазонах позволяют упростить аппаратуру и снизить ее стоимость, а большое поглощение этих волн в атмосфере снижает взаимные помехи и затрудняет несанкционированный доступ к информации.

Список литературы: 1. Булгаков Б.М. Экологические проблемы современной радиоэлектроники / Б.М. Булгаков, В.Н. Скрасанов, А.Ф. Яненко // Радиотехника. 1998. Вып. 108. С. 3 – 10. 2. Холодова Ю.А. Реакции нервной системы человека на электромагнитные поля / Ю.А. Холодова, Н.Н. Лебедева. М.: Наука, 1992. 154 с. 3. Девятков Н.Д. Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности / Н.Д. Девятков, М.Б. Голант, О.В. Бецкий. М.: Радио и связь, 1991. 168 с. 4. Гигиенические критерии состояния окружающей среды. Радиочастоты и микроволны / Совмест. изд. Программы ООН по окружающей среде, Всемир. орг. здравоохранения и Междунар. ассоц. по радиационной защите. Женева, 1984. 145 с. 5. Факторы, влияющие на распространение ММ-волн в приземном слое атмосферы / Г.К. Загорин, А.Ю. Зражевский, Е.В. Коньков и др. // Журн. радиоэлектроники. 2001. № 8. 6. Быстров Р.П. Миллиметровые волны в системах связи / Р.П. Быстров, А.В. Петров, А.В. Соколов // Там же. 2000. № 5. 7. Gulyaev Y.V. World Mobile communication // Financial Times Conf., 1990, 24 – 25 Sept., London. 8. Любченко В.Е. Линии связи миллиметрового диапазона волн в локальных информационных сетях / В.Е. Любченко, А.В. Соколов, Л.В. Федорова // Радиотехника. 1998. № 12. С. 68 – 75. 9. Бирюков В.А. Применение миллиметровых радиоволн на сотовых линиях связи небольшой протяженности в городе / В.А. Бирюков, Ю.В. Гуляев, А.В. Соколов // Радиотехника. 1995. П, С. 3 – 5.1. 10. Радиорелейная связь сегодня / Т.Н. Нарытник, В. Сайко, В. Потенко, А. Войтенко // Сети и телекоммуникации. 2001. № 4. С. 38 – 45. 11. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах / Т.Н. Нарытник, В.П. Бабак, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук // Киев: Тэхника, 2000. 12. Распространение ультракоротких волн в городах / А.Н. Куликов, Ю.В. Лаврентьев, Г.А. Пономарев и др. // Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. 1991. Т. 42. 13. Экспериментальные исследования отражения и рассеяния миллиметровых волн от шероховатых поверхностей зданий / Ю.В. Лаврентьев, А.В. Соколов, Л.В. Федорова и др. // Радиотехника и электроника. 1990. Т. 35, № 3. 14. Лаврентьев Ю.В. Квазидетерминированная трехмерная модель многолучевого канала распространения миллиметровых волн в городской застройке // Журн. радиоэлектроники. 2000. № 5. 15. Borodkin A.B. Quasi-optical solid-state oscillators / A.B. Borodkin, B.M. Bulgakov // Telecommunications and Radio Eng. 1997. Vol. 51, N 4. P. 1 – 21. 16. Millimeter and submillimeter wave quasi-optical oscillator with Gunn diodes / J. Bae, Y. Aburakaba, H. Kondo et al. // IEEE Trans. of Microwave Theory and Techn. 1993. Vol. MTT-41, N 10. P. 1851 – 1855.

Харьковский национальный

университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 14.05.2003

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АДАПТИВНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В ДАТАГРАММНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Сегодня наиболее распространенными протоколами маршрутизации в IP-сетях, реализующих датаграммный режим информационного обмена, являются RIP, OSPF и EIGRP, в основу которых положены алгоритмы поиска кратчайшего пути. Как показала практика, маршрутизация поступающего в сеть трафика вдоль единственного кратчайшего пути, который вычисляется в соответствии с некоторой метрикой и без учета текущей загрузки направлений связи, приводит к неэффективному использованию ресурсов. С целью устранения данной проблемы была разработана концепция Traffic Engineering (TE), которая формулирует в общем виде задачу и требования к степени использования сетевых ресурсов: достижение сбалансированности загрузки всех ресурсов. Концепция TE вызывает необходимость пересмотра основных стратегий маршрутизации и требует реализации принципов системного подхода при решении маршрутных задач. С учетом системных требований наиболее адекватную формализацию динамических процессов обеспечивают модели, представленные в пространстве состояний. Примером такой модели является динамическая модель адаптивной маршрутизации, разработанная в [1] и развитая в направлении сетей с виртуальными соединениями [2], гибридных сетей [3] и сетей с комбинированным типом маршрутизации [4]. В этой связи особую актуальность приобретает ее экспериментальное исследование с целью выработки рекомендаций по практической реализации.

Основные задачи экспериментального исследования модели маршрутизации: анализ свойств прогнозирования модели и исследование ее работы в режиме, близком к перегрузке, а также влияния параметров модели на основные показатели эффективности сети.

Математическая модель маршрутизации. Модель телекоммуникационной сети (ТКС) может быть представлена следующей системой управляемых уравнений загрузки буферов очередей на маршрутизаторах:

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

где $b_{i,l}(k) = c_{i,l}(k)\Delta t$; $y_{i,j}(k) = \zeta_{i,j}(k)\Delta t$; $i, j = \overline{1, N}$; $k = 0, 1, 2, \dots$; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ – период перерасчета маршрутных переменных; N – число маршрутизаторов в сети; $x_{i,j}(k)$ – объем данных, находящихся на маршрутизаторе i и предназначенных для передачи j -му маршрутизатору в момент времени t_k ; $c_{i,j}(k)$ – скорость передачи данных в момент времени t_k в тракте (i, j) ; $u_{i,l}^j(k)$ – доля пропускной способности тракта (i, l) , выделенная пользовательскому трафику с адресом j в момент времени t_k ; $\zeta_{i,j}(k)$ – интенсивность поступления данных на i -й маршрутизатор в момент времени t_k с адресатом j от пользователей сети.

Система уравнений (1) описывает ТКС как дискретную управляемую динамическую систему, где управляющими переменными являются маршрутные переменные $u_{i,l}^j(k)$. При решении маршрутной задачи, оптимальной по некоторому критерию, система (1) выступает в качестве динамических ограничений. Кроме динамических ограничений (1), на переменные

состояния и маршрутные переменные накладываются минимаксные и интегральные ограничения, связанные с физическим смыслом этих переменных:

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

$$0 \leq u_{i,l}^j(k) \leq 1, \quad (3)$$

$$\sum_{n=1}^N u_{i,l}^n(k) \leq 1, \quad (4)$$

где $x_{i,j}^{\max}$ – максимально допустимая величина очереди на маршрутизаторе i для трафика с адресатом j .

Система уравнений (1) может быть представлена в векторно-матричной форме:

$$X(k+1) = X(k) + BU(k) + Y(k), \quad (5)$$

где $X(k) = [x_{1,2}(k), \dots, x_{i,j}(k), \dots, x_{N,N-1}(k)]^T$ – вектор загрузки буферных устройств на маршрутизаторах транспортной подсистемы в момент времени размерности $N(N-1)$; $U(k) = [u_{1,2}^2(k), \dots, u_{i,l}^j(k), \dots, u_{N,N-1}^{N-1}(k)]^T$ – вектор маршрутных переменных размерности $N(N-1)^2$, в соответствии с которыми в сети реализуется процесс маршрутизации в момент времени t_k ; $B(k)$ – матрица пропускных способностей трактов между маршрутизаторами в момент времени t_k размерности $N(N-1) \times N(N-1)^2$, элементами которой являются $b_{i,j}(k)$; $Y(k) = [y_{1,2}(k), \dots, y_{i,j}(k), \dots, y_{N,N-1}(k)]^T$ – вектор пользовательской нагрузки в момент времени t_k размерности $N(N-1)$.

Периодический сбор информации (через каждые Δt) о состоянии сети в виде компонент вектора $X(k)$, а также об интенсивности поступающей в сеть абонентской загрузки $Y(k)$ наделяет приведенную модель маршрутизации свойством адаптивности.

В качестве критерия оптимальности для решения задачи маршрутизации в рамках приведенной модели выберем минимум квадратичного функционала

$$J = \sum_{k=0}^{a-1} [X^T(k) \cdot Q_X \cdot X(k) + U^T(k) \cdot Q_U \cdot U(k)] \rightarrow \min, \quad (6)$$

где a – количество интервалов Δt , для которых осуществляется расчет маршрутных переменных; Q_X , Q_U – диагональные неотрицательно определенные весовые матрицы, обусловленные приоритетностью очередей и важностью цифровых трактов передачи данных.

Физически функционал (6) характеризует суммарную стоимость использования сетевых ресурсов при организации адаптивной маршрутизации. При этом первое слагаемое определяет затраты по использованию буферных устройств маршрутизаторов сети, а второе – количественно отображает стоимость использования канальных ресурсов ТКС. Введение $a > 1$ дает возможность учета величины поступающей (или ожидаемой) нагрузки в момент времени t_k (в дальнейшем на k -м временном интервале) на некотором упреждающем интервале (интервале прогнозирования) $T = a\Delta t$.

Таким образом, задача адаптивной маршрутизации может быть представлена как оптимизационная задача по минимизации стоимостного функционала (6) при ограничениях (2) – (5), для решения которой разработаны эффективные подходы в рамках методов вариационного исчисления [2; 5].

Показатели эффективности функционирования. Важным достоинством предложенной модели является возможность непосредственной аналитической оценки производительности сети и степени использования ее ресурсов в процессе функционирования. Производительность сети на k -м временном интервале можно оценить по величине доставленной получателям сети нагрузки $Y'(k)$. Данная величина зависит от конфигурации сети, пропускных способностей отдельных направлений связи и применяемой стратегии маршрутизации, т.е. текущего значения маршрутных переменных, и может быть выражена следующим образом:

$$Y'(k) = \sum_i^N \sum_j^{N-1} b_{i,j} u_{i,j}^j(k). \quad (7)$$

Тогда относительная производительность сети на k -м временном интервале может быть записана в виде

$$P(k) = \frac{Y'(k)}{Y(k)}. \quad (8)$$

С целью оценки степени использования сетевых ресурсов введем в рассмотрение следующие параметры сети: коэффициент использования пропускной способности отдельного канала связи (i, j) $K_{i,j}$

$$K_{i,j}(k) = \sum_m^N u_{i,j}^m(k) \quad (9)$$

и сети в целом $K_{исп}$

$$K_{исп}(k) = \frac{\sum_i^N \sum_j^{N-1} K_{i,j}(k)}{N(N-1)}. \quad (10)$$

Согласно выражениям (9), (10), параметры эффективности использования канальных ресурсов могут быть получены непосредственно на основании рассчитанных векторов $U(k)$, исходя из физического смысла их компонент.

В рамках принятых обозначений ограничение (4) можно записать в виде

$$K_{i,j}(k) \leq K_{\max} \leq 1. \quad (11)$$

Практическая реализация требований ТЕ в современных датаграммных сетях сводится к введению ограничения (11), которое обеспечивает снижение степени использования канальных ресурсов направлений связи, входящих в состав кратчайших путей, и побуждает к использованию обходных маршрутов, тем самым обеспечивая борьбу с перегрузками в сетях. Значение $K_{\max}$ в такой постановке определяется конфигурацией конкретной сети и протекающим трафиком и подбирается для каждой сети отдельно. В отличие от ТЕ в рамках предлагаемой модели использование обходных маршрутов обусловлено выбором целевого функционала (6), а ограничение (4) связано с физическим смыслом маршрутных переменных и гарантирует отсутствие физической перегрузки всех направлений связи информационными потоками как прямыми, так и обходными маршрутами.

Анализ модели маршрутизации. С целью оценки основных показателей эффективности сети, функционирующей в рамках предложенной динамической модели адаптивной маршрутизации, проведем моделирование на примере полносвязной сети, состоящей из пяти маршрутизаторов, пропускные способности каналов связи между которыми составляют 10 Мбит/с. Поступающая в сеть нагрузка $y_{i,j}(k)$ является изменяющейся величиной с известной динамикой. Общее время моделирования $T = 10$ с. При моделировании были рассмотрены четыре варианта реализации модели маршрутизации, различающихся по величине интервала перерасчета маршрутных переменных Δt и их количеству a . Эти параметры модели приведены в таблице. Здесь вариант 1 соответствует наиболее частому обновлению маршрутных векторов, а в случае 4 на протяжении всего времени моделирования маршрутные векторы меняться не будут. Результатом моделирования для каждого из рассматриваемых вариантов является набор из a маршрутных векторов, описывающих процесс маршрутизации на протяжении времени T и определяющих содержание маршрутных таблиц.

Вариант	Δt , с	a
1	1	10
2	2	5
3	5	2
4	10	1

На рис. 1 показана динамика величины поступившей в сеть $Y(k)$ и доставленной получателю нагрузки $Y'(k)$ в рамках моделируемой сети в зависимости от номера временного интервала, на протяжении которого наблюдается данное значение. Зависимости с номерами 1 – 4 соответствуют величине $Y'(k)$ для рассматриваемых вариантов (таблица), а зависи-

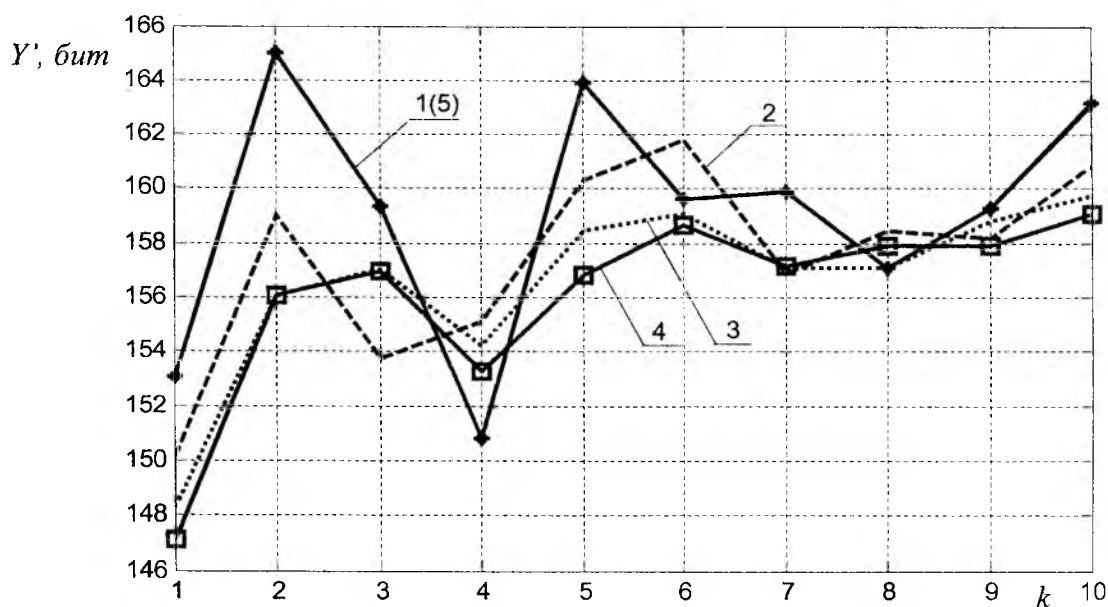


Рис. 1

мость под номером 5 отражает изменение $Y(k)$. На рис. 2 приведены соответствующие изменения коэффициента использования пропускной способности сети от номера временного интервала. Изменения величины поступающей нагрузки вызывают изменение степени использования ее ресурсов в соответствии с заданным интервалом перерасчета маршрутных таблиц. Хотя среднее значение $K_{исп}$ в течение времени моделирования приблизительно одинаково для всех рассматриваемых случаев, динамика его изменений наиболее высока для случая с наименьшим Δt .

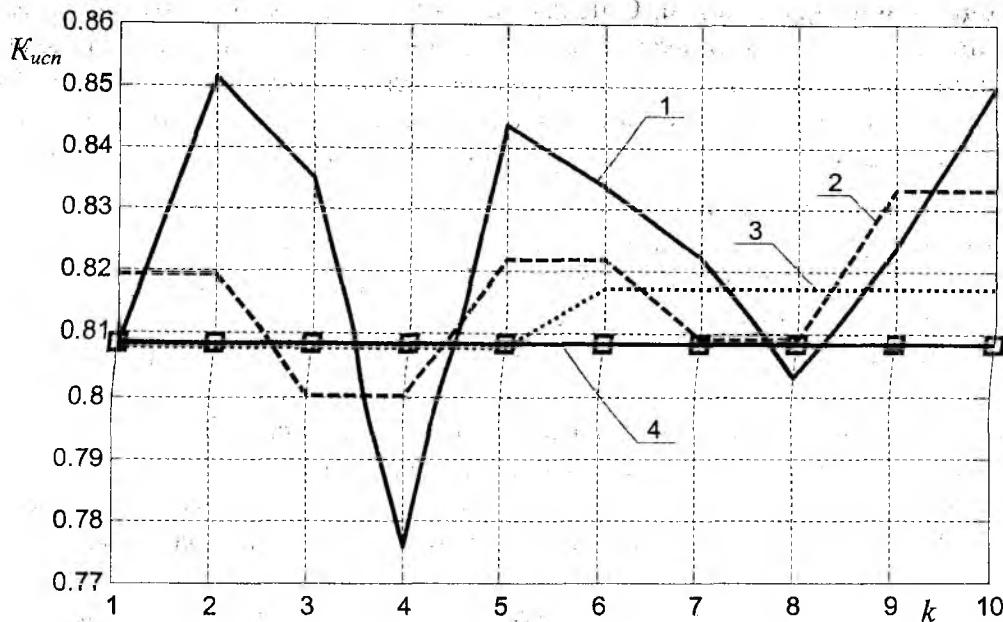


Рис. 2

Для варианта 1 реализуемой модели сопоставление динамики изменения $Y(k)$ и $K_{исп}$ свидетельствует, что ресурса выделяется ровно столько, чтобы обслужить без потерь трафик, поступивший за время Δt , и в результате информация полностью доводится получателю. В случае увеличения Δt (зависимости 2–4) изменения $K_{исп}$ уже не соответствуют изменениям в нагрузке. В результате появляется запаздывание доведенного трафика, что в реальной сети соответствует росту очередей и, как следствие, росту величины потерь и появлению перегрузок, что в конечном итоге снижает качество обслуживания.

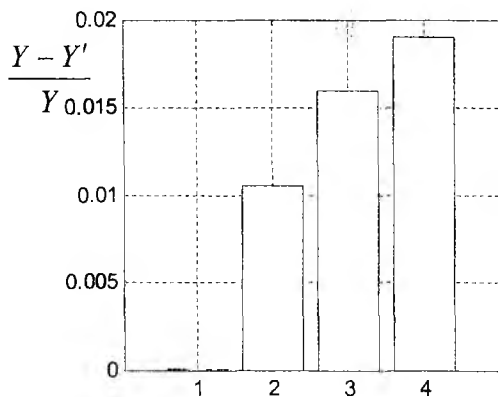


Рис. 3

В качестве обобщения полученных результатов моделирования на рис. 3 показана диаграмма, оценивающая величину

$$\frac{Y - Y'}{Y} = \frac{\sum_{k=0}^{a-1} Y(k) - \sum_{k=0}^{a-1} Y'(k)}{\sum_{k=0}^{a-1} Y(k)}$$

как относительный объем недоставленной пользователю информации для рассматриваемых вариантов 1–4. Из диаграммы видно, что наиболее высокая производительность сети достигается в случае 1, что объясняется наименьшим интервалом перерасчета маршрутных таблиц в условиях высокой динамики поступающей нагрузки.

Анализ результатов моделирования показывает, что параметры модели Δt и a существенно влияют на качество решения задачи маршрутизации, что позволяет сделать следующие частные выводы. Во-первых, период перерасчета таблиц маршрутизации определяется интенсивностью изменения поступления нагрузки в сеть и должен быть равен времени, в течение которого поступающую нагрузку можно считать неизменной. Следует сказать, что теоретически величина Δt должна быть как можно меньше, чтобы можно было реагировать на малейшие изменения мгновенного значения $y(k)$. Однако на практике это сопряжено со значительным ростом объемов служебной информации, что может сделать алгоритм нецелесообразным и в связи с чем возникает отдельная задача по выбору рационального значения Δt .

Во-вторых, влияние количества интервалов прогнозирования a на качество маршрутизации приводит к необходимости определения его оптимального значения. С точки зрения практической реализации, интервал прогнозирования должен быть как можно больше, чтобы каждый маршрутизатор имел информацию об изменениях маршрутных таблиц на a интервалов вперед. Однако увеличение интервала прогнозирования ведет к росту числа переменных состояний и маршрутных переменных, увеличению размерности решаемой задачи времени расчета. Кроме того, возникает отдельная задача прогнозирования поступающей нагрузки на длительный интервал времени.

С целью экспериментального исследования адаптивных свойств, свойств прогнозирования, т.е. влияния величины a на качество решения задачи маршрутизации, и анализа поведения модели в условиях, близких к перегрузкам, рассмотрим неполносвязную сеть (рис. 4), пропускные способности каналов связи в которой составляют 2 Мбит/с. Поступающая нагрузка выбрана близкой к пропускной способности сети, причем нагрузка в направлении 1-2 в 1,5 раза превосходит среднее значение нагрузки по сети. Рассмотрим два

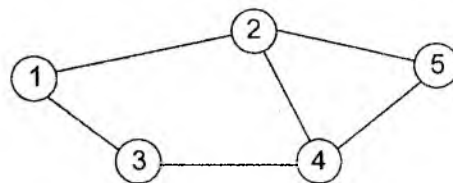


Рис. 4

варианта модели адаптивной маршрутизации с параметрами $a=5$ и $a=1$, т.е. модель, обладающая свойством прогнозирования (вариант 1) и не обладающая таковым (вариант 2). Общее время моделирования $T=5$ с, интервал $\Delta t=1$ с. В рассмотрение включена также модель статической маршрутизации, реализованной на основе алгоритма кратчайшего пути. При этом, если несколько потоков проходят через одно направление связи, его каналные ресурсы делятся между этими потоками в равной степени.

На рис. 5 приведена зависимость объемов доведенной информации $Y'(k)$ для двух вариантов модели адаптивной маршрутизации (кривые 1 и 2) и статической маршрутизации (линия 3) для сети неполносвязной структуры (рис. 4). Полученные зависимости свидетель-

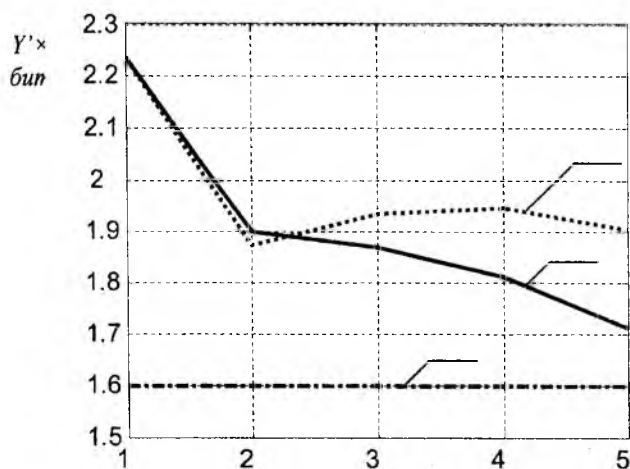


Рис. 5

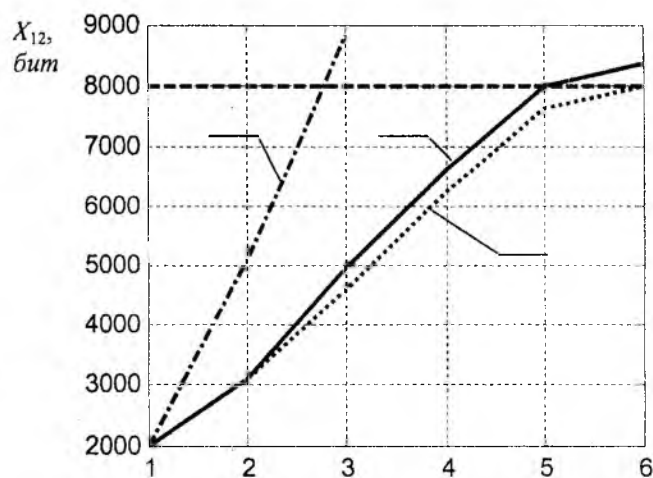


Рис. 6

ствуют о том, что статическая маршрутизация по производительности значительно уступает адаптивным алгоритмам. Сравнивая между собой адаптивные модели маршрутизации, видим, что в течение первой половины времени моделирования алгоритм маршрутизации без прогнозирования (кривая 2) по объему доставленной информации превосходит алгоритм с прогнозированием (кривая 1), а во второй половине уступает. Это объясняется различными маршрутными стратегиями, реализуемыми рассматриваемыми алгоритмами. Алгоритм без прогнозирования обеспечивает минимум целевого функционала (6) на каждом временном интервале за счет использования направлений связи главным образом для доставки прямых потоков, например, направление связи 1-2 практически на 100% используется для доведения

потока x_{12} . На интервалах $k=0...2$ это дает определенный выигрыш, но затем ($k=4...5$) приводит к перегрузкам. Для примера на рис. 6 показано изменение величины очереди X_{12} , которое свидетельствует о том, что алгоритм маршрутизации без прогнозирования допускает вход в режим перегрузки несколько раньше. Алгоритм с прогнозированием обеспечивает минимизацию функционала (6) в целом за все время моделирования T и уже с самого начала работы ($k=0...2$) организует не только прямые, но и транзитные маршруты, т.е. доля доведенного трафика, для которого существуют прямые пути доведения, уменьшается. За счет этого суммарный объем доставленной информации в течение $k=0...2$ становится меньше, но на последующих временных интервалах $k=4...5$, когда сеть с алгоритмом 2 уже близка к режиму перегрузки или вошла в него, алгоритм 1 обеспечивает доставку пользовательской информации без потерь.

Выводы

Проведено экспериментальное исследование динамической модели адаптивной маршрутизации в датаграммных телекоммуникационных сетях. Модель представлена системой линейных разностных управляемых уравнений состояния сети. Исследовано влияние изменения отдельных параметров модели – периода перерасчета маршрутных переменных Δt и периода прогнозирования a . Произведена оценка показателей эффективности сети, в качестве которых были выбраны производительность сети и коэффициенты использования ее ресурсов.

Результаты моделирования подтвердили преимущества реализации адаптивной стратегии маршрутизации с прогнозированием в рамках приведенной динамической модели сети. Это выразилось в том, что прогнозирование состояния сети на некотором упреждающем интервале a позволило увеличить производительность сети до 5–10 % по сравнению с адаптивной маршрутизацией без прогнозирования и на 25% по сравнению со статической маршрутизацией.

К достоинствам предложенной модели можно отнести также тот факт, что алгоритм адаптивной маршрутизации с прогнозированием сбалансированно использует доступные ресурсы сети (см. рис. 2), что в конечном итоге позволяет предотвратить или отсрочить перегрузку отдельных направлений и сети в целом.

Стоит отметить, что выбор минимального Δt и предельного a представляет отдельную экспериментальную задачу и определяет дальнейшее направление исследований в этой области.

Список литературы: 1. Segall A. The modeling of adaptive routing in data-communications networks // IEEE Trans. on communications, 1975. Vol. 25. №1. P. 85 – 95. 2. Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Гема Н.И. Динамическая маршрутизация в пакетных сетях с гарантированным качеством обслуживания // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 45 – 50. 3. Евсеева О.Ю. Динамическая маршрутизация в гибридных телекоммуникационных сетях // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 86 – 90. 4. Лемешко А.В., Евсеева О.Ю. Функциональная модель адаптивной маршрутизации комбинированного типа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 127. С. 152 – 157. 5. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.04.2003

С. А. САБУРОВА

ОСОБЕННОСТИ РАЗВИТИЯ АБОНЕНТСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ В СОТОВОЙ СЕТИ GSM

Обслуживание абонентов для оператора GSM, предоставляющего услуги сотовой связи, является наиважнейшей задачей. Под обслуживанием абонентов принято понимать как предоставление услуг связи, так и информационно-справочное обслуживание, а также работу, связанную со сбором платежей и иное взаимодействие с абонентом, которое, кстати, не всегда в его интересах (например, отнесение к абонентскому обслуживанию, выставление претензий абонентам). Предоставление услуг связи возлагается, как правило, на техническую службу оператора, в частности на отдел эксплуатации. Все остальные проблемы, связанные с нуждами абонентов, возлагаются на отдел абонентского обслуживания, чаще называемого абонентским отделом.

Абонентский отдел выполняет функции своего рода диспетчера, регулирующего взаимодействие компании в целом с абонентами. Руководство компании, в свою очередь, должно предоставить абонентскому отделу соответствующие полномочия, позволяющие его сотрудникам не просить, а требовать от других подразделений компании ответы на запросы абонентов. Все сотрудники компании-оператора должны осознавать ответственность, возложенную на абонентский отдел, поскольку от успеха или неуспеха в работе этого отдела зависит благополучие всей компании. Ведь абоненты – это единственный источник доходов компании-оператора.

Правильная организация обслуживания абонентов подразумевает, что абонент со всеми своими проблемами (в том числе и в случае претензий к качеству связи) обращается в абонентский отдел и там же получает ответы по всем интересующим его вопросам. Для абонента в компании должна быть известна только одна служба абонентского обслуживания и только один телефон (телефон отдела абонентского обслуживания). Абонент не должен слоняться по разным кабинетам компании и объяснять, что ему нужно, пусть этим занимается абонентский отдел. Не стоит играть в футбол с абонентом, это, в конечном счете, кончается плохо не для абонента (он всегда может покинуть компанию), а для компании (она в этом случае вместе с абонентом теряет доходы) и, как следствие, для ее персонала [1].

Встает вопрос, кем являются сотрудники абонентского отдела: представителями интересов абонентов в компании или лицом компании перед абонентами. Идеальный вариант – это, когда удастся совместить обе задачи, но в случае, если от чего-то приходится отказываться, то делать это следует в пользу абонента. Хотя в реальной жизни чаще происходит наоборот. Порой создается впечатление, что сотрудникам абонентского отдела кем-то поручено испытывать терпение абонентов. Даже, если у компании имеются претензии к абоненту, например, в случае его задолженности по оплате услуг, необходимо соблюдать вежливость и такт в общении с ним. Каждый несвоевременно оплачивающий счета абонент может стать исправно оплачивающим при дружественном и внимательном сервисе. А каждый своевременно оплачивающий абонент – это достояние компании, поскольку возможность доверять абоненту чрезвычайно выгодна, в том числе и с финансовой точки зрения.

Рассматривая структуру коммерческого подразделения компании-оператора, следует отметить, что в ряде компаний группу биллинга объединили с отделом абонентского обслуживания. Ради чего это делается – это вполне понятно. Такое решение позволяет усилить контроль балансов абонентов и усилить давление на последних, тем самым снизить риск дебиторской задолженности. Но у этого решения есть и вторая сторона: она, как правило, трансформирует абонентский отдел в машину для выбивания денег, а его основная функция – оказание помощи абонентам – постепенно отмирает.

Организация работы отдела абонентского обслуживания

Основными функциями отдела абонентского обслуживания являются:

- учет и активация новых абонентов;
- формирование базы данных об абонентах;
- переоформление и расторжение абонентских договоров;
- информационно-справочное обслуживание абонентов в офисе и по телефону;
- работа с претензиями: регистрация, сопровождение и снятие с учета;
- контроль абонентских балансов и поступающей оплаты услуг;
- принятие кредитных решений;
- доставка и выдача счетов за услуги связи, а также другой документации и информационных материалов;
- управление дебиторской задолженностью;
- выставление претензий и подготовка документов для взыскания через суд;
- организация услуг роуминга;
- классификация абонентов;
- проведение работы по удержанию абонентов;
- предотвращение утечки абонентов;
- контроль высвобождаемой номерной емкости, передача ее для повторной продажи;
- организация вторичного оборота терминалов;
- прием терминалов в ремонт и их возврат абонентам (ремонт осуществляется техническими специалистами отдела эксплуатации).

Главная задача абонентского отдела – это повышение уровня качества обслуживания абонентов услугами сотовой связи, предоставляемыми компанией. В условиях, когда действующие на рынке компании-операторы предлагают сопоставимые по качеству услуги, уровень абонентского обслуживания становится основным фактором конкуренции. Высокий уровень сервиса позволяет поддерживать относительно высокие цены на основные услуги и, как следствие, получать большую прибыль [2].

Для поддержания высокого уровня обслуживания сотрудники абонентского отдела в своей работе должны руководствоваться следующими принципами:

- знать о нуждах каждого абонента как можно больше, понимать мотивы его поведения, потребности и проблемы;
- беречь время и нервную систему абонента;
- сопереживать абоненту, стремиться рассуждать с его точки зрения, что отвечает интересам компании;
- услуги сотовой связи *предоставляются 7 дней в неделю и 24 часа в сутки*, следовательно, проблемы у абонентов могут появиться в любое время, это, видимо, требует обеспечения полноценного круглосуточного абонентского обслуживания;
- абонент прощает аварии оборудования, низкий уровень обслуживания – нет;
- предоставление плохо организованной или некачественной услуги – хуже ее отсутствия;
- признак качественного сервиса – отсутствие обращений абонента в компанию с жалобами;
- предложение взятки – сигнал о низком качестве обслуживания;
- компания и, в том числе, ее абонентский отдел обязаны создать условия, при которых каждый абонент своевременно оплачивает предоставленные ему услуги сотовой связи.

Квалифицированной работе абонентского отдела может помочь такой алгоритм работы, в котором отражены основные типы обращений абонентов и действия сотрудника абонентского отдела при работе с ними (рис. 1).

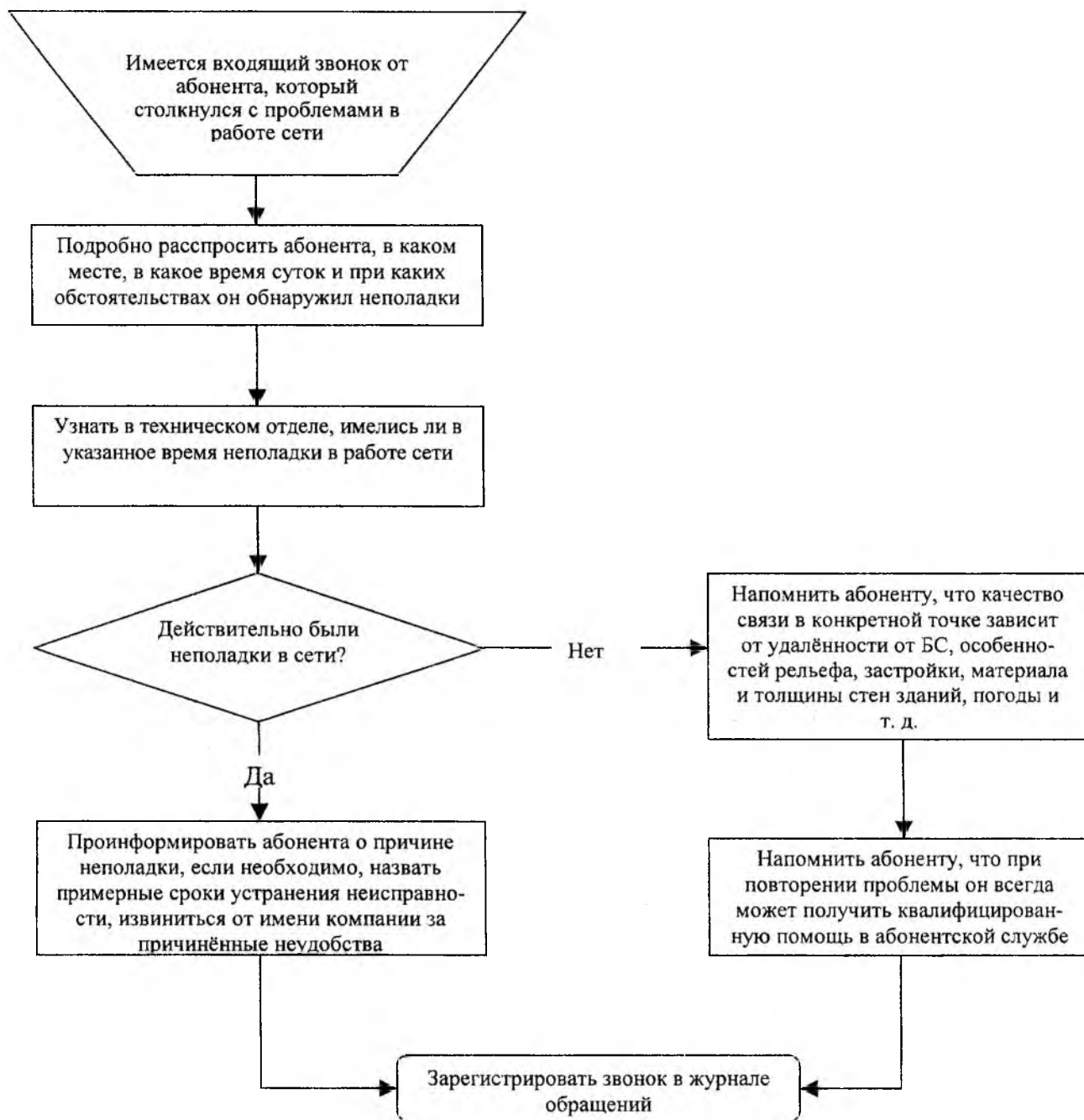


Рис. 1

Методы формирования абонентской базы данных и классификация абонентов

Абонентские договора (действующие и закрытые) хранятся в абонентском отделе. При наличии отдела продажи в компании данные по всем оформленным абонентским договорам заносятся оператором в абонентскую базу. База данных может содержать следующие сведения:

- идентифицирующая информация;
- учетный номер;
- Фамилия, Имя, Отчество абонента;
- телефонные номера (местный и глобальный);

- электронный серийный номер;
- номер Ace& Base-карты;
- марка терминала;
- юридическая информация:
- номер и дата заключения договора;
- учетные номера других абонентов, связанных общим балансом;
- статус лица или корпорации (юридическое / физическое);
- юридический адрес, в т.ч. корпорации (адрес регистрации);
- номера контактного телефона и факса;
- финансовая информация;
- тарифный план;
- набор дополнительных услуг;
- уровень подключения (входящая связь, исходящая связь: внутрисистемная, городская, м/г и м/н, доступ к услугам роуминга и т.п.);
- адрес доставки счета;
- текущий баланс;
- классификация:
- отношения с компанией;
- кредитный статус;
- платежный статус;
- пол, возраст;
- регистрация обращений;
- тип обращения;
- тип решения.

При малом числе абонентов компания-оператор может позволить себе роскошь индивидуального подхода к каждому клиенту. Однако с увеличением числа абонентов до 10 – 20 тысяч и корпораций при сохранении практики принятия индивидуальных решений по каждому абоненту резко снижается эффективность работы абонентского отдела. Это может привести к неконтролируемому росту дебиторской задолженности, снижению уровня обслуживания и к утрате контроля над оттоком абонентов из корпораций и сотовой сети. Для унификации процедур обслуживания абонентов с целью обеспечения эффективного управления и сохранения гибкости в процессе принятия решений предлагается производить классификацию коммерческих абонентов по главным критериям:

- ценность (отношения абонента или корпорации с компанией);
- кредитный статус (лояльность абонента к компании);
- платежный статус (доходность абонента);
- и др.

Каждый из критериев имеет до пяти классов. Например, в соответствии с критерием «ценность» все коммерческие абоненты могут быть разделены на классы:

- VIP-абонент, занимающий высокое положение и/или имеющий высокий авторитет в обществе;
- ВР-абонент, с которым у компании установлены исключительные отношения, и/или абонент, поставляющий компании в больших объемах товары или услуги;
- НН-абонент из группы с большим количеством терминалов, объединенной общим договором, счетом или имеющей общего плательщика;
- НVT-абонент с большими счетами за основные и дополнительные услуги;
- CS – обычный коммерческий абонент.

По критерию «кредитный статус» коммерческие абоненты на основании их истории платежей подразделяются на группы:

А – абонент, являющийся идеальным плательщиком (в течение последнего полугодия терминал не отключался, абонент не имел дебиторской задолженности);

В – абонент, являющийся надежным плательщиком (в течение последнего полугодия терминал не отключался, абонент не имел просроченной дебиторской задолженности);

С – абонент, являющийся ненадежным плательщиком (терминал в течение последнего полугодия отключали в связи с просроченной дебиторской задолженностью);

Д – абонент, доверие к которому является низким с момента заключения Договора или стало таковым в процессе предоставления услуг, в том числе:

- временно проживающий на территории сети и/или изменивший учетные данные более двух раз за последнее полугодие;
- абонент, о котором имелаась негативная информация в средствах массовой информации или из других источников;
- который грубо нарушил принятые по Договору обязательства;
- которому выставлялась претензия в связи с неоплатой счетов.

При заключении Договора всем абонентам, за исключением временно проживающих на территории сети и имеющих заранее отрицательную репутацию, устанавливается признак надежных плательщиков (В).

В процессе обслуживания абонентов производится ежемесячный анализ истории оплаты счетов за услуги связи, исключая необоснованные начисления и счета, по которым имеются письменные претензии со стороны абонентов. По результатам анализа вносятся соответствующие изменения в кредитный статус абонента.

По критерию «платежный статус» коммерческих абонентов на основании их истории платежей предлагается подразделять на группы:

Е – абонент, работающий в сети более двух лет и заплативший за предыдущие 12 месяцев больше среднего ежегодного платежа (СЕР);

Ф – абонент, заплативший компании в общей сложности более двух СЕР за период не более двух лет;

Г – абонент, работающий в сети более двух лет и заплативший за предыдущие 12 месяцев меньше СЕР;

Д – абонент, заплативший компании в общей сложности от одного до двух СЕР – за период не более двух лет;

Е – абонент, заплативший компании в общей сложности меньше СЕР.

Предлагаемый набор классификаций не является полным. В развитых компаниях-операторах количество критериев существенно большее. Кроме того, в базе данных появляются поля для информации о личных качествах абонента. Такая информация позволяет любому сотруднику абонентского отдела правильно построить беседу с абонентом, даже если он сталкивается с ним впервые (что наиболее вероятно).

Как говорилось выше, потребительская ценность сотовой связи имеет объективную составляющую. Она зависит не только от технических характеристик сети, но и от уровня сервиса.

Используя методику консалтинговой компании TARP, можно показать отличие уровня притока новых абонентов у двух сотовых компаний, предоставляющих связь одинакового качества, но имеющих различный уровень обслуживания [3]. Расчет производился для второго года работы конкурирующих на одном рынке компаний, имеющих по 1 000 абонентов. В этот период, как правило, происходит удвоение общего проникновения (табл. 1).

Расчет потерь компании-оператора

Т а б л и ц а 1

Категория абонентов	Будут рекомендо- довать сеть	Компания А		Компания Б	
1	2	3	4	5	6
		%	чел.	%	чел.
Всего, %		100	1 000	100	1 000
Не имели проблем, %	85	20		20	
Имели проблемы, %		80		80	
- не жаловались, %	50	5		10	
- жаловались, %		75		7094	
- претензия удовлетворена, %	95	50		10	
- претензия снята, %	40	20		20	
- претензия не удовлетворена, %	25	5		40	
Коэффициент влияния рекомендации существующих абонентов на приток новых, %	60%	76,25 % ¹		49,50 % ²	
Приток новых абонентов		127 %	1270	82,5 %	825
Относительная потеря новых абонентов				- 44,5 %	445

$$^1 (85*20+50*5+95*50+40*20+25*5) / 100 = 76,25 \%$$

$$^2 (85*20+50*10+95*10+40*20+25*40) / 100 = 49,50 \%$$

Таким образом, компания А, предоставляющая более высокий уровень абонентского обслуживания, демонстрирует приток новых абонентов почти в 1,5 раза выше, чем у конкурента – компании Б.

Более очевидна связь между удовлетворенностью абонентов и уровнем их оттока из сети, а как следствие, валовым объемом доходов. В борьбе с оттоком могут быть использованы ошибочные предположения, например о том, что доходы от всех абонентов равны или цена удержания абонента не зависит от фазы развития рынка и продолжительности нахождения абонента в сети. В этом случае борьба с оттоком абонентов может превратиться в борьбу с бюджетом компании. Формируя стратегию удержания абонентов, необходимо четко определить, за каких абонентов идет борьба. Следует учитывать, что всего лишь 20 % абонентов создают 80 % трафика и 60 % прибыли, и то, что затраты на удержание низкодоходного абонента на начальной стадии его пребывания в сети могут превысить принесенную им впоследствии прибыль. Таким образом, компания-оператор прежде всего заинтересована в удержании высокодоходных старых абонентов. Борьба за этот слой клиентов не может сводиться к тарифным мерам, напротив, состоятельный клиент более требователен к качеству и ассортименту предоставляемых услуг, а также уровню обслуживания.

В заключение следует отметить, что высокое качество обслуживания, услуг сотовой сети, предоставляемых абонентам, согласно международной статистике позволяет обеспечивать приток новых абонентов. В среднем более 60 % новых абонентов приходят, имея рекомендации существующих (табл. 1). Следует отметить, что эта величина относительно стабильная.

Тем компаниям, кто еще решает для себя вопрос целесообразности повышения качества обслуживания абонентов, не лишним будет напомнить один из принципов, например, компании АТ&Т: «Если мы не позаботимся о нашем абоненте, о нем позаботятся конкуренты».

Список литературы: 1. Разров Э.А. Маркетинг сотовой связи. М., 1999. 160 с. 2. Горностаев Ю.М. Мобильные системы 3-го поколения, М.: МЦНТИ. 1998. 3. Тарзиволов Е. Биллинговые системы в мобильной связи. М.: МЦНТИ, 1999.

*А. В. ЛЕМЕШКО, канд. техн. наук***ТЕНЗОРНЫЙ ПОДХОД К МОДЕЛИРОВАНИЮ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ
С ПОДДЕРЖКОЙ УСЛУГ СВЯЗИ ГАРАНТИРОВАННОГО КАЧЕСТВА**

Расширение перечня предоставляемых системой телекоммуникаций услуг является приоритетным направлением развития современной отрасли связи, определившей по этой причине новое понятие – мультисервисные сети. Обеспечение мультисервиса связано с обслуживанием в рамках единой телекоммуникационной сети (ТКС) разнородных информационных потоков – видео, речь, данные и др. При этом обслуживание каждого отдельного вида информационного трафика сопряжено с рядом особенностей, связанных прежде всего со способом предоставления необходимых гарантий качества связи. В настоящее время профилирующие в телекоммуникационных сетях уровня WAN (Wide Area Network) технологии IP (Internet Protocol), ATM (Asynchrony Transfer Mode) и MPLS (MultiProtocol Label Switching) обладают приемлемыми механизмами предоставления QoS (Quality of Service) услуг на сетевом уровне. Речь идет об архитектурах IntServ/RSVP, DiffServ/RSVP+, дополняющих протокол маршрутизации OSPF (Open Shortest Path First) в IP и MPLS сетях, а также о протоколе PNNI (Private Network – to – Network Interface) в сетях ATM [1].

Однако следует отметить, что математические модели, положенные в основу современных механизмов обеспечения QoS, несут, преимущественно, эвристический характер, а сами маршрутизирующие протоколы реализуют комбинаторные алгоритмы поиска кратчайшего пути – единственного в принятой метрике. Протоколы маршрутизации OSPF и PNNI относятся к классу протоколов однопутевой маршрутизации, с помощью которых отдельный пакет или сообщение в целом следует от отправителя к получателю по одному единственному пути, кратчайшему в принятой метрике. Недостатки подобных маршрутизирующих протоколов, с точки зрения концепции Traffic Engineering [1], состоят в несбалансированном использовании имеющихся сетевых ресурсов, что не может не сказаться на общей производительности сети и качестве предоставляемых услуг связи.

В то же время предоставление мультисервиса связано с увеличением разнородности пользовательских трафиков, обслуживаемых сетью. Использование комбинаторного подхода к решению сетевых задач, хорошо себя зарекомендовавшего при расчете однопродуктовых сетей, с увеличением количества обслуживаемых пользовательских трафиков (продуктов сети) приводит к возникновению ряда существенных трудностей аналитического и вычислительного характера [2; 3]. К тому же ограниченность комбинаторных моделей сетей связи состоит в том, что в их рамках производится учет лишь объемов циркулирующих в сети потоков, пренебрежение же временным фактором и связанными с ним ограничениями заметно сужает область применения подобных моделей. В силу перечисленных выше причин особую актуальность приобретает задача поиска альтернативных подходов к математическому описанию, оптимизации и расчету ТКС как многопродуктовой сети.

В этой связи заслуживает внимания тензорный подход к моделированию мультисервисных сетей, предполагающий геометрическое представление ТКС в виде тензора соответствующей валентности в рамках математического аппарата тензорного анализа сетей [4]. Размерность и валентность тензора зависят от конфигурации моделируемой сети связи и количества учитываемых при ее рассмотрении параметров обслуживаемых пользовательских трафиков. Ранее предложенные тензорные модели ТКС [5], представленные двухвалентными смешанными тензорами, ограничивались рассмотрением однопродуктовых двухполюсных сетей. В настоящей работе предлагается тензорная модель ТКС, охватывающая случай многопродуктовых двухполюсных сетей и адекватно отражающая особенности процесса приоритетного обслуживания с заданными параметрами QoS разнородных трафиков в мультисервисных сетях связи.

Тензорное описание многопродуктовой двухполюсной сети

Под многопродуктовой двухполюсной сетью (МДС) в дальнейшем будет пониматься модель сети связи, обслуживающей одновременно несколько пользовательских трафиков между заданной парой узлов (полюсами) сети. За основу тензорного описания МДС принята тензорная модель однопродуктовой двухполюсной сети (ОДС) [5], расширенная на случай множества продуктов. Постановка задачи по обеспечению гарантированного качества предоставляемых услуг связи предполагает информированность об объемах пользовательских трафиков, а также требуемом времени их обслуживания телекоммуникационной сетью. Таким образом, в рамках тензорной модели процесс возбуждения сети будет носить смешанный характер, предполагая описание структуры ТКС одномерной ортогональной сетью [3; 4], множество сетевых узлов которой составляют маршрутизаторы, где m их общее количество, а множество ветвей сети моделирует n трактов передачи информации между маршрутизаторами телекоммуникационной сети.

Структура ортогональной сети определяет анизотропное пространство, образованное ветвями сети, размерность которого численно равна количеству ветвей. Совокупность независимых путей в сети – замкнутых (контуров) и разомкнутых (узловых пар) – образует системы координат [4], в связи с чем такие пути в дальнейшем будут именоваться базисными или координатными. Преобразование структуры сети с сохранением численности ветвей или переход от одной совокупности независимых контуров и пар узлов к другой трактуется как преобразование системы координат. Каждый путь ввиду своей независимости определяет в рамках введенного пространства координатную ось, а каждая структура – свою систему координат. Во введенном пространстве моделируемая телекоммуникационная сеть может быть представлена в виде смешанного тензора G валентности $2K$:

$$G = H_{(1)} \otimes H_{(2)} \otimes \dots \otimes H_{(k)} \otimes \dots \otimes H_{(K)} \otimes T_{(1)} \otimes T_{(2)} \otimes \dots \otimes T_{(k)} \otimes \dots \otimes T_{(K)}, \quad (1)$$

который в индексной записи представим в форме

$$g_{j_1 j_2 \dots j_K}^{i_1 i_2 \dots i_K} = h^{i_1} h^{i_2} \dots h^{i_k} \dots h^{i_K} t_{j_1} t_{j_2} \dots t_{j_k} \dots t_{j_K},$$

где $\otimes$ – знак тензорного умножения; K – общее количество информационных трафиков, принятых к обслуживанию сетью, а каждый из индексов $i_1, i_2, \dots, i_K; j_1, j_2, \dots, j_K$ принимает независимо друг от друга все значения от 1 до n .

Смешанный тензор G является K раз ковариантным и K раз контравариантным тензором, компоненты которого

$$H_{(k)} = \begin{bmatrix} h^{1_k} \\ h^{2_k} \\ \vdots \\ h^{n_k} \end{bmatrix} \text{ и } T_{(k)} = \begin{bmatrix} t_{1_k} \\ t_{2_k} \\ \vdots \\ t_{n_k} \end{bmatrix} \quad (k = \overline{1, K})$$

представляют собой одновалентные контравариантные и ковариантные тензоры, соответственно. Координаты h^{i_k} ($i = \overline{1, n}$) количественно характеризуют величину информационной загрузки координатных путей сети k -м трафиком, измеряемой в единицах трафика, например в Мбит; а координаты t_{i_k} ($i = \overline{1, n}$) отражают величину временных задержек k -го трафика в базисных путях сети, измеряемой в секундах.

Функциональный аспект моделируемой телекоммуникационной сети, согласно физике протекающих в ней процессов информационного обмена, может быть представлен в виде следующей системы инвариантных уравнений поведения сети [4]:

$$H_{(k)} = L_{(k)} T_{(k)} \quad (k = \overline{1, K}), \quad (2)$$

где $L_{(k)}$ – дважды контравариантный метрический тензор, координаты $l^{ik}j_k$ ($i, j = \overline{1, n}$) которого численно характеризуют величины пропускных способностей координатных путей сети, выделенных для обслуживания k -му трафику, и измеряются в Мбит/с.

В соответствии с постулатом второго обобщения Г. Крона [4], инвариантность уравнения (2) заключается в сохранении им своего вида неизменным для любой сети с количеством ветвей, равным n . Причем для каждой конкретной сети оно принимает вид векторно-матричного уравнения, сохраняя размерность входящих в него величин.

Тензорное описание позволяет получить целостное представление о свойствах ТКС на основе многоаспектного анализа сети, где каждый аспект отвечает принятой к рассмотрению системе координат (СК). Сложность решения прикладных задач по расчету сети может быть значительно снижена за счет удачного выбора системы координат представления тензора (1) как модели ТКС, в рамках которой функциональное уравнение (2) имело бы простейший вид. На практике это соответствует поиску в рамках принятых инвариантов сети простейшей структуры, которая в терминах понятийного аппарата тензорного анализа сетей носит название примитивной [4]. Обычно в качестве примитивной выбирается сеть, состоящая из отдельных разомкнутых между собой ветвей [4; 5], что соответствует выбору ортогональной системы координат рассмотрения тензора (1), в которой проекцией метрического тензора является матрица диагональной структуры.

Структуре примитивной сети, определившей систему координат ее ветвей, отвечает система функциональных векторно-матричных уравнений:

$$H_{(k)\vartheta} = L_{(k)\vartheta} T_{(k)\vartheta} \quad (k = \overline{1, K}), \quad (3)$$

где $H_{(k)\vartheta}$, $T_{(k)\vartheta}$ и $L_{(k)\vartheta}$ – проекции тензоров $H_{(k)}$, $T_{(k)}$ и $L_{(k)}$ в СК ветвей сети.

Матрица $L_{(k)\vartheta}$ имеет диагональную форму, ненулевые элементы которой равны пропускным способностям ветвей сети, выделенных для обслуживания k -го трафика.

В свою очередь, реальной структуре сети соответствует система координат независимых контуров и пар узлов (КПУ), в которой система инвариантных уравнений (2) имеет вид

$$H_{(k)\kappa.n.y} = L_{(k)\kappa.n.y} T_{(k)\kappa.n.y} \quad (k = \overline{1, K}), \quad (4)$$

где $H_{(k)\kappa.n.y}$, $T_{(k)\kappa.n.y}$ и $L_{(k)\kappa.n.y}$ – проекции тензоров $H_{(k)}$, $T_{(k)}$ и $L_{(k)}$ в СК КПУ.

Характер тензоров, входящих в выражения (1 – 4), подтверждается законами их координатного преобразования при переходе от одной системы координат к другой [5]:

$$H_{(k)\vartheta} = C H_{(k)\kappa.n.y}; \quad (5)$$

$$T_{(k)\vartheta} = A T_{(k)\kappa.n.y};$$

$$L_{(k)\vartheta} = C L_{(k)\kappa.n.y} C'. \quad (6)$$

Матрицы C и A связаны между собой условием ортогональности $C' A = I$, где I – единичная матрица размерности $n \times n$, $[\bullet]'$ – символ транспонирования.

В рамках ортогонального метода расчета сети каждое уравнение из системы (4) удобно представить в виде

$$\begin{bmatrix} H_{(k)к} \\ \text{---} \\ H_{(k)n.y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{(k)к.n.y}^{(1)} & | & L_{(k)к.n.y}^{(2)} \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{(k)к.n.y}^{(3)} & | & L_{(k)к.n.y}^{(4)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{(k)к} \\ \text{---} \\ T_{(k)n.y} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $H_{(k)к}$ и $T_{(k)к}$ – контурные слагаемые, а $H_{(k)n.y}$ и $T_{(k)n.y}$ – узловые слагаемые векторов, соответственно, $H_{(k)к.n.y}$ и $T_{(k)к.n.y}$, а также

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

Размерность слагаемых $H_{(k)к}$ и $T_{(k)к}$ соответствует количеству в сети независимых контуров и равна r . Соответственно, размерность узловых слагаемых $H_{(k)n.y}$ и $T_{(k)n.y}$, отвечающая числу независимых пар узлов, равна s и на единицу меньше, чем общее количество узлов в сети. При этом имеет место тождество [4]:

$$n = r + s.$$

Алгоритм многопутевой маршрутизации в многопродуктовой двухполюсной сети с поддержкой качества предоставляемых услуг связи

В качестве примера использования тензорного описания ТКС, обслуживающей несколько пользовательских трафиков, с помощью ортогональной сети приведем синтез алгоритма многопутевой маршрутизации (МПМ) с поддержкой качества предоставляемых услуг связи. Гарантии качества заключаются в предоставлении каждому k -му трафику требуемой полосы пропускания $p_{(k)}$ резервированием необходимых сетевых ресурсов.

При решении задачи многопутевой маршрутизации некоторые слагаемые векторов информационной загрузки и временной задержки предполагаются известными. В частности, всегда известны величины $H_{(k)n.y}$ и $T_{(k)к}$, а также часть компонентов вектора $T_{(k)n.y}$. Узловые слагаемые $H_{(k)n.y}$ характеризуют величины информационных потоков в узлах сети, а контурные слагаемые $T_{(k)к}$ приравниваются к нулю, гарантируя тем самым отсутствие контуров (петель) в рассчитываемых маршрутах доведения трафика. Часть компонентов вектора $T_{(k)n.y}$ задается в исходных данных при решении задачи МПМ и характеризует требуемые значения времени обслуживания трафиков между заданной парой отправитель – получатель. Неизвестными являются пропускные способности ветвей сети, выделенные для обслуживания каждого k -го трафика, представленные диагональными матрицами $L_{(k)в}$ ($k = \overline{1, K}$), в соответствии со значениями которых согласно выражению (6) рассчитываются матрицы $L_{(k)к.n.y}$ ($k = \overline{1, K}$):

$$L_{(k)к.n.y} = A^T L_{(k)в} A. \quad (8)$$

В рамках исходных данных задаются также величины доступных пропускных способностей ветвей сети L_{θ} , перераспределяемые между $L_{(k)\theta}$, т.е. справедливо неравенство

$$\sum_{k=1}^K L_{(k)\theta} \leq L_{\theta}. \quad (9)$$

С учетом равенства нулю $T_{(k)\kappa}$, согласно выражению (7), имеет место соотношение

$$H_{(k)n,y} = L_{(k)\kappa,n,y}^{(4)} T_{(k)n,y},$$

представленное в виде

$$\begin{bmatrix} H_{(k)n,y}^{(1)} \\ \vdots \\ H_{(k)n,y}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,1)} & | & L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,2)} \\ \vdots & & \vdots \\ L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,3)} & | & L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,4)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{(k)n,y}^{(1)} \\ \vdots \\ T_{(k)n,y}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где

$$\begin{bmatrix} H_{(k)n,y}^{(1)} \\ \vdots \\ H_{(k)n,y}^{(2)} \end{bmatrix} = H_{(k)n,y}; \quad \begin{bmatrix} L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,1)} & | & L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,2)} \\ \vdots & & \vdots \\ L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,3)} & | & L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,4)} \end{bmatrix} = L_{(k)\kappa,n,y}^{(4)}; \quad \begin{bmatrix} T_{(k)n,y}^{(1)} \\ \vdots \\ T_{(k)n,y}^{(2)} \end{bmatrix} = T_{(k)n,y}.$$

Компонент $H_{(k)n,y}^{(1)}$ относится к полюсам сети, т.е. узлам, через которые трафик поступает в сеть или убывает из нее, т.е. размерность $f_{(k)}$ вектора $H_{(k)n,y}^{(1)}$ в рамках решаемой задачи не может быть больше двух. Компонент $H_{(k)n,y}^{(2)}$ размерности $\langle s - f_{(k)} \rangle$ имеет отношение к оставшимся узлам сети и равен нулю. Компоненты вектора $T_{(k)n,y}$ по условиям задачи частично известны – вектор $T_{(k)n,y}^{(1)}$, определяющий требования к предельному времени доставки трафика, а частично нет – вектор $T_{(k)n,y}^{(2)}$. Размерностям векторов $T_{(k)n,y}^{(1)}$ и $T_{(k)n,y}^{(2)}$ согласно выражению (10) полностью соответствуют размерности векторов $H_{(k)n,y}^{(1)}$ и $H_{(k)n,y}^{(2)}$.

Исходя из выражения (10), можно получить систему двух матричных уравнений:

$$H_{(k)n,y}^{(1)} = L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,1)} T_{(k)n,y}^{(1)} + L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,2)} T_{(k)n,y}^{(2)}; \quad (11)$$

$$H_{(k)n,y}^{(2)} = L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,3)} T_{(k)n,y}^{(1)} + L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,4)} T_{(k)n,y}^{(2)}. \quad (12)$$

Равенство нулю вектора $H_{(k)n,y}^{(2)}$ позволяет из уравнения (12) получить выражение для расчета вектора $T_{(k)n,y}^{(2)}$:

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

подставляя которое в уравнение (11), получим

$$H_{(k)n,y}^{(1)} = \left(L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,1)} - L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,2)} [L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,4)}]^{-1} L_{(k)\kappa,n,y}^{(4,3)} \right) T_{(k)n,y}^{(1)}. \quad (13)$$

Если на этапе построения модели и формирования векторов $H_{(k)n,y}$ и $T_{(k)n,y}$ в качестве опорного узла выбрать один из полюсов сети, то размерность векторов $H_{(k)n,y}^{(1)}$ и $T_{(k)n,y}^{(1)}$ будет равна единице, т.е. $f_{(k)} = 1$. Это позволяет связать величины пропускных способностей ветвей сети, подлежащих резервированию согласно выражению (13), условием

$$L_{(k)к.п.у}^{(4,1)} - L_{(k)к.п.у}^{(4,2)} [L_{(k)к.п.у}^{(4,4)}]^{-1} L_{(k)к.п.у}^{(4,3)} = H_{(k)n,y}^{(1)} / T_{(k)n,y}^{(1)}, \quad (14)$$

где $H_{(k)n,y}^{(1)} / T_{(k)n,y}^{(1)} = P_{(k)}$.

На основании полученных результатов можно определить алгоритм многопутевой маршрутизации в многопродуктовой двухполюсной сети с поддержкой качества предоставляемых услуг связи, состоящий из трех основных шагов.

Первый шаг. Расчет величин пропускных способностей ветвей сети, подлежащих резервированию для обслуживания каждого из трафиков пользователей.

Основным условием обеспечения k -му информационному трафику пользователя заданного качества связи (требуемой полосы пропускания) является выполнение условия (14). Предположив для начала, что все K трафиков могут быть обслужены ТКС в рамках доступных сетевых ресурсов, их резервирование, в общем случае, можно произвести множеством способов. Таким образом, формализацию первого шага можно осуществить, например, решением следующей оптимизационной задачи.

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

$$F = V' L_g^{(v)}, \quad (15)$$

где V – вектор весовых коэффициентов размерности n , координаты v_i ($i = \overline{1, n}$) которого характеризуют удельную стоимость резервирования единицы пропускной способности i -й ветви сети; $L_g^{(v)}$ – вектор величин зарезервированных пропускных способностей ветвей сети, рассчитываемый из выражения

$$L_g^{(v)} = \left(\sum_{k=1}^K L_{(k)g} \right) E, \quad (16)$$

где E – вектор размерности n , все координаты которого равны единице.

Выражение (15) с ограничением (16) используется в качестве целевой функции в том случае, когда стоимость резервирования пропускной способности отдельных ветвей сети не зависит от типа трафика. В случае, когда стоимость резервирования сетевых ресурсов для различных трафиков различна, содержание и вид целевой функции и ограничения (16) претерпевают некоторые изменения. Ограничение (16) заменяется на ограничение

$$L_g^{(v)} = \begin{bmatrix} L_{(1)g} E \\ \vdots \\ L_{(K)g} E \end{bmatrix},$$

а размерность вектора весовых коэффициентов V увеличивается до nK .

Выполнение первого шага решением оптимизационной задачи по минимизации целевой функции (15) с ограничениями (8), (9), (14) и (16) гарантирует минимальную стоимость резервирования необходимых сетевых ресурсов для обслуживания K информационных трафиков пользователей с требуемыми показателями качества связи.

Второй шаг. В случае, когда решить поставленную оптимизационную задачу в рамках ограничения (9) не представляется возможным, во-первых, производится отказ в обслуживании сетью наименее приоритетному трафику, во-вторых, осуществляется возврат к первому шагу алгоритма. При успешном решении оптимизационной задачи в рамках первого шага осуществляется переход к третьему шагу алгоритма.

Третий шаг. Для каждого информационного трафика в рамках зарезервированных для его обслуживания сетевых ресурсов решается задача многопутевой маршрутизации с минимальным временем доведения, как в обычной однопродуктовой двухполюсной сети [4].

Решение задачи состоит в последовательном вычислении контурных компонентов вектора $H_{(k)к.л.у}$

$$H_{(k)к} = L_{(k)к.л.у}^{(2)} \left[L_{(k)к.л.у}^{(4)} \right]^{-1} H_{(k)л.у} \quad (17)$$

и вектора загрузки ветвей сети $H_{(k)в}$ (5).

Численный пример решения задачи многопутевой маршрутизации нескольких пользовательских трафиков с поддержкой качества услуг связи

Продemonстрируем решение задачи многопутевой маршрутизации на следующем примере. Пусть структура сети связи (рис. 1 а) задана 1 – сетью (рис.1 б) и содержит пять узлов (У1-У5) и восемь ветвей (В1-В8), определив тем самым $m = 5$, $n = 8$ и $r = s = 4$.

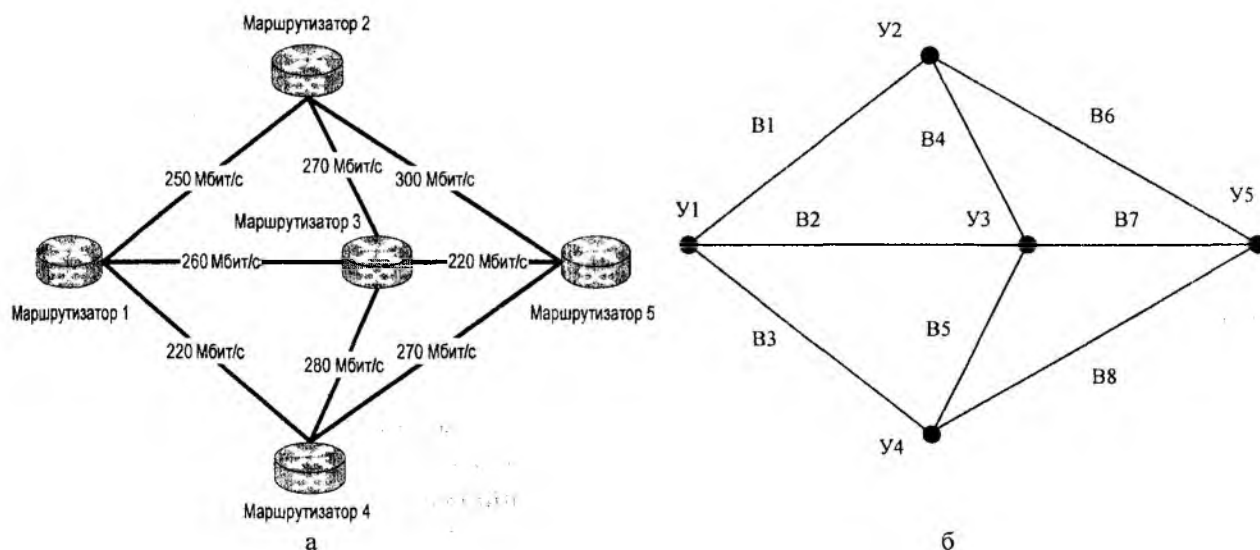


Рис. 1

Необходимо обеспечить обслуживание трех информационных трафиков от узла 1 к узлу 5 с требуемыми параметрами качества, значения которых приведены в табл. 1.

Таблица 1

	Номер трафика		
	Первый ($k = 1$)	Второй ($k = 2$)	Третий ($k = 3$)
Требуемая полоса пропускания для k -го трафика ($P_{(k)}$), Мбит/с	50	300	20

Пропускные способности ветвей сети (рис. 1 а), расположенные на главной диагонали матрицы L_g , предполагаются известными и приводятся в табл. 2.

Таблица 2

	Номер ветви							
	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8
Величина пропускной способности ветви (Мбит/с)	250	260	220	270	280	300	220	270

Выбор базисных (координатных) путей, заданных последовательностью входящих в них узлов, для различных координатных систем приведен в табл. 3.

Таблица 3

Система координат	Направленность базисного пути, имеющего номер							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Ветвей сети	У1–У2	У1–У3	У1–У4	У3–У2	У3–У4	У2–У5	У3–У5	У4–У5
Контуров и пар узлов	У1–У2	У1–У3	У2–У5	У4–У5	Убывает из У5	Убывает из У2	Убывает из У3	Убывает из У4

Согласно алгебре путей, предложенной в работе [4] и использованной в работе [5], а также в соответствии с определенными выше базисами представления сети, матрицы, формализующие законы контравариантного и ковариантного преобразования, имеют вид

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

с выполнением условия ортогональности $C'A = I$.

Примем первый узел сети в качестве опорного.

На первом шаге алгоритма рассчитываются величины пропускных способностей ветвей сети, подлежащие резервированию для каждого информационного трафика решением оптимизационной задачи по минимизации функции (15) с ограничениями (8), (9), (14) и (16). Не вдаваясь в подробности процесса решения сформулированной выше оптимизационной задачи, для примера в качестве ее решения можно принять величины зарезервированных сетевых ресурсов (Мбит/с), приведенные в табл. 4.

Таблица 4

Номер трафика	Номер ветви							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	30	30	30	45	40	50	24	40
2	205	215	180	190	220	210	185	205
3	10	10	10	30	15	32	10	20

Оставшаяся часть канальных ресурсов может быть использована для обслуживания других информационных трафиков по возможности (Best Effort) [6], т.е. без предоставления каких-либо определенных гарантий качества предоставляемых услуг связи, что соответствует в технологии АТМ следующим типам QoS: ABR (Available Bit Rate) – предоставление пользователю оставшейся невостребованной части физического канала и UBR (Unspecified Bit Rate), не предусматривающего гарантированного предоставления пользователю какой-либо полосы пропускания.

После выполнения процедуры резервирования необходимых сетевых ресурсов окончательное решение задачи многопутевой маршрутизации в рамках третьего шага алгоритма осуществляется согласно выражениям (17) и (5) в соответствии со следующим порядком распределения пользовательских трафиков по ветвям сети, представленным в виде координат векторов $H_{(1)в}$, $H_{(2)в}$ и $H_{(3)в}$ (Мбит) в табл. 5.

Таблица 5

Вектор	Координаты							
	1	2	3	4	5	6	7	8
$H_{(1)в}$	17.67	15.7	16.63	2.96	1.25	20.63	11.48	17.89
$H_{(2)в}$	102.56	104.54	92.9	2.67	6.57	105.23	95.3	99.47
$H_{(3)в}$	7.1	6.33	6.57	2.29	0.34	9.39	3.7	6.91

Информированность о загрузке каждого из перечисленных маршрутов позволяет на каждом транзитном маршрутизаторе сети произвести резервирование необходимых буферных ресурсов.

Заключение

Предложена тензорная модель мультисервисной ТКС с поддержкой услуг связи гарантированного качества, представленная смешанным тензором валентности $2K$, где K – общее количество информационных трафиков, принятых к обслуживанию сетью. В отличие от ранее предлагаемых тензорных моделей ТКС, охватывающих случай двухполюсных однопродуктовых сетей, рассматриваемая модель распространена на случай многопродуктовых двухполюсных сетей.

Использование тензорного подхода к моделированию ТКС позволило получить в аналитическом виде условия для резервирования необходимых сетевых ресурсов с целью решения задач многопутевой маршрутизации. Синтезирован алгоритм многопутевой маршрутизации нескольких пользовательских трафиков различных приоритетов с градацией качества обслуживания в двухполюсных телекоммуникационных сетях. Предлагаемый алгоритм представляет собой эффективное средство решения маршрутных задач в мультисервисных сетях связи, ориентированных на обеспечение предоставления требуемого качества обслуживания разнородным трафиком.

Показателем качества обслуживания выступала требуемая полоса пропускания, что отвечает, например, принятым в рамках технологии ATM типам QoS – CBR (Constant Bit Rate), RT-VBR (Real Time Variable Bit Rate), NRT-VBR (Non Real Time Variable Bit Rate) [6]. Работа алгоритма продемонстрирована на численном примере расчета сети.

Подобная модель является первым шагом на пути тензорного описания многопродуктовых многополюсных сетей связи, что определяет дальнейшее направление развития предложенного подхода к моделированию процессов информационного обмена в современных и перспективных телекоммуникационных сетях.

Список литературы: 1. Вегенша Ш. Качество обслуживания в сетях IP / Пер. с англ. М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003. 386 с. 2. Форд Л., Фалкерсон Д. Потоки в сетях / Пер. с англ. М.: Мир, 1966. 276 с. 3. Адельсон-Вельский Г.М., Диниц Е.А., Карзанов А.В. Поточковые алгоритмы. М.: Наука, 1975. 120 с. 4. Крон Г. Тензорный анализ сетей / Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 5. Лемешко А.В. Особенности моделирования двухполюсной сети связи ортогональной сетью в рамках тензорного анализа / А.В. Лемешко // Радиотехника. 2002. № 128. С. 16 – 25. 6. Назаров А.Н., Симонов М.В. ATM: технология высокоскоростных сетей. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1997. 232 с.

Харьковский институт Военно-Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 05.04.2003

УДК 621.396.677.49

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук,
И. В. СТРЕЛКОВСКАЯ, канд. физ.-мат. наук

МОДИФИКАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНИВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Многие из реальных процессов на практике имеют непрерывные реализации $x(t)$. Вместе с тем часто приходится процесс $x(t)$ представлять в дискретном виде $x(k)$, что вызвано, например, необходимостью помехоустойчивой передачи его по каналу связи или его обработки. Оцифровка случайного процесса $x(t)$ может производиться по-разному. Так, широко используется теорема отсчетов (Котельникова), когда интервал между $x(k)$ и $x(k-1)$ выбирается из условия $\Delta t = \frac{1}{2 F_{\max}}$, где $F_{\max}$ – максимальная частота дискретизируемого процесса $x(t)$. Пусть далее полученная дискретная последовательность $x(k)$, усиленная или ослабленная в $H(k)$ раз, наблюдается на фоне помех $n(k)$ типа белой гауссовой последовательности:

$$y(k) = H(k)x(k) + n(k), \quad (1)$$

где $H(k)$ – матрица, которая задает ослабления сигнала; $n(k)$ – шум наблюдения, представляющий собой белый гауссовский шум с дисперсией $D_n(k)$ и нулевым средним.

По полученным наблюдениям $y(k)$ можно построить процедуру оценки $\hat{x}(k)$. Здесь же отметим, что при оценке $x(k)$ по результатам выборочного массива стремятся увеличивать Δt до таких размеров, чтобы отсчетные значения $x(k)$, $k = \overline{1, N}$ оказались некоррелированными, что сокращает объем вычислительных процедур. Выборочные оценки

$$\hat{x} = N^{-1} \sum_{k=1}^N x(k) \quad (2)$$

являются несмещенными и эффективными. Вместе с тем использование выборочных оценок (2) для решения реальных задач становится проблематичным, поскольку часто задержка времени $\tau = \sum_{i=1}^N \Delta t_i$ на сбор статистики объемом N и ее обработку становится чрезмерно большой, не позволяющей решать динамические задачи. В этом случае переходят к получению рекурсивных оценок, процедуру вычисления которых можно прервать на любом этапе; или же, получив текущее значение оценки $\hat{x}(k)$, можно продолжить ее вычисление далее.

Во многих задачах используются процедуры рекурсивной оценки по наблюдениям y , осуществляющейся по схеме Калмана – Бьюси.

Математическими марковскими моделями случайного процесса являются [1]: для непрерывного представления

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = F(t)\bar{x}(t) + \Gamma(t)\bar{w}(t), \quad (3)$$

для дискретного представления

$$\bar{x}(k+1) = \Phi(k+1, k)\bar{x}(k) + \Gamma(k)\bar{w}(k). \quad (4)$$

Здесь $\tilde{w}(k)$ – виртуальный порождающий шум, представляющий собой белый гауссовский шум с дисперсией $D_w(k)$ и нулевым средним, где k – дискретное время; $\Phi(k+1, k)$, $\Gamma(k)$ – матрицы состояния и возбуждения.

Однородную одномерную модель можно получить непосредственно из (4), положив

$$\Phi = \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{\text{кор}}}\right), \quad (5)$$

$$\Gamma = \sqrt{D_w \Phi (1 - \Phi)^2}, \quad (6)$$

где Δt – интервал временной дискретизации (шаг); $\tau_{\text{кор}}$ – интервал временной корреляции; D_w – дисперсия (мощность) централизованного процесса $x(t)$.

При использовании оптимальных процедур оценки Калмана – Бьюси [1] получают оценку $\hat{x}(k)$ с минимальной среднеквадратической погрешностью по отношению к $x(k)$:

$$\hat{x}(k) = \Phi(k, k-1) \hat{x}(k-1) + K(k) \left[y(k) - H(k) \Phi(k, k-1) \hat{x}(k-1) \right]. \quad (7)$$

Здесь $\hat{x}(k)$ – текущая оценка на k -м шаге; $y(k)$ – процесс наблюдения; K – коэффициент усиления, который находится по формуле $K(k) = D_{\tilde{x}}(k) H^T(k) D_n^{-1}(k)$, где T – знак транспонирования; $D_{\tilde{x}}(k+1|k)$ – априорная дисперсия ошибки оценки, $D_{\tilde{x}}(k+1|k) = \Phi(k+1, k) D_{\tilde{x}}(k) \Phi^T(k+1, k) + \Gamma(k) D_w(k) \Gamma^T(k)$; $D_{\tilde{x}}(k)$ – апостериорная дисперсия ошибки оценки, $D_{\tilde{x}}(k) = [I - K(k) H(k)] D_{\tilde{x}}(k|k-1)$.

Вместе с тем точность воспроизведения исходного процесса $x(t)$ во многом зависит как от правил оцифровки, так и от выбора аппроксимирующей функции на интервалах между соседними отсчетами k и $k+1$.

На практике часто восстановление последовательности $x(k)$ по оценкам $\hat{x}(k)$ осуществляется на основе линейной аппроксимации, а точность восстановления повышается по мере уменьшения шага дискретизации Δt .

На рис.1 представлен пример фрагмента линейной аппроксимации последовательности $x(t)$.

Апостериорная дисперсия ошибки оценки не зависит от результатов наблюдения. Точность оценки процесса $x(k)$, $k = \overline{1, N}$ для линейного алгоритма (6) изменяется согласно зависимости [2]

$$\frac{D_{\tilde{x}}(k)}{D_{\tilde{x}}(k+1|k)} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + P_c / P_{\text{ш}}}}. \quad (8)$$

Точность оценки в виде соотношения апостериорной дисперсии и априорной зависит от отношения сигнал-шум $P_c / P_{\text{ш}}$ в канале наблюдения.

Как видно из соотношения (8), при типичных для каналов связи значениях $P_c / P_{\text{ш}} \geq 40$ дБ отношение дисперсий составляет около 10^{-2} .

Следует отметить, что представленная выражением (8) точность оценки является максимально достижимой, полученной при $\Delta t \rightarrow 0$. Для реальных шагов дискретизации она несколько больше. Очевидно, что с шагом Δt связана и точность линейной аппроксимации

$x(t)$ по последовательности полученных оценок $\hat{x}(k)$, $k = \overline{1, N}$. Практика показывает, что линейная аппроксимация не является лучшим вариантом. Такую аппроксимацию можно рассматривать как аппроксимацию интерполяционным сплайном первого порядка вида

$$s_1(t) = x_j \frac{t_{j+1} - t}{\Delta t_j} + x_{j+1} \frac{t - t_j}{\Delta t_j}, \text{ или } s_1(t) = x_j + \frac{t - t_j}{\Delta t_j} (x_{j+1} - x_j),$$

где $\Delta t_j = t_{j+1} - t_j$, $t \in [t_j, t_{j+1}]$; $S_1(t_j) = x_j$, $j = 0, \dots, N$.

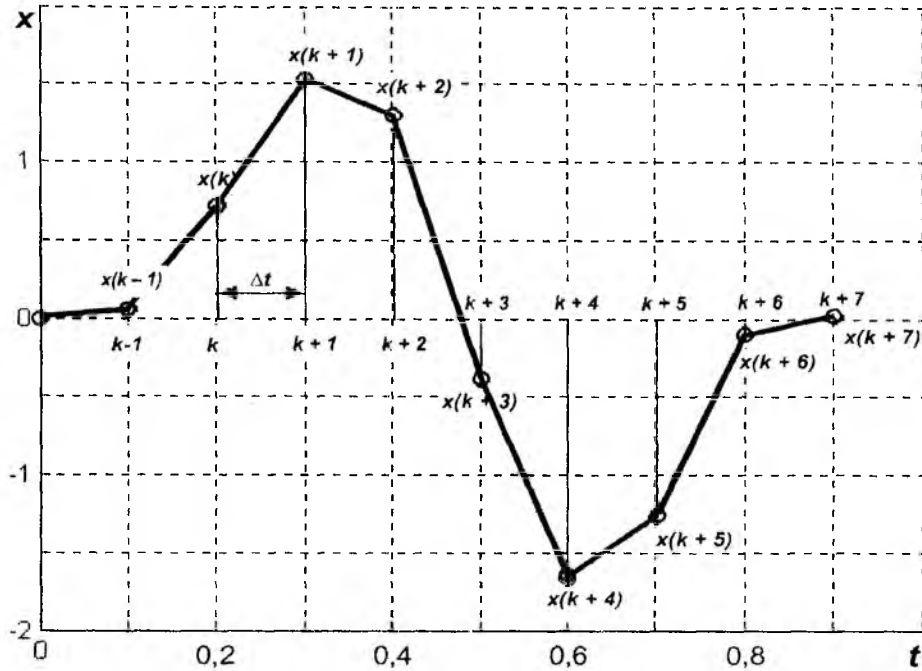


Рис. 1

Из теории сплайн-функций известно [3], что если сплайн первой степени $S_1(t)$ интерполирует функцию $x(t)$ на сетке $\Delta: a = t_0 < t_1 < \dots < t_N = b$, то справедливы оценки

$$\|R(t)\|_{\infty} = \|S_1(t) - x(t)\|_{\infty} \leq R,$$

где R представлены в табл. 1.

Таблица 1

Класс функций	R
$C[a; b]$	$w(x(t))$
$W_{\infty}^1[a; b]$	$\frac{\Delta t}{2} \ x'(t)\ _{\infty}$
$CC_{\Delta}^1[a; b]$	$\frac{\Delta t}{4} w(x'(t))$
$CW_{\Delta, \infty}^2[a; b]$	$\frac{\Delta t^2}{8} \ x''(t)\ _{\infty}$

В табл. 1 $C[a, b]$ – класс непрерывных на $[a, b]$ функций $x(t)$; $W_p^l[a; b]$ – класс функций $x(t)$, имеющих на $[a, b]$ абсолютно непрерывную производную порядка $l-1$ и l -ю производную из $L_p[a, b]$, $1 \leq p \leq \infty$, где $L_p[a, b]$ – пространство измеримых на $[a; b]$ функций $x(t)$, для которых $|x(t)|^p$ интегрируема по Лебегу на $[a; b]$. Нормы в этом пространстве

$$\|x(t)\|_{L_p[a; b]} = \left(\int_a^b |x(t)|^p dt \right)^{\frac{1}{p}};$$

$C^k C_{\Delta}^l[a; b], l > k$ – класс функций $x(t)$ – таких, что $x(t) \in C^k[a; b]$, $x(t) \in C^l[t_j, t_{j+1}]$, $j = 0, 1, \dots, N-1$, где $C^k[a; b]$ – класс функций, имеющих на $[a; b]$ непрерывную производную k -порядка.

$C^k W_{\Delta, p}^l[a; b], l > k, 1 \leq p \leq \infty$ – класс функций, удовлетворяющих условиям

$$x(t) \in C^k[a; b], \quad x(t) \in W_p^l[t_j, t_{j+1}], \quad j = 0, 1, \dots, N-1.$$

$\overline{\Delta t} = \max_j \Delta t_j$, $w(x(t))$ – модуль непрерывности функции $x(t)$

$$w(x(t)) = \max_{0 \leq j \leq N-1} w_j(x) = \max_{0 \leq j \leq N-1} \max_{t', t'' \in [t_j, t_{j+1}]} |x(t'') - x(t')|.$$

Однако дальнейшее повышение гладкости функции $x(t)$ не дает повышения порядка аппроксимации. Происходит так называемое насыщение интерполяционного процесса.

В данном случае более конструктивным является применение сплайн-функций более высокого порядка. Рассмотрим эту процедуру аппроксимации более подробно.

Обозначим через $s_3^\alpha(t)$ кубический сплайн класса $C^2[a; b]$ (класс дважды непрерывно дифференцируемых функций), который на каждом промежутке $[t_j, t_{j+1}]$ представляется одной из следующих формул:

$$s_3^\alpha(t) = (1-p)^2(1+2p)x_j^\alpha + p^2(3-2p)x_{j+1}^\alpha + p(1-p)^2 m_j^\alpha \Delta t_j - p^2(1-p)m_{j+1}^\alpha \Delta t_j, \quad (9)$$

$$s_3^\alpha(t) = (1-p)x_j^\alpha + px_{j+1}^\alpha - \frac{\Delta t_j^2}{6} p(1-p)[(2-p)M_j^\alpha + (1+p)M_{j+1}^\alpha], \quad (10)$$

$$\text{где } m_j^\alpha = \frac{ds_3^\alpha}{dt} \Big|_{t=t_j}, \quad M_j^\alpha = \frac{d^2 s_3^\alpha}{dt^2} \Big|_{t=t_j}, \quad \Delta t = t_{j+1} - t_j, \quad p = \frac{t - t_j}{\Delta t_j},$$

$$x(t) = (x^1(t), x^2(t), \dots, x^n(t))^T,$$

$$x_j^\alpha = x^\alpha(t_j), \quad \alpha = \overline{1, n}.$$

При построении сплайнов для стыковки звеньев между собой накладываются ограничения на производные сплайна (обычно требуется их непрерывность). Однако этот способ не является единственным. Рассматривается другой подход, состоящий в том, что стыковка звеньев осуществляется путем приравнивания разделенных разностей от многочленов, описывающих соседние звенья сплайна. Это так называемые дискретные кубические сплайны.

Для модели сообщения $x(k)$ или $x(k)$ оказывается более целесообразным использовать дискретные кубические сплайны.

Пусть на отрезке $[a, b]$ задана сетка $\Delta: a = t_0 < \dots < t_n = b$, в узлах которой известны значения $x_j = x(j)$, $j = 0, 1, \dots, N$. Отметим, что задаваемая в теории сплайнов сетка Δ в данном случае является равномерной. Дискретным интерполяционным кубическим сплайном называется функция $S(k) = S_\Delta(t)$, которая удовлетворяет таким условиям:

1. На каждом из интервалов $\Delta t = [t_j, t_{j+1}]$ она является кубическим многочленом:

$$S_\Delta(t) = P^j(t) = \sum_{i=0}^3 a_{ij} (t - t_j)^i, \quad t \in \Delta t = [t_j, t_{j+1}].$$

2. При заданных $\varepsilon_j \geq 0$, $o = 1, \dots, N-1$ имеют место равенства

$$\frac{P^j(t_j + \varepsilon_j) - P^j(t_j - \varepsilon_j)}{2\varepsilon_j} = \frac{P^{j-1}(t_j + \varepsilon_j) - P^{j-1}(t_j - \varepsilon_j)}{2\varepsilon_j}, \quad (11)$$

$$\frac{P^j(t_j + \varepsilon_j) - 2P^j(t_j) + P^j(t_j - \varepsilon_j))}{\varepsilon_j^2} = \frac{P^{j-1}(t_j + \varepsilon_j) - 2P^{j-1}(t_j) + P^{j-1}(t_j - \varepsilon_j))}{\varepsilon_j^2}. \quad (12)$$

3. Всегда $S_d(t_j) = x_j$, $j = 0, \dots, N$.

Условия (11), (12) можно рассматривать как дискретный аналог условий непрерывности первой и второй производных.

Очевидно, что при $\varepsilon_j \rightarrow 0$ дискретный кубический сплайн переходит в кубический сплайн класса C^2 .

Для дискретного сплайна $S_d(t)$, как и для интерполяционного кубического сплайна $S_3^\alpha(t)$, необходимо выполнение одного из четырех типов граничных условий:

- I. $S'_d(x; a) = x'(a)$, $S'_d(x; b) = x'(b)$;
- II. $S''_d(x; a) = x''(a)$, $S''_d(x; b) = x''(b)$;
- III. $S_d^{(r)}(x; a) = S_d^{(r)}(x; b)$, $r = 1, 2$;
- IV. $S_d'''(x, t_p + 0) = S_d'''(x, t_p - 0)$, $p = 1, \dots, N-1$.

Рассмотрим алгоритм построения дискретного сплайна. Введем обозначения

$$M_j = \frac{1}{\varepsilon_j^2} [P^j(t_j + \varepsilon_j) - 2P^j(t_j) + P^j(t_j - \varepsilon_j)], j = 0, \dots, N, \quad (13)$$

$$P^N(t) = P^{N-1}(t).$$

Тогда сплайн $S_d(t)$ при $t \in [t_j, t_{j+1}]$ записывается в виде

$$S_d(t) = x_j(1-p) + px_{j+1} - \frac{p(1-p)}{6} \Delta t_j^2 [(2-p)M_j + (1+p)M_{j+1}], \quad (14)$$

где $\Delta t_j = t_{j+1} - t_j$; $p = \frac{t - t_j}{\Delta t_j}$.

Формула (14) по виду совпадает с формулой (10) для кубического сплайна класса C^2 . Различный смысл имеют лишь величины M_j .

Из (13) следует, что

$$S_d''(t_j + 0) = S_d''(t_j - 0) = M_j, j = 0, \dots, N. \quad (15)$$

Сплайны $S_d(t)$ вида (14) удовлетворяют условиям интерполяции и условиям (12).

Подставив в (11) вычисленные из (14) значения сплайна, получим

$$\begin{aligned} \mu_j \left(1 - \frac{\varepsilon_j^2}{\Delta t_{j-1}^2} \right) M_{j-1} + \left(2 + \frac{\varepsilon_j^2}{\Delta t_{j-1} \Delta t_j} \right) M_j + \lambda_j \left(1 - \frac{\varepsilon_j^2}{\Delta t_j^2} \right) M_{j+1} = \\ = \frac{6}{\Delta t_{j-1} + \Delta t_j} \left(\frac{x_{j+1} - x_j}{\Delta t_j} - \frac{x_j - x_{j+1}}{\Delta t_{j-1}} \right), \quad j = 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (16)$$

где $\mu_j = \frac{\Delta t_{j-1}}{\Delta t_{j-1} + \Delta t_j}$, $\lambda_j = 1 - \mu_j$.

К соотношениям (16) добавляем уравнение, вытекающее из граничного условия (одного из условий I – IV). Например, для условий типа II имеем

$$M_0 = x_0'', M_N = x_N'' \quad (17)$$

В силу соотношений (16) и (17) матрицы систем относительно неизвестных M_j имеют диагональное преобладание при любых ε_i и для всех рассматриваемых типов граничных условий. Таким образом, всегда существует единственный дискретный кубический сплайн для произвольного ε_j .

Если при равномерной сетке положить $\varepsilon_j = \Delta t$, то из (16) получим

$$M_j = \frac{x_{j+1} - 2x_j + x_{j-1}}{\Delta t^2}, \quad j = 1, \dots, N-1.$$

Для достаточно гладкой функции $x(t)$

$$\left\| \frac{d^r S_3}{dt^r} - \frac{d^r x}{dt^r} \right\|_{\infty} = O(\Delta t^{4-r}), \quad r = 0, 1, 2, 3, \quad (18)$$

где $\Delta t = \max_j \Delta t_j$.

Рассмотрим аппроксимацию эрмитовыми кубическими сплайнами.

Пусть в узлах сетки $\Delta: \alpha = t_0 < t_1 < \dots < t_N = b$ заданы значения некоторой функции $x(t)$ и ее производной $x'(t)$:

$$x_i = x(t_i), \quad x'_i = x'(t_i), \quad i = 0, 1, \dots, N.$$

Кубическим интерполяционным сплайном дефекта 2 (эрмитовым кубическим сплайном) будем называть функцию $S_{3,2}(x, t) = S_{3,2}(t)$, удовлетворяющую двум условиям:

1. На каждом из промежутков $[t_i, t_{i+1}]$

$$S_{3,2}(t) = a_{i0} + a_{i1}(t - t_i) + a_{i2}(t - t_i)^2 + a_{i3}(t - t_i)^3.$$

2. Функция $S_{3,2}(t_i) = x_i$, $S'_{3,2} = x'_i$, $i = 0, \dots, N$.

Эрмитов кубический сплайн имеет вид

$$S_{3,2}(t) = \varphi_1(p)x_i + \varphi_2(p)x_{i+1} + \varphi_3(p)\Delta t_i x'_i + \varphi_4(p)\Delta t_i x'_{i+1},$$

причем

$$\begin{aligned} \varphi_1(p) &= (1-p)^2(1+2p), & \varphi_2(p) &= p^2(3-2p), & \varphi_3(p) &= p(1-p)^2, \\ \varphi_4(p) &= -p^2(1-p), & \Delta t_i &= t_{i+1} - t_i, & p &= (t - t_i)/\Delta t_i. \end{aligned}$$

Для эрмитова кубического сплайна верны следующие оценки остаточного члена интерполяции $R(x) = S_3(f; x) - f(x)$ в зависимости от гладкости функции $f(x)$.

Если $S_3(x)$ интерполирует на сетке Δ функцию $f(x)$, имеют место оценки:

$$\|S_3(t) - x(t)\|_{\infty} \leq R,$$

где R даны в табл. 2.

Таблица 2

Класс функций	R_0
$C^1[a; b]$	$\frac{3}{8} \overline{\Delta t} w(x')$
$W_{\infty}^2[a; b]$	$\frac{1}{16} \overline{\Delta t}^2 \ x''(t)\ _{\infty}$
$C^1 C_{\Delta}^2[a; b]$	$\frac{1}{32} \overline{\Delta t}^2 w(x'')$
$C^1 W_{\Delta, \infty}^3[a; b]$	$\frac{1}{96} \overline{\Delta t}^3 \ x'''(t)\ _{\infty}$
$C^1 C_{\Delta}^3[a; b]$	$\frac{1}{192} \overline{\Delta t}^3 w(x''')$
$C^1 W_{\Delta, \infty}^4[a; b]$	$\frac{1}{384} \overline{\Delta t}^4 \ x^{IV}(t)\ _{\infty}$

С помощью дискретного кубического сплайна $S_{\Delta}(t)$ можно вычислить первую и вторую производные функции $x(t)$ в узлах сетки Δ с более высокой точностью, чем это гарантируется оценкой (18). При соответствующем выборе параметров, входящих в системы для определения величин m_j, M_j , на произвольной неравномерной сетке имеем:

$$S'_{\Delta}(t_j) = x'_j + O(\Delta t)^{-4}, \quad (19)$$

$$S''_{\Delta}(t_j) = x''_j + O(\Delta t)^{-3}, \quad (20)$$

где $S_{\Delta}(t)$ – кубический нелокальный сплайн класса C^1 .

Рассмотрим интерполяционный эрмитов сплайн степени $S_{5,3}(t)$ вида

$$\begin{aligned} S_{5,3}(t) = & x_j(1-p)^3(1+3p+6p^2) + x_{j+1}p^3(10-15p+6p^2) + \\ & + \Delta t_j x'_j p(1-p)^3(1+3p) - \Delta t_j x'_{j+1} p^3(1-p)(4-3p) + \\ & + \frac{1}{2} \Delta t_j^2 x''_j p^2(1-p)^3 + \frac{1}{2} \Delta t_j^2 x''_{j+1} p^3(1-p)^3. \end{aligned} \quad (21)$$

Для такого сплайна при достаточно гладких функциях получена оценка

$$\|S_{5,3}(t) - x(t)\|_c = O(\Delta t)^{-6}. \quad (22)$$

Заменим в (21) величины $x_j^*, x_{j+1}^*, x_j', x_{j+1}'$ по формулам (19), (20). Для полученного таким образом сплайна $\tilde{S}_{5,3}(t)$ очевидно, что

$$|\tilde{S}_{5,3}(t) - S_{5,3}(t)| = O(\Delta t)^{-5}.$$

С учетом (28) запишем

$$\|\tilde{S}_{5,3}(t) - x(t)\|_c = O(\Delta t)^{-5}.$$

Следовательно, порядок приближения сплайном $\tilde{S}_{5,3}(t)$ на единицу выше, чем у любого из кубических сплайнов, причем для построения $\tilde{S}_{5,3}(t)$ не требуется знания производной функций $x(t)$

Выкладки производились в предположении, что исходные значения x_j не содержат ошибок. Однако на практике они всегда присутствуют. Если ошибки велики, целесообразно использовать сглаживающий сплайн, выбрав параметры сглаживания в зависимости от значения ошибки. Если же ошибки в исходных данных невелики, можно применять интерполяционные сплайны. При этом нужно обратить внимание на выбор шага сетки.

Пусть на равномерной сетке с шагом Δt известны приближенные значения $\tilde{x}_j$ функции $x(t) \in C^4[a, b]$, причем $|\tilde{x}_i - x_i| \leq \varepsilon$. Если приближать функцию $x(t)$ кубическим сплайном $\tilde{S}_3(t)$, интерполирующим значения $\tilde{x}_j$, то $\|\tilde{S}_3(t) - x''(t)\|_c \leq \varphi(\varepsilon, \Delta t) + o(\Delta t^2)$, где

$$\varphi(\varepsilon, \Delta t) = \frac{1}{12} \Delta t^2 \|x^{(IV)}(t)\|_c + \frac{12\varepsilon}{\Delta t^2}.$$

Оптимальный шаг Δt^* определяется из условия минимума функцией $\varphi(\varepsilon, \Delta t)$:

$$\Delta t^* = 2\sqrt[3]{\varepsilon \|x^{(IV)}(t)\|_c^{-1}}, \quad \varphi(\varepsilon, \Delta t^*) = 2\sqrt[3]{\varepsilon \|x^{(IV)}(t)\|_c}.$$

Очевидно, при заданном ε не имеет смысла использовать сетки с шагом, меньшим Δt^* .

Например, если речь идет о восстановлении огибающей и $\varepsilon = 10^{-8}$, то $\Delta t^* \approx 0,035\tau_{\text{кор}}$, где $\tau_{\text{кор}}$ – интервал корреляции. Тогда $\varphi(\varepsilon, \Delta t^*) = 2 \cdot 10^{-4}$. На практике выясняется, что уже при $\Delta t^* = 0,1\tau_{\text{кор}}$ достигаются предельные свойства.

Как было отмечено выше, для сигналов сообщения или их оценок целесообразно использовать дискретные кубические сплайны (14).

С помощью имитационного моделирования проведен анализ процедуры оценивания (7) с интерполяцией результатов оценок дискретными кубическими сплайнами. На рис. 2 отражены марковский процесс (кривая 1), его аппроксимации дискретными кубическими сплайнами (кривая 2) и линейная аппроксимация (кривая 3). Видно, что аппроксимация с помощью дискретных кубических сплайнов позволяет получить более точное восстановление исходного сообщения (3), чем при линейных методах восстановления.

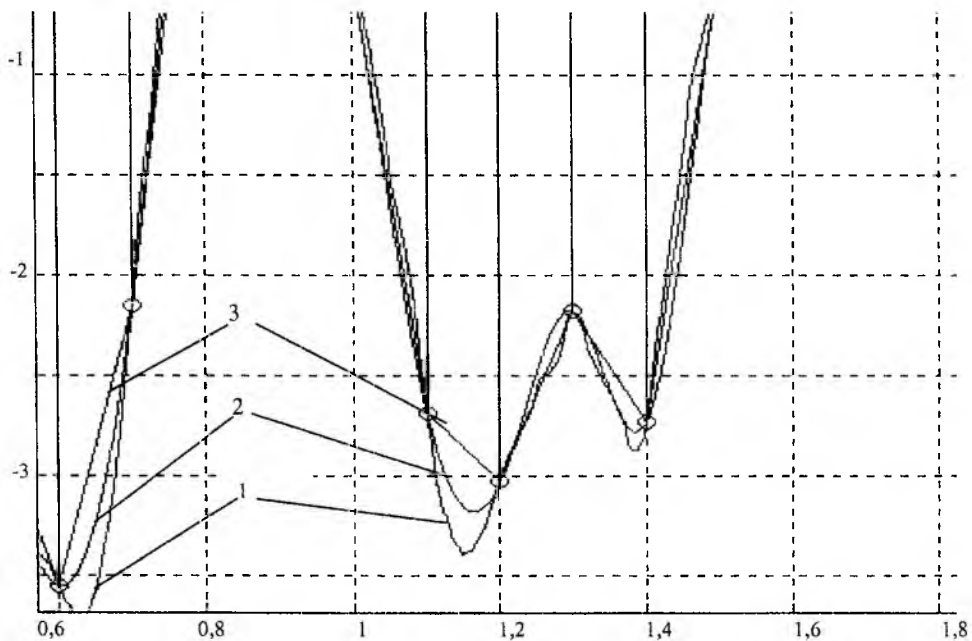


Рис. 2

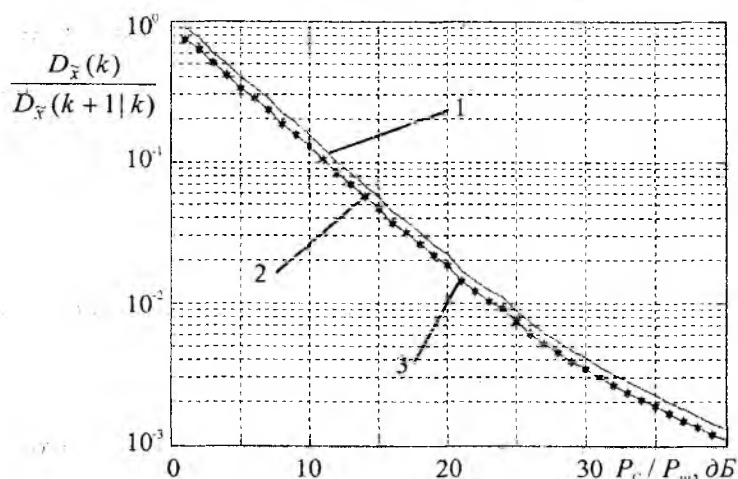


Рис. 3

Проведен также сравнительный анализ эффективности процедур интерполяции дискретными кубическими сплайнами (14), эрмитовыми кубическими сплайнами (21) и методами линейной аппроксимации. В качестве количественной меры выбрана точность оценки сигнала в виде среднеквадратического отклонения σ оценок сообщения $x(k)$ от исходного сигнала сообщения $x(k)$. Следует отметить, что данная количественная мера при $\Delta t \rightarrow 0$ стремится к теоретической зависимости $\frac{D_{\tilde{x}}(k)}{D_{\tilde{x}}(k+1|k)}$. В результате имитационного модели-

рования получены зависимости точности оценок от отношения сигнал-шум $P_c/P_{ш}$ при различном шаге квантования Δt . На рис. 3 представлены данные зависимости при $\Delta t = 0,02\tau_{кор}$. Как видно из графиков, при линейной аппроксимации (кривая 1), аппроксимации дискретными кубическими сплайнами (кривая 2) и эрмитовыми кубическими сплайнами (кривая 3) точности оценок практически не отличаются от теоретических. Дискретные кубические сплайны и эрмитовы кубические сплайны позволяют получить одинаковую точность оценок.

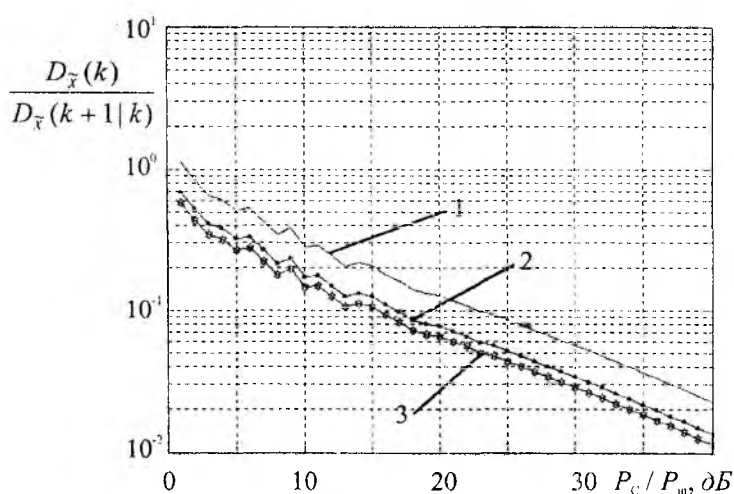


Рис. 4

При шаге квантования $\Delta t = 0,1\tau_{кор}$ (рис. 4) линейная аппроксимация (кривая 1) позволяет получить значительно более низкую точность восстановления, чем при использовании дискретных кубических сплайнов (кривая 2) и эрмитовых кубических сплайнов (кривая 3).

Кроме того, и точность аппроксимации дискретными кубическими сплайнами несколько ниже точности аппроксимации эрмитовыми кубическими сплайнами, что также можно объяснить тем, что восстанавливающие функции более сложны и совершенны.

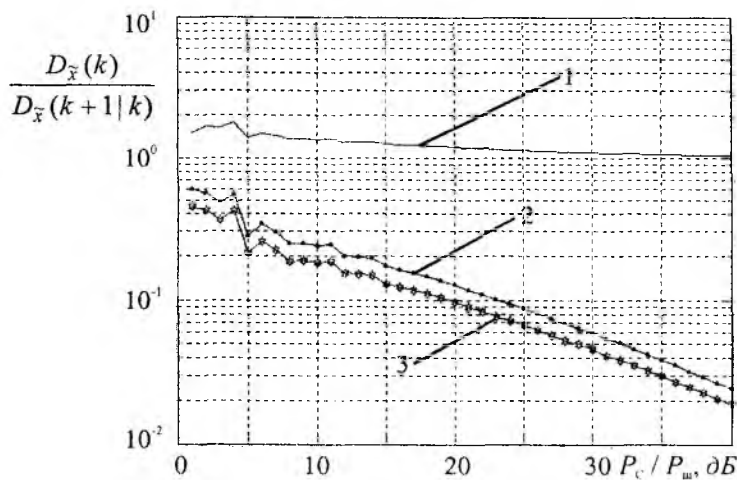


Рис. 5

При дальнейшем увеличении шага квантования результаты восстановления при линейной аппроксимации выходят за пределы допустимых значений. Так, на рис. 5 представлены зависимости для точности оценок при $\Delta z = 0,5\tau_{\text{кор}}$ (кривая 1 — линейная аппроксимация, 2 — аппроксимация дискретными кубическими сплайнами, 3 — эрмитовыми кубическими сплайнами). Из графиков видно, что результаты как оценивания, так и восстановления с использованием дискретных кубических сплайнов и эрмитовых кубических сплайнов дают значительное, почти на порядок, ухудшение. А линейный метод восстановления здесь просто неприемлем.

Проведенный анализ показывает, что при интерполяции последовательности оценок, получаемых по методу Калмана — Бьюси, аппроксимация кубическими сплайнами оказывается более эффективной, чем линейными.

Список литературы: 1. Сейдж Э.П. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э.П. Сейдж, Дж.Л. Мелс; Пер. с англ. под ред. Б.Р. Левина. М.: Связь, 1976. 496 с. 2. Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А.П. Родимов, В.В. Поповский. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 3. Завьялов Ю.С. Методы сплайн-функций / Ю.С. Завьялов, Б.И. Квасов, В.Л. Мирошниченко. М.: Наука, 1980. 352 с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 28.05.2003

Ю. И. ЛОСЕВ, д-р техн. наук, Е. В. ДУРАВКИН

ПРОГРАММНАЯ СРЕДА РАЗРАБОТКИ И АНАЛИЗА МОДЕЛЕЙ ПРОТОКОЛОВ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА

Анализ использования метода производящих функций (вероятностно-временных графов) [1] для моделирования протоколов обмена данными показывает, что основные трудности при использовании данного аппарата возникают при нахождении результирующих функций, описывающих переход моделируемой системы из начального состояния в конечное или заданное. Это связано с тем, что процесс функционирования СОД является сложным, многоступенчатым процессом, включающим множество возможных промежуточных состояний. Вследствие этого размерность графа, описывающего такой процесс, является достаточно большой, что влечет за собой значительную трудоемкость его анализа. Частично эту проблему снимает аппарат эквивалентных преобразований ВВГ (вероятностно-временных графов), однако даже при проведении эквивалентных преобразований нахождение результирующих функций весьма трудоемко и сложно. Может возникнуть ситуация, когда при моделировании некоторых систем или процессов не представится возможным полное преобразование графа, т.е. когда остаются только начальные и конечные вершины. В такой ситуации анализ моделируемого объекта, нахождение характеристик производится в ограниченных условиях.

Для снижения трудоемкости и длительности при использовании метода производящих функций в процессе моделирования протоколов обмена данными, а также для реализации метода анализа «неприводимых» ВВГ разработана автоматизированная среда проектирования.

Задачи, решаемые с помощью такой среды, можно сформулировать следующим образом:

1. Построение вероятностно-временного графа, описывающего моделируемую систему.
2. Формирование матриц смежности, инцидентности графа по графическому изображению.
3. Проведение эквивалентных преобразований графа.
4. Возможность выбора режима преобразований (пошаговый, автоматический).
5. Нахождение результирующих функций, описывающих переход системы из начальных состояний в конечные или заданные.
6. Нахождение вероятностно-временных характеристик системы для заданного количества шагов.

Результатами моделирования в данной программной среде является граф, полученный в ходе эквивалентных преобразований, и функции дуг этого графа. По результатам работы программы формируются два файла. В файле `func.txt` в текстовом формате сохраняются значения функций дуг. В файле, имя которого задает оператор, сохраняется полное описание модели. При анализе «неприводимых» графов результатами являются среднее время достижения системой конечного состояния, распределение вероятностей между конечными состояниями, значения функций дуг, соответствующих траекториям движения системы из начального состояния в конечные. Результаты отображаются в диалоговом окне, а символьные значения функций дуг – в файле `puti.txt`. Сохранение символьных значений функций дуг в отдельном файле обусловлено тем, что для нахождения их численных значений предполагается использование математических программных пакетов типа MathCAD. Такой подход определяется тем, что в данных программах уже разработаны и отлажены механизмы получения численных значений для различных математических формул, следовательно, в рамках разрабатываемой программной среды нет необходимости их реализовывать.

В структуре программной среды имеется модуль формирования математического описания графа, объединяющий функции, которые на основании анализа координат элементов

графа, полученных при вводе графической информации, формируют матрицы инцидентности (переходов) (А) и смежности (В).

Матрица инцидентности имеет размерность $n \times m$, где n – число состояний (вершин) графа, а m – число дуг. Элементами матрицы являются

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если вершина } i \text{ находится в начале дуги } j; \\ -1, & \text{если вершина } i \text{ находится в конце дуги } j; \\ 0, & \text{если вершина } i \text{ не инцидентна дуге } j. \end{cases}$$

Матрица смежности (В) имеет размерность $n \times n$, где n – количество вершин графа. Элементами матрицы являются

$$b_{ij} = \begin{cases} k, & \text{количество дуг из вершины } i \text{ в вершину } j; \\ 0, & \text{если вершина } i \text{ не инцидентна вершине } j. \end{cases}$$

В случае положительного результата анализа координат концов дуги и связываемых вершин в матрицу инцидентности (А) добавляется новый столбец (m), соответствующий образованной дуге. В матрице смежности (В) изменяется элемент $b_{kj}=b_{kj}+1$, указывающий на отношение инцидентности между связываемыми вершинами. Формирование матриц инцидентности и смежности необходимо для дальнейшего анализа топологии построенного графа и его эквивалентного преобразования с целью упрощения.

Результатом работы функций, входящих в данный модуль, должен быть построенный и математически описанный граф [3]

$$G=(V, E), \quad (1)$$

где $V=(v_0, v_1, \dots, v_n)$ – множество вершин – состояний графа;

$E=(e_0, e_1, \dots, e_m)$ – множество ориентированных дуг.

Задачей функций, выполняющих эквивалентные преобразования графа, является выбор режима преобразования, проведение эквивалентных преобразований графа, определение функций образующихся дуг.

Анализ методики эквивалентных преобразований ВВГ показал, что весь процесс преобразования графа сводится к исключению дуг-петель, последовательных дуг, параллельных дуг.

Для решения поставленных задач процесс анализа и преобразования построенного графа предлагается производить следующим образом:

На первом шаге необходимо произвести анализ топологии графа, для чего вычисляются полустепень захода $d^-(v_i)$ и полустепень исхода $d^+(v_i)$ для каждой вершины (v_i):

$$d^-(v_i) = \sum_{j=1}^m a_{ij}, \quad a_{ij} > 0; \quad (2)$$

$$d^+(v_i) = \sum_{j=1}^m a_{ij}, \quad a_{ij} < 0, \quad (3)$$

где m – число дуг;

a_{ij} – элемент матрицы инцидентности.

После анализа топологии графа исключаются параллельные дуги, так как это не повлечет за собой изменение значений функций, описывающих остальные дуги, что, соответственно, положительно сказывается на скорости работы программы и упрощает алгоритм преобразования. На следующем шаге необходимо произвести исключение дуг-петель. Такое преобразование позволит исключить избыточные дуги в графе и освободить вершины от

этих дуг. После исключения всех параллельных дуг и дуг-петель производится замена последовательных дуг и исключение промежуточных вершин. Данное преобразование уменьшает размерность графа и, следовательно, облегчает его анализ.

Далее опять анализируется наличие параллельных дуг, затем дуг-петель и т.д., пока в графе можно будет произвести хотя бы одно преобразование. Если после анализа всех вышеописанных ситуаций не было произведено ни одного преобразования, то работа функций, выполняющих эквивалентные преобразования, считается законченной.

Как было показано, при моделировании некоторых систем возможны такие топологии ВВГ, которые нельзя привести к простейшим (содержащим только начальные и конечные вершины) методам эквивалентных преобразований. Такие графы в дальнейшем будем называть «неприводимыми» (рис. 1).

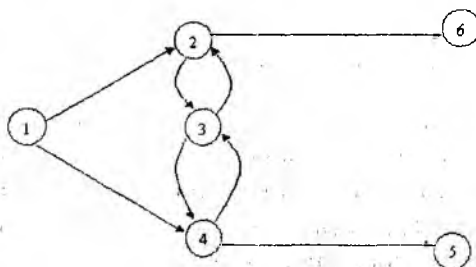


Рис. 1. Пример «неприводимого» графа

Для решения задачи анализа вероятностно-временных характеристик «неприводимых» графов целесообразно совместное использование аппаратов марковских цепей и вероятностно-временных графов. Использование марковских цепей необходимо для определения вероятностных характеристик, а аппарата ВВГ – временных. При использовании марковских цепей функция дуги представляется как: $L_{ij} = p_{ij}$, где p_{ij} – вероятность перехода из v_i в v_j , определенная ранее при составлении и определении ВВГ. Все вероятности p_{ij} сводятся в матрицу переходных вероятностей P вида:

$$P = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{n1} & p_{n2} & \dots & p_{nn} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

свойства такой матрицы подробно описаны в [2].

Наличие вершины-истока и конечных вершин указывает на то, что системы, моделируемые графами такой топологии, через n шагов обязательно окажутся в одном из конечных состояний.

Количество шагов n определяется следующим образом: задается вектор начальной разметки $N = (p_1, p_2, \dots, p_n)$, где p_i – вероятность того, что система на нулевом шаге будет находиться в i -м состоянии: $p_i = P\{S_0=i\}$. Для систем, описываемых ВВГ рассматриваемого типа, вектор начальной разметки обычно имеет вид: $N = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)$, где $p_i=1$ означает то, что система на нулевом шаге будет находиться в начальном состоянии v_i .

После определения матриц P и N производится вычисление вектора $C = (c_0, c_1, \dots, c_i, \dots, c_n)$, элементами которого являются вероятности нахождения системы в состоянии v_i на k -м шаге ($p_i = P\{S_k=i\}$):

$$C_K = N \times P^K. \quad (5)$$

Вычисление вектора C_K производится до тех пор, пока сумма вероятностей нахождения системы в конечных состояниях не будет больше установленного порогового значения, номер шага на котором выполнит данное условие и принимается за конечный:

$$n = k | (P(S_k = i) + P(S_k = i) + \dots P(S_k = l)) \geq g), \quad (6)$$

где i, j, l – номера конечных вершин;

g – пороговое значение сумм вероятностей.

Найденное число шагов n будет одинаково как для марковской цепи, так и для ВВГ.

Возможен режим анализа, при котором задается не точность вычисления вероятностей конечных состояний, а количество шагов (тактов), которые может пройти система.

Определение среднего времени достижения конечных вершин на ВВГ производится следующим образом.

Исходя из того, что известно количество шагов n , через которое система, с заданной вероятностью, окажется в одном из конечных состояний, можно определить все возможные пути, которые система может пройти за эти n шагов из начальной вершины: $PU\{(V_i, V_c) \dots\}$, где V_i – начальная вершина; V_c – любая вершина, достижимая из V_i за n -шагов.

Затем из всего множества PU отбираются те пути, которые заканчиваются в конечных вершинах: $PU_l\{(v_i, v_k), \dots, (v_f, v_b)\}$, где v_b – одна из конечных вершин.

Любой из полученных путей E_i можно представить последовательностью дуг, входящих в него:

$$E_{ib} = (e(v_i, v_k), e(v_k, v_l), \dots, e(v_f, v_b)),$$

следовательно, его можно представить как дугу, соединяющую начальную v_k и конечную v_b вершины.

Функция такой дуги, в соответствии с методикой эквивалентных преобразований, определяется по формуле

$$F(z) = \prod_i P_i z^{T_i}. \quad (7)$$

В общем случае из начальной вершины возможны несколько путей в одну и ту же конечную. Следовательно, их можно представить параллельными дугами, заменить одной дугой с функцией, определяемой по формуле

$$F(z) = \sum_i P_i z^{T_i}. \quad (8)$$

В результате таких операций имеется возможность перехода к простейшему графу с определенными функциями дуг и, следовательно, определению временных характеристик моделируемой системы.

Таким образом, реализация программной среды позволит автоматизировать процесс построения и анализа моделей протоколов информационного обмена, построенных с использованием метода производящих функций, что позволит уменьшить время, необходимое для анализа систем, повысить качество с помощью метода анализа «неприводимых» ВВГ.

Список литературы: 1. *Адаптивная компенсация помех в каналах связи* / Ю.И. Лосев, А. Г. Бердников и др.; Под ред. Ю. И. Лосева. М.: Радио и связь, 1988. 208 с.: ил. 2. *Вентцель С. Е., Овчаров Л. А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения*. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1991. 384 с.: ил. 3. *Свами М., Тхуласираман К. Графы, сети, алгоритмы* / Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 455 с.: ил.

Л. А. ТИТАРЕНКО, канд. техн. наук, Б. Ю. БОРДЮГОВ

СРАВНЕНИЕ СТЕПЕНЕЙ ПРИБЛИЖЕНИЯ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Случайный процесс $x(t)$, определенный во временной области $(0, T)$, может быть представлен линейной комбинацией базисных функций:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{\infty} y_i \varphi_i(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

где базисные функции $\varphi_i(t)$ являются детерминированными функциями времени, а коэффициенты $y_i(t)$ – случайными величинами. Чтобы образовать полную систему функций, требуется бесконечное число базисных функций $\varphi_i(t)$. Условие ортонормированности базисных функций $\varphi_i(t)$ имеет вид

$$\int_0^T \varphi_i(\tau) \varphi_i^*(\tau) d\tau = \delta_{ij}, \quad (2)$$

где $\varphi_i(t)$ и $\varphi_i^*(t)$ – комплексно-сопряженные функции.

Пусть математическое ожидание $m(t) = E\{x(t)\} = 0$, $0 \leq t \leq T$, и, если базисные функции $\varphi_i(t)$ являются собственными функциями корреляционной функции $R(t, \tau)$, то они должны удовлетворять следующему интегральному уравнению:

$$\int_0^T R(t, \tau) \varphi_i(\tau) d\tau = \lambda_i \varphi_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, \quad (3)$$

где λ_i – собственные значения корреляционной функции $R(t, \tau)$.

Для простоты возьмем n значений рассматриваемых функций в дискретные моменты времени и представим их в виде векторов следующим образом:

$$X = [x(t_1) \quad x(t_2) \quad \dots \quad x(t_n)]^T, \quad (4)$$

$$\Phi_i = [\varphi_i(t_1) \quad \varphi_i(t_2) \quad \dots \quad \varphi_i(t_n)]^T, \quad (5)$$

где T – знак транспонирования, а каждое выборочное значение $x(t_i)$ случайного процесса $x(t)$ является случайной величиной. В таком случае выражения (2) и (3) можно переписать следующим образом:

$$\sum_{k=1}^n \varphi_i(t_k) \varphi_i^*(t_k) = \Phi_i^T \Phi_j = \delta_{ij} \quad (6)$$

и

$$\sum_{k=1}^n R(t_l, t_k) \varphi_i(t_k) = \lambda_i \varphi_i(t_l), \quad i, l = \overline{1, n}. \quad (7)$$

Для определения собственных значений и собственных векторов уравнение (7) можно переписать в матричной форме:

$$S\Phi_i = \lambda_i \Phi_i, \quad i, l = \overline{1, n}, \quad (8)$$

где

$$S = \begin{bmatrix} R(t_1, t_1) & \dots & R(t_1, t_n) \\ \vdots & & \vdots \\ R(t_n, t_1) & \dots & R(t_n, t_n) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Так как матрица S имеет размерность $n \times n$, получим не бесконечное число, а только n собственных значений и собственных векторов. Для ортонормированных базисных функций $\phi_i(t)$ получим среднеквадратичную ошибку:

$$\begin{aligned} \overline{\varepsilon^2} &= E \left[\int_0^T \left\{ x(t) - \sum_{i=1}^m y_i \phi_i(t) \right\} \left\{ x(t) - \sum_{i=1}^m y_i \phi_i(t) \right\}^* dt \right] = E \left[\int_0^T \left\{ \sum_{i=m+1}^{\infty} y_i \phi_i(t) \right\} \left\{ \sum_{i=m+1}^{\infty} y_i \phi_i(t) \right\}^* dt \right] = \\ &= \sum_{i=m+1}^{\infty} E \{ y_i y_i^* \}. \end{aligned} \quad (10)$$

Если $\phi_i(t)$ – собственные функции корреляционной матрицы $R(t, \tau)$, то

$$E \{ y_i y_i^* \} = \int_0^T \lambda_i \phi_i(t) \phi_i^*(t) dt = \lambda_i. \quad (11)$$

Следовательно,

$$\overline{\varepsilon^2} = \sum_{i=m+1}^{\infty} \lambda_i, \quad (12)$$

совпадает с аналогичным результатом для дискретного варианта разложения Карунена-Лоева.

Трудность использования разложения Карунена-Лоева для непрерывного случая состоит в том, что для получения собственных значений и собственных векторов необходимо решить интегральное уравнение (3). За исключением очень частных случаев, решение этого интегрального уравнения не удастся получить в явном виде [1].

Решим аналогичную задачу для случая одного распределения, что чаще встречается в системах связи. Пусть X – n -мерный случайный вектор. Тогда X можно точно представить разложением

$$X = \sum_{i=1}^n y_i \Phi_i = \Phi Y, \quad (13)$$

где

$$\Phi = [\Phi_1 \quad \dots \quad \Phi_n], \quad (14)$$

а

$$Y = [y_1 \quad \dots \quad y_n]^T. \quad (15)$$

Матрица Φ является детерминированной и состоит из n линейно независимых векторов-столбцов. Следовательно, линейная комбинация столбцов матрицы Φ образует n -мерное пространство, содержащее X . Столбцы матрицы – базисные векторы и, если эти столбцы ортонормированные, то компоненты вектора Y определяются следующим образом:

$$y_i = \Phi_i^T X, \quad i = \overline{1, n}. \quad (16)$$

Следовательно, Y представляет собой ортогональное преобразование случайного вектора X и тоже является случайным вектором.

Ошибку приближения можно найти аналогично (10), которая будет соответствовать (12), где λ_i – собственные значения оптимальных базисных векторов – собственных векторов ковариационной матрицы случайного вектора X .

Аналогичным образом, случайный процесс, а точнее, его распределение, можно представить посредством вейвлет. Идея вейвлет-преобразования состоит в общепринятом представлении случайного процесса $x(t)$ в виде взвешенной суммы (1) простых составляющих – базисных функций $\varphi_i(t)$, помноженных на коэффициенты $y_i(t)$. Поскольку базисные функции предполагаются заданными как функции вполне определенного вида, то коэффициенты $y_i(t)$ содержат информацию о конкретном процессе [2]. Таким образом, можно говорить о возможности представления произвольных процессов на основе рядов (1) с различными базисными функциями – вейвлетами. Поскольку вейвлеты существуют различные, то и спектр их применения достаточно широк. Выбор конкретного вейвлета зависит от анализируемого сигнала и от решаемой проблемы [3].

Для изучения степени приближения реализации случайного сигнала посредством разложения Карунена-Лоева и вейвлет-преобразования использовалась среднеквадратическая ошибка исходного и полученного сигналов. При моделировании вейвлет-преобразования были построены банки фильтров ортогонального вейвлет-преобразования, проведен расчет шести элементных ВЧ и НЧ фильтров. На рис. 1 приведены частотные характеристики фильтров ВЧ $H(\omega)$ и НЧ $G(\omega)$ каналов.

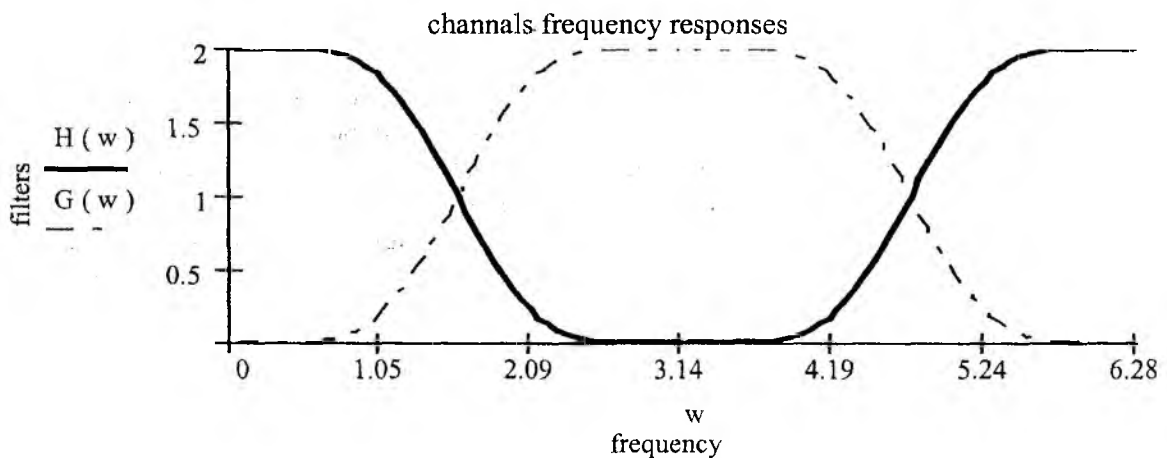


Рис. 1

Сигнал проходит через семь блоков анализа и семь блоков синтеза. В эксперименте сигнал был восстановлен по наибольшим коэффициентам, полагая остальные равными нулю. Базисные функции вейвлет-преобразования представлены на рис. 2.

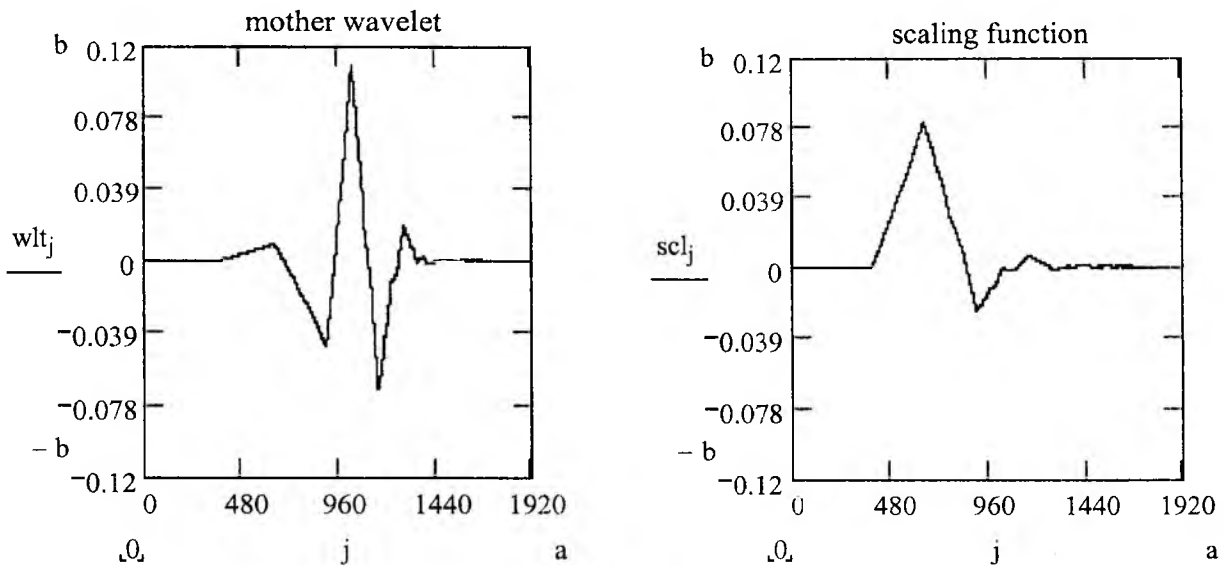


Рис. 2

Для дискретного вейвлет-преобразования использовался вейвлет Добеши 1-го порядка. При проведении исследований использовался гармонический сигнал, представленный на рис. 3.

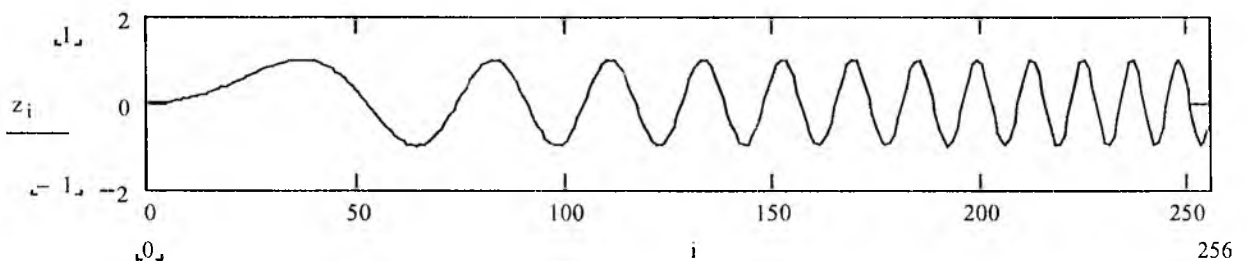


Рис. 3

Результаты исследования величины ошибки в зависимости от размера выборки представлены на рис. 4. Кривые на графике обозначены следующим образом: штриховая линия – для разложения Карунена-Лоева, сплошная – для вейвлет-преобразования и, для полноты сравнения, пунктирная линия – для разложения Фурье. Из графиков можно сделать вывод, что характер кривых одинаков для всех распределений. Разложение Карунена-Лоева, как и следовало ожидать, имеет минимальное значение ошибки. Но такие особенности разложения Карунена-Лоева, как: однозначная зависимость собственных векторов и чисел от длины выборки, потребность значительных машинных ресурсов для получения собственных структур и, как следствие, трудности в использовании в реальном масштабе времени, снижают возможности использования данного разложения на практике, в том числе и в современных телекоммуникационных системах. В то же время, использование вейвлет-базиса позволяет приблизиться к оптимальному разложению посредством меньшего объема выборки, по сравнению с разложением Фурье, что позволяет снизить машинные ресурсы и, как следствие, время обработки. Данное наблюдение позволяет в дальнейшем совершенствовать методы вейвлет-анализа в направлении выбора базисных вейвлет-функций на основе приближения их к базису Карунена-Лоева.

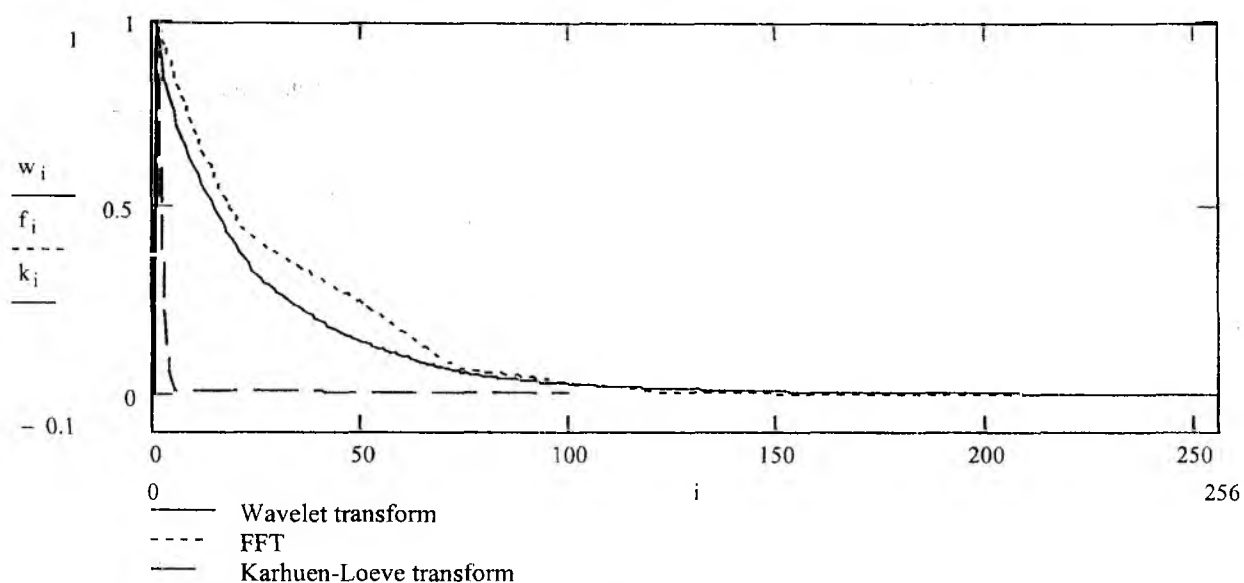


Рис. 4

Список литературы: Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов / Пер. с англ. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит, 1979. 368 с. 2. Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. 2001. Т. 171. № 5. С. 465 - 501. 3. Титаренко Л.А. Методологические основы использования вейвлетов в телекоммуникациях // Прикладная радиоэлектроника. 2002. Т. 1. № 1.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.04.2003

УДК 621.315

О. В. КОЛЧЕНКО, канд. техн. наук, Є. В. КІЛЬЧИЦЬКИЙ, канд. техн. наук

ФРАГМЕНТ РАДІОДОСТУПУ В ГІБРИДНІЙ МЕРЕЖІ ДОСТУПУ

Еволюційний перехід структури мереж зв'язку усіх рівнів від аналогової через аналогово-цифрову до цілком цифрової, що відбувається в Україні на даний час, супроводжується й еволюційним переходом щодо використання фізичних середовищ передавання сигналів: від кабелів з мідними жилами через гібридну (оптичний плюс коаксіальний або симетричний кабелі) до оптичних кабелів з усе ширшим використанням радіотехнологій та систем супутникового зв'язку [1].

Однак стан економічного розвитку України не дозволяє найближчим часом перебудувати існуючі мережі доступу з використанням оптичних кабелів (ОК) та будувати нові мережі тільки на їх основі. Тому особливої уваги сьогодні заслуговує використання гібридних технологій.

Проект Рекомендації ITU-T L.47 [2] уявляє гібридну оптико-мідну HFC (*Hybrid Fiber/Copper*) мережу як сукупну мережу, що складається з транспортної мережі та абонентської мережі доступу.

Транспортною мережею здійснюється доставляння послуг на національному, регіональному чи місцевому рівнях до основних розподільчих центрів. У якості фізичного середовища передавання сигналів використовується оптичне волокно.

Через абонентську мережу доступу користувачі підключаються на місцевому рівні до основних розподільчих центрів. У якості фізичного середовища передавання сигналів, крім оптичного волокна, використовуються симетрична мідна чи коаксіальна пара та радіоефір.

Симетричні гібридні оптико-мідні HFC-S (*Hybrid Fiber/Copper-Symmetrical*) мережі створюються на базі традиційних телефонних мереж доступу з симетричними кабелями. Розвитку нових послуг можна досягти за рахунок застосування, наприклад інформаційного стиснення за стандартом MPEG-2, та сучасних технологій передавання, наприклад xDSL.

Коаксіальні гібридні оптико-мідні HFC-C (*Hybrid Fiber/Copper-Coaxial*) мережі вимагають встановлення в кінцевій частині абонентських мереж доступу нових активних та пасивних коаксіальних компонентів.

Гібридні оптико-мідні мережі з фрагментом радіодоступу HFC-WLL (*Hybrid Fiber / Copper – Wireless Local Loop*) створюються на базі традиційних телефонних кабельних мереж доступу з доданням фрагментів радіодоступу.

На рис. 1 наведено спрощене уявлення HFC мережі з трьома варіантами (HFC-C, HFC-S та HFC-WLL) побудови кінцевих ділянок цієї мережі.

Стисло розглянемо функціональні компоненти абонентських мереж доступу.

Центр надання послуг складається з головного центру HE (*Head End*), де джерела різних сигналів обробляються та організовуються для передавання у мережу, та розподільчого вузла DN (*Distribution Node*), який є вхідним пунктом мережі для каналів, що надходять від різних HE. В DN сигнали подаються до відповідної смуги передавання за допомогою частотного мультиплексування.

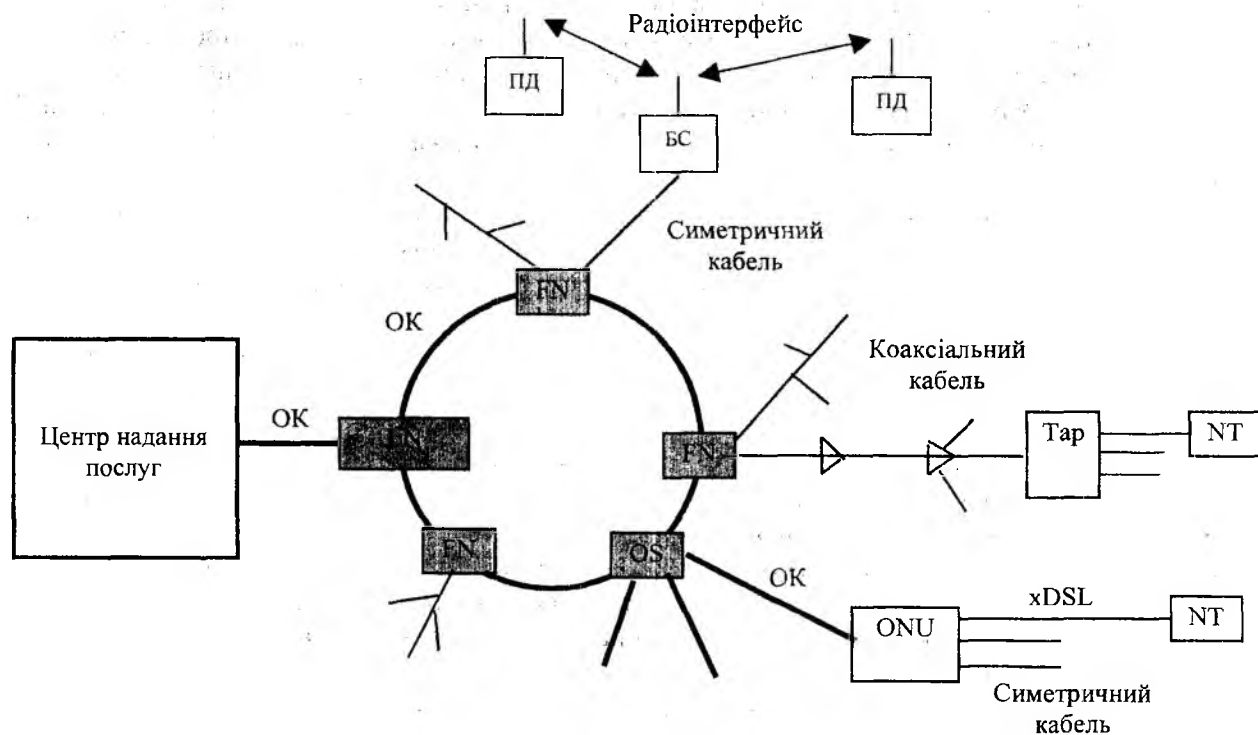
Вузол місцевої мережі LN (*Local Node*) приймає сигнали від DN та частково від вузлів волоконно-оптичної мережі.

Вузол волоконно-оптичної мережі FN (*Fiber Node*) перетворює оптичний сигнал в електричний та розповсюджує його за допомогою коаксіальної мережі.

Оптичні розгалужувачі (*Optical Splitter*) та Тар-адаптер відносяться до пасивних компонентів і призначені для розподілу сигналів від кабеля до абонентських терміналів.

Гібридні мережі є основою для створення повністю оптичних абонентських мереж доступу. Слід відзначити, що поняття «повністю оптичні абонентські мережі доступу» є досить умовним, якщо брати до уваги їх межі: від абонентського терміналу до вузла доступу (включно) та до магістральної мережі. Ці межі допускають наявність повністю оптичних

проміжних мереж (телефонної загальної користування, передавання даних тощо), включаючи структуровані кабельні системи, якими вони не є та найближчим часом не будуть. Тому допускається еволюційний перехід від застосування оптичного волокна на ділянках абонентських мереж доступу до зони FTTZ (*Fiber to the Zone*), до будівлі FTTB (*Fiber to the Building*), до офісу FTTO (*Fiber to the Office*) та до помешкання FTTH (*Fiber to the Home*) [3].



LN – Local Node (вузол місцевої мережі); FN – Fiber Node (вузол волоконно-оптичної мережі); OS – Optical Splitter (оптичний розгалужувач); ONU – Optical Network Unit (блок оптичної мережі); Tap – Tap-адаптер; NT – Network Terminal (мережний термінал); БС – базова станція; ПД – пристрій доступу

Рис. 1. Спрощене уявлення HFC-мережі

Принципи побудови мереж абонентського доступу на базі різноманітних типів кабелів поширюються на території з середньою та низькою щільністю населення, а також у важкодоступних районах. Але альтернативою кабельних мереж для цих територій може стати мережа абонентського радіодоступу.

Радіозасоби для підключення абонентів до мережі умовно поділяються на обладнання радіодоступу до АТС та апаратуру бездротового зв'язку [4].

Обладнання радіодоступу до АТС забезпечує організацію абонентської лінії за допомогою радіоканалу по всій її довжині чи на окремих ділянках.

Одним із різновидів такого доступу є WLL (*Wireless Local Loop*), параметри радіоканалів якого відповідають одному із стандартів стільникового зв'язку чи спеціально розробленому стандарту [5]. Абонентський термінал являє собою або спеціально розроблений пристрій, до якого підключається телефонний апарат, або абонентську радіостанцію відповідного стандарту стільникового зв'язку. При цьому можливі різні технології багатостанційного доступу: з частотним (FDMA), часовим (TDMA) і кодовим (CDMA) розподілом каналів. Найширше застосування в системах WLL знайшли спеціально розроблені стандарти і технології, зокрема CT-2, DECT та MultiGain Wireless [5].

До обладнання радіодоступу до АТС відносяться розподільчі системи «точка – багато точок» з радіоканалом на ділянці від опорно-транзитної АТС до кінцевого групового пристрою.

Для аппаратури бездротового зв'язку радіоканал не є частиною абонентської лінії. Він використовується між базовим блоком, що виконує функції абонентських пристроїв, та радіоелектронною трубкою, що працює за принципом дистанційних пристроїв.

Система WLL повинна забезпечувати [6]:

- відповідність зони обслуговування та дальність зв'язку WLL;
- декілька сценаріїв розвитку, у тому числі покриття зон обслуговування із одного чи декількох пунктів, винесення базових станцій по виділених фізичних лініях та цифрових каналах E1;
- надання телефонного каналу міжнародної якості з можливістю використання факсу, модему, міні-АТС та цифрових каналів ISDN;
- рівень обслуговування з навантаженням від 0.07 до 0,1 Ерланг на абонента з блокуванням не більше 1 %;
- можливість підключення декількох тисяч абонентів;
- швидкість розгортання, гнучкість у розвитку, простоту контролю та обслуговування.

На рис. 2 наведено варіанти побудови мереж абонентського радіодоступу, а на рис. 3 – приклад багатоваріантної гібридної мережі абонентського доступу. Варіанти розрізняються фізичним середовищем підключення базових станцій до контролера базових станцій, а саме: за допомогою радіоефіру (цифрової радіорелейної лінії), кабелю з мідними жилами чи оптичного кабелю.

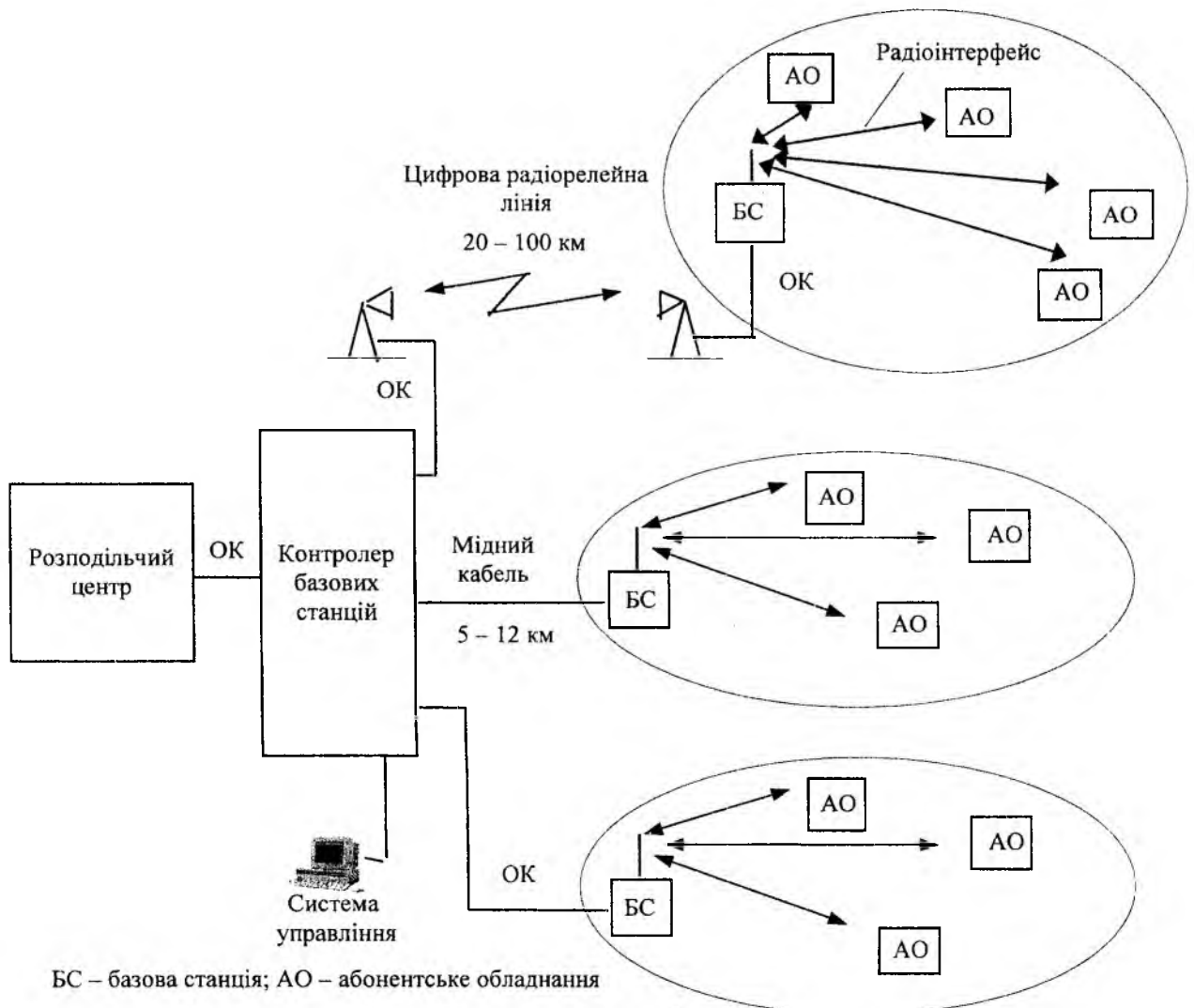


Рис. 2. Варіанти побудови мереж абонентського радіодоступу

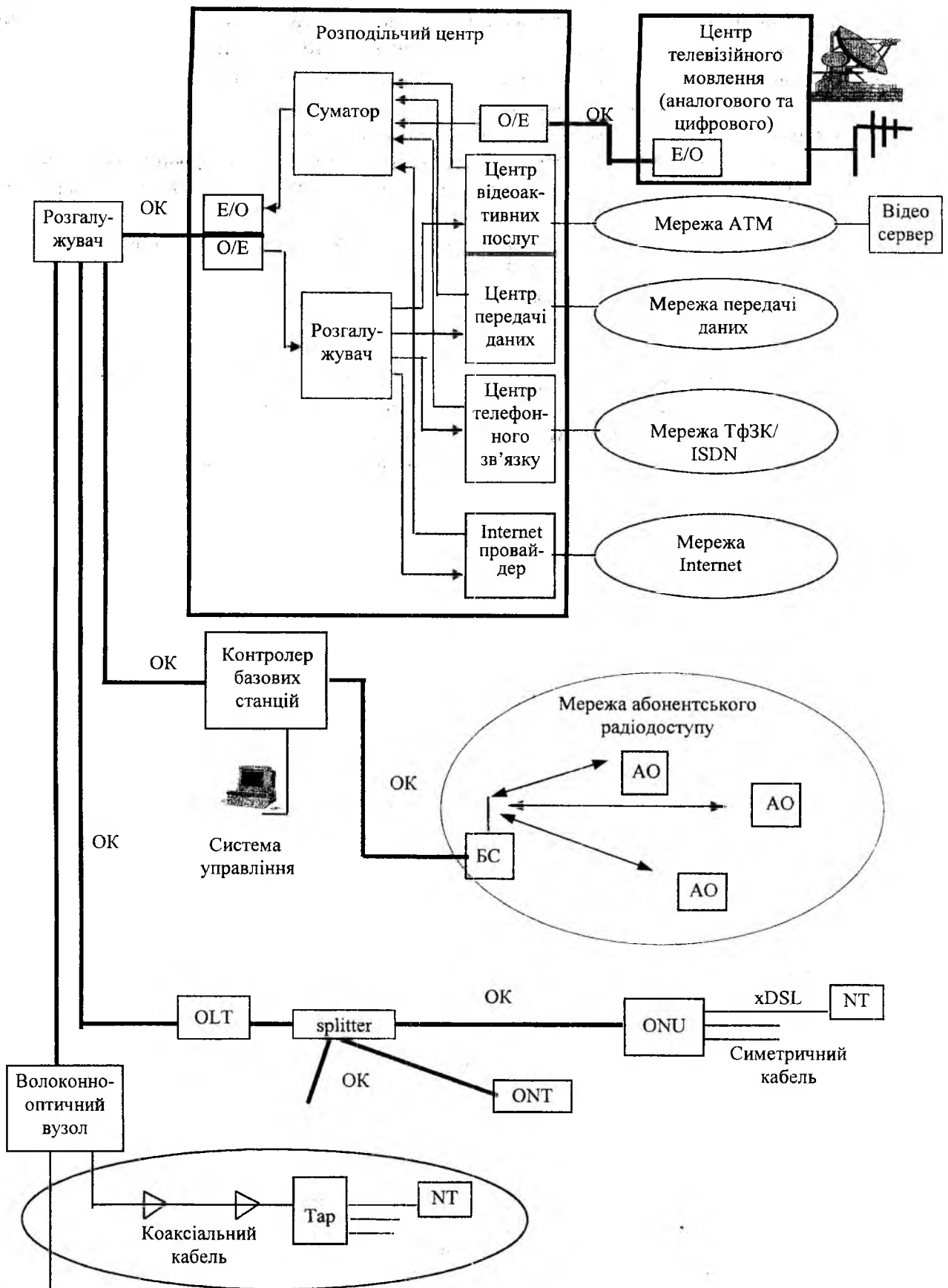


Рис. 3. Багатоваріантна гібридна мережа абонентського доступу

WLL складається із станційного обладнання: первинних мультиплексорів, контролера базових станцій (блоків управління радіопортами) та системи управління (комп'ютера зі спеціалізованим програмним забезпеченням для управління і обслуговування системи) та абонентського обладнання.

Базові станції містять радіопорти з антенами, що встановлюються на щоглових спорудах.

Абонентське обладнання містить вбудовану антену, прийомопередавач, абонентські комплекти та блок живлення.

Висновки та рекомендації

Економічно доцільним є створення у кожному регіоні технічних умов для надання користувачам повного спектра телекомунікаційних послуг (міжнародного, міжміського та місцевого зв'язку), включаючи послуги цифрової телефонії та ISDN, мультимедіа та TV в стандарті MPEG-2, віртуальних локальних мереж, на базі існуючої та побудованої інфраструктури міської, приміської та сільської телекомунікаційних мереж із застосуванням нових технологій (ATM, Frame Relay, xDSL, MPEG-2 тощо).

З врахуванням світових тенденцій розвитку мереж доступу та сучасних принципів їх створення мережа доступу України повинна бути єдиною мультисервісною мережею на базі фізичних середовищ передавання сигналів, що забезпечують реалізацію різноманітних мережних технологій. Вона повинна складатися з двох частин: транспортної, що з'єднує розподільчі центри, та абонентської, що з'єднує абонентів з розподільчими центрами.

На першому етапі розбудови мереж абонентського доступу України допускається застосування в зоні обслуговування розподільчого центру різноманітних типів мереж абонентського доступу (HFC-S, HFC-C, PON, радіодоступ), як це наведено для прикладу на рис. 3 [1].

Наявність чи відсутність того чи іншого типу мережі абонентського доступу зумовлюється конкретною місцевістю, де розбудовується мережа доступу. Вибір типу цієї мережі повинен виходити з економічної доцільності та попиту на ті чи інші послуги.

Топологія для транспортної ділянки повинна бути зірковою («точка – багато точок») або кільцевою з використанням переважно оптичного кабелю у міській місцевості та оптичного кабелю з цифровими радіорелейними вставками або цифрових радіорелейних ліній у сільській місцевості.

Топологією для мереж абонентського доступу є «точка – точка», зіркова або деревоподібна. Вибір топології мережі залежить від її типу та конкретної місцевості, де провадиться розбудова абонентської мережі доступу.

При розбудові мереж абонентського доступу необхідно максимально використовувати існуючу інфраструктуру мережі (кабелі, лінійні споруди, аксесуари тощо).

В містах рекомендується розташовувати розподільчі центри в будівлях районних АТС, що дозволяє максимально використовувати існуючу кабельну каналізацію для прокладання оптичного кабелю. Як варіант для міст з розвинутим метрополітенем рекомендується розташовувати розподільчі центри в його будівлях з прокладанням оптичного кабелю у тунелях метрополітену (на транспортній ділянці) та з підвішуванням оптичного кабелю на опорах освітлювальної мережі (на абонентській ділянці).

Список літератури: 1. Колченко О.В. Деякі питання створення сучасної мережі доступу в Україні // Вісник УБЕНТЗ. 2002. № 1. С. 37 – 42. 2. Draft Recommendation ITU-T L.47 Access facilities using hybrid fibre/copper networks. 2000. 3. Recommendation ITU-T G.983.1 Broadband optical access systems based on Passive Optical networks (PON). 1998. 4. Авдеева Л.В. Радиотехнологии на местных телефонных сетях. Вестник связи. 1997. № 2. С. 21 – 23. 5. Почерняев В.Н. Радиотехнологии на сетях абонентского доступа. Зв'язок. 2000. № 6. С. 21 – 22. 6. Конюшин С.А. и др. Беспроводной доступ: оптимальное решение для России. Вестник связи. 1997. № 12. С. 90 – 91.

С. А. САБУРОВА

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И ТЕСТИРОВАНИЯ В ТЕХНОЛОГИИ FRAME RELAY

Система контроля и тестирования на сетях Frame Relay базируется на основе технологии измерений FastNet и представляет собой распределенный мониторинг функционирования локальных (LAN, Local Area Network) и корпоративных (WAN, Wide Area Network) сетей в режиме реального времени. Система осуществляет также накопление результатов для своевременных изменений, их статистическую обработку и контроль состояния приложений, что имеет большое значение для управления сетью FR[1].

Данная идеология соответствует новым требованиям управления уровнем обслуживания за счет накопления статистических данных характеристик QoS (Quality of Service), контроля соглашения об уровне предоставляемых оператором услуг (SLA, Service Level Access) и формирования сигналов тревоги при превышении заданных пороговых значений для используемых критериев качества. Совмещение такого подхода с автоматической локализацией и анализом протоколов FR позволяет осуществить удаленный поиск неисправностей или иных событий в режиме реального времени. Тем самым сокращается время определения проблем в приложениях и их использовании. Проводится тестирование сети FR (используются статистические данные, локально накопленные за период до двух лет), что в свою очередь приводит к значительной экономии средств на ее обслуживание. Направление выбранных статистических данных или графиков по адресам электронной почты, или web сайтам, обеспечивает возможность оптимизации сетей посредством быстрой идентификации и поиска неисправностей, планирования емкости, выравнивания нагрузки, планирования выгрузки приложений, определения задержек, пропускной способности, времени готовности и ожидания, потерь пакетов и т. д.

В техническом отношении FastNet – это полностью интегрированное, открытое и масштабируемое решение для осуществления мониторинга LAN и WAN сетей в режиме реального времени, включающее специализированное техническое и программное обеспечение, позволяющее проводить распределенный, полностью автоматизированный мониторинг функционирования и поиск неисправностей в данных сетях (рис. 1). Наличие интерфейса прикладных программ (API, Application programming Interface) позволяет передавать результаты в другие программные комплексы.

Контроль сети FR выполняют устройства удаленного контроля (RTU, Remote Test Unit), которые имеют различные варианты исполнения и представляют собой портативные и многопортовые стационарные устройства с несколькими линейными интерфейсными модулями (LIM, Link Interface Module). Последние подключаются непосредственно к контролируемому каналу передачи данных и взаимодействуют с внутренним сервером. Задача последнего заключается в выполнении автономного сбора статистики и данных, обработке накопленной информации, взаимодействии с другими компонентами системы.

Система управления базовой станции состоит из четырех основных компонентов:

- MC (Management Control) – рабочие станции, функционирующие в операционной среде Windows NT и осуществляющие через протоколы UDP/TCP:

- непосредственное управление устройствами удаленного контроля;
- визуализацию данных, накопленных в RTU;
- загрузку и выгрузку необходимых файлов с данными и статистикой;
- управление RTU, обновление программного обеспечения. Программное обеспечение MC – FastNet Manager включает:

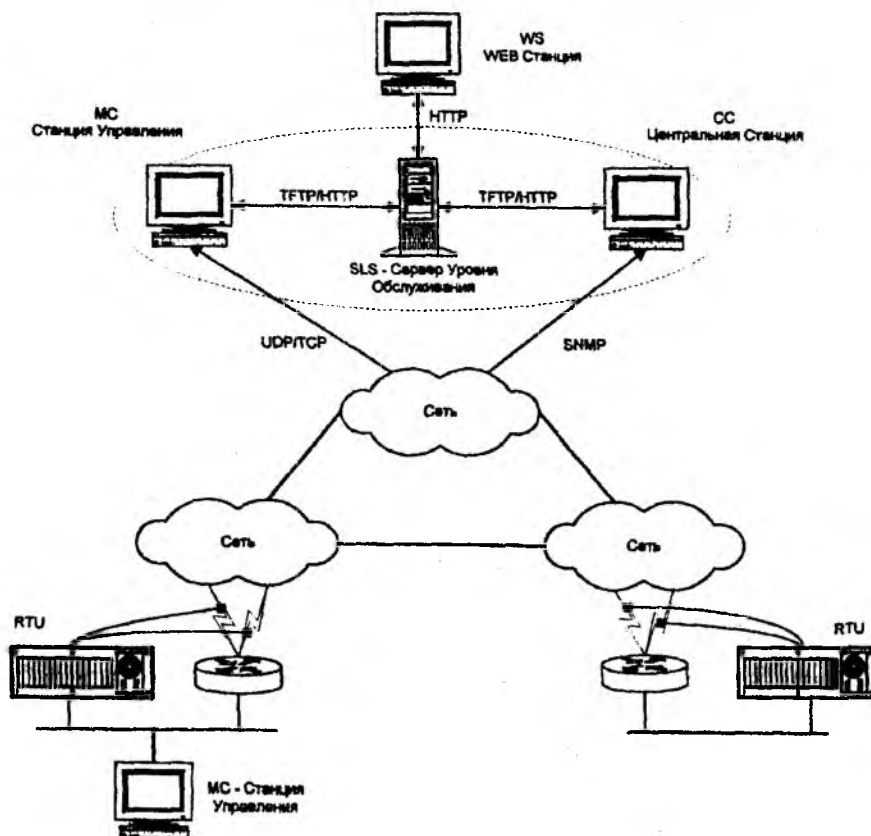


Рис. 1

- Network Manager, предназначенный для наблюдения за доступностью, активностью и функционированием линий в режиме реального времени. Network Manager всеобъемлюще отражает управление сетью, автоматически обнаруживая и просматривая при помощи дружественного интерфейса такие объекты, как доступы, протоколы, приложения, пользователи, элементы сети, пары абонентов. Это сложная система визуального отображения, предоставляющая средства, помогающие обслуживающему и управляющему персоналу осуществлять удаленный мониторинг и анализировать функционирование различных объектов.

- Alarm Manager, позволяющий пользователю динамично и непрерывно сохранять и диагностировать сетевые события. Обладая возможностью долговременного сохранения (36 дней) и усовершенствованными характеристиками фильтрации, FastNet помогает обслуживающему персоналу сети FR осуществлять поиск неисправностей в режиме реального времени, а также решать проблемы прерывания связи. Alarm Manager экономит затраты времени и труда, обеспечивая адекватные и ясные сообщения для каждого сетевого события.

- Statistic Report Generator, предназначенный для получения статистических отчетов о работе сети и основанный на использовании мощной базы данных FastNet, сохраняющей предыстории событий с шагом измерения графика 10 с, автоматически объединяя их по дням, неделям, месяцам (всего до 2 лет). FastNet поставляется с библиотекой заранее определенных сообщений и индикаторов, охватывающих наиболее важные моменты сетевого мониторинга. Эти полные сообщения с самого начала являются функциональными и позволяют установить и ввести в действие FastNet в течение нескольких минут. Statistics Report Generator системы FastNet предоставляет самые усовершенствованные возможности в данной области.

• FastNet Protocol Analyzer, предназначенный для декодирования высокофункциональных приложений, отличающийся очень дружественным интерфейсом. Данный пакет обеспечивает пользователю мощные средства декодирования более 250 протоколов, осуществляя

удаленные операции по захвату данных. Все циклы обрабатываются удаленно при помощи RTU. В отличие от других продуктов FastNet может обрабатывать захваченные данные объемом более 1 Гбайта с небольшой генерацией служебного трафика в сети.

• Приложение FastNet Scheduler используется для настройки автоматической генерации отчетов (распечатка, экспорт и публикация), основанных на интерпретации сетевой активности и событий RTU FastNet.

CC (Centralized Console) – рабочие станции, работающие в операционной среде UNIX, осуществляющие прием, обработку аварийных сообщений от RTU, а также обмен информацией с другими системами через протокол SNMP.

SLS (Service Level Server) – сервер, решающий задачи приема и хранения в формате HTML результатов контроля и диагностики от MC и CC. Эти данные могут быть доступны для любого оператора сети, имеющего соответствующие права доступа к информации.

WS (Web Stations) – рабочие Web станции, позволяющие проводить выборку статистических данных FastNet.

Функция системы управления узловой станции может быть возложена либо на MC, устанавливаемый непосредственно на данной станции, либо на MC иной станции, обеспечивая функционирование RTU.

Обладая возможностью распределенного поиска и обнаружения неисправностей, наряду с большим числом возможностей генерации отчетов и экспортирования, FastNet может полностью автоматизировать процесс идентификации, сбора и распределения данных в сочетании со статистической информацией о QoS. Кроме этого имеется возможность проводить экспертный поиск неисправностей и сигналов тревоги по всей сети, а также автоматизировать распределение отчетов и графиков с центрального пульта управления, что повышает уровень управления SLA (табл. 1).

Таблица 1

Основные характеристики программно-аппаратной среды FastNet

Требования	Возможности	Решения
Мониторинг	Мониторинг в режиме реального времени. Отчеты (статистические/SLA)	Адаптация к сетям Frame Relay, X.25, HDLC, идентификация, сбор и распределение всех важных статистических данных QoS. Создание более 150 профессиональных отчетов и графиков с функцией ZOOM и возможностью экспортирования. Искключительная масштабируемость, просмотр более 30000000 DLCI из одного центрального пункта (макс. 256 пунктов). Емкость: Отчеты о статистической активности сети за период до двух лет. Отображение; влияние неисправностей в сети.
Поиск неисправностей	Сигналы тревоги и события	Идентификация/уведомление о сигналах тревоги, событиях и исключениях, полностью автоматизированный 4-уровневый поиск неисправностей. Экспертный распределенный анализ протокола, осуществляемый с экспертной фильтрацией и декодированием свыше 350 протоколов. Генерация инкапсулированных и сжатых прерываний SNMP. Автоматический запуск внешних процессов (e-mail и web). Долговременное хранение сигналов тревоги и/или событий в течение 36 дней.
Планирование	Определение базовой линии	Импортирование статистической информации из электронных таблиц Microsoft Excel. Интеграция с наиболее распространенными NMSs (SNMP, RMON2).

Перечисленные возможности FastNet значительно расширяют и повышают качество управления и обслуживания сети независимо от ее конфигурации и технологии передачи. Для иллюстрации возможностей системы FastNet рассмотрим применение данной системы на примере мониторинга и тестирования сетей FR корпоративного клиента, параметры которых берутся из мониторинга 256 кбит/с доступа к магистральной линии связи. На рис. 2 приведена конфигурация сети Frame Relay с организованным до точки присутствия E1 каналом и созданными между всеми узлами сети соединениями PVC, имеющими CIR, равную, например, 256 кбит/с по кольцу [2].

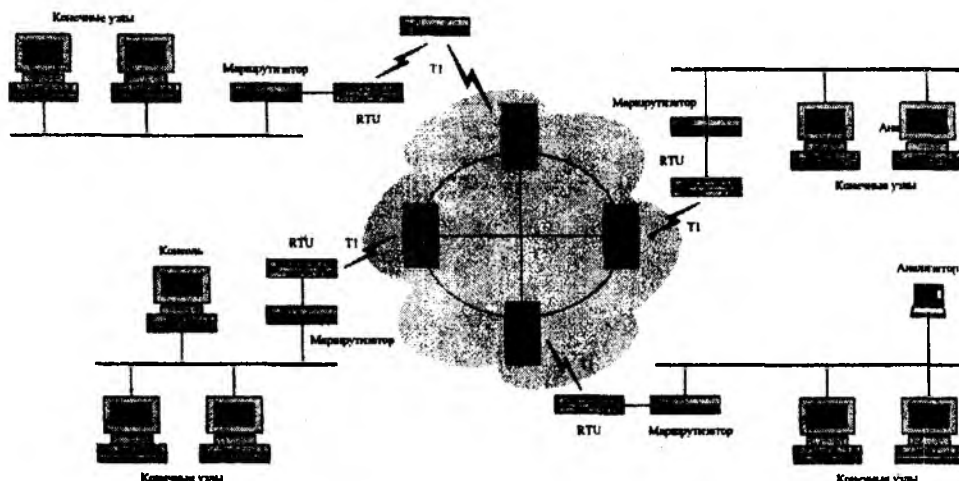


Рис. 2

В соответствии с данной методикой вначале изучается возможность обнаружения этих соединений системой контроля, а затем возможность задания пороговых значений, включающих доступность, временную задержку, число сброшенных кадров и кадров, помеченных битом разрешения на сброс. После этого проводится проверка способности системы идентифицировать, анализировать и генерировать трафик IP.

Для получения полностью ячеистой сети добавляется некоторое число функционирующих на такой же скорости CIR постоянных виртуальных соединений (PVC, Permanent Virtual Circuit) и определяется, сколько времени понадобится системе контроля для обнаружения этих соединений. С этой целью создается, например с помощью анализатора, постоянный поток IP пакетов по трафику дейтограммного протокола пользователя (UDP, User Datagram Protocol), с использованием незакрепленного «well-known» протокольного порта UDP со скоростью 1 Мбит/с, который передается между двумя узлами сети и определяет возможность системы обнаруживать этот достаточно интенсивный новый поток до уровня протокольного порта.

На следующем этапе тестирования оценивается средство формирования сообщений о неполадках на «последней миле». Для этого на канале доступа E1 генерируется число ошибок, способное вызвать выдачу предупреждающего сообщения. Соединение E1 обрывается и проверяется фиксирование системой времени нерабочего состояния канала. После восстановления линии E1, вносится задержка 200 мс и определяется появление предупреждающих сообщений, связанных с превышением суммарным временем задержки установленного порогового значения.

На заключительной стадии тестирования несколько соединений PVC, ведущих в один из узлов, разрываются и проверяется правильность системы составления отчета о доступности соединений при их неправильной конфигурации или подобной аварии. Затем соединения восстанавливаются, но на меньшей информационной скорости, например 56 кбит/с, и фиксируется реакция системы на изменение скорости CIR.

Приведенный метод тестирования позволяет оценить эффективность системы контроля на сетях Frame Relay, на которых эффективно использование Internet, так как такие сети позволяют сократить стоимость использования каналов и оборудования, устанавливаемого в помещении пользователя (CPE, Customer Premises Equipment) сетей WAN. Однако в этом случае требуются новые методы сетевого управления, основанные на наблюдении за работой сети в режиме реального времени, что требует значительного увеличения быстродействия средств контроля и системы в целом. Для решения этого вопроса в FastNet используется многофункциональная мультипроцессорная архитектура с эффективным программным обеспечением управления интеллектуальными RTU, которые в данном случае представляют собой контроллеры линейного тракта. Если проводится мониторинг нескольких линий, то их имена появляются в левой части интерфейса (LIC).

Без процедуры исправления ошибок каналы Frame Relay не защищены от искажений передачи, так как при их появлении или возникновении перегрузки сеть может браковать ячейки или кадры, что, естественно, повлияет на качество услуги с точки зрения пользователя. Поэтому при работе с сетями Frame Relay необходимо получение полного протокола событий с сообщениями:

- о перегрузке и ее окончании;
- повторной передаче;
- проблемах с доступностью PCV, что характерно для сетей Frame Relay;
- проблемах с PCV и/или с загрузкой доступа из-за слишком большого трафика или каналов Frame Relay с низкой CIR.

Обработку данных сообщений и их фильтрацию выполняет Alarm Manager FastNet, который в режиме реального времени управляет всеми сообщениями, идущими от устройств удаленного тестирования, сохраняя эти сообщения на данных устройствах таким образом, чтобы можно было направить эти сообщения в виде режекторов snmp на все платформы менеджмента, такие как HP Open View, TME 10, TNG и др.

Анализ проблем прерываний и их возникновения не возможен без хронологической статистики, для получения которой FastNet использует виртуальный канал с измерением общего времени и времени сквозного прохождения при одновременном мониторинге работы с меньшим количеством интервалов. Если строить статистику только с 5 или 10-минутными интервалами, как это делает большинство систем, то точные результаты о трафике между LAN и LAN на WAN получить невозможно. Поэтому в FastNet для получения адекватных результатов последовательно с промежутком в 10 с фиксируются диаграммы потока данных индивидуально на каждом DLCI, позволяя проводить динамичный мониторинг производительности сети по отношению к введенным оператором параметрам CIR и EIR (рис. 3).

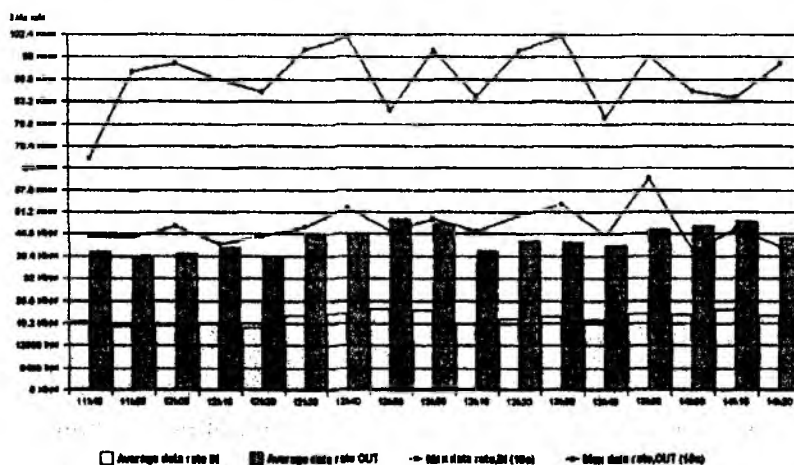


Рис. 3

Сети Frame Relay характеризуются интенсивным обменом протоколами, так как за доступ к сети обычно борются несколько приложений. Поэтому поддержка на уровне протоколов и приложений на сегодняшний день является очень важной задачей, а ее решение с помощью FastNet считается большим преимуществом данной системы. Благодаря FastNet Protocol Explorer данная система автоматически, используя соответствующие протоколы, выполняет анализ нарушений трафика и затем в режиме реального времени отражает статистику. Глубина нарушений потока данных Frame Relay может наблюдаться от загрузки вплоть до уровня приложения с формированием объемной гистограммы нарушений, позволяющей оценить качественные параметры трафика с различием между «заголовком» и «передаваемыми данными» для каждого типа инкапсуляции. Это позволяет менеджеру сети оценить эффективность передачи данных и величину перегрузки линии по сравнению с текущими данными полезной нагрузки. Гистограмма протокольного прерывания линейной загрузки отражена на рис. 4.

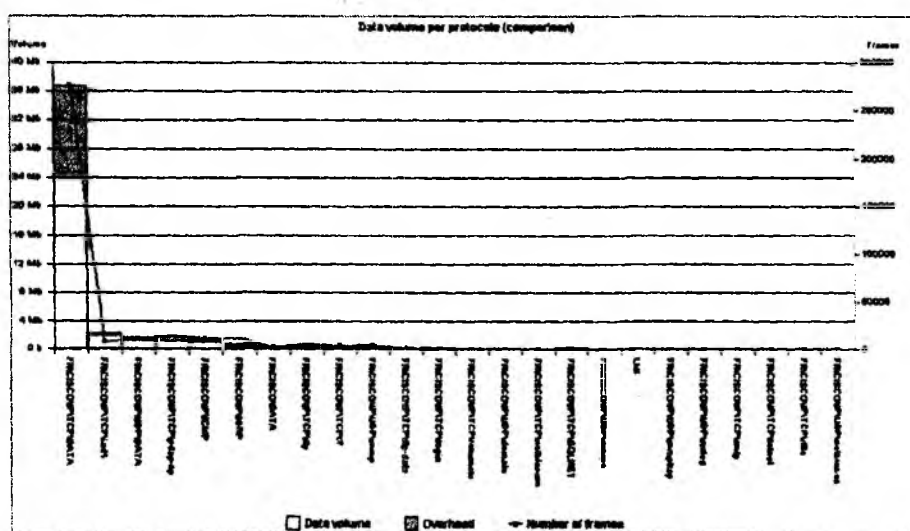


Рис. 4

Диаграмма статистики пяти самых используемых протоколов позволяет выделить больших потребителей, использующих максимальную полосу пропускания в этом соединении, или за 10х10 мин через DLCI (рис. 5).

FastNet Reporting Scheduler позволяет пользователю автоматически редактировать, печатать или публиковать в HTML необходимые отчеты.

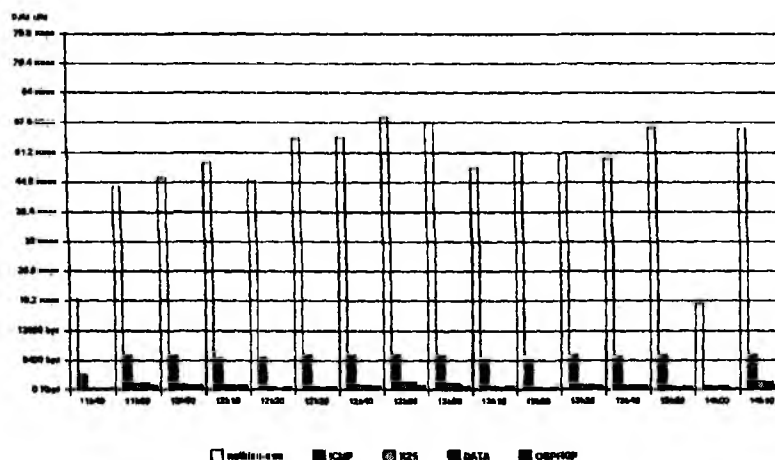


Рис. 5

В результате становится возможным управление полосой пропускания, высокоточная оценка потребностей в новых приложениях, немедленное определение необычных направлений развития процессов передачи. Благодаря распознаванию FastNet данных процессов и возможности использования максимальной полосы пропускания с учетом качества и количества услуг затраты на их поддержание сокращаются.

Вместе с тем, говоря о требованиях QoS, нужно обязательно помнить о пользователе, мнение которого является единственно важным фактором в этом определении. Понятие пользователя о QoS позволяет определить, доволен ли он той или иной услугой, что может существенно повлиять на отношения между ним и провайдером услуг. Этот подход, как правило, подтверждает несущественность для пользователя таких интересных измерений, как общее время прохождения второго уровня или доступность линии связи первого уровня, в то время как доступность DLC и общее время прохождения третьего уровня для него являются теми реальными параметрами, которые наиболее полно отображают QoS.

FastNet предоставляет уникальную возможность автоматически производить измерения QoS, основанные на интерпретации сообщения LMI, и управлять отчетами о доступности первого уровня, отражающими весь диапазон информации о доступности, включая требования клиента (табл. 2).

Т а б л и ц а 2

Пример отчета о доступности на основе интерпретации сообщений LMI

link / DLC	Cir (Kbps)	EIR (Kbps)	Max Rate IN (Kbps)	Max Rate OUT (Kbps)	Activity (duration)	<CIR (duration, %)	CIR<EIR (duration, %)	>EIR (duration, %)	Congestion (duration, %)	Failure (duration)	Avail- ability, %
ST2L2-PA /0000	16	64	0	1	00:01	100,00	0,00	0,00	0,00	00:00:00	100,00
ST2L2-PA /0016	16	64	0	2	00:01	100,00	0,00	0,00	0,00	00:01:40	83,33
ST2L2-PA /0018	16	64	0	0	00:00	100,00	0,00	0,00	0,00	00:00:50	91,67
ST2L2-PA /0020	32	64	0	0	00:00	0,00	0,00	0,00	0,00	48:14:40	49,83
ST2L2-PA /0028	16	64	6	56	01:36	0,52	99,48	0,00	0,00	00:32:50	74,61
ST2L2-PA /0032	16	64	0	2	00:01	100,00	0,00	0,00	0,00	00:01:40	83,33
ST2L2-PA /0035	16	64	0	0	00:00	100,00	0,00	0,00	0,00	00:00:50	91,67
ST2L2-PA /0041	16	64	1	1	01:36	100,00	0,00	0,00	0,00	01:18:10	55,16
ST2L2-PA /0048	16	64	0	2	00:01	100,00	0,00	0,00	0,00	00:01:30	85,00
ST2L2-PA /0050	32	256	3	7	187:57	100,00	0,00	0,00	0,00	48:25:10	83,97
ST2L2-PA /0055	32	128	7	9	146:05	100,00	0,00	0,00	0,00	48:26:00	83,87
ST2L2-PA /0052	32	64	8	7	259:00	100,00	0,00	0,00	0,00	48:25:10	84,31

Выводы

1. FastNet представляет собой систему, которая позволяет осуществлять мониторинг сети FR в режиме реального времени и обладает мощными функциями формирования отчетов, включая:

- диагностику, генерирование сообщений (алармов), отчет об инцидентах;
- создание отчета о загрузке, шаблоны трафика, общее качество обслуживания, производительность и нарушение на уровне приложения;
- высокую скорость решения проблем благодаря эффективному статистическому методу доступа к обширной базе данных;
- анализ проблемы линейной загрузки, позволяющий оптимизировать телекоммуникационные затраты, обеспечивая оптимальный баланс между собственными приложениями и ложной загрузкой при увеличении широкополосности коммутируемых каналов.

2. Учитывая перечисленные возможности, а именно, осуществление мониторинга, составление отчетов, отслеживание качества обслуживания и т. д., FastNet позволяет значительно сократить финансовые затраты и время обслуживания сети FR при одновременном обеспечении потребностей в широкополосности.

3. Использование в системе FastNet распределенной базы данных на удаленных устройствах контроля не требует увеличения полосы пропускания сети FR и позволяет осуществить автоматическое присоединение к Intranet.

Список литературы: 1. Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н., Иванов В.И. и др.; Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1996. 344 с. 2. Иванов А.Б. Контроль соответствия в телекоммуникациях и связи. Ч. 1. М.: Сириус, 2000. 375 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 20.03.2003

М. Ю. ОЩЕПКОВ

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЧЕВОГО ТРАФИКА В УЗЛЕ ДОСТУПА ПРОВАЙДЕРА

В настоящее время все чаще для доступа к услугам VoIP используются узлы доступа (УД) Интернет-провайдеров. При этом производится совместная передача речи и данных через инфраструктуру доступа к СПДоП (Интернет) и далее в СПДоП. Исследованию характеристик речевого трафика посвящено множество работ. В большинстве из них анализируются вероятностные и статистические характеристики речевого трафика на стороне передачи. Одной из основных проблем при передаче трафика реального времени есть компенсация неравномерности сетевых задержек RTP пакетов. Целью данной работы является анализ свойств речевого трафика на стороне получателя при параллельной передаче нескольких речевых потоков. Для исследования использовался пакет имитационного моделирования Network Simulator [1]. Методика моделирования изложена в [2, 3], существенным отличием является иная модель попутного трафика данных.

1. Описание модели трафика данных

Моделируемый узел доступа (УД) должен обеспечивать возможность передачи как речевой информации, так и данных. При передаче данных предполагается использование удаленного доступа по модемам КТЧ со скоростью 33.6 кбит/с. Согласно исследованиям [4], большая часть трафика данных – это доступ к WEB ресурсам по протоколу HTTP.

В модели трафика данных должны быть учтены следующие особенности:

- поведение пользователя при формировании вызовов HTML страниц, в частности наличие фаз активности и пауз;
- persistent и pipelined режимы сеанса HTTP/1.1 согласно RFC2616;
- состав HTML из главного контента и внедренных (embedded) объектов (например, рисунков);
- случайный выбор HTML страниц из пула;
- распределение размеров главного контента и внедренных объектов согласно выбранному закону.

Всем перечисленным требованиям отвечает модуль nsweb [5], являющийся расширением моделей web трафика, имеющихся в NS. В nsweb поддерживаются четыре режима работы HTTP: простой, persistent, pipelined, несколько параллельных простых соединений.

Для определения модели трафика необходимо задать следующие параметры (в скобках указаны выбранные при моделировании значения):

- тип соединения (несколько параллельных простых соединений (multiple simple));
- максимальное количество соединений, параллельно устанавливаемых одним клиентом (10);
- размер HTML страницы (распределение Парето, scale = 13300, alpha = 1.2);
- размер внедренных объектов (распределение Парето, scale = 133000, alpha = 1.05);
- количество внедренных объектов на странице (распределение Парето, scale = 2, alpha = 1.5);
- вероятность выбора страницы (равномерное распределение);
- количество страниц на сервере (500);
- интервал между сеансами (продолжительность сеанса совпадает с длительностью соединения);
- интервал между вызовами контента (распределение Парето, scale=10, alpha=1.5);
- количество одновременных сеансов клиента (1);
- вероятность выбора сервера (равномерное распределение);
- количество web-серверов (4).

Кроме параметров web-трафика необходимо определить нагрузку на УД, создаваемую пользователями при передаче данных на УД. Как отмечено в [8], нагрузка на УД зависит от времени суток и типа УК, через который пользователи подключаются к УД. В модели принимаются следующие значения нагрузки:

- средняя длительность Интернет-соединения – 8 мин (экспоненциальное распределение);
- суммарная нагрузка на модемный пул – 25 Эрланг;
- суммарный поток вызовов от пользователей принимается пуассоновским;
- емкость модемного пула – 30 портов.

2. Топология моделируемой сети

Топология исследуемой сети приведена на рис. 1. Количество речевых портов УД 10, источники трафика портов 1 и 5 являются «реальными» [2]. Интенсивность речевого потока всех источников соответствует использованию GSM кодека. Сторона А узла доступа находится в узле n0, сторона В в узле n3. На стороне А находятся речевые источники и агенты клиентской части HTTP протокола, на стороне В – речевые источники. Web серверы расположены в узлах n1, n3, n4, n5.

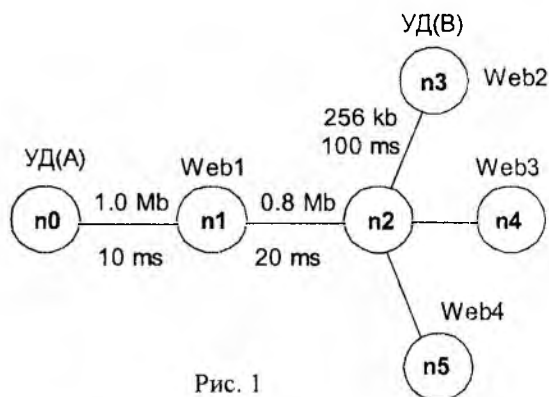


Рис. 1

3. Методы анализа трафика

Основной целью анализа было исследование динамики изменения и зависимостей сетевой nd (network delay) и оконечной ted (total end-to-end delay) задержки RTP пакетов суммарного речевого трафика. Последние исследования [4] показывают, что сетевой трафик не соответствует поведению известных моделей (пуассоновской, марковской, модулированной и т.д.), так как для последних коррелированность событий обнаруживается на ограниченных интервалах времени.

К нерегулярности сетевого трафика приводят как дисциплины обслуживания пакетов в транзитных узлах, так и особенности управления потоком протокола TCP. Как показывают исследования [6], сетевой трафик коррелирован в широком временном диапазоне.

В работе [7] предлагается использовать аппарат вейвлет-анализа для оценки состояния сети. В случае TCP трафика была обнаружена явная связь значения коэффициентов $d_{j,k}$ вейвлет-разложения с переходом сегмента сети в режим перегрузки.

В данном исследовании был использован метод вычисления $d_{j,k}$ и определения параметров Длинно-Протяженной Зависимости (ДПЗ) (Long Range Dependence – LRD) в реальном масштабе времени [9].

Временной ряд анализируемых значений формируется из совокупного трафика от всех речевых источников и представляет собой оконечные задержки RTP пакетов на стороне получателя. Оценка трафика производится по энергетической функции E_j (в качестве материнского вейвлета был выбран D^6) и экспоненте Херста H (Hurst parameter). E_j определяется как

$$E_j = \frac{1}{N_j} \sum_k |dj, k|^2, \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где j – значение масштаба;
 N_j – количество коэффициентов на масштабе j .

Параметр H определяется как

$$r(k) = C_k |k|^{-(1-\alpha)}, \quad \alpha \in (0,1) \quad (2)$$

$$H = (1 + \alpha) / 2,$$

где $r(k)$ – корреляционная функция;

α – фрактальный параметр.

Значение H является индикатором степени самоподобия выборки. Понятия ДПЗ и самоподобия относятся к статистикам второго порядка (корреляционной функции, спектральной плотности дисперсии). Процесс $x = \{x(t), t \in R\}$ является самоподобным (self-similarity), если $x(0)=0$ и $\{x(at), t \in R\}$ и $\{a^H x(t), t \in R\}$ имеют подобные распределения. Процесс обнаруживает ДПЗ, если корреляционная функция соответствует (2). Для процессов с ДПЗ $0.5 < H < 1$. В теории фрактальных процессов [10] указывается связь между LRD и самоподобием (масштабное поведение функции) на интервалах, больших фрактального времени установки, и при агрегировании потоков данных. В [9] показана связь значения H и состояния исследуемой сети при измерении времени обращения сегмента (RTT) для протокола TCP. Одной из целей нашей работы была проверка возможности предсказания динамики изменения задержки RTP пакетов, что в дальнейшем может быть использовано в алгоритмах формирования задержки воспроизведения речевых пакетов [3]. Полученные результаты приведены на рис. 2.

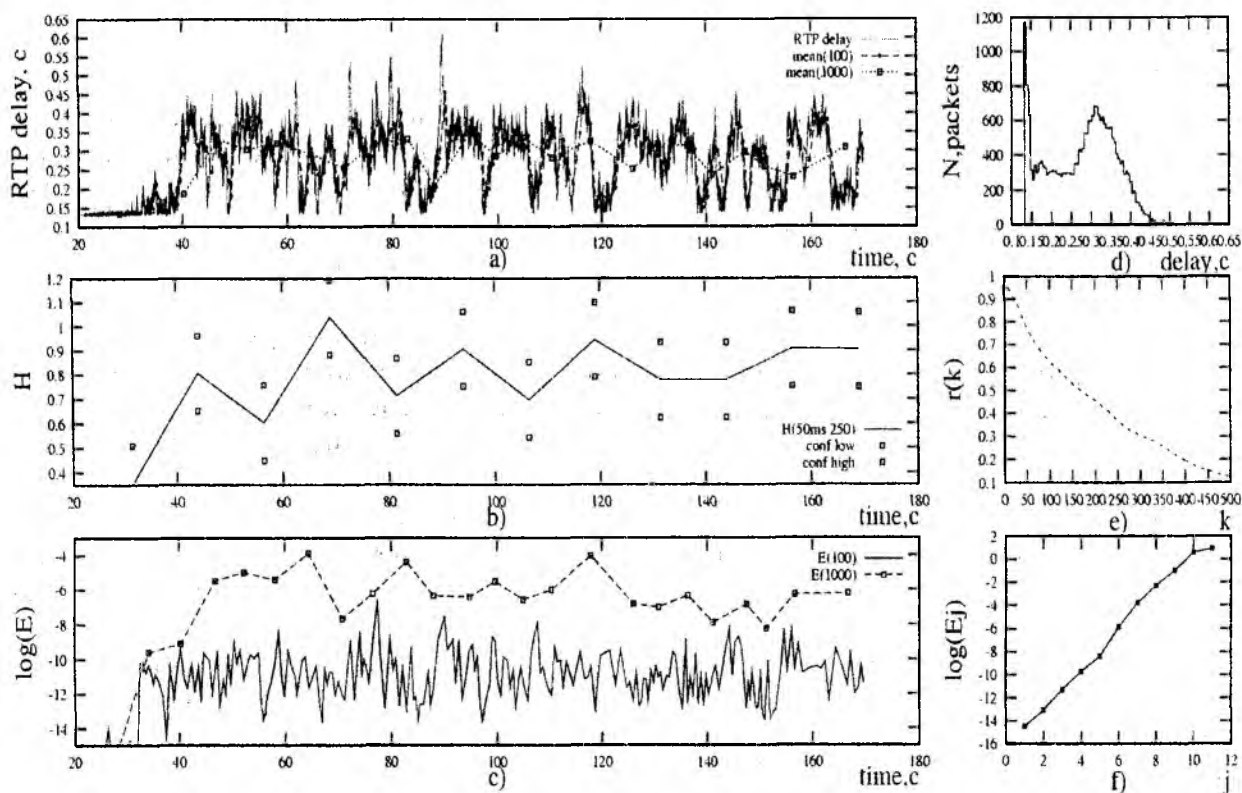


Рис. 2

На рис. 2а приведена динамика изменения задержки RTT пакетов агрегированного речевого потока. На рис. 2б и 2с – динамика изменения значений параметра H и энергии E :

$$E = \frac{1}{j_{\max}} \sum_j E_j$$

где $j_{\max}$ – максимальное значение масштаба для данной выборки.

Н вычислялся усреднением задержек на интервале 50 мс, 250 таких отсчетов использовались для формирования одного значения Н. Е вычислялась по выборкам 100 и 1000 отсчетов неусредненной групповой задержки. Общий объем выборки составил 24500 отсчетов за модельное время 170 сек. На рис. 2d приведено распределение задержек RTP пакетов, на рис. 2е показана корреляционная функция, на рис. 2f приведены значения E_j , вычисленные по всей выборке.

Как видим, исследуемый процесс имеет значительную ДПЗ, что объясняется наличием речевых активностей и пауз (периодов ON/OFF значительной продолжительности) в составляющих речевых потоках, а также попутного трафика данных с механизмом изменения окна передачи. Возникающие выбросы задержек трудно предсказать, используя анализ значений Н или Е. Возможное решение – использовать анализ задержки получения соседних RTP пакетов, ее резкое увеличение предшествует выбросу. Вместе с тем при достаточно большой выборке (250 отсчетов), динамика изменения Н может быть использована для оценки корреляционной функции фрактального броуновского движения и предсказания задержек при отсутствии выбросов.

Для исследуемого случая задержка определения Н составляет несколько средних длительностей речевой активности. Учитывая особенности функционирования АФЗВРП, эффективнее было бы использовать выборку, получаемую за время речевой активности.

Выводы

Агрегированный речевой трафик при совместной передаче с Web трафиком в исследуемой топологии имеет значительную ДПЗ и обладает свойствами самоподобия. При использовании аппарата вейвлет-анализа возможно эффективно, в реальном режиме проводить определение параметров ДПЗ и значений коэффициентов $d_{j,k}$, что дает возможность использовать для предсказания изменения задержек RTP пакетов, оценивая параметры трафика на основе фрактальных моделей. Дальнейшей задачей является модификация АФЗВРП с учетом параметров ДПЗ агрегированного речевого трафика.

Список литературы: 1. *McCanne and S. Floyd.* The LBNL Network Simulator. Lawrence Berkeley Laboratory. <http://www.isi.edu/nsnam/>. 2. *Ощепков М.Ю.* Методы моделирования речевого канала в сетях с коммутацией пакетов // Радиотехника 2001. №123. №3. С. 68 – 75. 3. *Ощепков М.Ю.* Анализ алгоритмов формирования задержки воспроизведения в случае параллельных речевых потоков // Труды УНИИРТ. 2003. №1 (33) С. 35 – 37. 4. *Mark E. Crovella and Azer Bestavros,* Self-similarity in World Wide Web traffic: evidence and possible causes, *IEEE/ACM Trans. Networking*, Vol. 5. No. 6. Pp. 835 – 846, 1997. December. 5. <http://www.net.uni-sb.de/~iw/nsweb/> 6. *Jia-Shiang Jou, John S. Baras.* A Multilevel ON/OFF Model for Multifractal Internet Traffic, // TECHNICAL RESEARCH REPORT. ISR TR. 2002-9. 7. *Huang P., Feldmann A., Wilinger W.* A non-intrusive, wavelet based approach to detecting network performance problems // Proceeding of ACM SIGCOMM Internet Measurement Workshop. 2001. San Francisco Bay Area, 2001. November. 8. *Гольшико А.В., Еришов В.А., Цыбаков В.И.* Статистический анализ качества предоставления Интернет-услуг модемным пользователям // Вестник связи. 2001. №7 С. 24 – 29. 9. *Roughan, Veitch, Abry* Real-Time Estimation of the Parameters of Long-Range Dependence (Extended Version), *IEEE/ACM Transactions on Networking* August. 2000. Vol. 8, No. 4, 467 – 478. 10. *Городецкий А.Я., Заборовский В.С.* Информатика. Фрактальные процессы в компьютерных сетях: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2000. 102 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.03.2003

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 621.391

Б. Б. ПОСПЕЛОВ, канд. техн. наук

АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АДАПТИРУЕМОГО КАНАЛА СВЯЗИ В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Мобильная связь была и остается важнейшим элементом различных военных систем, обеспечивающих взаимодействие подвижных сил на суше, море, в воздушном и космическом пространстве. Разнообразие задач и методов их решения в различных родах Вооруженных Сил порождает многообразие типов систем мобильной связи специального назначения. Особое место среди них занимают системы авиационной радиосвязи – основное, а в ряде случаев и единственное средство информационного взаимодействия с экипажами летательных аппаратов и управления авиацией в воздушном пространстве [1]. В условиях массового применения средств радиоэлектронного подавления существующие системы авиационной радиосвязи оказываются практически не защищенными от воздействия помех даже при использовании специальных режимов излучения и приема. Поэтому решение проблемы защиты от помех систем авиационной радиосвязи стоит как никогда остро. В [2] развивается один из возможных конструктивных подходов к решению данной проблемы, основанный на реализации концепции адаптируемого канала связи (АКС), включающего в себя передающую и приемную антенны и среду распространения электромагнитных волн (полей). При этом антенны рассматриваются как управляемые антенные системы. В общем случае управление может осуществляться пространственными, поляризационными и частотными характеристиками антенных систем. Там же получена операторная модель АКС и сформулированы цель и условия адаптации. В рамках данного подхода особый интерес представляют вопросы, связанные с разработкой конструктивных алгоритмов функционирования рассматриваемых АКС.

Для заданного входного сигнала x_s в момент времени t математическая модель АКС может быть описана совокупностью взаимосвязанных операторных уравнений:

$$X_s = F_T(x_s, U_T), \quad (1)$$

$$Z_s = F_M F_T(x_s, U_T), \quad (2)$$

$$X = Z_s + E + \Pi, \quad (3)$$

$$y_s = F_R(X, U_R), \quad (4)$$

где X_s , Z_s – векторы соответствующей размерности полей полезного сигнала на входе и выходе среды распространения; F_M – оператор преобразования поля полезного сигнала в среде распространения; X , E , Π – векторы соответствующей размерности результирующего поля, а также полей шумов и помех от внешних источников на входе приемной антенны; F_R – оператор преобразования поля в приемной антенне; F_T – оператор преобразования поля в передающей антенне; U_T , U_R – векторы адаптируемых параметров (управлений) передающей и приемной антенн соответственно.

В общем случае качество функционирования рассматриваемого АКС можно оценить величиной средней квадратической погрешности:

$$\overline{\varepsilon^2} = M\{(y_s - x_s)^2\}. \quad (5)$$

С учетом соотношений (1)-(4) величина (5) может быть представлена в виде

$$\overline{\varepsilon^2} = M\{[F_R(X, U_R) - x_s]^2\}. \quad (6)$$

В предположении линейности оператора F_R с учетом представления (3) соотношение (6) примет вид:

$$\overline{\varepsilon^2} = M\{x_s^2 - 2x_s Z_S^T U_R - 2x_s (\Pi + E)^T U_R + U_R^T Z_S Z_S^T U_R + U_R^T (\Pi + E)(\Pi + E)^T U_R\} = \overline{\varepsilon_1^2} + \overline{\varepsilon_2^2},$$

где $\overline{\varepsilon_1^2} = M\{x_s^2 - 2x_s Z_S^T U_R\}$, $\overline{\varepsilon_2^2} = M\{-2x_s (\Pi + E)^T U_R + U_R^T (\Pi + E)(\Pi + E)^T U_R + U_R^T Z_S Z_S^T U_R\}$.

Составляющие $\overline{\varepsilon_1^2}$ и $\overline{\varepsilon_2^2}$ средней квадратической погрешности $\overline{\varepsilon^2}$ обусловлены только полезным сигналом x_s и аддитивной смесью полезного сигнала, помех и шумов, соответственно. После раскрытия оператора математического ожидания в выражении для $\overline{\varepsilon_2^2}$ получим

$$\overline{\varepsilon_2^2} = -2R_{S\Pi}^T U_R + U_R^T R_{XX} U_R,$$

где $R_{S\Pi}$ – вектор взаимных корреляций сигнала x_s на входе передающей антенны и вектора аддитивной смеси помех и шумов на входе приемной антенной системы; R_{XX} – корреляционная матрица принимаемого поля полезного сигнала, помех и шумов $(\Pi + E)$. Если поле $(\Pi + E)$ статистически не зависит от сигнала x_s , то вектор $R_{S\Pi} = 0$. Тогда

$$\overline{\varepsilon_2^2} = U_R^T R_{XX} U_R \quad (7)$$

определяет мощность полезного сигнала, помех и шумов на выходе приемной антенны при заданном векторе управляемых параметров U_R . С учетом (2) составляющая (6), обусловленная передаваемым сигналом x_s , может быть представлена в виде

$$\overline{\varepsilon_1^2} = P_s - M\{2x_s (F_M F_T(x_s, U_T))^T U_R\}, \quad (8)$$

где $P_s = M\{x^2\}$. По аналогии с приемной будем полагать, что передающая антенная система является также линейной относительно преобразований сигнала x_s и вектора адаптируемых параметров U_T . С учетом этого, а также представления оператора среды F_M в виде соответствующей матрицы T_M [2], получим

$$\overline{\varepsilon_1^2} = P_s - 2P_s U_T^T T_M^T U_R = P_s [1 - 2U_T^T T_M^T U_R]. \quad (9)$$

Из соотношений (8) и (9) следует, что цель адаптации рассматриваемого АКС достигается при $\overline{\varepsilon^2} \rightarrow \overline{\varepsilon_1^2} \rightarrow \overline{\varepsilon_2^2} \rightarrow 0$. В соответствии с этим минимизация средней квадратической погрешности на выходе АКС (цель адаптации) связана с минимизацией мощности полезного

сигнала помех и шумов на выходе приемной антенной системы: $\min_{U_R} U_R^T R_{XX} U_R$ при ограничении $U_R^T \beta = 0.5$, где $\beta = T_M U_T$. Отличие данной задачи от известных [3 – 5], рассматриваемых при оптимизации обработки в антенных решетках, заключается в ином способе определения вектора β . Данный вектор в АКС описывается преобразованиями сигнала x_s в передающей антенной системе, определяемыми вектором управляемых параметров U_T , и преобразованиями в среде распространения, характеризуемыми матрицей T_M . Для решения указанной задачи воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа. Составим функцию:

$$L(U_R) = 0.5 U_R^T R_{XX} U_R + \lambda |U_R^T \beta - 0.5|, \quad (10)$$

где λ – неопределенный множитель Лагранжа. Дифференцируя (10) по U_R , получим: $\nabla L(U_R) = R_{XX} U_R + \lambda \beta$. Приравняв градиент нулю, для оптимального вектора параметров приемной антенны получим уравнение

$$U_{Ropt} = -\lambda R_{XX}^{-1} \beta. \quad (11)$$

Множитель λ найдем из уравнения

$$\beta^T U_{Ropt} = 0.5 = \beta^T [-\lambda R_{XX}^{-1} \beta]. \quad (12)$$

Из (12) следует, что $\lambda = -2[\beta^T R_{XX}^{-1} \beta]^{-1}$. Подставляя данное равенство в (11), получим

$$U_{Ropt} = 2 R_{XX}^{-1} \beta [\beta^T R_{XX}^{-1} \beta]^{-1} = R_{XX}^{-1} T_M U_T [U_T^T T_M^T R_{XX}^{-1} T_M U_T]^{-1}.$$

Будем полагать, что в АКС рассматриваемых мобильных систем связи корреляционная матрица R_{XX} априорно не известна и претерпевает существенные изменения в процессе функционирования системы. При этом в АКС должны отслеживаться указанные изменения матрицы. Применяя к (10) градиентный метод оптимизации, получим итерационный алгоритм для определения оптимального вектора управляемых параметров приемной антенны:

$$U_R(k+1) = U_R(k) - \mu_k \nabla_{U_R(k)} L(U_R(k)) = U_R(k) - \mu_k [R_{XX} U_R(k) + \lambda(k) \beta], \quad (13)$$

где k , μ_k – номер и размер шага итерационной процедуры. С учетом ограничения, начальное значение $U_R(0)$ должно удовлетворять соотношению $U_R(0) = 0.5 \beta [\beta^T \beta]^{-1}$. Для того чтобы $U_R(k+1)$ удовлетворяло заданному ограничению, необходимо выполнение равенства

$$0.5 = \beta^T U_R(k+1) = \beta^T \{U_R(k) - \mu_k [R_{XX} U_R(k) + \beta \lambda(k)]\}. \quad (14)$$

Из (14) следует, что множитель

$$\lambda(k) = -[\beta^T \beta]^{-1} \beta^T R_{XX} U_R(k) - \mu_k^{-1} [\beta^T \beta]^{-1} [0.5 - \beta^T U_R(k)]. \quad (15)$$

Подставив (15) в (13), получим алгоритм адаптации АКС вида

$$U_R(k+1) = U_R(k) - \mu_k [I - \beta(\beta^T \beta)^{-1} \beta^T] R_{xx} U_R(k) + \beta(\beta^T \beta)^{-1} [0.5 - \beta^T U_R(k)].$$

Пусть $P = I - \beta(\beta^T \beta)^{-1} \beta^T$, а $f = 0.5 \beta(\beta^T \beta)^{-1}$. С учетом введенных обозначений алгоритм адаптации АКС примет вид: $U_R(k+1) = P[U_R(k) - \mu_k R_{xx} U_R(k)] + f$. Используя на каждом шаге вместо корреляционной матрицы R_{xx} ее оценку $X(k)X^T(k)$ и учитывая, что $U_R^T(k)X(k) = y_s(k)$, алгоритм адаптации АКС примет вид

$$U_R(k+1) = P[U_R(k) - \mu_k y_s(k)X(k)] + T_M U_T (U_T^T T_M^T T_M U_T)^{-1} 0.5, \quad (16)$$

где $U_R(0) = 0.5 T_M U_T [(T_M U_T)^T (T_M U_T)]^{-1}$. Алгоритм (16) позволяет рекуррентно определить оптимальные параметры приемной антенной системы для заданных параметров U_T передающей антенной системы и матрицы T_M среды распространения полезного сигнала. При этом начальное значение параметров $U_R(0)$ в (16) определяется теми же параметрами U_T передающей антенной системы и матрицей T_M среды распространения.

Рассмотрим АКС с совместной адаптацией передающей и приемной антенных систем. Для этой цели представим (6) в виде $\overline{\varepsilon^2} = \overline{\varepsilon_s^2} + \overline{\varepsilon_\Pi^2}$, где $\overline{\varepsilon_s^2} = M\{x_s^2 - 2x_s Z_s^T U_R + U_R^T Z_s Z_s^T U_R\}$, $\overline{\varepsilon_\Pi^2} = M\{-2x_s(\Pi + E)^T U_R + U_R^T(\Pi + E)(\Pi + E)^T U_R\}$. Раскрывая операцию вычисления математического ожидания, получим

$$\overline{\varepsilon_s^2} = P_s - 2R_s^T U_R + U_R^T R_{ss} U_R, \quad (17)$$

$$\overline{\varepsilon_\Pi^2} = U_R^T R_{\Pi\Pi} U_R, \quad (18)$$

где R_s – вектор корреляций передаваемого сигнала x_s и вектора Z_s принимаемых сигналов, обусловленных сигналом x_s ; R_{ss} – корреляционная матрица вектора принимаемых сигналов Z_s ; $R_{\Pi\Pi}$ – корреляционная матрица вектора принимаемых помех и шумов $(\Pi + E)$. С учетом линейности преобразований в передающей антенне и среде распространения $R_s = P_s T_M U_T$, а $R_{ss} = P_s T_M U_T U_T^T T_M^T$. Составляющие (17), (18) обусловлены полезным сигналом x_s и помехами соответственно. Результирующая средняя квадратическая погрешность АКС

$$\begin{aligned} \overline{\varepsilon^2} &= P_s - 2P_s U_R^T T_M U_T + P_s U_R^T T_M U_T U_T^T T_M^T U_R + U_R^T R_{\Pi\Pi} U_R = \\ &= P_s [1 - U_R^T T_M U_T]^2 + U_R^T R_{\Pi\Pi} U_R. \end{aligned} \quad (19)$$

Из (19) следует, что средняя квадратическая погрешность зависит от рассматриваемых параметров U_T передающей и U_R приемной антенных систем. Это означает, что можно записать рекуррентные градиентные алгоритмы адаптации для указанных параметров в виде

$$\begin{aligned} U_R(k+1) &= U_R(k) - \mu_k \nabla_{U_R} \overline{\varepsilon^2}(k), \\ U_T(k+1) &= U_T(k) - \mu'_k \nabla_{U_T} \overline{\varepsilon^2}(k), \end{aligned} \quad (20)$$

где $\nabla_{U_R} \overline{\varepsilon^2}(k) = 2P_S[1 - U_R^T(k)T_M U_T(k)](-T_M U_T(k)) + R_{\Pi\Pi} U_R(k)$,

$$\nabla_{U_T} \overline{\varepsilon^2}(k) = 2P_S[1 - U_R^T(k)T_M U_T(k)](-T_M^T U_R(k)).$$

С учетом (20) алгоритм совместной адаптации передающей и приемной антенных систем в АКС примет вид

$$U_R(k+1) = U_R(k) + \mu_k 2P_S[1 - U_R^T(k)T_M U_T(k)]T_M U_T(k) - \mu_k R_{\Pi\Pi} U_R(k), \quad (21)$$

$$U_T(k+1) = U_T(k) + \mu'_k 2P_S[1 - U_R^T(k)T_M U_T(k)]T_M^T U_R(k). \quad (22)$$

Рекуррентные алгоритмы (21) и (22) взаимозависимы и должны рассматриваться совместно, поскольку изменение вектора адаптируемых параметров $U_T(k)$ влечет за собой соответствующие изменения вектора адаптируемых параметров $U_R(k)$ и наоборот. Вместо матрицы $R_{\Pi\Pi}$ на каждом шаге можно воспользоваться ее текущей оценкой $[P(k) + E(k)][P(k) + E(k)]^T$. Тогда, учитывая, что $[P(k) + E(k)]^T U_R(k) = y'_s(k)$ представляет собой выходной сигнал приемной антенной системы в случае воздействия только помех и шумов, алгоритм (21) может быть представлен в виде

$$U_R(k+1) = U_R(k) - \mu_k X'(k)y'_s(k) + \mu_k 2P_S[1 - U_R^T(k)T_M U_T(k)]T_M U_T(k), \quad (23)$$

где $X'(k) = P(k) + E(k)$ – вектор сигналов на входе приемной антенны при отсутствии сигнала Z_s . В соответствии с алгоритмом (23) адаптация параметров приемной антенной системы в АКС может осуществляться при отсутствии полезного сигнала, однако при этом необходимо учитывать параметры передающей антенной системы, особенности преобразования сигнала в среде распространения и его энергетические характеристики. Адаптация параметров передающей антенной системы должна производиться с учетом параметров среды распространения, параметров приемной антенной системы и энергетических характеристик сигналов, действующих на входе АКС.

К недостаткам изложенного подхода следует отнести необходимость использования априорных сведений о преобразованиях в среде распространения сигнала. Следует заметить, что указанный недостаток обусловлен самой постановкой задачи и поэтому может быть устранен. В связи с этим несколько видоизменим постановку исходной задачи оптимизации канала связи. Рассмотрим приемную часть АКС в виде линейной системы, на входе которой действует вектор сигнала $X(U_T)$, зависящий от вектора U_T управляемых параметров передающей антенны. Пусть управляемые параметры приемной антенны определяются вектором U_R . Тогда выходной сигнал y_s приемной антенны (выходной сигнал АКС) может быть представлен в фиксированный момент времени t следующим соотношением:

$$y_s = X^T(U_T)U_R = U_R^T X(U_T). \quad (24)$$

Пусть требуемый сигнал на выходе антенны определяется сигналом s_0 . Тогда качество функционирования АКС может быть определено средней квадратической погрешностью

$$\overline{\varepsilon^2} = M\{(y_s - s_0)^2\}. \quad (25)$$

С учетом (24) соотношение (25) примет вид:

$$\overline{\varepsilon^2} = M \{ X^T(U_T) U_R U_R^T X(U_T) - 2 U_R^T X(U_T) s_0 + s_0^2 \}. \quad (26)$$

Градиент (26) по вектору U_T будет определяться как

$$\nabla_{U_T} \overline{\varepsilon^2} = [2 X^T(U_T) U_R U_R^T - 2 U_R^T s_0] \frac{dX(U_T)}{dU_T^T} = 2[y_S - s_0] U_R^T \frac{dX(U_T)}{dU_T^T}, \quad (27)$$

где $\frac{dX(U_T)}{dU_T^T} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{du_T^1} & \frac{dx_1}{du_T^2} & \frac{dx_1}{du_T^3} & \dots & \frac{dx_1}{du_T^n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{dx_m}{du_T^1} & \frac{dx_m}{du_T^2} & \frac{dx_m}{du_T^3} & \dots & \frac{dx_m}{du_T^n} \end{bmatrix} = J(X, U_T)$ – матрица размера $m \times n$, m – размер

вектора U_R адаптируемых параметров приемной антенны; n – размер вектора U_T адаптируемых параметров передающей антенны.

С учетом (27) градиентный алгоритм формирования вектора адаптируемых параметров передающей антенны будет определяться соотношением

$$U_T(k+1) = U_T(k) - 2\mu_k (y_S(k) - s_0(k)) J^T(X, U_T, k) U_R, \quad (28)$$

где $J(X, U_T, k) = J(X(k), U_T(k))$. В соответствии с (28) может быть произведена адаптация параметров передающей антенны АКС при заданном векторе U_R параметров приемной антенны. При этом на каждой итерации необходимо располагать матрицей $J(X, U_T)$. Отсюда реализация (28) предполагает наличие радиолинии управления. В качестве такой радиолинии могут использоваться как существующие, так и специально создаваемые для этих целей радиолинии. Можно показать, что $J^T(X, U_T, k) U_R$ представляет собой вектор чувствительности АКС, который может быть определен на основе наблюдаемых и вычисляемых величин:

$$J^T(X, U_T, k) U_R \cong \left[\frac{y_S(k) - y_S(k-1)}{u_T^1(k) - u_T^1(k-1)}, \frac{y_S(k) - y_S(k-1)}{u_T^2(k) - u_T^2(k-1)}, \dots, \frac{y_S(k) - y_S(k-1)}{u_T^n(k) - u_T^n(k-1)} \right]^T. \quad (29)$$

Процедура адаптации вектора $U_T(k+1)$ начинается с оценки вектора (29), а затем продолжается в соответствии с (28) и может повторяться при новой уточненной оценке (29).

Дальнейшим развитием рассматриваемого подхода может быть представление выходного сигнала антенной системы АКС в виде скалярной функции векторного аргумента:

$$y_S = V(U_T, U_R). \quad (30)$$

С учетом (30) среднее квадратическое отклонение на выходе АКС

$$\overline{\varepsilon^2} = M \{ (y_S - s_0)^2 \} = M \{ (V^2(U_T, U_R) - 2V(U_T, U_R) s_0 + s_0^2) \}. \quad (31)$$

Для удобства дальнейшего рассмотрения представим аргумент (30) в виде соответствующего вектора $U = [U_T^T, U_R^T]^T$ адаптируемых параметров АКС. С учетом этого (31) примет вид:

$$\overline{\varepsilon^2} = M\{(V^2(U) - 2V(U)s_0 + s_0^2)\}. \quad (32)$$

Градиент (32) по векторному аргументу U будет определяться как

$$\nabla_U \overline{\varepsilon^2} = 2V(U)\nabla_U V(U) - 2s_0\nabla_U V(U) = 2(V(U) - s_0)\nabla_U V(U), \quad (33)$$

где $\nabla_U V(U) = \left[\frac{dy_s}{du_T^1}, \dots, \frac{dy_s}{du_T^n}, \frac{dy_s}{du_R^1}, \dots, \frac{dy_s}{du_R^m} \right]^T$.

С учетом (33) алгоритм адаптации вектора U параметров АКС может быть записан в виде

$$U(k+1) = U(k) - 2\mu_k \nabla_U V(U(k))(V(U(k)) - s_0(k)). \quad (34)$$

На основании (34) возможно представить два эквивалентных алгоритма адаптации параметров передающей и приемной антенных систем АКС:

$$U_T(k+1) = U_T(k) - 2\mu_k \nabla_{U_T} V(U_T(k), U_R(k)) [V(U_T(k), U_R(k)) - s_0(k)], \quad (35)$$

$$U_R(k+1) = U_R(k) - 2\mu'_k \nabla_{U_R} V(U_T(k), U_R(k)) [V(U_T(k), U_R(k)) - s_0(k)]. \quad (36)$$

Алгоритмы (35) и (36) позволяют осуществлять совместную адаптацию параметров передающих и приемных антенных систем, обеспечивая при этом требуемую эффективность функционирования АКС. В соответствии с данными алгоритмами адаптация АКС может быть реализована в соответствии со схемой, приведенной на рис. 1.

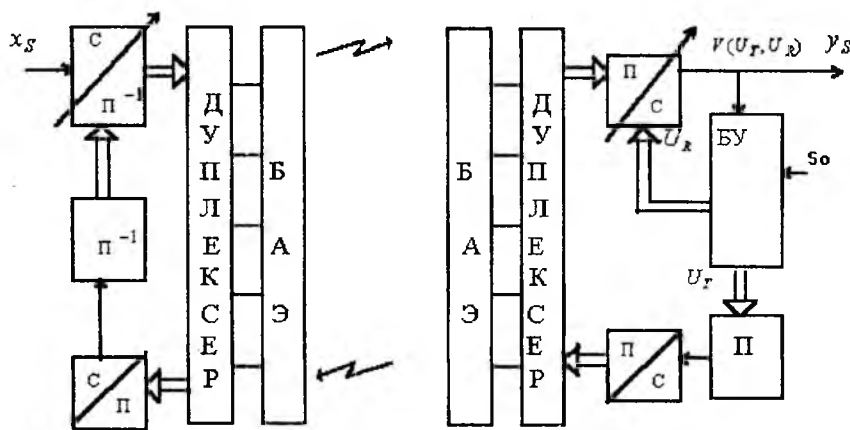


Рис. 1. Структура однонаправленного АКС с обратным каналом управления

Здесь БАЭ – блок антенных элементов; П/С, С/П – преобразователи ЭМП в сигнал при приеме и сигнала в ЭМП при передаче информации по каналу связи. В данной схеме АКС блок управления и адаптации (БУ), реализующий алгоритмы (35) и (36), размещается на приемной стороне радиолинии. Параметры управления U_T (в общем случае пространственными и поляризационными характеристиками) передающей антенны АКС формируются на приемной стороне и передаются на передающую сторону по обратной радиолинии. Процесс

адаптации канала связи начинается с определения начальных значений $U_T(0)$ и $U_R(0)$, а затем при фиксированном $U_T(0)$ в соответствии с алгоритмом (36) по $U_R(0)$ вычисляется $U_R(1)$. Одновременно с этим по $U_T(0)$ и $U_R(0)$ в соответствии с (35) вычисляется значение $U_T(1)$, которое передается посредством преобразователя (Π) на передающую сторону. После преобразователя Π^{-1} восстанавливается значение переданного вектора $U_T(1)$, и, соответственно, устанавливаются заданные параметры передающей антенны (ее пространственные и поляризационные характеристики). Указанные операции повторяются до тех пор, пока не будет достигнута заданная цель адаптации. Возможна также реализация части вычислений в соответствии с (35) и (36) на передающей стороне. В зависимости от того, какие вычисления выполняются на передающей стороне, объем передаваемой информации по обратному каналу будет различным. Минимум передаваемой информации будет в случае реализации всех вычислений на приемной стороне и передаче только значений $U_T(k)$. Рассмотренный на рис. 1 АКС является однонаправленным. Структурная схема двунаправленного АКС изображена на рис.2.

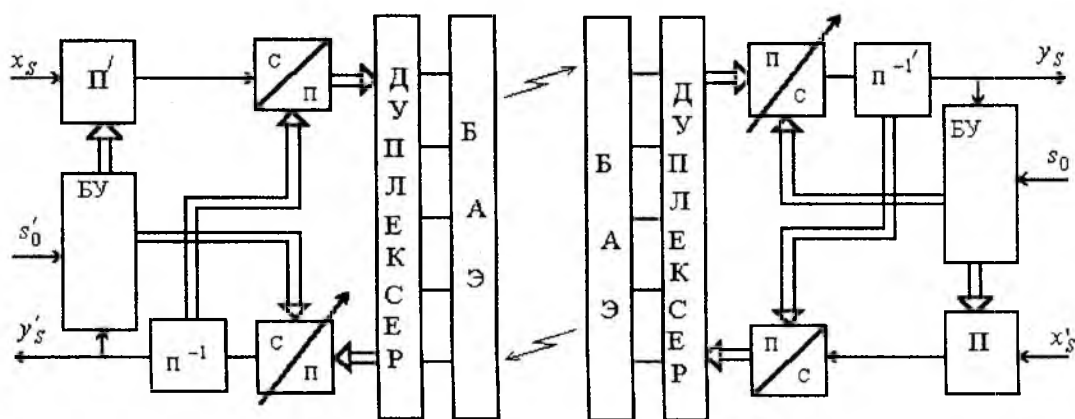


Рис. 2. Структура двунаправленного АКС

Такой канал является развитием АКС на рис. 2 на случай двунаправленной (дуплексной) передачи информации. Параметры для управления передающей антенны могут передаваться по существующим каналам связи как совместно с информационными сигналами, так и в течение интервалов времени, выделяемых специально для целей управления АКС. Для реализации таких АКС в общем случае требуется две частоты. Однако указанные каналы связи могут быть реализованы и на одной частоте. В этом случае дуплексы заменяются многоканальными коммутаторами «прием – передача», а передача сигналов осуществляется в симплексном режиме. Важной особенностью рассматриваемых АКС является итерационный характер процедуры их адаптации, определяемой алгоритмами (35), (36), а также трудности при вычислении градиента $\nabla_{U_T} V(U_T, U_R)$. Последние могут быть преодолены при использовании различных поисковых методов оптимизации.

Список литературы: 1. *Авиационные радиосвязные устройства* / Под ред. В.И. Тихонова. М.: Воен.-воздуш. инженер. акад., 1986. 442 с. 2. *Поспелов Б.Б.* Реализация концепции адаптируемого канала связи в авиационных радиоприемах // *Радиотехника*. 2002. Вып. 128. С. 197 – 205. 3. *Кловский Д.Д.* Обработка пространственно-временных сигналов / Д.Д. Кловский, В.А. Сойфер. М.: Связь, 1976. 206 с. 4. *Родимов А.П.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи / А.П. Родимов, В.В. Поповский. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 5. *Монзинго Р.А.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Пер. с англ. Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

І. П. ЛІСОВИЙ, канд техн. наук

ПАРАМЕТРИЧНИЙ СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМИ ФАПЧ НА БАЗИСІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

Для подальшого розвитку систем стільникового зв'язку стандарту GSM перспективним вважається використання TCH/HS (Half Rate Traffic Cannel for Speech) – каналу передачі мови з половинною швидкістю, що потребує покращення основних показників систем синхронізації, підвищення точності у сталому режимі та швидкості функціонування [1].

Спектрально-ефективній гаусівській частотній маніпуляції з мінімальним частотним зсувом (GMSK), що застосовується у системах рухомого радіозв'язку стандарту GSM, притаманні властивості, бажані для рухомих систем радіозв'язку:

- стала за рівнем огинаюча, що дозволяє використовувати ефективні передавальні пристрої з підсилювачами потужності, які працюють у класі С;
- компактний спектр на виході передавального пристрою, що забезпечує низький рівень випромінювання поза робочою смугою частот;
- прийнятні характеристики завадостійкості каналу зв'язку.

GMSK сигнал формується за допомогою квадратурного (I/Q) модулятора, що вимагає точного співвідношення фаз напруги ретеродинів у квадратурних каналах. Однією з найрозповсюдженіших в техніці рухомого зв'язку є система синхронізації на базисі фазового автоматичного підстроювання частоти ФАПЧ. Все більш зростаючі вимоги до систем фазової синхронізації зумовлюють необхідність розробки нових методів аналізу та синтезу таких систем. Стрімкий розвиток технології мікроелектроніки та обчислювальної техніки відкриває широкі можливості створення цифрових регуляторів на сучасних мікропроцесорах з програмною реалізацією, що функціонують у реальному масштабі часу. Останнім часом значна увага приділяється розробці регуляторів та систем автоматичного керування на базисі нечіткої логіки [2].

Розглянемо параметричний синтез цифрового нечіткого регулятора для системи фазового автоматичного підстроювання частоти, що часто використовується [4].

Структурна схема системи фазового автоматичного підстроювання частоти з нечітким регулятором, яку наведено на рис. 1, побудована за типовою схемою одноконтурної системи керування, де фазовий дискримінатор складають каскадно з'єднані пристрій порівняння фаз, нелінійність $K(e)$ та фільтр нижніх частот ФНЧ з передавальною функцією $G_\Phi(s) = (T_\Phi s + 1)^{-1}$, де T_Φ – стала часу фільтра на виході дискримінатора.

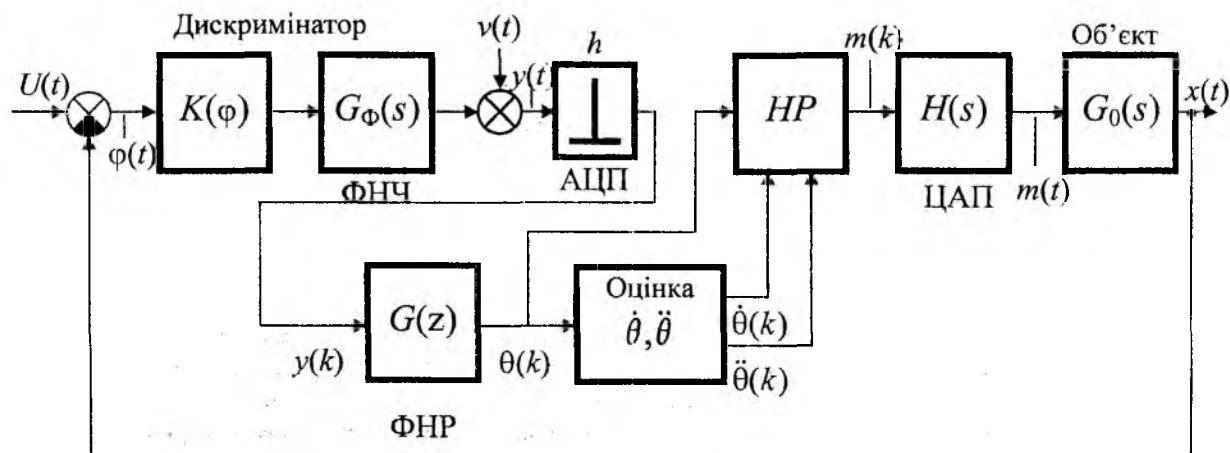


Рис. 1

Суттєвий вплив на поведінку системи керування має вигляд залежності корисної складової сигналу похибки $u_\phi(\phi) = \phi K(\phi)$ від фазового зсуву між напругами регульованої та

опорної частот, яку називають дискримінаційною характеристикою, тобто залежність математичного очікування вихідної напруги ФД, від неузгодженості фаз заданого та підстроюваного сигналів. Флуктуаційна складова на виході дискримінатора характеризується спектральною густиною S_n , а залежність $S_n(\varphi)$ називають флуктуаційною характеристикою дискримінатора. Флуктуаційну складову будемо враховувати як напругу $V(t)$ – випадкове збудження, наведене на виході дискримінатора. Вихідна напруга фазового дискримінатора визначається фазовим зсувом між напругами регульованої та опорної частот, а фаза є інтегралом від зміни частоти напруг. Характер нелінійності дискримінатора $K(\varphi)$ враховуємо залежністю

$$K(\varphi) = K_0 \exp\left\{-\frac{\varphi^2}{\Delta^2}\right\},$$

де K_0 – коефіцієнт перетворення дискримінатора; 2Δ – ширина дискримінаційної характеристики дискримінатора.

В даній схемі використовується аналоговий порівняльний пристрій, інформація про вхід системи $U(t)$ та вихід системи $x(t)$ подається в аналоговому вигляді, тому до складу регулятора входять АЦП та ЦАП. Для систем, що оптимізуються за величиною похибки при обробці довільних безперервних вхідних впливів, що зумовлено обмеженою розрядністю подання цифрових даних після аналогово-цифрового перетворення та обмеженим діапазоном зміни величини, що перетворюється на вході АЦП, така схема є прийнятною. Враховуючи, що поточна похибка значно менша від максимальної, можна в декілька раз зменшити шум квантування за рахунок додаткового підсилення сигналу похибки до надходження до АЦП. Цифровий фільтр нижніх частот ФНР, увімкнений між цифровим нечітким регулятором та АЦП, який є дискретним аналогом фільтра з передавальною функцією $G_{\text{ФНР}}(s) = (T_{\text{ФНР}} + 1)^{-1}$, здійснює згладжування випадкової складової (шуму). З таблиці z-перетворень [3] дискретна передавальна функція такого фільтра

$$G(z) = b_0[1 + a_1 z^{-1}]^{-1},$$

де $b_0 = 1 + a_1$, $a_1 = -\exp(-h/T_{\text{ФНР}})$, h – крок дискретизації.

Основним елементом структурної схеми, який визначає особливості побудови та функціонування, є нечіткий регулятор (реалізований на мікропроцесорі), що здійснює обробку інформації про стан системи ФАПЧ, подану в цифровому вигляді, та формує керуючі впливи, згідно заданому алгоритму керування. Для перетворення керуючих впливів $m(t)$ цифрового регулятора, які формуються у вигляді цифрового коду в силовий електричний сигнал керування об'єктом, до його виходу під'єднано ЦАП.

Об'єкт керування описує передаточна функція $G_0(s) = \alpha[s(s + a)(s + b)]^{-1}$, де $a = 1/T_{\text{дв}}$, $b = 1/T_{\text{г}}$, $T_{\text{дв}}$ – стала часу двигуна, $T_{\text{г}}$ – стала часу генератора, $\alpha = K_0 ab$, $K_0 = K_{\text{дв}} K_{\text{ред}} K_{\text{г}}$.

Прийmemo кількість термів, за допомогою яких здійснюється оцінка лінгвістичних змінних (вхідні та вихідні параметри нечіткого регулятора), похибки системи θ , швидкості зміни (перша похідна) помилки $\dot{\theta}$, прискорення (друга похідна) похибки $\ddot{\theta}$, керуючий вплив на об'єкт m , мінімальною, тобто 2 терма. Відобразимо діапазони $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ та $[m_{\min}, m_{\max}]$ зміни вхідних і вихідного параметрів на єдину універсальну множину $U_i = [0, L_i - 1] = [0, 1]$, де $L_i = 2$ – число, яке відповідає кількості термів кожної лінгвістичної змінної x_i , $i = 1, n$, $n = 4$. При цьому перерахунок фіксованого значення параметра $x_i^* \in [x_{ni}, x_{ai}]$ у відповідний елемент $u^* \in [0, 1]$ здійснюється за формулами:

$$u_1^* = (\theta^* - \theta_{\min}) / (\theta_{\max} - \theta_{\min}); \quad (1)$$

$$u_2^* = (\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min}) / (\dot{\theta}_{\max} - \dot{\theta}_{\min}); \quad (2)$$

$$u_3^* = (\ddot{\theta}^* - \ddot{\theta}_{\min}) / (\ddot{\theta}_{\max} - \ddot{\theta}_{\min}); \quad (3)$$

$$u_4^* = (m^* - m_{\min}) / (m_{\max} - m_{\min}). \quad (4)$$

Задамо дві нечіткі підмножини, функції належності (ФН) експоненційної форми (1) та (2) на універсальній множині $U = [0, 1]$, наведені на рис. 2.

Запропоновані функції належності описують аналітичні вирази:

$$\mu^1(u) = e^{-cu}; \mu^2(u) = e^{-c(1-u)}, \quad u \in [0, 1]. \quad (5)$$

Сформулюємо лінгвістичне правило керування (робоче правило) нечіткого регулятора.

$$\text{Якщо } (\theta^* = a_1^j) \text{ та } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ і } (\ddot{\theta}^* = a_3^j), \text{ тоді } (m^* = a_4^j), \quad j = \overline{1, 2}, \quad (6)$$

де a_1^j, a_2^j і a_3^j – лінгвістичні оцінки похибки, швидкості зміни (першої похідної) похибки та другої похідної похибки, які розглядаються як нечіткі множини, що визначаються на універсальній множині, $j = \overline{1, 2}$; a_4^j – лінгвістичні оцінки керуючого впливу на об'єкт, з терм-множини змінної m . Лінгвістичні оцінки вибираються з терм-множини лінгвістичних змінних:

$$\theta^*, \dot{\theta}^*, \ddot{\theta}^* \text{ и } m^* : a_i^j \in \{\text{негативна (1), позитивна (2)}\}.$$

Всі сигнали (визначені вище лінгвістичні змінні) в системі автоматичного керування характеризуються як негативні ($j = 1$) або позитивні ($j = 2$).

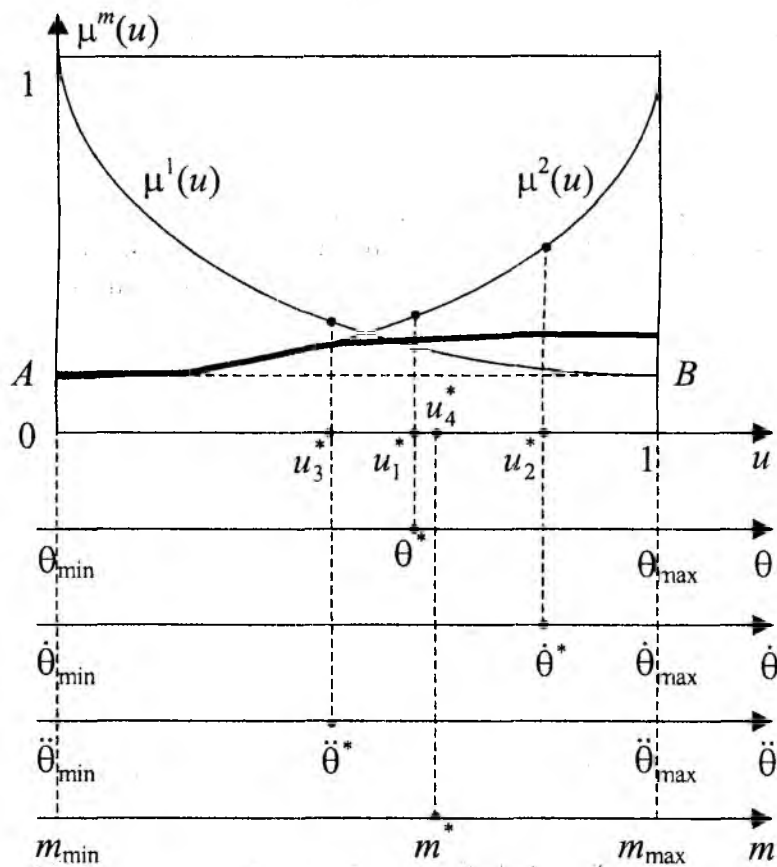


Рис. 2

Якщо $\mu^j(x_i)$ функція належності параметра $x_i \in [x_{ni}, x_{ei}]$ нечіткому терму $a_i^j, i = \overline{1,3}; j = \overline{1,2}$, тоді $\mu^{m_j}(\theta, \bar{\theta}, \bar{\bar{\theta}})$, яка залежить від трьох змінних ($x_1 \equiv \theta; x_2 \equiv \bar{\theta}; x_3 \equiv \bar{\bar{\theta}}$), є функція належності вектора параметрів рішенню (вибраному керуючому впливу на об'єкт) $m_j, j = \overline{1,2}$, яка визначається з системи нечітких логічних рівнянь:

$$\mu^{m_j}(x_1, x_2, x_3) = \mu^j(x_1) \wedge \mu^j(x_2) \wedge \mu^j(x_3). \quad (7)$$

Таким чином, $\mu^{m_j}(x_1, x_2, x_3)$ функція належності керуючого впливу нечіткій множині «негативна», а $\mu^{m_2}(x_1, x_2, x_3)$ функція належності керуючого впливу нечіткій множині «позитивна». Результируючу функцію належності для керуючого впливу відповідно до робочого правила НР подамо у вигляді

$$\mu^{m_j}(x_1, x_2, x_3) = \mu^{m_1}(x_1, x_2, x_3) \vee \mu^{m_2}(x_1, x_2, x_3), \quad (8)$$

де у виразах (7) та (8) $\wedge$ – логічне та, $\vee$ – логічне або.

У відповідності до лінгвістичних правил керування, формалізованих системою нечітких логічних рівнянь (7), функція належності керуючого впливу $\mu^1(u_4)$ нечіткій множині «негативна», обмежена зверху значенням

$$A = \min[\mu^1(u_1^*), \mu^1(u_2^*), \mu^1(u_3^*)], \quad (9)$$

а функція належності керуючого впливу $\mu^2(u_4)$ нечіткій множині «позитивна», обмежена зверху значенням

$$B = \min[\mu^2(u_1^*), \mu^2(u_2^*), \mu^2(u_3^*)]. \quad (10)$$

Результируюча функція належності керуючого впливу з виразу (8) визначається як

$$\mu(u_4) = \mu^1(u_4) \vee \mu^2(u_4), \quad (11)$$

тобто отримується формуванням максимуму (жирна лінія на рис. 2):

$$\mu(u_4) = \max[\mu^1(u_4), \mu^2(u_4)]. \quad (12)$$

Для визначення конкретного значення керуючого впливу m^* формується «результируюча фігура», обмежена результируючою ФН.

Розрахунок абсциси центра ваги $s_c = S(u_c, \mu_c)$ ділянки площини, обмеженої результируючою ФН $\mu(u)$ у діапазоні значень змінної u від $u = U_1$ до $u = U_2$, визначимо, використовуючи чисельне інтегрування методом трапецій (з кроком дискретизації u_0), за формулою [2]:

$$u_4^* = u_c = \frac{\frac{U_1 \mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} u_i \mu_i + \frac{U_2 \mu_M}{2}}{\frac{\mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} \mu_i + \frac{\mu_M}{2}}, \quad (13)$$

де $(U_2 - U_1) / M = u_0$ – крок дискретизації; M – кількість дискрет на інтервалі $U_2 - U_1$, $i = 1, 2, 3, \dots, M - 1$.

При визначенні результируючої ФН необхідно знайти абсциси точок перетину ФН нечітких підмножин (термів: позитивний – 1, негативний – 2) з горизонтальними прямими.

Для ФН експоненційного виду абсциси точки перетину визначаються як

$$u^* = -\frac{1}{c} \ln \mu^1(u^*) \text{ та } u^* = 1 + \frac{1}{c} \ln \mu^2(u^*). \quad (14)$$

Отримані значення u_4^* на підставі формули (4) перераховуються в значення керуючого впливу на об'єкт керування:

$$m^* = m_{\min} + (m_{\max} - m_{\min})u_4^*. \quad (15)$$

Керуючий вплив m^* у вигляді коду $m(k)$ з кроком квантування h поступає спочатку на ЦАП – фіксатор нульового порядку з передавальною функцією. $H(s) = (1 - e^{-hs}) / s$, а потім у вигляді безперервного керуючого впливу $m(t)$ – на об'єкт керування.

Визначимо реакцію системи на одиничний стрибок методом математичного моделювання при таких параметрах об'єкта керування: $a = 1 / T_{\text{дв}} = 1/0,05$ 1/с; $b = 1 / T_{\text{г}} = 1/0,04$ 1/с; $\alpha = K_0 ab = 5 \times 10^{-5}$ с⁻⁴/В (стала часу двигуна $T_{\text{дв}} = 0,05$ с, стала часу генератора $T_{\text{г}} = 0,04$ с, коефіцієнт передачі $K_0 = K_{\text{дв}} K_{\text{ред}} K_{\text{г}} = 1000$ (Вс⁻¹)/с). Нелінійність характеризується параметрами: $K_{\delta} = 1$ (Вс); $\Delta = 1$ (при моделюванні вхід та вихід системи приймаємо безрозмірними величинами). Стала часу фільтра нижніх частот на виході дискримінатора $T_{\phi} = 0,01$ с, а фільтра нижніх частот на вході нечіткого регулятора $T_{\phi \text{HP}} = 10$ с. Крок дискретизації (інтервал надходження даних до нечіткого регулятора) $h = 0,01$ с. Кількість дискрет на інтервалі інтегрування результуючої ФН $M = 500$.

Динаміку ланок, що входять до передавальної функції об'єкта керування при моделюванні системи, опишемо, застосувавши апроксимацію за формулою трапецій [3]:

для аперіодичної ланки $(s+a)^{-1}$

$$x_v = \frac{2 - ah_0}{2 + ah_0} x_{v-1} + \frac{h_0}{2 + ah_0} (u_v + u_{v-1});$$

для аперіодичної ланки $(s+b)^{-1}$

$$x_v = \frac{2 - bh_0}{2 + bh_0} x_{v-1} + \frac{h_0}{2 + bh_0} (u_v + u_{v-1});$$

для інтегруючої ланки

$$x_v = x_{v-1} + \frac{h_0}{2} (u_v + u_{v-1}),$$

У наведених формулах u_v – вхідна; x_v – вихідна змінні ланки. Крок моделювання $h_0 = 0,05h$, $h_0 = 0,0005$ с.

У якості першої та другої похідних від похибки використовуємо відповідно першу та другу різницю, а саме:

$$\dot{\theta}(k) = [\theta(k) - \theta(k-1)] / h;$$

$$\ddot{\theta}(k) = [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)] / h = [\theta(k) - 2\theta(k-1) + \theta(k-2)] / h^2.$$

Стационарне випадкове збудження $V(t)$, наведене на виході дискримінатора, – нормально розподілений дискретний білий шум з нульовим математичним очікуванням та СКВ, рівним 0,1.

При оптимізації використаємо інтегральний квадратичний критерій якості

$$J = \frac{1}{L} \sum_{v=0}^{L-1} \varphi_v^2 \Rightarrow \min, \quad (16)$$

де похибка системи φ_v на виході елемента порівняння обчислюється з кроком моделювання h_0 , а L визначає інтервал спостереження, який дорівнює Lh_0 .

Використовуючи метод оптимізації Хука-Дживса та оптимізуючи за критерієм (16) одночасно коефіцієнт c у функціях належності та діапазони зміни вхідних і вихідного параметрів (діапазони значень змінних $\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}, m$) з використанням формул (1) – (16), знаходимо мінімальне значення показника $J = 2,0495 \times 10^{-2}$, отримане при наступних параметрах цифрового нечіткого регулятора: $c = 9,941$;

$$[\theta_{\min}, \theta_{\max}] = [-1, 1], \quad [\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}] = [-0,699, 0,699];$$

$$[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}] = [-15,929, 15,929] \text{ та } [m_{\min}, m_{\max}] = [-0,3, 0,3].$$

На рис. 3 наведено результати моделювання системи після оптимізації параметрів цифрового нечіткого регулятора: а – реалізація випадкового процесу $V(t)$; б – вхідний вплив V_x та реакція системи V_{yx} ; в – керуючий вплив на вході об'єкта керування $m(t)$; г – похибка системи на вході нечіткого регулятора $\theta(k)$.

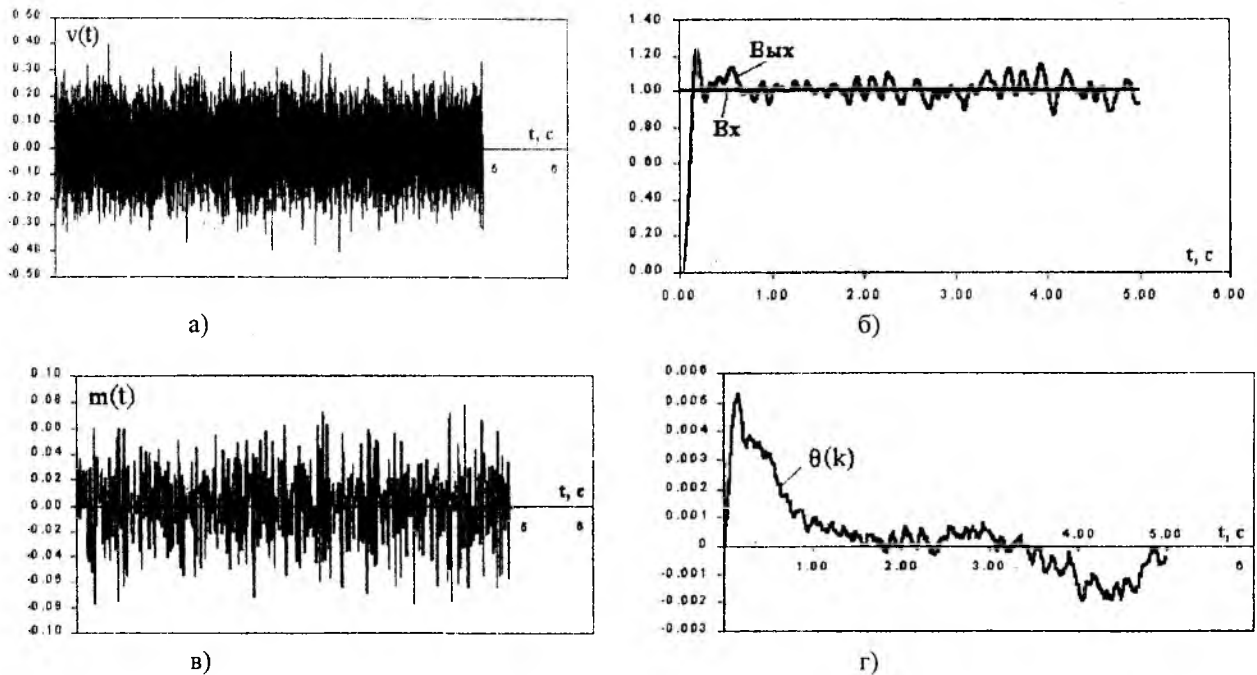


Рис. 3

Висновки

Цифровий нечіткий регулятор забезпечує досить швидке відпрацювання стрибкоподібних вхідних сигналів та стійку роботу системи навіть при великому впливові завад.

Для обраного критерію якості найкращою є експоненційна функція належності.

Зменшення швидкості функціонування системи забезпечує досить малу поточну похибку сталого режиму.

Розглянута структурна схема системи ФАПЧ (рис. 1) є узагальненою, і можна сказати, що застосування цифрових нечітких регуляторів у системах рухомого радіозв'язку, телекомунікаційних та радіотехнічних системах є доцільним та перспективним, тому що поточна похибка у системі з нечітким регулятором не перевищує поточної похибки цифрової системи ФАПЧ [4]. Застосування цифрових нечітких регуляторів у цих системах дозволяє спростити їх налагоджування, підвищити надійність та технологічність конструкції, реалізувати складні алгоритми обробки сигналів та інше.

Список літератури: 1. Громаков Ю.А. Организация физических и логических каналов в стандарте GSM. Электросвязь, 1993. №10. С. 9 – 12. 2. Системы функции-управления / В.И. Архангельский, И.Н. Богаенко, Г.Г. Грабовский, Н.А. Рюмшин. К.: Техніка, 1997. 208 с. 3. Гостев В.И., Худолій Д.А., Баранов А.А. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления. К.: Радіоаматор, 2000. 400 с. 4. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. К.: Радіоаматор, 1998. 704 с.

Одеська національна академія

зв'язку ім. О.С. Попова

Надійшла до редколегії 03.04.2003

В. С. МИХАЛЬЧАН

КОМБИНИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ АДАПТИВНЫХ НЕРЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

Используемые в сотовой связи дециметровые радиоволны слабо огибают препятствия, т.е. распространяются в основном по прямой, но испытывают многочисленные отражения от окружающих объектов и подстилающей поверхности. Одно из следствий такого многолучевого распространения – искажения результирующего сигнала [1, 2].

Искажения результирующего сигнала, или межсимвольная интерференция, имеют место при многолучевом распространении сигналов, так как синфазные составляющие сигналов с соизмеримыми амплитудами настолько отличаются по разности хода, что символы одного сигнала влияют на соседние сигналы и наоборот. Практически разности хода в городских условиях могут достигать единиц микросекунд [1, 2]. Для борьбы с межсимвольными искажениями применяются адаптивные фильтры (эквалайзеры), устанавливаемые в приемном тракте цифровой обработки сигналов, которые позволяют с некоторой точностью компенсировать межсимвольные искажения [1-5].

Для управления регулируемыми весовыми параметрами адаптивного нерекурсивного фильтра в большинстве случаев применяют различные модифицированные алгоритмы на основе метода скорейшего спуска [1-5]. Основным недостатком таких алгоритмов – медленная скорость сходимости к решению.

Скорость сходимости алгоритмов скорейшего спуска зависит от двух факторов. Во-первых, от спектрального числа обусловленности, т.е. от соотношения максимального (M) и минимального (m) собственных чисел $\rho = M/m$ корреляционной матрицы входного сигнала. Во-вторых, от выбора начального приближения, т.е. от первоначальных значений регулируемых весовых параметров фильтра. В свою очередь, от выбора начального приближения зависит угол между направлением движения на первой итерации обучения фильтра и главной осью корреляционной матрицы входного сигнала.

Поэтому представляет интерес разработка комбинированных алгоритмов с высокой скоростью сходимости, особенно для приемников сотовой связи, для которых необходимо отслеживать постоянно меняющуюся обстановку приема сигналов в условиях многолучевого распространения сигналов. Под комбинированным алгоритмом будем понимать такой способ обучения адаптивных фильтров, когда поочередно используются два различных итерационных метода оптимизации.

Математическая модель задачи

Рассмотрим математическую модель процесса обучения применительно к низкочастотному нерекурсивному фильтру, предполагая, что полезный сигнал расположен в одной (синфазной) плоскости. Это условие является некоторым отступлением от общего анализа, но позволяет наглядно оценить основные особенности предлагаемого комбинированного алгоритма при обучении адаптивных фильтров.

Введем следующие условия. 1. Режим обучения фильтра рассматривается по периодической последовательности одиночных тестовых сигналов d_k ($d_k = 1$ при $k = 0$, $d_k = 0$ при $k \neq 0$). Тестовые сигналы следуют через интервал, превышающий длительность отклика канала связи. Это условие позволяет получить статистическую независимость на каждой итерации. 2. Импульсный отклик канала связи имеет конечную длительность, а «длина» адаптивного фильтра достаточна и перекрывает длительность импульсного отклика канала связи. 3. Отсчеты сигнала x_i на выходе канала связи (входе фильтра) случайные, взаимно

некоррелированные величины, т.е. $E(x_i, x_j) = 0$ при $i \neq j$, где $E(\cdot)$ – математическое ожидание. 4. Отсчеты шума имеют нормальное распределение с дисперсией σ^2 и взаимно некоррелированные, т.е. $E(v_i^2) = \sigma^2$, $E(v_i, v_j) = 0$ при $i \neq j$.

С учетом введенных условий запишем среднеквадратичную ошибку (СКО) в виде

$$\varepsilon = E[\varepsilon_N(\varphi)] = E\left[\sum_k (a_k - d_k)^2\right] = E\left[\sum_k r_k^2\right],$$

при $k = -2N, \dots, 2N$,

(1)

где $r_k = a_k - d_k$ – отсчеты сигнала ошибки, т.е. отклонение отсчетов сигнала a_k на выходе фильтра от отсчетов требуемого сигнала d_k .

Отсчетные значения сигнала a_k на выходе фильтра связаны с отсчетными значениями x_i на входе через значения регулируемых весовых параметров φ_i адаптивного нерекурсивного фильтра соотношением

$$a_k = \sum_i x_{k-i} \varphi_i, \text{ здесь и далее } i = -N, \dots, N; k = -2N, \dots, 2N. \quad (2)$$

Подставляя (2) в (1), дифференцируя полученное выражение по параметрам φ_i и приравняв нулю результат, получаем окончательно уравнение

$$\sum_j \varphi_j \sum_k x_{k-i} x_{k-j} = \sum_k x_{k-i} d_k, \quad (3)$$

которое можно записать в матричном виде $B\varphi = b$, где B – корреляционная матрица входного сигнала, размером $(2N+1) \times (2N+1)$; φ – вектор, составленный из значений φ_i регулируемых весовых параметров фильтра, размером $2N+1$; b – заданный вектор требуемого сигнала, размером $2N+1$.

Таким образом, будем рассматривать систему уравнений (3), из которой необходимо определить оптимальные значения весовых параметров φ^* фильтра. При этом задача обучения фильтра заключается в определении таких значений φ^* , при которых достигается минимум СКО (1).

Комбинированный алгоритм обучения

Геометрический смысл итерационного метода состоит в том, что для минимизации заданного квадратичного функционала (1) необходимо отыскать центр семейства подобных гиперэллипсоидов, координаты которого и есть решение заданной системы (2). Если начальное приближение находится на каком-либо эллипсоиде в точке, нормаль к которой образует угол в 45° с главными осями соответствующего эллипса в двумерном пространстве (направление вектора градиента совпадает с направлением нормали), то для всех последующих приближений методом скорейшего градиентного спуска угол между направлениями движения и главными осями будет равняться $\pm 45^\circ$. Нетрудно убедиться (рис. 1), что именно при таком выборе начального приближения сходимость процесса будет самой медленной и быстрота сходимости метода скорейшего градиентного спуска совпадает с теоретической оценкой.

Очевидно, чем больше угол между направлением движения и главной наибольшей осью соответствующего эллипса, тем выше скорость сходимости метода скорейшего градиентного спуска.

Таким образом, для повышения скорости сходимости метода скорейшего спуска, необходим предварительный режим настройки фильтра, в результате которого будет выбрана точка, вектор-градиент (нормаль) в которой образует максимально возможный угол с главной наибольшей осью корреляционной матрицы входного сигнала.

Рассмотрим процесс обучения фильтра, состоящий из двух этапов.

На первом, предварительном, этапе, применяем алгоритм обучения, основанный на неявном итерационном методе оптимизации [6].

Итерационный процесс неявного метода организуется следующим образом. Из произвольной начальной точки (при произвольных первоначальных значениях регулируемых весовых параметров фильтра), принадлежащей одному из гиперэллипсоидов минимизируемого функционала (1), которой соответствует определенное значение СКО, начинаем движение в направлении, противоположном вектору градиента. Движение производим до тех пор, пока не достигнем точки пересечения с этим же гиперэллипсоидом. Получим координаты новой точки на этом же гиперэллипсоиде с таким же значением СКО, как и в предыдущей точке. Затем процесс повторяется. В результате получаются две последовательности точек, находящихся на одном гиперэллипсоиде, при этом каждая из последовательностей сходится к одной из вершин наименьшей оси исходного гиперэллипсоида.

Для неявного итерационного метода алгоритм управления регулируемыми весовыми параметрами фильтра производится по формуле

$$\varphi_i^{(n+1)} = \varphi_i^{(n)} - 2 \frac{\sum_k r_k^{(n)} \sum_i x_{k-i} \sum_k x_{k-i} r_k^{(n)}}{\sum_k \left[\sum_i x_{k-i} \sum_k x_{k-i} r_k^{(n)} \right]^2} \sum_k r_k^{(n)} x_{k-i}, \quad (4)$$

где n – номер итерации.

В результате проведения предварительного обучения происходит установка регулируемых весовых параметров фильтра, значения которых будут первоначальными для начала второго этапа. При этом значения автоматически будут выбраны таким образом, что в последней точке первого этапа вектор-градиент образует достаточно большой угол с главной наибольшей осью корреляционной матрицы входного сигнала.

На втором, завершающем, этапе применяем алгоритм, основанный на методе скорейшего градиентного спуска. В результате проведения завершающего этапа происходит высокоскоростной поиск минимума СКО, так как исходные (первоначальные) значения всегда будут установлены в соответствии с вышеописанными правилами.

Алгоритм управления при использовании метода скорейшего спуска регулируемыми весовыми параметрами фильтра производится по формуле [5]

$$\varphi_i^{(l+1)} = \varphi_i^{(l)} - \frac{\sum_k r_k^{(l)} \sum_i x_{k-i} g_i^{(l)}}{\sum_k \left[\sum_i x_{k-i} g_i^{(l)} \right]^2} g_i^{(l)}, \quad (5)$$

где $g_i^{(l)} = \sum_k x_{k-i} r_k^{(l)}$ – компоненты вектора градиента функционала (1) в точке $\varphi^{(l)}$; l – номер итерации.

Пусть $\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_{2N+1}$ – собственные значения корреляционной матрицы B , $e_1, e_2, \dots, e_{2N+1}$ – принадлежащие им собственные векторы, ортогональные друг другу и нормированные так, что $(e_i, e_i) = 1$ при $i = 1, 2, \dots, 2N+1$. Так как матрица B положительно определена, все $\lambda_i > 0$. Пусть $m = \lambda_1$, $\lambda_{2N+1} = M$ и пусть $g^{(0)} = \sum_{i=1}^{2N+1} c_i^{(0)} e_i$, где $c_i^{(0)}$ – коэффициенты при соответствующих векторах e_i .

Далее, пусть вектор $g^{(0)}$ лежит в плоскости, натянутой на собственные векторы e_1 и e_{2N+1} матрицы B , вектор $g^{(0)}$ расположен под углом 45° к указанным векторам e_1 и e_{2N+1} , т.е.

$$c_1^{(0)} = c_{2N+1}^{(0)} = c^{(0)} = c, \quad c_2^{(0)} = c_3^{(0)} = \dots = c_{2N}^{(0)} = 0. \quad (6)$$

Именно при таком выборе (6) начального приближения сходимость процесса алгоритма скорейшего спуска будет самой медленной и будет совпадать с нижней теоретической оценкой.

Можно показать, что скорость сходимости неявного метода оптимизации характеризуется знаменателем геометрической прогрессии $q = \left[\frac{M - m(\beta_n^2 + 2)}{M + m\beta_n^2} \right]^2$, где $\beta_n = c_1^{(n)} / c_{2N+1}^{(n)}$.

При этом коэффициенты β_{n+1} и β_n связаны рекуррентным соотношением $\beta_{n+1} = \frac{M - m(\beta_n^2 + 2)}{(m - 2M)\beta_n^2 - M} \beta_n$, $\beta_0 = 1$.

В случае выполнения условий (6) быстрота убывания функционала (1) при использовании алгоритма скорейшего спуска характеризуется членами геометрической прогрессии со знаменателем

$$q_1 = (M - m)^2 / (M + m)^2. \quad (7)$$

Отметим, что быстрота сходимости неявного метода оптимизации и метода скорейшего спуска примерно равны.

Можно показать, что при нарушении условий (6), когда, например, $\beta = c_1^{(0)} / c_{2N+1}^{(0)} < 1$, скорость сходимости алгоритма скорейшего спуска будет описываться знаменателем геометрической прогрессии

$$q_2 = \frac{\beta^2 (M - m)^2}{\beta^2 (M + m)^2 + (1 - \beta^2)^2 m M}. \quad (8)$$

Из соотношения знаменателей геометрической прогрессии (7) и (8) видно, что при $\beta < 1$ скорость сходимости алгоритма скорейшего спуска всегда выше по сравнению со случаем, когда $\beta = 1$.

Воспользуемся указанным свойством алгоритма скорейшего спуска и проведем исследование процесса обучения на основе комбинированного алгоритма.

Исследование алгоритма

Для наглядности иллюстрации эффективности предложенного комбинированного алгоритма рассмотрим пример.

Пусть задана функция $f(\varphi_1, \varphi_2) = \frac{1}{2}\varphi_1^2 + \frac{15}{2}\varphi_2^2$. Это положительно определенная функция с точкой минимума $\varphi^* = [0 \ 0]^T$, где T – знак транспонирования. Градиент данной функции для произвольных φ , т.е. g определяется по формуле $g = [\varphi_1 \ 15\varphi_2]^T$, а матрица

$$B = \frac{\partial^2 f(\varphi)}{\partial \varphi^2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 15 \end{bmatrix} \text{ для всех } \varphi.$$

Спектральное число обусловленности для данного примера равно 15, а главные собственные оси совпадают с координатными осями.

Для иллюстрации скорости метода скорейшего градиентного спуска выберем начальное приближение (значение) $\varphi^{(0)} = [15 \ 1]^T$ и организуем итерационный процесс в соответствии с алгоритмом (5). Отметим, что в точке $\varphi^{(0)}$ градиент $g^{(0)} = [15 \ 15]^T$, т.е. направление движения находится под углом 45° к главной наибольшей оси, которая совпадает с координатной осью $0\varphi_1$. Последовательность значений $\varphi^{(i)}$ при заданных $f(\varphi)$, $g(\varphi)$ и B для алгоритма скорейшего спуска приведена на рис. 1.

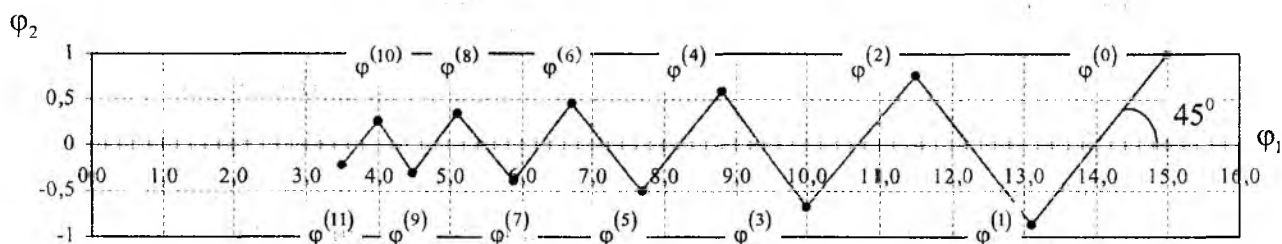


Рис. 1

Из приведенного примера можно сделать следующий вывод. По мере приближения к решению скорость сходимости метода скорейшего спуска резко замедляется. Так, для достижения необходимой точности решения, например $\|\varphi_1^* - \varphi_1\| < 1,0$, требуется 35–40 итераций.

Комбинированный алгоритм можно применять, организуя разное количество итераций на первом этапе, что в большей степени зависит от числа обусловленности корреляционной матрицы входного сигнала. Чем больше это число, тем большее число итераций необходимо провести на первом этапе обучения.

Для нашего примера применим комбинированный алгоритм, когда на первом этапе производится четыре итерации с использованием алгоритма (4), затем на втором этапе применяется алгоритм (5). Вновь выберем начальное приближение $\varphi^{(0)} = [15 \ 1]^T$.

Последовательность значений $\varphi^{(n)}$ для комбинированного алгоритма приведена на рис.2. Для достижения точности, например $\|\varphi_1^* - \varphi_1\| < 0,1$, в этом случае требуется всего 10-12 итераций.

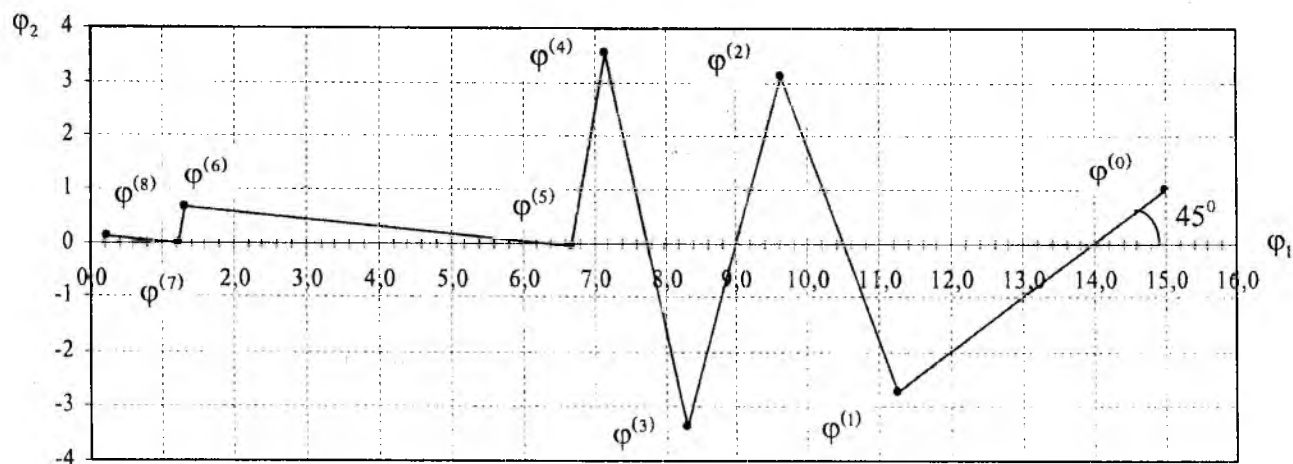


Рис. 2

Для оценки эффективности предложенного комбинированного алгоритма были исследованы процессы обучения для корреляционных матриц с различными числами обусловленности — от 15 до 200. Количество итераций, применяемых на первом этапе обучения, не превышало 20 для матрицы с числом обусловленности, равным 200. Во всех случаях скорость сходимости увеличивалась в 3-7 раз по сравнению с методом скорейшего градиентного спуска и неявным итерационным методом. Например, для числа обусловленности матрицы, равного 50, при прочих равных условиях для достижения заданной точности скорость сходимости в 5 раз выше при использовании комбинированного алгоритма, чем скорость сходимости известных методов оптимизации. При этом на первом этапе обучения было использовано всего шесть итераций.

Выводы

Предложен комбинированный алгоритм обучения адаптивных нерекурсивных фильтров (корректоров), устраняющих межсимвольные искажения сигналов данных. Применение алгоритма позволит в 3-7 раз увеличить скорость сходимости к решению, т.е. в 3-7 раз уменьшить время обучения корректоров, по сравнению с неявным методом и методом скорейшего градиентного спуска. Важно отметить, что увеличение скорости сходимости процессов обучения происходит без увеличения арифметической сложности применяемых алгоритмов, т.е. без увеличения количества арифметических операций на каждой итерации.

Так как каналы сотовой связи обладают короткой протяженностью импульсного отклика, обучение адаптивного фильтра (эквалайзера) с применением комбинированного алгоритма будет происходить за 10-12 итераций (без учета влияния шума).

Список литературы: 1. Ратынский М.В. Основы сотовой связи / Под ред. Д.Б.Зими́на. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 2000. 248 с. 2. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер. с англ.; Под ред. Д.Д.Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с. 3. Курицын С.А. Методы адаптивной обработки сигналов передачи данных. М.: Радио и связь, 1988. 144 с. 4. Уиндгроу Б., Стринз С. Адаптивная обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 5. Михальчан В.С. Синтез автоматических и адаптивных алгоритмов настройки нерекурсивных корректоров: Учеб. пособие / Одесский электротехнический институт связи им. А.С.Попова. Одесса, 1989. 50 с. 6. Костарчук В.К. Об одном методе решения систем линейных уравнений и отыскания собственных векторов матрицы. Докл. АН СССР. 1954. Т. 98. №4. С. 531 – 534.

В. И. ГОСТЕВ, О. П. КОРОСТЕЛЕВ, А. Е. ЧУПРИН, О. В. ЗАХАРЧУК

СИНТЕЗ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ

Главной отличительной особенностью радиотехнических систем является то, что физическая природа управляемой величины (частота и фаза колебаний генератора, угол поворота антенны и т. д.) отлична от физической природы сигнала, из которого извлекается информация о значении управляемой величины [1, 2]. Эта особенность приводит к тому, что радиотехнические системы имеют специфическое устройство сравнения (измерительный элемент) – дискриминатор, преобразующий входной сигнал в сигнал (напряжение) рассогласования. Характеристика дискриминатора нелинейна, но имеет линейный участок в начале координат. Кроме того, на радиотехнические системы, как правило, воздействуют различного рода помехи не только во входном сигнале, но и внутри замкнутого контура системы. Следует также указать, что переходные процессы в радиотехнических системах обычно быстротечны в отличие, например, от систем автоматического управления производственными процессами.

Автоматизация радиотехнических устройств непрерывно расширяется и одновременно возрастают требования к точности и быстродействию радиотехнических систем. Возникает необходимость разработки новых методов анализа и синтеза таких систем. В последние годы стали интенсивно разрабатываться регуляторы и системы автоматического управления на базе нечеткой логики. Хотя регуляторы на нечеткой логике (нечеткие регуляторы) представляют значительный интерес в первую очередь для объектов управления, которые трудно поддаются формализованному описанию, но даже применительно к управлению объектами, для которых имеются математические модели, такие регуляторы во многих случаях обеспечивают более высокую точность и быстродействие, более качественную работу систем управления в условиях помеховых воздействий. Применение цифровых нечетких регуляторов для синтеза, расчета и проектирования радиотехнических систем представляет собой актуальную задачу.

Рассмотрим структурную схему радиотехнической системы автоматического управления, основными элементами которой являются дискриминатор, усилитель и двигатель с редуктором. При использовании цифрового нечеткого регулятора НР, обеспечивающего требуемую динамику системы, применяют аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП) преобразователи. ЦАП обычно является фиксатором нулевого порядка. Структурная схема радиотехнической системы с нечетким регулятором НР представлена на рис. 1. Дискриминатор служит для выработки сигнала рассогласования, так как информация о задающем воздействии $u(t)$ в радиотехнической системе обычно закодирована в каком-либо параметре радиосигнала.

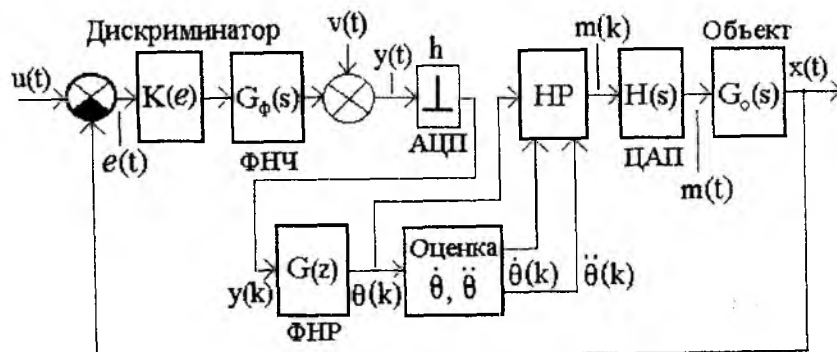


Рис. 1

Выходное напряжение дискриминатора можно представить в виде суммы математического ожидания и флуктуационной составляющей, которые зависят от ошибки рассогласования, спектральной плотности входного шума и в ряде случаев от амплитуды радиосигнала. При этом математическую модель дискриминатора можно представить (см. рис.1) последовательным соединением устройства сравнения, нелинейности $K(e)$ и фильтра нижних частот ФНЧ с передаточной функцией $G_{\Phi}(s) = (T_{\Phi}s + 1)^{-1}$, где T_{Φ} – постоянная времени фильтра на выходе дискриминатора. Кривую $u_{\delta}(e) = eK(e)$ принято называть дискриминационной характеристикой. Флуктуационная составляющая на выходе дискриминатора описывается спектральной плотностью S_n , и зависимость $S_n(e)$ называют флуктуационной характеристикой дискриминатора. При моделировании флуктуационную составляющую можно учитывать как напряжение $V(t)$ – случайное возмущение, приложенное к выходу дискриминатора. Таким образом, общее выходное напряжение дискриминатора $y(t)$, поступающее на АЦП, состоит из суммы выходного напряжения фильтра ФНЧ и напряжения $V(t)$. Математическую модель нелинейности $K(e)$ опишем выражением

$$K(e) = K_{\delta} \exp\left\{-\frac{e^2}{\Delta^2}\right\},$$

где K_{δ} – коэффициент преобразования дискриминатора; Δ – полуширина дискриминационной характеристики, определяющая разрешающую способность дискриминатора. Графически нелинейность представлена на рис.2.

Усилитель и двигатель с редуктором представим как линейную часть системы с передаточной функцией: $G_0(s) = \alpha[s(s+b)]^{-1}$, где $b = 1/T$, $\alpha = bK$.

Для подавления случайной составляющей (шума) на входе цифрового нечеткого регулятора после АЦП необходимо включать цифровой низкочастотный фильтр ФНР, являющийся дискретным аналогом непрерывного фильтра с передаточной функцией $G_{\Phi НР}(s) = (T_{\Phi НР}s + 1)^{-1}$. Дискретная передаточная функция такого фильтра может быть определена из таблицы z-преобразований:

$$G(z) = b_0[1 + a_1 z^{-1}]^{-1},$$

где $b_0 = 1 + a_1$, $a_1 = -\exp(-h/T_{\Phi НР})$, h – шаг квантования.

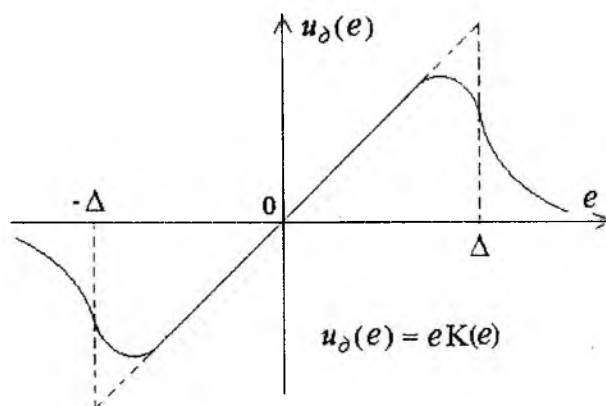


Рис. 2

Моделирование фильтра ФНР можно выполнить, во-первых, по разностному уравнению $\theta(k) = b_0 y(k) - a_1 \theta(k-1)$; во-вторых, по рекуррентной формуле для расчета непрерывного фильтра $\theta(k) = \frac{2-dh}{2+dh} \theta(k-1) + \frac{2}{2+dh} [y(k) - y(k-1)]$.

Отфильтрованная ошибка $\theta(k)$ подается на вход нечеткого регулятора НР.

В качестве первой и второй производных от ошибки используем, соответственно, первую и вторую разность, а именно:

$$\dot{\theta}(k) = [\theta(k) - \theta(k-1)]/h;$$

$$\ddot{\theta}(k) = [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)]/h = [\theta(k) - 2\theta(k-1) + \theta(k-2)]/h^2.$$

Для простоты решения задачи синтеза нечеткого регулятора будем полагать, что число термов, с помощью которых оцениваются лингвистические переменные (входные и выходной параметры нечеткого регулятора): *ошибка системы* θ , *скорость изменения (первая производная) ошибки* $\dot{\theta}$, *ускорение (вторая производная) ошибки* $\ddot{\theta}$, *управляющее воздействие на объект* m , минимально, т.е. равно 2. Отобразим диапазоны $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ и $[m_{\min}, m_{\max}]$ изменения входных и выходного параметров на единое универсальное множество $U_i = [0, L_i - 1] = [0, 1]$, где $L_i = 2$ – число, соответствующее количеству термов каждой лингвистической переменной x_i , $i = \overline{1, n}$, $n = 4$. При этом пересчет фиксированного значения параметра $x_i^* \in [x_{ni}, x_{gi}]$ в соответствующий элемент $u^* \in [0, 1]$ определяется пропорцией [3,4] $(x_{gi} - x_{ni})/(1 - 0) = (x_i^* - x_{ni})/(u^* - 0)$, из которой получаем

$$u_i^* = (x_i^* - x_{ni})/(x_{gi} - x_{ni}). \quad (1)$$

Таким образом, на основании выражения (1) находим:

$$u_1^* = (\theta^* - \theta_{\min})/(\theta_{\max} - \theta_{\min}). \quad (2)$$

$$u_2^* = (\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min})/(\dot{\theta}_{\max} - \dot{\theta}_{\min}); \quad (3)$$

$$u_3^* = (\ddot{\theta}^* - \ddot{\theta}_{\min})/(\ddot{\theta}_{\max} - \ddot{\theta}_{\min}); \quad (4)$$

$$u_4^* = (m^* - m_{\min})/(m_{\max} - m_{\min}). \quad (5)$$

На универсальном множестве $U = [0, 1]$ зададим два нечетких подмножества, функции принадлежности (ФП) которых экспоненциальной формы (1 и 2) показаны на рис. 3.

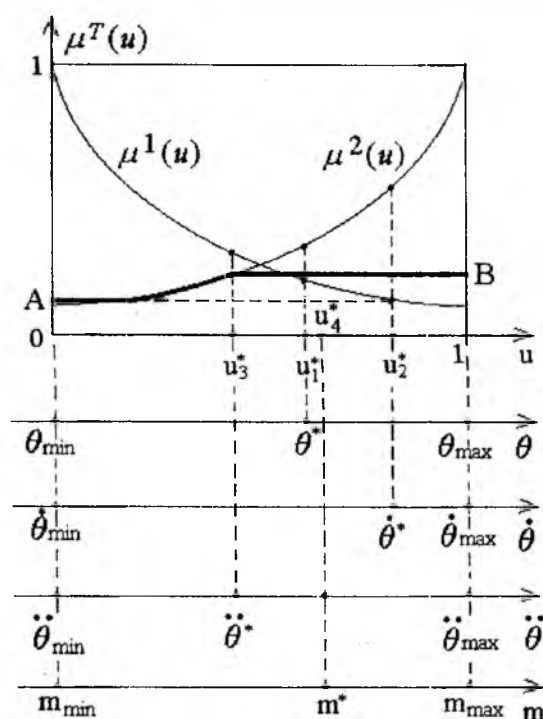


Рис. 3

Аналитические выражения предложенных ФП имеют вид

$$\mu^1(u) = e^{-cu}; \quad (6)$$

$$\mu^2(u) = e^{-c(1-u)}, \quad u \in [0, 1], \quad (7)$$

При поступлении на нечеткий регулятор (НР) значений входных переменных θ^* , $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$ с шагом квантования h осуществляется расчет величин u_1^* , u_2^* и u_3^* по формулам (2) – (4) и ФП $\mu^j(u)$, $j = \overline{1, 2}$.

Сформируем лингвистическое правило управления (рабочее правило) нечеткого регулятора в виде [5, 6]:

$$\text{Если } (\theta^* = a_1^j) \text{ и } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ и } (\ddot{\theta}^* = a_3^j), \text{ то } (m^* = a_4^j), \quad j = \overline{1, 2}, \quad (8)$$

где a_1^j , a_2^j и a_3^j – лингвистические оценки ошибки, скорости изменения (первой производной) ошибки и второй производной ошибки, рассматриваемые как нечеткие множества, определенные на универсальном множестве, $j = \overline{1, 2}$; a_4^j – лингвистические оценки управляющего воздействия на объект, выбираемые из терм-множества переменной m . Лингвистические оценки выбираются из терм-множества лингвистических переменных θ^* , $\dot{\theta}^*$, $\ddot{\theta}^*$ и m^* :

$$a_i^j \in \{\text{отрицательный (1), положительный (2)}\}.$$

Другими словами, все сигналы (определенные выше лингвистические переменные) в системе автоматического управления характеризуются как отрицательные ($j = 1$) или положительные ($j = 2$).

Пусть $\mu^j(x_i)$ функция принадлежности параметра $x_i \in [x_{ni}, x_{ei}]$ нечеткому терму a_i^j , $i = \overline{1,3}$; $j = \overline{1,2}$. Тогда $\mu^{m_j}(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta})$ – зависящая от трех переменных ($x_1 \equiv \theta$; $x_2 \equiv \dot{\theta}$; $x_3 \equiv \ddot{\theta}$) функция принадлежности вектора параметров решению (выбранному управляющему воздействию на объект) m_j , $j = \overline{1,2}$, определяется из системы нечетких логических уравнений:

$$\mu^{m_j}(x_1, x_2, x_3) = \mu^j(x_1) \wedge \mu^j(x_2) \wedge \mu^j(x_3). \quad (9)$$

Таким образом, $\mu^{m_1}(x_1, x_2, x_3)$ – функция принадлежности управляющего воздействия нечеткому множеству «отрицательный», а $\mu^{m_2}(x_1, x_2, x_3)$ – функция принадлежности управляющего воздействия нечеткому множеству «положительный». Результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия в соответствии с рабочим правилом НР записывается в виде

$$\mu^m(x_1, x_2, x_3) = \mu^{m_1}(x_1, x_2, x_3) \vee \mu^{m_2}(x_1, x_2, x_3). \quad (10)$$

В выражениях (9) и (10) $\wedge$ – логическое *и*, $\vee$ – логическое *или*.

В соответствии с лингвистическими правилами управления, формализованными системой нечетких логических уравнений (9), функция принадлежности управляющего воздействия $\mu^1(u_4)$ нечеткому множеству «отрицательный» ограничена сверху значением

$$A = \min[\mu^1(u_1^*), \mu^1(u_2^*), \mu^1(u_3^*)], \quad (11)$$

а функция принадлежности управляющего воздействия $\mu^2(u_4)$ нечеткому множеству «положительный» ограничена сверху значением

$$B = \min[\mu^2(u_1^*), \mu^2(u_2^*), \mu^2(u_3^*)]. \quad (12)$$

Результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия на основании выражения (10) определяется как

$$\mu(u_4) = \mu^1(u_4) \vee \mu^2(u_4), \quad (13)$$

т.е. получается формированием максимума (жирная линия на рис. 2)

$$\mu(u_4) = \max[\mu^1(u_4), \mu^2(u_4)]. \quad (14)$$

Для определения конкретного значения управляющего воздействия m^* формируется «результирующая фигура», ограниченная результирующей ФП.

Расчет абсциссы центра тяжести $s_c = S(u_c, \mu_c)$ участка площади, охватываемой результирующей ФП $\mu(u)$ в пределах изменения переменной u от $u = U_1$ до $u = U_2$, производим, используя численное интегрирование по методу трапеций (с шагом дискретизации u_0), по формуле

$$u_4^* = u_c = \frac{\frac{U_1 \mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} u_i \mu_i + \frac{U_2 \mu_M}{2}}{\frac{\mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} \mu_i + \frac{\mu_M}{2}}, \quad (15)$$

где $(U_2 - U_1)/M = u_0$ – шаг дискретизации; M – число дискрет на интервале $U_2 - U_1$; $i = \overline{1,2,3,\dots, M-1}$.

При определении результирующей ФП необходимо находить абсциссы точек пересечения ФП нечетких подмножеств (термов: *положительный*-1, *отрицательный*-2) с горизонтальными прямыми.

Для ФП экспоненциального вида абсциссы точки пересечения определяются как

$$u^* = -\frac{1}{c} \ln \mu^1(u^*) \text{ и } u^* = 1 + \frac{1}{c} \ln \mu^2(u^*). \quad (16)$$

Полученное значение u_4^* на основании формулы (5) преобразуется в значение управляющего воздействия на объект управления:

$$m^* = m_{\min} + (m_{\max} - m_{\min})u_4^*. \quad (17)$$

Управляющие воздействия m^* в виде кода $m(k)$ с шагом квантования h поступают сначала на ЦАП – фиксатор нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$, а затем в виде непрерывного управляющего воздействия $m(t)$ на объект управления.

Определим реакцию системы (см. рис. 1) на единичное ступенчатое воздействие методом математического моделирования при следующих параметрах объекта управления: $b = 10$ 1/с; $\alpha = 1000$ 1/с² (коэффициент передачи $K = 100$ 1/с, постоянная времени $T = 0,1$ с). Нелинейность характеризуется следующими параметрами: $K_\delta = 1$; $\Delta = 1$. Фильтр низких частот на выходе дискриминатора имеет $T_\Phi = 0,01$ с. Фильтр низких частот на входе нечеткого регулятора имеет $T_{\Phi HP} = 1$ с. Шаг квантования (интервал поступления данных в нечеткий регулятор) $h = 0,01$ с. Число дискрет на интервале интегрирования результирующей ФП $M = 500$.

При моделировании системы опишем динамику звеньев, которые входят в передаточную функцию объекта управления, используя аппроксимацию по формуле трапеций [7].

Для аperiodического звена

$$x_v = \frac{2 - bh_0}{2 + bh_0} x_{v-1} + \frac{h_0}{2 + bh_0} (u_v + u_{v-1}).$$

$$\text{Для интегрирующего звена } x_v = x_{v-1} + \frac{h_0}{2} (u_v + u_{v-1}).$$

В записанных формулах u_v – входная; x_v – выходная переменные звена. Шаг моделирования $h_0 = 0,05h$. $h_0 = 0,0005$ с.

Стационарное случайное возмущение $V(t)$, приложенное к выходу дискриминатора, опишем корреляционной функцией

$$R(\tau) = D e^{-\alpha|\tau|} \cos \Omega \tau, \quad (18)$$

где D – дисперсия, α – коэффициент нерегулярности, Ω – преобладающая частота. Зададим численные значения: $D = 0,0625$; $\alpha = 24$; $\Omega = 40$ 1/с.

Моделирующий алгоритм для экспоненциально-колебательного случайного процесса с корреляционной функцией $R(\tau) = D e^{-\alpha|\tau|} \cos \Omega \tau$ записывается в виде

$$v_v = a_0 \xi_v + a_1 \xi_{v-1} + b_1 v_{v-1} + b_2 v_{v-2}, \quad (19)$$

где $a_0 = \sqrt{D\lambda} = \sqrt{D(\alpha_1 \pm \sqrt{\alpha_1^2 - 4\alpha_0^2})/2}$; $a_1 = \sqrt{D}\alpha_0/\lambda$;

$$\alpha_0 = \rho(\rho^2 - 1)\cos(\Omega h_0); \alpha_1 = 1 - \rho^4;$$

$$b_1 = 2\rho\cos(\Omega h_0); b_2 = \rho^2; \rho = \exp(-\alpha h_0).$$

Реализации случайного процесса $V(t)$ получаются преобразованием последовательности $\xi(t)$ независимых нормально распределенных случайных чисел с параметрами $(0,1)$ (дискретный белый шум) в последовательность $v_v = v(vh_0)$, коррелированную по закону $R_v = R(vh_0) = M\{v_k v_{k+v}\}$. Такая реализация случайного процесса $V(t)$ представлена на рис. 4. Время наблюдения 5 с.

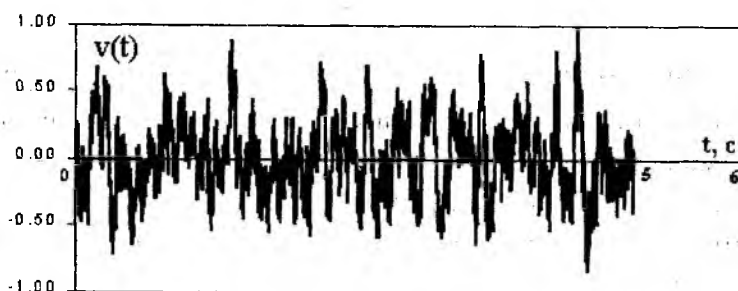


Рис. 4

Синтез нечеткого регулятора выполняется по формулам (1)-(17). Коэффициент C при настройке выбран равным 2,14, а выбранные без оптимизации (настройка «вручную») диапазоны изменения входных и выходного параметров нечеткого регулятора (диапазоны изменения переменных $\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}, m$) определяются как

$$[\theta_{\min}, \theta_{\max}] = [-1, 1], [\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}] = [-1, 1], [\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}] = [-49, 49]$$

$$\text{и } [m_{\min}, m_{\max}] = [-0,3, 0,3].$$

При оптимизации используем интегральный квадратичный критерий качества

$$J = \frac{1}{L} \sum_{v=0}^{L-1} e_v^2 \Rightarrow \min, \quad (20)$$

где ошибка системы e_v на выходе элемента сравнения вычисляется с шагом моделирования h_0 ; число L определяет интервал наблюдения, равный Lh_0 . Оптимальные параметры соответствуют минимальному значению критерия качества, а минимизация критерия качества автоматически приводит к оптимизации переходных процессов в системе управления.

Используя метод оптимизации Хука-Дживса и оптимизируя одновременно коэффициент c в функциях принадлежности и диапазоны изменения входных и выходного параметров (диапазоны изменения переменных $\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}, m$), находим минимальное значение показателя J с использованием формул (1)-(20). Минимальное значение показателя J получается при следующих параметрах цифрового нечеткого регулятора: $c = 8,08$:

$$[\theta_{\min}, \theta_{\max}] = [-1, 1], [\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}] = [-0,951, 0,951],$$

$$[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}] = [-37,42, 37,42] \text{ и } [m_{\min}, m_{\max}] = [-0,3, 0,3].$$

Квадратичный критерий качества имеет показатель $J = 0,0479$. Без оптимизации (при настройке «вручную») $J = 0,0819$.

Результаты моделирования системы при настройке параметров регулятора «вручную» представлены на рис. 5, после оптимизации параметров цифрового нечеткого регулятора – на рис. 6.

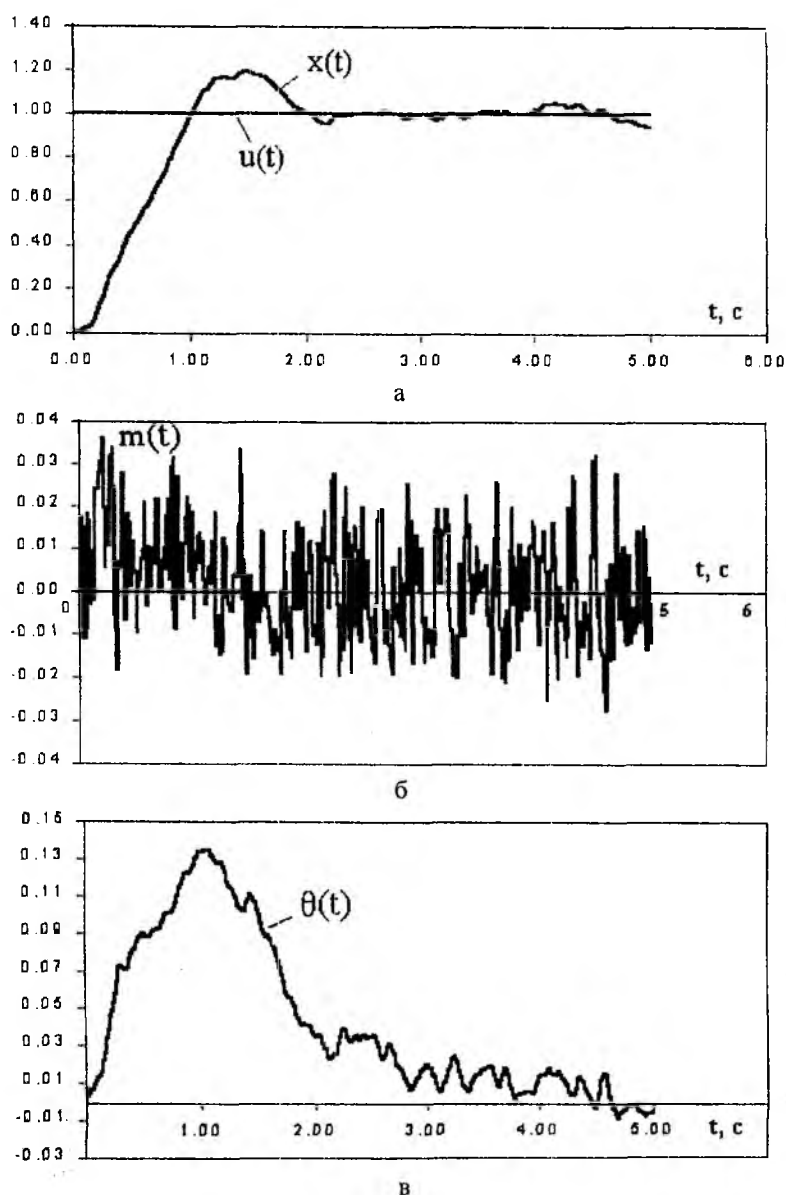


Рис. 5

На рис. 5 и 6: а – входное воздействие $u(t)$ и реакция системы $x(t)$; б – управляющее воздействие на входе объекта управления $m(t)$; в – ошибка системы $\theta(t)$ на выходе фильтра нижних частот, включенного на входе нечеткого регулятора. Цифровой нечеткий регулятор обеспечивает достаточно быструю обработку скачкообразных входных сигналов и устойчивую работу системы даже при больших помеховых воздействиях (без регулятора система неустойчива). Как и следовало ожидать, при увеличении быстродействия текущая ошибка в установившемся режиме от помехового воздействия возрастает, и, наоборот, при уменьшении быстродействия системы текущую ошибку в установившемся режиме можно сделать весьма малой.

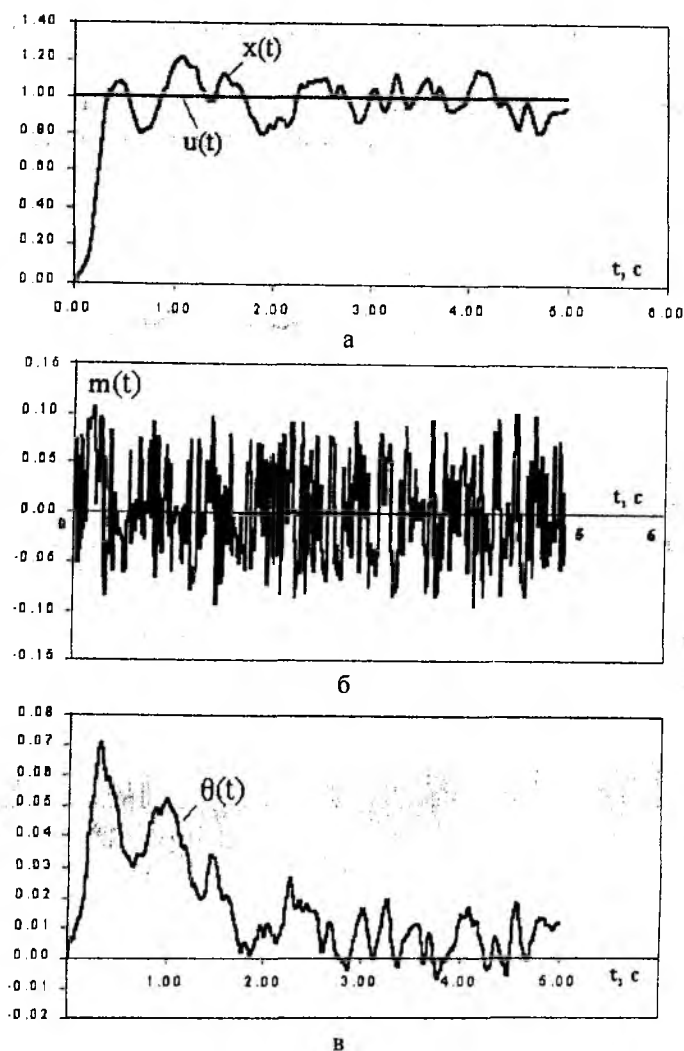


Рис. 6

Поскольку рассмотренная структурная схема радиотехнической следящей системы (см. рис. 1) является достаточно общей, то можно заключить, что применение цифровых нечетких регуляторов для радиотехнических систем целесообразно и перспективно.

Список литературы: 1. Кривицкий Б.Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. 664 с. 2. Ваганов В.Б. Автоматика радиоэлектронных систем. К.: Выща шк., 1988. 351 с. 3. Ротштейн А.П. Медицинская диагностика на нечеткой логике. Винница: Континент-ПРИМ, 1996. 132 с. 4. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации. Винница: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. 320 с. 5. Архангельский В.И., Богаенко И.Н., Грабовский Г.Г., Рюмшин Н.А. Системы функции-управления. К.: Техника, 1997. 208 с. 6. Архангельский В.И., Богаенко И.Н., Грабовский Г.Г., Рюмшин Н.А. Досвід розвитку і застосування систем функції-управління // Автоматизація виробничих процесів. 1997. №2(5). С. 1–10. 7. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. К.: Радиоаматор, 1998. 704 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий

Поступила в редколлегию 05.05.2003

Є. В. КІЛЬЧИЦЬКИЙ, канд. техн. наук, Г. Ф. КОЛЧЕНКО, О. Г. ВАРФОЛОМЕЄВА

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ЕКСПЕРТНИХ ОЦІНОК ДО ВИБОРУ КРИТЕРІЇВ ОПТИМІЗАЦІЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯМИ

Проектування систем управління врешті-решт зводиться до вирішення проблеми оптимізації, що включає широке коло задач, починаючи з вибору критеріїв оптимізації, визначення структури й сукупності параметрів системи і закінчуючи оцінкою реалізації заданих показників функціонування й ефективності управління.

Критеріями оптимальної роботи системи управління є, наприклад, її продуктивність і надійність, які, у свою чергу, визначаються конкретними показниками, наприклад часом реакції, коефіцієнтом помилок, вартістю системи тощо. Ці параметри, що прямо або непрямо впливають на критерії оптимальності, можуть варіюватися з метою підвищення показників ефективності роботи системи управління. При розробці оптимальної системи управління необхідно виходити з граничних значень критерію оптимальності. Так, продуктивність системи можна оцінювати логічними значеннями «Працює»/ «Не працює», і тоді оптимізація зводиться до діагностики несправностей й приведення системи у будь-який працездатний стан. Іншим крайнім випадком є тонке настроювання системи, коли її параметри можуть варіюватися за продуктивністю навіть на декілька відсотків [1].

Побудова раціонального варіанта системи пов'язана з вибором великої й дуже різномірної кількості параметрів: типів і моделей обладнання, що застосовується, кількості об'єктів управління, типів операційних систем, стеків протоколів, їхніх параметрів тощо. Крім того, на вибір оптимальної системи управління часто впливають чинники комерційного характеру, тому формалізувати постановку задачі оптимізації у таких випадках досить важко.

Для отримання критерію оптимізації системи управління виконується процедура збирання первинних даних про роботу мережі, якою управляють статистики стану об'єктів управління, кількості інформації, що циркулює в системі управління, часу реакції об'єкта на команду управління й таке інше.

Далі виконується етап аналізу, який потребує більш активної участі людини, а також використання таких складних засобів, як, наприклад, експертні системи, що акумулюють практичний досвід багатьох фахівців.

Методи експертних оцінок – це методи організації роботи з фахівцями-експертами й опрацювання думок експертів, виражених у кількісній та/або якісній формі з метою підготувати інформацію для прийняття рішень. Зміст методу експертних оцінок полягає в систематизованому доборі й аналітичному опрацюванні ряду часткових оцінок досліджуваних категорій. Основні принципи, за якими будується робота експертних груп: простота і ясний фізичний зміст процедури для експертів, перенос усіх складнощів формалізації на етап опрацювання даних, максимально можливе скорочення часу проведення експертизи та виключення її багатоетапності.

Уся ця велика кількість критеріїв ефективності роботи системи, які найчастіше використовуються, може бути поділена на дві групи. Перша група характеризує продуктивність роботи системи, друга – надійність. Продуктивність системи вимірюється за допомогою показників двох типів – часових, що оцінюють затримку, внесену системою при виконанні обміну даними, і показників пропускної спроможності, що відбивають кількість інформації, переданої системою в одиницю часу.

У якості часової характеристики продуктивності системи використовується такий показник, як час реакції. Час реакції визначається як інтервал часу між виникненням запиту операційної системи автоматизованої системи управління до робочої станції, до будь-якого об'єкта управління або до мережного сервісу й одержанням відповіді на цей запит. Очевид-

но, що значення цього показника залежать від типу об'єкта, до якого провадиться запит, а також від поточного стану елементів мережі, її завантаженості тощо.

Швидке передавання інформації між об'єктами системи управління визначається також пропускнуною спроможністю системи управління і кількістю переданої інформації. Пропускна спроможність мережі передачі даних дає достатньо точну оцінку швидкості й обсягу переданої інформації, проте цей критерій не враховує поділу інформації на службову і користувальну. Будь-який протокол передавання даних містить поля даних для службової інформації. Введення критерію «кількість інформації» дозволяє визначити обсяги службової і користувальної інформації. Таким чином, вибір цього критерію визначає можливість урахування заміни протоколу або стека протоколів для мережі передавання даних системи управління.

Одним з найважливіших показників системи управління є її надійність, яка визначається спроможністю правильно функціонувати протягом заданого періоду часу [2]. Надійність вимірюється інтенсивністю відмов і середнього часу напрацювання на відмову. Основним способом підвищення надійності є введення надмірності, завдяки якій реалізуються різноманітні варіанти відмовостійких архітектур. Система управління являє собою розподілену мережу, що включає велику кількість елементів різноманітних типів, і для забезпечення відмовостійкості необхідна надмірність щодо кожного з ключових елементів мережі.

Як приклад можна розглянути гіпотетичну систему управління телекомунікаціями, що характеризується такою сукупністю показників [3, 4]:

- кількістю інформації, необхідної для забезпечення заданого обсягу та номенклатури послуг (Q);
- часом реакції об'єкта управління на команду системи управління t ;
- надійністю системи управління L ;
- достовірністю переданої інформації в системі управління (коефіцієнтом помилок $P_{\text{пом}}$);
- вартістю системи управління E .

Виходячи з відносної важливості вищевказаних показників, визначаються вагові коефіцієнти $c_1, \dots, c_5$ для результуючої цільової функції

$$F = c_1 Q + c_2 t + c_3 L + c_4 E + c_5 P_{\text{пом}}. \quad (1)$$

Вагові коефіцієнти c_i повинні задовольняти таким умовам:

$\sum_{i=1}^m c_i = 1$ та $c_i > 0$ (m – кількість показників, що характеризують систему) і визначаються як

$$c_i = c'_i / \sum_{i=1}^m c'_i, \quad (2)$$

де c'_i – вагові коефіцієнти в абсолютному виразі; c_i – відносні (нормовані) вагові коефіцієнти.

Абсолютні значення ваги можуть призначатися декількома групами експертів. Наприклад, одну групу можуть складати експерти – розроблювачі технічних засобів, другу – системні фахівці у сфері управління телекомунікаціями, третю – експерти, що мають великий досвід експлуатації таких систем.

Абсолютні значення ваги c'_i призначаються за столальною шкалою, причому чим значимішим є показник, тим більша вага йому перепадє.

Опитувальні експерти заповнюють таблицю опитування, виставляючи оцінки в балах кожному запропонованому рішення. Зразок результатів опитування наведений у табл. 1.

З табл. 1 видно, що з погляду першого експерта першої групи найбільш пріоритетною є система управління з мінімальною затримкою інформації управління. Далі за значимістю впливають показники достовірності й надійності системи. Найменш важливими для цього експерта є обсяг переданої інформації й вартість системи.

На підставі формули (2) розраховуються нормовані вагові коефіцієнти й провадиться підрахунок середнього значення оцінок.

Результати розрахунків мають вид, поданий у табл. 2.

Таблица 1

Оцінка в балах, абсолютні значення ваги c_i	Група експертів. Окремі експерти								
	1 група			2 група			3 група		
	1	...	N	1	...	n	1	...	n
c_1	30	...	c_{11n}	c_{121}	...	c_{12n}	c_{131}	...	c_{13n}
c_2	100	...	c_{21n}	c_{221}	...	c_{22n}	c_{231}	...	c_{23n}
c_3	50	...	c_{31n}	c_{321}	...	c_{32n}	c_{331}	...	c_{33n}
c_4	70	...	c_{41n}	c_{421}	...	c_{42n}	c_{431}	...	c_{43n}
c_5	30	...	c_{51n}	c_{521}	...	c_{51n}	c_{531}	...	c_{53n}

Таблица 2

Нормовані вагові коефіцієнти c_i	Група експертів. Окремі експерти									Середнє Значення $\overline{c_i}$
	1 група			2 група			3 група			
	1	...	n	1	...	n	1	...	n	
c_1	0,107	...	c_{11n}	c_{121}	...	c_{12n}	c_{131}	...	c_{13n}	$\overline{c_1}$
c_2	0,357	...	c_{21n}	c_{221}	...	c_{22n}	c_{231}	...	c_{23n}	$\overline{c_2}$
c_3	0,179	...	c_{31n}	c_{321}	...	c_{32n}	c_{331}	...	c_{33n}	$\overline{c_3}$
c_4	0,25	...	c_{41n}	c_{421}	...	c_{42n}	c_{431}	...	c_{43n}	$\overline{c_4}$
c_5	0,107	...	c_{51n}	c_{521}	...	c_{51n}	c_{531}	...	c_{53n}	$\overline{c_5}$

Подальше статистичне опрацювання даних опитування полягає у визначенні ступеня надійності отриманих оцінок. Надійність оцінок визначається за статистичними характеристиками, які описують розкиданість оцінок окремих експертів та груп експертів, тобто таких, що визначають ступінь узгодженості оцінок.

Якщо N експертів дають оцінки m рішенням, то розкиданість оцінок, що даються N експертами рішенню P_j (системі S_i , ваговому коефіцієнту c_i), характеризується величиною варіації

$$v = \sqrt{\sigma_i^2 / \bar{c}_i}, \quad (3)$$

де $\bar{c}_i$ – середнє значення оцінки; σ_i^2 – дисперсія оцінки.

Дисперсія оцінки $\sigma_i^2 = \sum_{i=1}^N \Delta c_i^2 / N - 1$, де $\Delta c_i = c_i - \bar{c}_i$; N – загальна кількість експертів в усіх групах.

Отримані результати дозволяють зробити початкові висновки щодо надійності експертної оцінки. Якщо розмір варіацій $v_i \leq 0,3$; $i = 1, 2, \dots, m$, результати оцінки можна вважати задовільними.

Ступінь узгодженості оцінок за сукупністю усіх оцінюваних рішень визначається коефіцієнтом конкордації W . Ступінь узгодженості рішень усіх груп експертів характеризується коефіцієнтом рангової кореляції ρ .

Коефіцієнт конкордації

$$W = 12 \sum_{i=1}^m \Delta S_i^2 / \left[N^2 (m^3 - m) - N \sum_{i=1}^N T_j \right], \quad (4)$$

$$\text{де } \Delta S_i = S_i - \bar{S}_i, \quad (5)$$

$$S_i = \sum_{j=1}^N R_{ji}, \quad (6)$$

$$\bar{S}_i = (S_1 + \dots + S_m) / m, \quad (7)$$

$$T_j = \sum_{l=1}^{L_j} (t_{jl}^3 - t_{jl}). \quad (8)$$

У формулах (4) – (7) R_{ji} – ранг, наданий i -му рішенню j -м експертом; S_i – сума рангів, наданих i -му рішенню усіма експертами; $\bar{S}_i$ – середнє значення суми рангів за усіма m рішеннями; L_j – кількість груп рішень з рангами, що співпали, для j -го експерта; l – номер групи з рангами, що співпали; t_{jl} – кількість рішень j -го експерта, що співпали, у групі l .

Ранжирування означає надання елементам деякої множини порядкових номерів у залежності від убутання (зростання) якої-небудь кількісної або якісної ознаки. Порядковий номер, що привласнюється елементу, є рангом цього елемента. Ранжирування елементів у даному випадку здійснюється за ступенем убутання наданих балів: найменший ранг надається вазі, яка отримала найвищий бал. Якщо декілька значень ваги, що порівнюються, є однаковими, тоді їм присвоюється однаковий ранг, рівний середньому арифметичному. Отримані значення рангів наведені в табл. 3.

Таблиця 3

Ранги рішень R_i	Група експертів. Окремі експерти									Сумма рангів S_i
	1 група			2 група			3 група			
	1	...	n	1	...	n	1	...	n	
R_1	R_{111}	...	R_{11n}	R_{121}	...	R_{12n}	R_{131}	...	R_{13n}	S_1
R_2	R_{211}	...	R_{21n}	R_{221}	...	R_{22n}	R_{231}	...	R_{23n}	S_2
R_3	R_{311}	...	R_{31n}	R_{321}	...	R_{32n}	R_{331}	...	R_{33n}	S_3
R_4	R_{411}	...	R_{41n}	R_{421}	...	R_{42n}	R_{431}	...	R_{43n}	S_4
R_5	R_{511}	...	R_{51n}	R_{521}	...	R_{52n}	R_{531}	...	R_{53n}	S_5

Узгодженість змінюється в межах $0 \leq W \leq 1$ та є задовільною, якщо $W \geq 0,5$, й доброю, якщо $W \geq 0,7$.

Коефіцієнт рангової кореляції ρ , що характеризує ступінь узгодженості оцінок усіх груп експертів, визначається за формулою

$$\rho = 1 - \left[m \sum_{i=1}^m (R_{i1} - R_{i2} - R_{i3})^2 \right] / m(m^2 - 1), \quad (9)$$

де R_{i1} , R_{i2} , R_{i3} – ранги, надані i -му рішенням відповідно першою, другою та третьою групами експертів.

Коефіцієнт рангової кореляції змінюється у межах $0 \leq \rho \leq 1$ та є задовільним, якщо $\rho \geq 0,85$, й добрим, якщо $\rho \geq 0,95$. Якщо показники W та ρ є незадовільними, тоді необхідно з'ясувати, розкиданість оцінок є наслідком невеликої кількості експертів чи вона є характерною для усієї групи експертів. Необхідно знайти експерта, винного у порушенні узгодженості, й виключити його зі складу експертної комісії. У ряді випадків цей захід не призводить до поліпшення результатів, і тоді, як правило, провадиться додатковий тур опитування.

Вибір оптимальної системи за обраними критеріями може здійснюватися двома способами.

Перший спосіб полягає у виборі такої системи, для якої цільова функція

$$F = c_1 Q + c_2 t + c_3 L + c_4 E + c_5 P_{\text{пом}} \text{ є мінімальною.}$$

У цьому випадку задача зводиться до вибору експертами оптимальних вагових коефіцієнтів.

Другий спосіб полягає у ранжируванні усіх можливих систем, коли оптимальною вважається система, яка має мінімальну суму рангів.

Кожний з описаних способів має свої переваги та недоліки. Зокрема, перший спосіб має більш загальний характер й дозволяє скористатися обраними ваговими коефіцієнтами відносно інших систем. Другий спосіб на перший погляд здається менш гнучким, проте є більш надійним, оскільки дозволяє порівнювати конкретні варіанти побудови системи, а не відносно важливість окремих показників системи.

Висновки

Необхідно відзначити, що ефективність застосування методу експертних оцінок для вирішення задачі оптимізації системи управління залежить від чіткої і правильної організації роботи експертних груп, для чого потрібно послідовне виконання таких процедур:

- формулювання цілі експертного опитування; розробка і затвердження технічного завдання на проведення експертного опитування;
- розробка докладного сценарію проведення збирання й аналізу інформації;
- вибір критеріїв переваги, ранжирування тощо;
- добір складу експертів за компетентністю;
- збирання експертної інформації;
- аналіз експертної інформації;
- за необхідністю декількох турів оцінки – повторення двох попередніх етапів;
- інтерпретація отриманих результатів й підготовка висновку.

Надалі необхідно більш детально розглянути питання визначення цільової функції, яка враховує обрані критерії на базі методу експертних оцінок, що дозволить будувати й впроваджувати оптимальні системи управління телекомунікаціями.

Слід відзначити, що розглянуті процедури методу експертних оцінок (з деякими уточненнями їхніх часових характеристик, процедури призначення експертів тощо) є цілком прийнятними також для групового пошуку та прийняття оптимальних рішень управління одним або декількома операторами у кризових (надзвичайних) ситуаціях на мережі.

Список літератури: 1. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования. М.: Радио и связь, 1984. 2. Кільчицький Є.В. Властивості та критерії оцінки ефективності сучасної автоматизованої системи управління телекомунікаціями // Зв'язок. 2003. № 1. С. 9 – 12. 3. Стеклов В.К. Проективання систем автоматичного керування. К.: Вища шк., 1995. 231 с. 4. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Системный метод оптимального проектирования интеллектуальной сети // Зв'язок. 1998. № 4. С. 43 – 49.

Л. И. НЕТУДЫХАТА

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОМЕНТОВ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СИГНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ДВУХСВЯЗНОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ УПРАВЛЯЕМОЙ ВЕЛИЧИНЫ

Применение двухсвязных систем управления позволяет повысить точность основной системы в установившемся и переходном режимах [1, 2].

В настоящей работе предлагается структура двухсвязной оптимальной по быстродействию системы ФАП, когда оптимизируется переходный процесс собственно управляемого объекта основной системы: последовательно соединенные усилитель-преобразователь, интегратор и фазовращатель.

Функциональная схема двухсвязной системы ФАП изображена на рис. 1 а. На входы 1 и 2 поступает задающее $u_1(t) = U_{m1} \cos[\omega t + \varphi_1(t)]$ и управляемое $u_2(t) = U_{m2} \cos[\omega t + \varphi_2(t)]$ напряжения одинаковой частоты, сдвинутые по фазе на угол $\alpha(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$, в общем случае изменяющийся во времени.

Задача состоит в обеспечении равенства фаз этих напряжений. Двухсвязная система ФАП состоит из двух систем: корректирующей системы ФАП (КСФАП) и основной системы ФАП (ОСФАП), связанных между собой с помощью корректирующего устройства (КУ). Элементы КСФАП и ОСФАП могут быть идентичны. Для КСФАП имеем замкнутый контур управления, содержащий элемент сравнения ЭС1, фильтр нижних частот Ф1, усилитель-преобразователь УП1, интегратор И и фазовращатель ФВ1. Для измерения разности фаз между $u_1(t)$ и $u_2(t)$ (задающее воздействие $\alpha(t)$) используется фазовый дискриминатор ФД1, на выходе которого имеет место сигнал, пропорциональный задающему воздействию $\alpha(t)$. Фазовый дискриминатор ФД2 предназначен для измерения управляемой величины $\beta_1(t)$ (разности фаз между напряжениями на входе и выходе фазовращателя ФВ1). На выходе элемента сравнения ЭС1 имеет место сигнал ошибки $\Delta\varphi_1(t)$, который подается на вход последовательно соединенных фильтра Ф1, усилителя-преобразователя УП1 и интегратора И. На вход фазовращателя ФВ1 поступает управляющее напряжение $\mu_1(t)$, уменьшая ошибку $\Delta\varphi_1(t)$. Для преобразования косинусной статической характеристики ФД в синусную служит элемент постоянного сдвига фазы на $\pi/2$.

Основная система ФАП состоит из таких же элементов, как и КСФАП при замене индекса 1 на индекс 2, т. е. ЭС2, Ф2, УП2, ФВ2. Для измерения управляемой величины $\beta_2(t)$ (разность фаз между входным и выходным напряжениями ФВ2) используется фазовый дискриминатор ФД3. ОСФАП работает так же, как и КСФАП.

Для повышения точности ОСФАП в установившемся или переходном режимах используется корректирующее устройство (КУ) связи между КСФАП и ОСФАП.

Для обеспечения оптимального по быстродействию переходного процесса в ОСФАП используется устройство управления (УУ), вырабатывающее сигнал управления. Для выполнения условия постоянства амплитуды сигнала управления используется элемент $F(U_m, \Sigma)$, вырабатывающий сигнал $x_k(t)$ в течении длительности переходного процесса.

Структурная схема двухсвязной системы ФАП, соответствующая функциональной рис. 1 а, изображена на рис. 1 б. Элементы системы определяются выражениями:

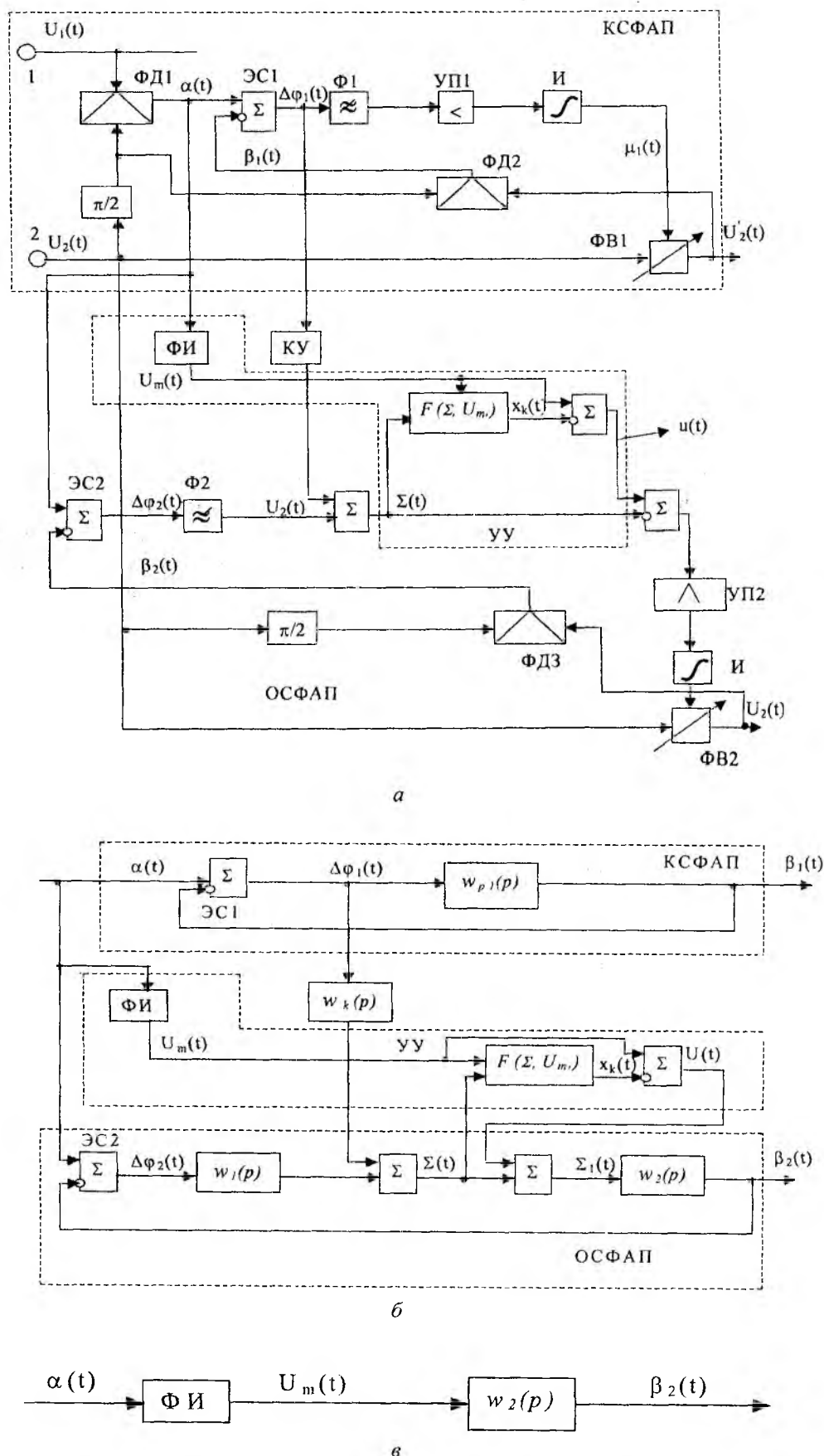


Рис. 1 Функциональная (а) и структурные (б, в) схемы оптимальной по быстродействию системы ФАП

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_2(t) &= \alpha(t) - \beta_2(t); \quad \beta_2(t) = W_2(p)\Sigma_1(t) \\ \Sigma_1(t) &= \Sigma(t) + u(t); \quad u(t) = F(U_m, \Sigma); \\ F(U_m, \Sigma) &= \begin{cases} 0, & U_m(t) = 0; \\ \Sigma(t) = x_k(t), & U_m(t) \neq 0; \end{cases} \\ \Sigma(t) &= W_1(p)\Delta\varphi_2(t) + W_k(p)\Delta\varphi_1(t); \\ \Delta\varphi_1(t) &= \alpha(t) - \beta_1(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $W_1(p) = \frac{k_\phi}{T_\phi p + 1} = \frac{D_\phi(p)}{F_\phi p + 1}$; $W_2(p) = W_{УП2}(p)W_{И}(p)W_{ФВ2}(p) = \frac{k_{УП2}k_{И}}{(T_{УП}p + 1)p} = \frac{D_2(p)}{F_2(p)}$; $D_\phi(p) = k_\phi$; $F_\phi(p) = T_\phi p + 1$; $W_{УП2}(p)$, $W_{И}(p)$, $W_{ФВ2}(p)$ – операторы усилителя-преобразователя, интегратора и фазовращателя, соответственно; $p \equiv d/dt$.

Как известно [1], ограничения координат в системах автоматического управления, в том числе и в системах фазовой автоподстройки (ФАП), бывают двух видов: условные и безусловные. Безусловные ограничения появляются вследствие самого принципа работы системы (ограничение усилителя-преобразователя и др.). Условные ограничения вводят сознательно, например, из условия предельно возможных эксплуатационных характеристик усилителя-преобразователя, фазовращателя и др.

В результате ограничений в фазовом пространстве (для ОСФАП) получаются некоторые области. Оптимальная траектория должна лежать внутри и на границе этой области (рис. 2 а). На фазовой плоскости, образованной координатами $\beta_2(t)$ и $\beta_2(t)$, выделена область, ограниченная линией $\beta_{2\text{ доп}}(t)$. В процессе управления фазой скорость ее изменения не должна превосходить значения $\beta_{2\text{ доп}}(t)$.

Очевидно, сначала нужно выйти на допустимую границу по траектории 1 (рис. 2 а), затем двигаться по этой границе (кривая 2) и, наконец, по траектории 3 – в заданную точку.

Рассмотрим оптимальное по быстродействию управление с ограничением на производные применительно к основной системе ФАП. Для разомкнутой ОСФАП объект управления в общем случае описывается дифференциальным уравнением n – го порядка

$$p^n \beta_2(t) + a_n p^{n-1} \beta_2(t) + \dots + a_1 \beta_2(t) = k_p U_m, \quad (2)$$

где k_p – коэффициент передачи системы ФАП в разомкнутом состоянии на координату $\beta_2^{(v)}(t)$, где v -я производная управляемой величины, $|\beta_2^{(v)}(t)| \leq |\beta_{2\text{ доп}}^{(v)}(t)|$. Кроме того, $|u| \leq U_m$.

В соответствии с принципом максимума для управления координатой $\beta_2^{(v)}(t)$ необходимо $n-v$ интервалов управляющего сигнала U_m , где v – порядок астатизма; n – порядок дифференциального уравнения. Общий алгоритм построения оптимальной по быстродействию ОСФАП в этом случае состоит из следующих этапов: управление координатой $\beta_2^{(v)}(t)$, обеспечивающее вывод ограниченной координаты на ее допустимое значение $\beta_{2\text{ доп}}^{(v)}(t)$; стабилизация ограниченной координаты на значение $\beta^{(v)}(t) = \beta_{\text{доп}}^{(v)}(t)$; управление по

переводу ограниченной координаты со значения $\beta_2^{(v)}(t) = \beta_{2ДОП}^{(v)}(t)$ на значение $\beta_2^{(v)}(t) = -\beta_{2ДОП}^{(v)}(t)$, стабилизация $\beta_2^{(v)}(t) = -\beta_{2ДОП}^{(v)}(t)$ и т. д.

Рассмотрим оптимальную по быстродействию систему ФАП второго порядка с ограничением скорости управляемой величины (рис. 1 а, б).

Операторы элементов управляемого объекта определяются выражениями:

$$W_{УП2}(p) = k_{УП2} / (T_{УП2}p + 1); \quad W_I(p) = k_I / p; \quad W_{ФВ}(p) = 1;$$

$$W_2(p) = W_{УП2}(p)W_I(p)W_{ФВ2}(p) = \frac{k_0}{(T_{УП2}p + 1)}; \quad k_0 = k_{УП2}k_I;$$

где $k_{УП2}$, k_I – коэффициенты передачи усилителя-преобразователя и интегратора, соответственно

Рассмотрим методику определения моментов переключения на примере системы ФАП второго порядка при ограничении на скорость управляемой величины. Структурная схема эквивалентного объекта управления изображена на рис. 1 в.

Таким образом, дан объект управления, описываемый дифференциальным уравнением

$$(T_{УП2}p^2 + p)\beta_2(t) = k_{УП2}u, \quad (3)$$

где $T_{УП2} = 0,01с$; $k_{УП2} = 3$; $|u| \leq U_m = 10ед.$; $k_I = 1$.

Требуется перевести объект (усилитель-преобразователь и фазовращатель) из положения $\beta_2(0) = 0$, $\dot{\beta}_2(0) = 0$ в положение $\beta_2(t) = \beta_{2K}(t) = 5ед.$, $\dot{\beta}_{2K}(t) = 0$ за минимальное время при ограничении скорости $\dot{\beta}_2(t) \leq \dot{\beta}_{2m}(t) = 3 \text{ ед}/с$.

Известно [1 – 4], что алгоритм управления должен состоять из двух интервалов $\pm U_m$ и одного интервала, на котором u пропорционально скорости ограничения $\dot{\beta}_{2m}$. Требуется определить моменты переключения t_1 , t_2 и t_3 .

При наличии ограничений на одну из координат объекта управления оптимальное управление необходимо рассматривать как управление именно этой координатой, т. е. необходимо с помощью максимального управляющего сигнала $+U_m$ достичь скорости ограничения $\dot{\beta}_{2m}(t)$ и эту скорость поддерживать постоянной. В конце управления максимальным управляющим сигналом U_m затормозить систему. Задача заключается в определении времени разгона, движения с постоянной скоростью и торможения.

Определяем время t_1 , необходимое для достижения максимальной скорости $\dot{\beta}_{2m}$. Решение уравнения, определяющего скорость, имеет вид

$$\dot{\beta}_{2m} = (1 - e^{-\lambda_1 t_1})k_{УП2}u = (1 - e^{-\lambda_1 t_1})k_{УП2}U_m, \quad (4)$$

где $\lambda_1 = -1/T_{УП2} = -100$

Из выражения (4) получаем

$$\dot{\beta}_{2m} - k_{УП2}U_m = -k_{УП2}U_m e^{-\lambda_1 t_1},$$

или

$$k_{y\Pi 2}U_m - \beta_{2m} = k_{y\Pi 2}U_m e^{-\lambda_1 t_1}. \quad (5)$$

Логарифмируя правую и левую части выражения (5), получаем

$$\ln(k_{y\Pi 2}U_m - \beta_{2m}) = \ln(k_{y\Pi 2}U_m - \lambda_1 t_1),$$

откуда

$$t_p = t_1 = \frac{1}{\lambda_1} \ln \frac{k_{y\Pi 2}U_m}{k_{y\Pi 2}U_m - \beta_{2m}} = 0,01 \ln \frac{30}{30-3} = 1,05 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Аналогично время торможения

$$t_m = t_2 = \frac{1}{\lambda_1} \ln \frac{k_{y\Pi 2}U_m + \beta_{2m}}{k_{y\Pi 2}u_m} = 0,01 \ln \frac{30+30}{30} = 9,53 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Определим путь, пройденный за промежуток времени 0- t_1 , т. е. время разгона:

$$\begin{aligned} \beta_{2p} &= \int_0^{t_1} \beta(t) dt = \int_0^{t_1} (1 - e^{-\lambda_1 t}) k_{y\Pi 2} U_m dt = \int_0^{t_1} k_{y\Pi 2} U_m dt - \int_0^{t_1} k_{y\Pi 2} U_m e^{-\lambda_1 t} dt = \\ &= k_{y\Pi 2} U_m t_1 - (1 - e^{-\lambda_1 t_1}) k_{y\Pi 2} U_m / \lambda_1 = \\ &= 3 \cdot 10 \cdot 1,05 \cdot 10^{-3} - (1 - e^{-100 \cdot 1,05 \cdot 10^{-3}}) 3 \cdot 10 / 100 = 1,59 \cdot 10^{-3} \text{ ед.} \end{aligned}$$

Путь, пройденный за время торможения,

$$\begin{aligned} \beta_{2t} &= \int_0^{t_2} \beta_2(t) dt = \int_0^{t_2} [-k_{y\Pi 2} U_m + (k_{y\Pi 2} U_m + \beta_{2m}) e^{-\lambda_1 t}] dt = \\ &= \int_0^{t_2} -k_{y\Pi 2} U_m dt + (1 - e^{-\lambda_1 t_2}) (k_{y\Pi 2} u_m + \beta_{2m}) / \lambda_1 = \\ &= -3 \cdot 10 \cdot 9,53 \cdot 10^{-4} + (1 - e^{-100 \cdot 9,53 \cdot 10^{-4}}) (3 \cdot 10 + 3) / 100 = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ ед.} \end{aligned}$$

Общий путь, пройденный за время разгона и торможения,

$$\beta_{2\Pi} = \beta_{2p} + \beta_{2t} = 1,59 \cdot 10^{-3} + 1,4 \cdot 10^{-3} = 2,99 \cdot 10^{-3} \text{ ед.}$$

Путь, пройденный с постоянной скоростью,

$$\beta_{2\Pi} = \beta_{2K} + \beta_{2pT} = 5 - 2,99 \cdot 10^{-3} = 4,997 \text{ ед.}$$

Время движения с постоянной скоростью

$$t_{\Pi} = \beta_{2\Pi} / \beta_{2m} = 4,997 / 3 = 1,665 \text{ с.}$$

Общее время оптимального процесса

$$t = t_p + t_T + t_{\Pi} = 1,05 \cdot 10^{-3} + 9,53 \cdot 10^{-4} + 1,665 = 1,667 \text{ с.}$$

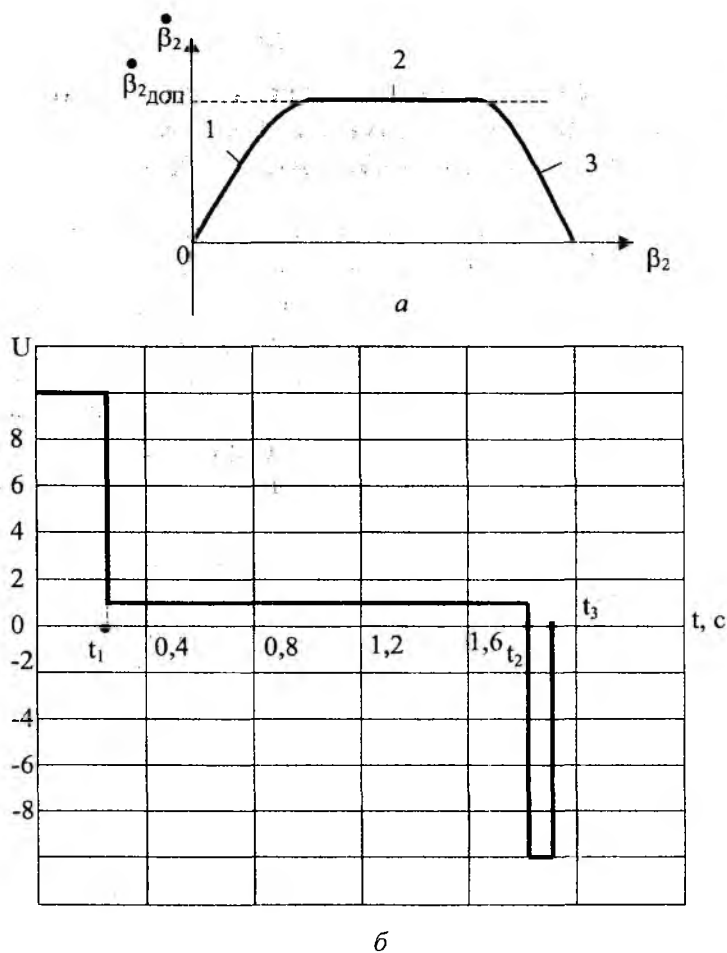


Рис. 2-Фазовая траектория (а) и алгоритм оптимального управления (б)

Алгоритм управления (рис. 2. б) содержит три участка, где управление u на первом участке максимально и положительно ($u = U_m$), на втором участке пропорционально:

$$u = \dot{\beta}_{2m} / k_{уп2} = 3/3 = 1 \text{ ед.},$$

на третьем участке управление максимально и отрицательно $u = -U_m$.

Таким образом, в разомкнутой системе ФАП второго порядка при $\dot{\beta}_2(t) \leq \dot{\beta}_{2\text{доп}}$ для достижения оптимального по быстродействию переходного процесса требуется три интервала управления.

Список литературы: 1. Зайцев Г. Ф., Стеклов В. К. Квазиоптимальные следящие системы. К.: Высш. шк., 1981. 176 с. 2. Склярено С.Н. и др. Системы фазовой синхронизации. К.: Техника, 1994. 160 с. 3. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Брицкий О.И. Теорія автоматичного управління. К.: Техніка, 2002. 688 с. 4. Математическая теория оптимальных процессов / Л.С. Понтрягин, В.Г. Болтянский, Р.В. Гамкрелидзе, Е.Ф. Мищенко. М.: Гос. изд-во физ-мат. лит, 1961. 391 с.

Д. С. ГАВВА

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА ПРОВОЛОЧНЫХ ИЗЛУЧАЮЩИХ СТРУКТУР

Освоение миллиметрового диапазона волн вызвало резкий рост требований, касающихся мобильности, функциональных возможностей и массогабаритных показателей радиотехнических систем. В связи с этим в последние годы весьма широко начали применяться функциональные устройства, в частности активные интегрированные антенны (АИА).

Объединение сосредоточенных нелинейных схем с излучающими устройствами, применение в антеннах и трактах СВЧ материалов с распределенной нелинейностью (например, высокотемпературных сверхпроводников) дает ряд преимуществ в сравнении со стандартными антеннами, особенно в СВЧ диапазоне [1], что позволяет уменьшить потери в антенных комплексах, повысить их чувствительность за счет снижения уровня внутренних шумов, повысить КПД приемопередатчиков, расширить полосу рабочих частот. Применение таких антенн дает возможность решить ряд важных задач: усиление, генерация и выпрямление сигнала, сложение мощности в пространстве и т.д. Однако, помимо положительных качеств, данные антенны обладают и вредными нелинейными эффектами, например побочным излучением, влияющим на электромагнитную обстановку.

Принцип физической интеграции, который лежит в основе таких устройств, предполагает при их исследовании и проектировании комплексный подход, основанный на элементной целостности проектируемого устройства, т.е. на исследовании его свойств как единой системы, выполняющей законченную в функциональном отношении операцию.

В связи с этим актуальной считается задача создания математического аппарата всестороннего анализа характеристик АИА с сосредоточенными и распределенными нелинейными элементами. Одним из типов АИА, широко применяемых на практике, являются проволочные антенны как с сосредоточенными нелинейными элементами (НЭ), так и с нелинейным поверхностным импедансом (НПИ), в частности антенны из высокотемпературных сверхпроводников. Для тонкопроволочных антенн с НПИ и, как частный случай, для проволочных антенн с сосредоточенными НЭ, на основе нелинейных граничных условий была разработана модель, представляющая собой соединение линейного и нелинейного многополюсников, создан алгоритм анализа таких антенн, получены математические выражения, описывающие проволочные антенны произвольной конфигурации с НПИ, а также предложен выбор систем базисных и весовых функций для созданного алгоритма анализа [2 – 4].

Несмотря на значительный объем проделанной работы в направлении исследования проволочных антенн произвольной конфигурации с НПИ, нерассмотренным остался вопрос учета в нелинейной части модели таких антенн, формы поперечного сечения проводников.

Цель статьи – конкретизировать вид нелинейной части уравнений, описывающих антенну, то есть получить выражения для нелинейной части интегрального оператора (по сути параметров некоторого усредненного НЭ в модели антенны) относительно распределения полного тока вдоль проводников, с учетом различной формы поперечного сечения проводников.

Постановка задачи и ее решение

В работе [3] показано, что если поверхность проводников, образующих антенну, обладает НПИ, то есть в каждой точке $\mathbf{r}$ поверхности выполняются нелинейные граничные условия вида:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{n} \times [\mathbf{n} \times \mathbf{h}_0 \hat{\mathbf{Z}}(\mathbf{H}(\mathbf{r}, t))], \quad (1)$$

или

$$\mathbf{J}^M(\mathbf{r}, t) = -\hat{\mathbf{Z}}[\mathbf{J}^\mathcal{J}(\mathbf{r}, t)], \quad (2)$$

то распределение плотности поверхностного тока должно удовлетворять следующему нелинейному интегральному уравнению (НИУ):

$$\begin{aligned} \int_L I(\xi', \omega_q) \left\{ -\frac{\partial^2}{\partial \xi \partial \xi'} + (\xi_0 \xi_0) k_q^2 \right\} G_q(\xi, \xi') d\xi' + \frac{j\omega_q \varepsilon_0}{T} \int_0^T \hat{\mathbf{Z}} \left[\sum_{p=-N}^N \mathbf{J}(\mathbf{r}, \omega_p) \xi_0 e^{j\omega_p t} \right] e^{-j\omega_q t} dt = \\ = \begin{cases} -j\omega_0 \varepsilon_0 E_{tg}^{cm}(\xi, \omega_0), & \text{при } q=1 \\ 0, & \text{при } q \neq 1 \end{cases} \quad \forall q = \overline{0, N}. \end{aligned} \quad (3)$$

В (1) – (3) $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ и $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$ – векторы напряженности электрического и магнитного полей в точке $\mathbf{r}$ на поверхности проводника; $\mathbf{n}$ – нормаль к поверхности проводника в той же точке; $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ – нелинейный оператор, описывающий свойства поверхностного импеданса проводника; $\mathbf{h}_0$ – единичный вектор, определяющий направление $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$, $\mathbf{J}^M(\mathbf{r}, t) = \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r})$; $\mathbf{J}^\mathcal{J}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$ – мгновенные значения эквивалентных поверхностных токов; ξ_0 – единичный вектор, направленный вдоль оси проводника; k_q – волновое число окружающего пространства на рассматриваемых частотах $\omega_q = q\omega_0$ для $\forall q = \overline{0, N}$ (N – число высших гармоник, учитываемых в процессе расчета); ω_0 – частота источника возбуждения; $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$; $G_q(\xi, \xi')$ – функция Грина; ξ, ξ' – координаты точек наблюдения и интегрирования; $E_{tg}^{cm}(\xi, \omega_0)$ – эдс стороннего источника возбуждения.

С использованием метода Галеркина данное НИУ приводится к системе алгебраических уравнений:

$$\mathbf{Z}(\omega_q) \mathbf{I}(\omega_q) + \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{N}[\mathbf{J}(t)] e^{-j\omega_q t} dt = \begin{cases} \mathbf{U}(\omega_0), & \text{при } n=1 \\ 0, & \text{при } n \neq 1 \end{cases}, \quad \forall q = \overline{1, N}. \quad (4)$$

Здесь $\mathbf{Z}(\omega_q)$ – квадратная матрица размерности $M \times M$ с элементами

$$Z_{mn}(\omega_q) = \int_{LL} \int \Phi_n^{(L)}(\xi, \omega_q) \Phi_m^{(L)}(\xi', \omega_q) \left[-\frac{\partial^2}{\partial \xi \partial \xi'} + (\xi_0 \xi_0) k_q^2 \right] G_q(\xi, \xi') d\xi' d\xi; \quad (5)$$

$\mathbf{I}(\omega_q) = (I_1(\omega_q), I_2(\omega_q), \dots, I_M(\omega_q))^T$ – матрица-столбец (вектор), элементами которой являются коэффициенты аппроксимации искомого распределения тока; $\mathbf{N}[I(t)] = (N_1, N_2, \dots, N_M)^T$ и $\mathbf{U}(\omega_0) = (U_1(\omega_0), U_2(\omega_0), \dots, U_M(\omega_0))^T$ – матрицы-столбцы с элементами

$$N_n[\mathbf{J}(t)] = j\omega_q \epsilon_0 \iint_{LS} \Phi_n^{(N)}(\xi, \omega_q) \Phi_n^{(N)}(\eta, \omega_q) \Phi_n^{(N)}(\nu, \omega_q) \hat{\mathbf{Z}} \left[\sum_{p=-N}^N \mathbf{J}(\eta, \nu, \xi, \omega_p) e^{j\omega_p t} \right] d\eta d\nu d\xi, \quad (6)$$

и

$$U_n(\omega_0) = -j\omega_0 \epsilon_0 \int_L \Phi_n^{(L)}(\xi, \omega_0) E_{tg}^{cm}(\xi, \omega_0) d\xi, \quad (7)$$

где $\Phi_n^{(L)}$ и $\Phi_n^{(N)}$ – весовые функции линейной и нелинейной частей ИУ; $\Phi_m^{(L)}$ и $\Phi_m^{(N)}$ – базисные функции линейной и нелинейной частей; индекс T обозначает операцию транспонирования; η, ν, ξ – обобщенная система координат.

На рис. 1 приведена схема, соответствующая алгебраическим уравнениям (4). Таким образом, для идентификации параметров НЭ необходимо найти соответствие между нелинейным оператором граничных условий $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$, описывающим свойства поверхностного импеданса проводника, и оператором $\tilde{N}_n[I(t)]$, который характеризует свойства нелинейной части модели проволочных антенн с НПИ (на рис.1 линейный многополюсник характеризуется матрицей собственных и взаимных сопротивлений $\mathbf{Z}(\omega_q)$ и системой действующих на его входах источников эдс $\mathbf{U}(\omega_0)$).

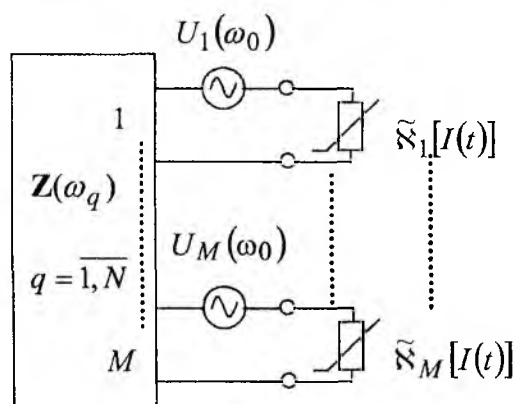


Рис. 1

В линейной части алгебраических уравнений, которая, по сути, характеризует проволочные антенны из идеального проводника (первое слагаемое левой части системы уравнений (4)), для проводов произвольного поперечного сечения было использовано понятие эквивалентного радиуса проводника «а», в результате чего, вне зависимости от формы сечения, в рамках тонкопроволочного приближения сделан переход от интегрирования по поверхности проводников излучателя S к интегрированию по их длине L . Таким образом, от вектора поверхностной

плотности тока перешли к расположенной на оси проволочного излучателя бесконечно тонкой нити продольного электрического тока $I(\xi', \omega_q) = 2\pi a J(\xi', \omega_q)$.

Вид нелинейной части системы уравнений (второе слагаемое правой части уравнения (4)), как видно из (6), зависит от характеристики поверхностного импеданса антенны и характера распределения тока по поверхности проводника (вектора плотности тока $\mathbf{J}(\eta, \nu, \xi, \omega_p)$), то есть формы сечения проводников антенны.

При анализе СВЧ устройств с нелинейными характеристиками часто применяют полиномиальную зависимость поверхностного импеданса устройства от распределения тока на нем [5, 6]

$$\mathbf{J}^M(t) = \mathbf{J}^M(t) \bar{e}^M = \bar{e}^M \sum_{m=1}^M a_m (\mathbf{J}^{\mathcal{E}}(t))^m, \quad (8)$$

где M – число удерживаемых членов ряда при аппроксимации; a – коэффициенты разложения тока; $\vec{e}^M$ – единичный вектор в направлении плотности магнитного тока в точке $\mathbf{r}$. Для данной характеристики поверхностного импеданса и цилиндрического сечения проводников, когда распределение тока по поверхности поперечного сечения ветвей антенны равномерное, и постоянных весовых функций $\Phi_n^{(N)}(\xi, \omega_q)$, $\Phi_n^{(N)}(\varphi, \omega_q)$, определим нелинейный оператор уравнений, описывающих антенну:

$$\begin{aligned} \mathcal{N}_n[J(t)] &= j\omega_q \varepsilon_0 \int \int \Phi_n^{(N)}(\xi, \omega_q) \Phi_n^{(N)}(\varphi, \omega_q) \sum_{p=-N}^N \left(\sum_{m=1}^M a_{nm} J_n^m(t) a d\xi d\varphi \right) e^{j\omega_p t} = \\ &= j\omega_q \varepsilon_0 \sum_{p=-N}^N \left(\int_{\xi_{n-1}}^{\xi_{n-2}} \sum_{m=1}^M a_m \sum_{u=1}^U \frac{I_u^m(\omega_p)}{2\pi a} \Phi_u^{(N)}(\xi, \omega_p) d\xi \right) e^{j\omega_p t}, \end{aligned} \quad (9)$$

где интегрирование ведется по поверхности проводника – по оси проводника (ξ_{n-1}, ξ_{n-2} – координаты концов базисных функций $\Phi_u^{(N)}(\xi, \omega_p)$), по которым, согласно методу Галеркина, раскладывается ток $I(\xi', \omega_p) = \sum_{u=1}^U I_u(\omega_p) \Phi_u^{(N)}(\xi', \omega_p)$, и периметру круглого сечения проводника (координата φ). С учетом сделанных в [3, 4] рекомендаций по применению в нелинейной части ИУ систем кусочно-постоянных функций, получим следующее выражение для нелинейной части интегрального оператора, являющееся зависимостью от того же полного тока, что и в линейной части НИУ:

$$\tilde{\mathcal{N}}_n[I(t)] = \frac{j\omega_q \varepsilon_0 \Delta_n}{2\pi a} \sum_{p=-N}^N \left(\sum_{m=1}^M a_m I_u^m(\omega_p) \right) e^{j\omega_p t}, \quad (10)$$

где $\Delta_n = \xi_{n-2} - \xi_{n-1}$.

В проволочных антеннах, помимо проводников круглого сечения, можно применить и провода другого сечения, например квадратного. При этом нелинейная часть интегрального уравнения (3) значительно усложняется из-за того, что распределение плотности тока по поперечному сечению такого проводника, в отличие от проводника круглого сечения, является более сложной функцией координат. В проводах с квадратным сечением распределение плотности тока, по периметру поперечного сечения, неравномерно: на краях проводника плотность тока больше, нежели в центре боковой поверхности провода. Это видно, например, из рис. 2 [7], где изображено распределение плотности тока вдоль поперечного сечения прямоугольного проводника в зависимости от глубины скин-слоя λ (по сути, характеристики материала). Поэтому для решения системы уравнений необходимо знать характеристику распределения плотности тока вдоль поперечного сечения проводника шириной w для конкретного проводящего материала.

В ряде работ, [5, 8], были экспериментально получены характеристики распределения плотности тока вдоль поперечного сечения прямоугольных и ленточных проводников с нелинейными характеристиками (рис. 3, жирная линия с точками). При численном анализе электродинамических

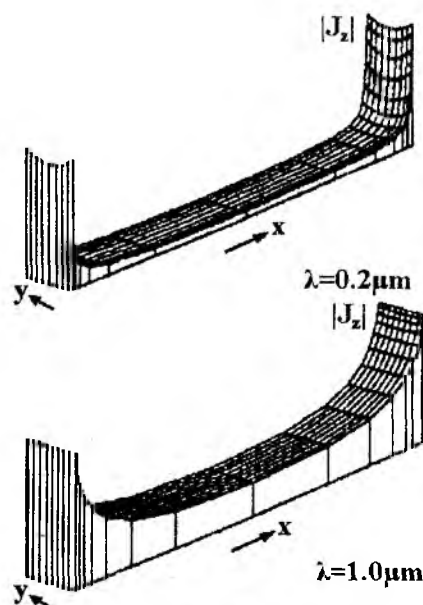


Рис. 2

устройств в [5] данные характеристики с достаточной степенью точности аппроксимировались следующей зависимостью:

$$J(x) = \frac{J(0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x}{w}\right)^2}}, \quad (11)$$

(рис. 3, линия без точек). Для повышения точности аппроксимации распределения плотности тока в [8] аппроксимацию проводили на двух участках поперечного сечения проводника, применяя на одном зависимость (10), а на другом экспоненциальную характеристику

$$J(x) = \begin{cases} J(0) \left[1 - \left(\frac{2x}{w} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, & x \ll w \\ J(0) \left(\frac{1.165}{\lambda_0} \right) (wb)^{1/2} \exp \left(- \frac{(w/2 - |x|b)}{\lambda_0^2} \right), & x \approx w \end{cases}, \quad (12)$$

где λ_0 и b – коэффициенты, определяющие глубину скин-слоя.

В данной статье для аппроксимации плотности тока вместо зависимостей (11), (12) предлагается применить следующее выражение:

$$J(x) = \frac{J(0)}{\sqrt[m]{1 - \left(\frac{2x}{w} \right)^{2n}}}, \quad (13)$$

в котором выбором коэффициентов m и n можно получить практически полное совпадение аппроксимирующей кривой с действительным распределением плотности тока для проводников, обладающих различными свойствами. Некоторые примеры кривых аппроксимации для различного сочетания коэффициентов m и n представлены на рис. 3, 4. Как видим, предлагаемая формула (13) является более удобной, компактной по сравнению с (12) и обладает хорошей степенью точности при аппроксимации.

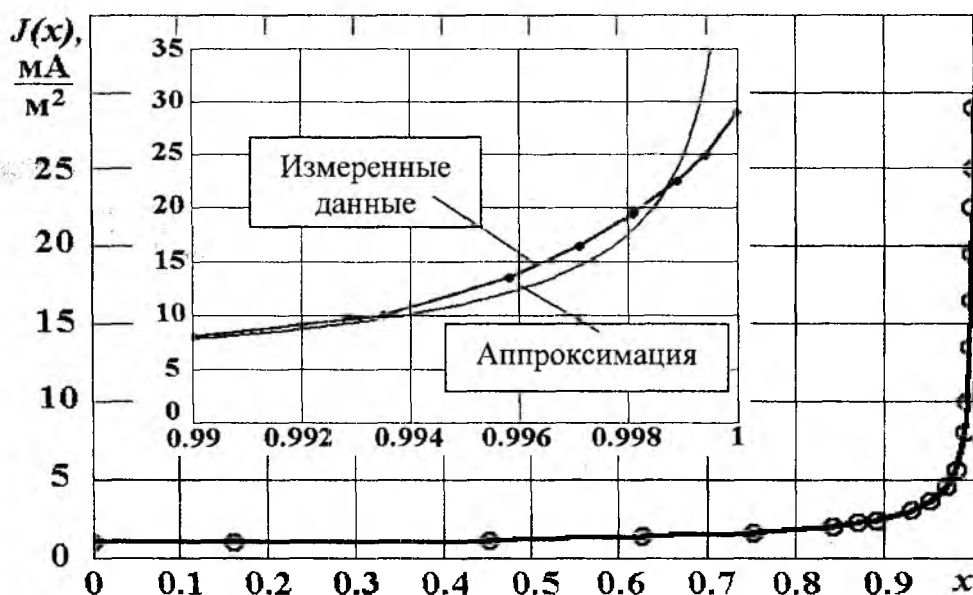


Рис. 3

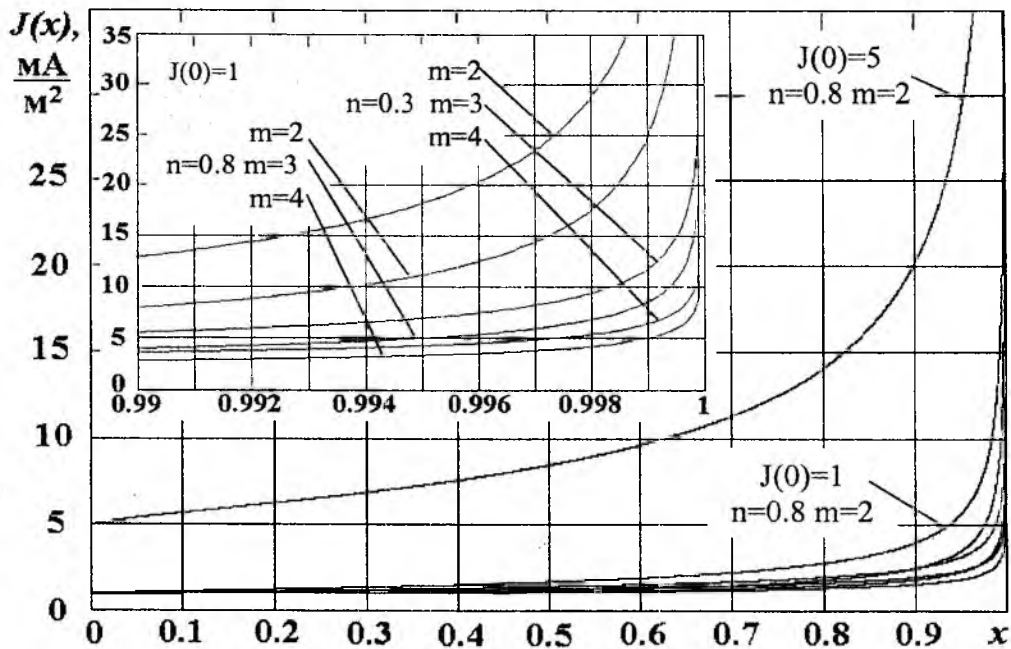


Рис. 4

С использованием предложенной зависимости распределения плотности тока (13) по поперечному сечению проводника запишем подынтегральное выражение в нелинейной части системы уравнений (4), учитывая полиномиальную зависимость поверхностного импеданса и кусочно-постоянные весовые функции:

$$\begin{aligned} \mathcal{N}_n[J(t)] &= j\omega_q \varepsilon_0 \int \int \int_{L\Pi} \Phi_n^{(N)}(x, \omega_p) \Phi_n^{(N)}(y, \omega_p) \Phi_n^{(N)}(z, \omega_p) \tilde{\mathbf{Z}} \left[\sum_{p=-N}^N \tilde{J}(x, y, z, \omega_p) e^{j\omega_p t} \right] dx dy dz = \\ &= j\omega_q \varepsilon_0 \int_{z_{n-2}}^{z_{n-1}} \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} \sum_{p=-N}^N \sum_{m=1}^M a_m \tilde{J}^m(x, y, z, \omega_p) e^{j\omega_p t} dx dy dz = \\ &= j\omega_q \varepsilon_0 \int_{z_{n-2}}^{z_{n-1}} \sum_{p=-N}^N \left[4 \int_0^{\frac{w}{2}} \sum_{m=1}^M a_m \left(\frac{J_{x, \omega_p}(0)}{\sqrt[{\alpha}]{1 - \left(\frac{2x}{w}\right)^\delta}} \right)^m dx + 4 \int_0^{\frac{h}{2}} \sum_{m=1}^M a_m \left(\frac{J_{y, \omega_p}(0)}{\sqrt[{\alpha}]{1 - \left(\frac{2y}{h}\right)^\beta}} \right)^m dy \right] e^{j\omega_p t} dz, \quad (14) \end{aligned}$$

где L – интегрирование по длине проводника; Π – интегрирование по периметру поперечного сечения; xyz – местная декартова система координат.

Пронормировав линейные размеры поперечного сечения проводника, и изменив пределы интегрирования, интегралы в (14) можно вычислить по соотношению [9]:

$$\int_0^1 (1-x^n)^{-\frac{1}{m}} dx = \frac{1}{n} B\left(\frac{1}{n}, 1 - \frac{1}{m}\right), \quad [\operatorname{Re} n > 0, |m| > 1], \quad (15)$$

где $B(x, y)$ – β -функция, которая довольно легко вычисляется при помощи ЭВМ.

Учитывая (14), (15), получим

$$\begin{aligned}\tilde{\mathfrak{N}}_n[I(t)] &= j\omega_q \varepsilon_0 32 \int_{z_{n-2}}^{z_{n-1}} \sum_{p=-N}^N \left(\sum_{m=1}^M a_m \frac{I^m(z, \omega_p)}{J_{x, \omega_p}^m(0) \frac{1}{\delta} B\left(\frac{1}{\delta}, 1 - \frac{m}{\alpha}\right)} \right) e^{j\omega_p t} dz = \\ &= j\omega_q \varepsilon_0 32 \int_{z_{n-2}}^{z_{n-1}} \sum_{p=-N}^N \left(\sum_{m=1}^M \hat{a}_m I(z, \omega_p) \right) e^{j\omega_p t} dz = \\ &= j\omega_q \varepsilon_0 32 \int_{z_{n-2}}^{z_{n-1}} \sum_{p=-N}^N \left(\sum_{m=1}^M \sum_{s=1}^S \hat{a}_m I_s(\omega_p) \Phi_s^{(N)}(z, \omega_p) \right) e^{j\omega_p t} dz.\end{aligned}\quad (16)$$

Если в качестве базисных функций $\Phi_s^{(N)}(z, \omega_p)$ использовать кусочно-постоянные функции, то после интегрирования в (16) по z получим.

$$\tilde{\mathfrak{N}}_n[I(t)] = j\omega_q \varepsilon_0 32 \Delta_n \sum_{p=-N}^N \left(\sum_{m=1}^M \hat{a}_m I_s^m(\omega_p) \right) e^{j\omega_p t}, \quad (17)$$

где $\hat{a}_m = \frac{a_m}{J_{x, \omega_p}^m(0) \frac{1}{\delta} B\left(\frac{1}{\delta}, 1 - \frac{m}{\alpha}\right)}.$

Выводы

Таким образом, получены соотношения для нелинейной части алгебраических уравнений тонкопроволочных излучателей произвольной конфигурации с НПИ относительно распределения полного тока вдоль проводников антенны различных форм поперечного сечения, то есть получена связь нелинейного оператора уравнений гармонического баланса с нелинейным оператором граничных условий, а значит, решена задача идентификации параметров распределенных нелинейных элементов по характеристикам НПИ.

Список литературы: 1. *Sergey L. Loyka*. The Influence of Electromagnetic Environment on Operation of Active Array Antennas: Analysis and Simulation Techniques // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1999. Vol. 41. No. 6. P. 23 – 39. 2. *Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Омаров М.А.* Анализ антенн с распределенной нелинейностью // Антенны: Сб. статей. Вып. 1(44). М.: ИПРЖР, 2000. С. 70 – 83. 3. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под общ. ред. Б.Л. Кашеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков: ХНУРЭ; Бизнес Информ, 2002. 426 с. 4. *Выбор базисных и весовых функций в задаче анализа антенн с нелинейным поверхностным импедансом методом моментов* / А.И. Лучанинов, М.А. Омаров, Д.С. Гавва // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 124. С. 213 – 218. 5. *Thomas Dahm and Douglas J. Scalapino*, «Analysis and Optimization of Intermodulation in High-Tc Superconducting Microwave Filter Design» IEEE Transaction on Applied Superconductivity, Vol. 8, No. 4, 1998. December. P. 149 – 157. 6. *Orest G. Vendik, Irina B. Vendik and Tatyana B. Samoilova*, «Nonlinearity of Superconducting Transmission Line and Microstrip Resonators» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 45, N. 2, 1997. February. P. 173 – 178. 7. *David M. Sheen, Sami M. Ali, Daniel E. Oates, Richard S. Withers, J.A. Kong*, «Current Distribution, Resistance, and Inductance for Superconducting Strip Transmission Lines» IEEE Transaction on Applied Superconductivity, Vol. 1, N. 2, 1991. June P. 108 – 115. 8. *D. E. Oates*. «Nonlinear Surface Impedance, Intermodulation Distortion, and Harmonic Generation, «Six Symposium on «High Temperature Superconductors in High Frequency Fields» The Island of Capri, Naples, Italy, 2000. May 24-27, 9. *И.С. Градштейн, И.М. Рыжик*. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.

УДК 621.391: 681.5

*Є. В. КІЛЬЧИЦЬКИЙ, канд. техн. наук, С. І. ОТРОХ,
Ю. Г. ЗАДОЯ, Н. М. ЛЕСНА,*

**МЕТОДИКА ОЦІНКИ ІНФОРМАЦІЇ, ЯКА ПЕРЕДАЄТЬСЯ
В СИСТЕМІ УПРАВЛІННЯ; ІНФОРМАЦІЙНО-ЕНТРОПІЙНИЙ
МЕТОД РОЗРАХУНКУ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ
КАНАЛІВ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ**

Сучасний стан інформаційних мереж надає можливість користувачам отримати усі види комунікаційних послуг з високою якістю, належною вартістю, у будь-якому місті та у будь-який час. Щоб забезпечити такі вимоги, необхідна більш гнучка архітектура системи управління, яка легко могла б підтримати швидке введення в дію нових послуг та їх підтримку з належною імовірністю на всій глобальній мережі.

За прогнозом, кількість управляючої інформації в таких системах буде різко зростати з наданням послуг, внаслідок чого система управління може поглинути основну мережу. Одним з головних завдань для системи управління такими мережами є визначення мінімально необхідної кількості управляючої інформації, яка повинна повністю забезпечити управляючу мережу з належною точністю параметрів.

Розглянемо спосіб запропонованого інформаційно-ентропійного методу розрахунку. Нехай процес функціонування мережі в кожний момент часу t характеризується вектором змінних станів $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)\}$ або функціоналом $\Phi\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)\}$. Вказані змінні станів є випадковими величинами зі своїми законами розподілу $p(x_i)$. Управління мережею – процес приведення змінних стану мережі протягом заданого часу з початкового стану до оптимального. Наприклад, x_i – час доставки інформації між двома вузлами мережі. Якість функціонування мережі характеризується середньою затримкою повідомлень, яка визначається середньою величиною затримки на всіх вузлах. Завдання управління мережею має на меті мінімізацію і підтримку на рівні не більше за задане середнє очікування і зменшення дисперсії середньої затримки повідомлень в мережі.

При цьому вимоги до точності управління мережею часто поєднуються з вимогами збільшення швидкості протікання процесу. У термінах теорії інформації є визначення: процес управління мережею є процес зменшення невизначеності стану мережі, що може бути чисельно представлено як зміна ентропії мережі в процесі управління, оскільки ентропія визначає відхилення параметрів мережі за даний момент часу.

Відомо, що середня кількість інформації при перенесенні сигналу дорівнює різниці ентропії розподілу імовірностей цієї величини до і після отримання сигналу. Таким чином, визначивши зміну ентропії керованого процесу функціонування мережі в процесі управління, можна розрахувати кількість інформації, необхідну для отримання заданого відхилення ймовірності змінних стану мережі.

Вичерпною характеристикою координат процесу кожного заданого моменту часу є розподіл імовірностей цих величин.

Для безпосередніх координат, що приймають довільні значення в деяких інтервалах, будемо розглядати щільність імовірності

$$p(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (1)$$

Кожну сукупність значень параметрів інформаційної мережі можна розглядати як певний стан мережі.

У теорії ймовірності і теорії інформації поняття ентропії визначається розподілом імовірностей будь-яких змінних. Ентропією безперервного розподілу ймовірностей змінних $x_1, x_2, \dots, x_n$ прийнято величину

$$H = - \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot \log p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1, \dots, dx_n \quad (2)$$

Теорія інформації розглядає ентропію розподілу ймовірностей в системах отримання і передачі інформації. Вважається, що після отримання інформації щодо якої-небудь величини, розподіл імовірності цієї величини і, отже, ентропія, можуть істотним чином змінитися.

Тим самим поняттю ентропії в теорії інформації приписується значення «суб'єктивної», або відносної характеристики. Подібну ентропію будемо називати інформаційною. Крім інформаційної ентропії, для опису управління взаємодії елементів мережі, доцільно використати інше поняття ентропії, яке є нібито додатком поняття фізичної ентропії до керованих процесів, що характеризуються не координатами безлічі елементів мережі, а обмеженим числом різних величин – координат. Цей вид ентропії будемо називати ентропією розподілу ймовірностей координат керованого процесу або просто ентропією процесу. Вказані поняття ентропії мають однакові математичні вирази.

Ентропія розподілу ймовірностей координат керованого процесу виражається тією ж формулою, що і інформаційна ентропія:

$$H = - \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot \log p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1, \dots, dx_n.$$

Відмінність має місце в сутності вказаних понять і полягає в наступному. Інформаційна ентропія, як вище вказувалося, істотним чином залежить від інформації, що отримується даним спостерігачем, і є, внаслідок цього, «суб'єктивною» відносною характеристикою. Ентропія процесу і розподіл імовірностей координат цього процесу – об'єктивні характеристики, які не залежать від інформації, отриманої окремим спостерігачем.

Іншими словами, вважається, що ентропію розподілу ймовірностей координат будь-якого процесу не можна змінити, вимірявши з тією чи іншою точністю ці координати (параметри) інформаційної мережі (ІМ). Для зміни ентропії процесу необхідне втручання в цей процес, тобто управління або «природний» вплив. Фізична ентропія є окремий випадок ентропії процесу і саме той випадок, коли координатами процесу є параметри інформаційної мережі.

Отже, є два загальних поняття ентропії, що мають однаковий математичний вираз: ентропія процесу і інформаційна ентропія.

Розглянемо деякі властивості ентропії. Оскільки математичні визначення інформаційної ентропії і ентропії процесу однакові, всі співвідношення в однаковій мірі слушні для обох видів ентропії.

Якщо координати $x_1, x_2, \dots, x_n$ незалежні, то

$$p(x_1, x_2, \dots, x_n) = p(x_1) p(x_2) \dots p(x_n) \text{ і,}$$

$$\log p(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^n \log p(x_i),$$

де $p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_n)$ – щільності розподілу ймовірностей величин $x_1, x_2, \dots, x_n$.

Таким чином, для незалежних величин

$$\begin{aligned} H &= - \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1)p(x_2)\dots p(x_n) \cdot \left(\sum_{i=1}^n \log p_i \right) dx_1, dx_2, \dots, dx_n = \\ &= - \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1) \log p(x_1) dx_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} p(x_2) dx_2 \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_n) dx_n - \\ &- \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1) dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} p(x_2) \log p(x_2) dx_2 \int_{-\infty}^{\infty} p(x_3) dx_3 \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_n) dx_n - \\ &- \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1) dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} p(x_2) dx_2 \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_{n-1}) dx_{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} p(x_n) \log x_n dx_n. \end{aligned}$$

Але за визначенням щільності ймовірності

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x_i) dx_i = 1.$$

Тому

$$H = \sum_{i=1}^n H_i, \quad (3)$$

де H_i – ентропія i -ї з незалежних величин.

Отже, ентропія незалежних параметрів процесу дорівнює сумі ентропії кожної координати.

Якщо процес характеризується лише одним параметром x , то ентропія

$$H = - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \cdot \log p(x) dx. \quad (4)$$

Якщо параметр x може приймати лише дискретні значення, ймовірності яких дорівнюють $p_1, p_2, \dots, p_m$, то ентропія такого параметру

$$H = - \sum_{j=1}^m p_j \log p_j. \quad (5)$$

Ця формула може бути отримана простим граничним переходом з (4).

Якщо дискретна величина не має відхилення, тобто значення її строго фіксоване, то всі ймовірності p_j , крім однієї, рівні нулю, а ця єдина ймовірність дорівнює 1. Таким чином, ентропія дискретної величини при відсутності відхилення дорівнює нулю. Це безпосередньо витікає з (5), де $0 \leq p_j \leq 1$.

Ентропія величини, яка може приймати m значень, як відомо, максимальна, якщо всі ці значення незалежні і рівноймовірні.

Ентропія безперервної величини, заданої абсолютно точно, дорівнює негativній нескінченності.

Це положення легко довести, здійснюючи граничний перехід від розподілу ймовірностей з кінцевою дисперсією до випадку, коли дисперсія дорівнює нулю. Щільність ймовірності при такому переході перетворюється в δ -функцію і ентропія прагне до $-\infty$.

$$H = - \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x) \cdot \log \delta(x) dx = -\infty.$$

Слід відзначити, що зростання абсолютної величини ентропії, зі зменшенням дисперсії (збільшенням точності), відбувається в логарифмічній пропорції, тобто «плинно». Перетворення в нескінченність $H(x)$, при точному завданні безперервної величини x , не можна вважати недоліком поняття ентропії як характеристики невизначеності. Це положення вказує лише на недоцільність використання поняття ентропії в тих випадках, коли застосовується ідеалізація (модель) процесу з точним заданням безперервних величин.

У реальних процесах фізичні величини ніколи не можуть бути виміряні і задані абсолютно точно, і ентропія ніколи не перетворюється в нескінченність.

Ентропія безперервної величини, маючи заданий середній квадрат, максимальна при нормальному законі розподілу ймовірності.

Для підтвердження цього положення знайдемо екстремум ентропії

$$H = - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \cdot \log p(x) dx, \quad (6)$$

за умов

$$\left. \begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx &= 1; \\ \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx &= \bar{x}^2 = \sigma^2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Умова екстремуму функціонала

$$H + \lambda_1 \int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx + \lambda_2 \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} (-p \log p + \lambda_1 p + \lambda_2 x^2 p) dx$$

полягає в рівності

$$\frac{d}{dp} (-p \log p + \lambda_1 p + \lambda_2 x^2 p) = -\log p - \log p + \lambda_1 + \lambda_2 x^2 = 0.$$

Звідки $p = C e^{\lambda_2 x^2}$, де $C = \text{const}$; $\lambda = \text{const}$.

Визначаючи C і λ_2 з умови (7), отримуємо формулу нормального розподілу ймовірностей (розподіл Гаусса):

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Легко перевірити, що нормальний розподіл за заданих умов відповідає саме максимуму ентропії і цей максимум

$$H = \log(\sigma\sqrt{2\pi e}) = \log(4,13\sigma) . \quad (8)$$

Таким чином, при заданому середньому квадраті нормальний розподіл відповідає найбільшій невизначеності величини x з усіх можливих розподілів.

Тут необхідно вказати на важливе положення: практичне значення має не абсолютна величина ентропії, а її приріст. Це положення справедливе, мабуть, як твердження, що значення має не абсолютна величина потенціалу, а різниця потенціалів. Воно знімає ускладнення, пов'язане з розмірністю величин. Дійсно, якщо x – розмірна фізична величина, то щільність імовірностей $p(x)$ має розмірність, зворотну розмірності x .

Отже, під знаком логарифма з'являється розмірна величина. Проте у виразі різниці ентропій завжди присутній логарифм відношення і фізична розмірність скорочується. Це наочно демонструє формула (8). Різниця ентропій двох станів, що мають нормальні розподіли і середні квадрати σ_1^2, σ_2^2 ,

$$H_2 - H_1 = \log(\sigma_2\sqrt{2\pi e}) - \log(\sigma_1\sqrt{2\pi e}) = \log\frac{\sigma_2}{\sigma_1} = -\log\frac{\sigma_1}{\sigma_2} . \quad (9)$$

Використання поняття ентропії зрозуміло не замінює детального вивчення процесу управління взаємодією елементів інформаційної мережі. Однак розгляд ентропії дозволяє встановити деякі загальні умови організації управління процесами.

Нехай стан процесу (функціонування мережі) в кожний даний момент часу характеризується сукупністю станів $x_1, x_2, \dots, x_n$, які назовемо координатами процесу. Останні завжди мають відхилення відносно бажаних значень, тобто містять випадкові складові.

Одним з основних завдань управління функціонуванням ІМ є зменшення відхилень процесу від бажаного. При цьому вимога до точності управління підвищується.

Необхідно зазначити, що в літературі з теорії інформації, отримання інформації про який-небудь процес часто подібне до поняття про зміну ентропії самого цього процесу. Нагадаємо, що поняття приросту ентропії стану процесу є величина відхилення відносно деякого бажаного проходження процесу. Отже, зміна ентропії стану процесу є об'єктивною характеристикою. Ця зміна не може бути досягнута тільки отриманням інформації, тобто «відображенням» або «зображенням» процесу. Для зміни ентропії, у вказаному її розумінні, необхідна організована зміна процесу, тобто управління.

Отримання певної кількості інформації в процесі необхідне, але ще недостатнє для здійснення управління.

На рис. 1. зображена замкнута схема процесу управління. Інформація про керований процес (блок 1), (координати X_i) приймається за допомогою системи отримання інформації (блок 2). Отримана інформація обробляється в системі передачі і обробки інформації (блок 3). Оброблена інформація поступає в систему формування управляючих впливів Z_i – виконавчу систему (блок 4).

Управляючі впливи X_i діють на керований процес в напрямку зменшення ентропії процесу.

При розгляді передачі і перетворення інформації величини $x_1, x_2, \dots, x_n$ потрібно трактувати як вхідні величини системи отримання і перетворення інформації, а $y_1, y_2, \dots, y_n$ – як вихідні величини цієї системи. Отже, кількість переданої і перетвореної інформації виражається логарифмом відношення щільності імовірності вхідних величин після отримання сигналу на виході.

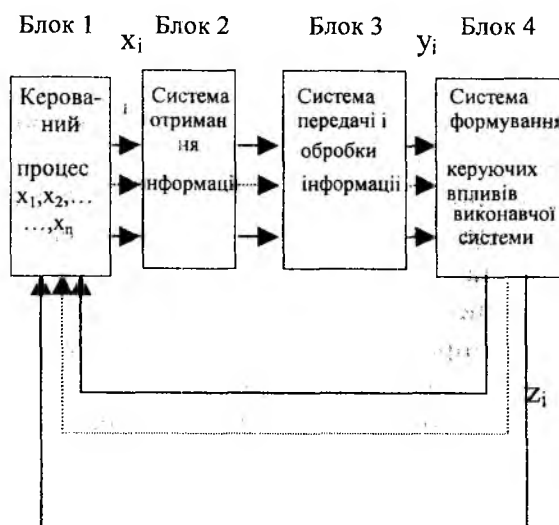


Рис. 1. Замкнена схема процесу управління

Кількість інформації залежить від вхідних і вихідних величин. Для загального опису процесу передачі і перетворення інформації зручно розглядати математичне очікування або середню кількість інформації при передачі однієї величини ($x \rightarrow y$), що виражається формулою

$$I = M[H(x)] - M_y[H_y(x)]. \quad (10)$$

Величина $M_y[H_y(x)]$ є усередненою характеристикою ефекту дії завад, а також запізнення при передаванні сигналу.

Отже, середня кількість інформації при передачі $x \rightarrow y$ дорівнює різниці ентропії розподілу ймовірностей вхідної величини до отримання сигналу і усередненої ентропії розподілу ймовірностей цієї величини після отримання сигналу.

Слід зауважити, що у разі нормального розподілу ймовірностей вхідної і вихідної величин середню кількість інформації при передаванні $x \rightarrow y$ можемо виразити через коефіцієнт кореляції z вхідної і вихідної величин.

Зазначимо, що величини $x_1, x_2, \dots, x_n$ так само, як і величини $y_1, y_2, \dots, y_n$, розглядаємо як компоненти n -мірних векторів і передавання $x_1, x_2, \dots, x_n \rightarrow y_1, y_2, \dots, y_n$ можна називати передаванням n -го вектора $x \rightarrow y$.

Раніше ніж записати відповідні вирази, пояснимо поняття кореляційної матриці і кореляційного визначника випадкового вектора. Кореляційні моменти є математичні очікування відхилень випадкових величин:

$$\begin{aligned} R_{\gamma\mu}^{xx} &= M[(x_\gamma - m_{x\gamma})(x_\mu - m_{x\mu})]; \\ R_{\gamma\mu}^{xy} &= M[(x_\gamma - m_{x\gamma})(y_\mu - m_{y\mu})]; \\ R_{\gamma\mu}^{yy} &= M[(y_\gamma - m_{y\gamma})(y_\mu - m_{y\mu})]. \end{aligned} \quad (11)$$

Матриці, складені з кореляційних моментів, називаються кореляційними матрицями, а визначники, відповідні цим матрицям, іменуються кореляційними визначниками.

Можна показати, що ентропія випадкового вектора x , яка має нормальний закон розподілу,

$$H(x) = \log \sqrt{(2\pi e)^n |R^{xx}|}, \quad (12)$$

де $|\mathbf{R}^{xx}|$ – кореляційний визначник даного вектора.

Математичне очікування кількості інформації при передачі вектора $x \rightarrow y$ при нормаль-
ному розподілі вхідних і вихідних величин

$$I = -\frac{1}{2} \log \frac{|R|}{|R^{xx}| \cdot |R^{yy}|}. \quad (13)$$

Якщо вихідний вектор не залежить від вхідного, то $R_{\mu}^{xy} = 0$, $|R| = |R^{xx}| \cdot |R^{xy}|$, і кількість інформації дорівнює нулю: $I=0$. Для одновимірного випадку

$$\begin{aligned} |R^{xx}| &= R_{11}^{xx} = \sigma_x^2, \quad |R^{yy}| = R_{11}^{yy} = \sigma_y^2, \\ |R| &= \begin{vmatrix} R_{11}^{xx} & R_{11}^{xy} \\ R_{11}^{xy} & R_{11}^{yy} \end{vmatrix} = R_{11}^{xx} R_{11}^{yy} - (R_{11}^{xy})^2, \end{aligned}$$

і вираз (6) можна представити у вигляді

$$I = -\frac{1}{2} \log(1 - r^2),$$

де $r = \frac{R_{11}^{xy}}{\sigma_y \sigma_x}$.

При розгляді понять передачі інформації в системах управління необхідно проаналізувати інформаційні процеси при перетворенні координат і втраті інформації при проходженні сигналу через послідовно ввімкнені системи.

У системах отримання передачі і обробки інформації (рис. 1) часто здійснюється перетворення координат. Перетворення координат

$$\begin{aligned} y_1 &= f_1(x_1, x_2, \dots, x_n), \\ y_2 &= f_2(x_1, x_2, \dots, x_n), \\ &\vdots \\ y_n &= f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{aligned}$$

називається взаємно однозначним, якщо перетворення

$$\frac{D(y_1, y_2, \dots, y_n)}{D(x_1, x_2, \dots, x_n)} = \frac{\frac{df_1}{dx_1}}{\frac{df_2}{dx_1}} \frac{\frac{df_1}{dx_2}}{\frac{df_2}{dx_2}} \dots \frac{\frac{df_1}{dx_n}}{\frac{df_2}{dx_n}}$$

відмінне від нуля. Тут $f_1, f_2, \dots, f_n$ – деякі функції, що диференціюються.

Зазначимо, що середня кількість інформації, яку передають, не змінюється при взаємно однозначному перетворенні координат.

Інформація проходить послідовно: від системи отримання інформації до системи передачі, обробки інформації і виконавчу систему. Система передачі, обробки інформації і виконавча система не мають безпосереднього впливу з боку керованого процесу, бо передбачається лише однонаправлена дія управляючих координат z_i на керований процес.

Якщо ж керований процес надає безпосередній зворотний вплив на управляючі координати (виконавчу систему), то його можна привести до випадку однонаправленої дії додаткової інформації в систему отримання інформації.

Питання ставиться так: чи може кількість інформації при передаванні $x_i \rightarrow z_i$ перевищувати кількість інформації при передаванні $x_i \rightarrow y_i$. Негативна відповідь на це запитання приводиться без доказу в зв'язку з достатньою вірогідністю.

Середня кількість інформації при проходженні послідовно сполучених систем може тільки убавати або (у граничному разі відсутності додаткових завад) залишатися незмінною:

$$I_{xz} \leq I_{xy},$$

де: $I_{xz} = M[H(x)] - M_z[H_z(x)]$ – середня кількість інформації при передачі $x \rightarrow y \rightarrow z$;

$I_{xy} = M[H(x)] - M_y[H_y(x)]$ – середня кількість інформації при передачі $x \rightarrow y$.

Звичайно, в теорії інформації розглядається передача інформації через розімкнені системи. Для процесів управління характерні замкнені контури циркуляції інформації.

Розглянемо загальну схему процесу управління, представлену на рис. 1.

Відзначимо, що модель системи такого типу є адаптивною і, відповідно, практично обробляє усі плинні прогнозовані збурення, які впливають на виконавчу систему.

Контур циркуляції в даній системі можна подати у вигляді

$$x \rightarrow y \rightarrow z \rightarrow x \text{ або } x \rightarrow z \rightarrow x.$$

Для отримання загальних співвідношень, справедливих для будь-яких ланцюгів замкненого контура (в які можуть входити і люди-оператори), необхідно використовувати досить загальне поняття передачі інформації. Розімкнемо контур в будь-якій точці, наприклад в точці з'єднання вимірювальної системи (системи отримання інформації) з керованим процесом (об'єктом). Іншими словами, припинимо надходження інформації від керованого процесу до вимірювальної системи. Подамо на вхід вимірювальної системи інформацію, тобто деяке значення x від стороннього джерела. Тоді після проходження сигналу через систему управління і керований об'єкт на виході утвориться значення x' . Таким чином, в розімкненій системі має місце передача інформації типу $x \rightarrow x'$.

Як відомо з основних співвідношень теорії інформації, кількість інформації при передачі $x \rightarrow x'$

$$I = M[H(x)] - M_x[H_x(x')], \quad (14)$$

де $H(x)$ – ентропія x , $M_x[H_x(x')]$ – усереднене за x значення ентропії після отримання сигналу x' .

Для скорочення запису використані позначення

$$H(x_1, x_2, \dots, x_n) = H(x),$$

де $x_1, x_2, \dots, x_n$ – координати (параметри) керованого процесу.

Співвідношення (14) можна представити у вигляді

$$I = H(x) - H_x(x') + S, \quad (15)$$

де $S = M[H(x)] - M_x[H_x(x')]$.

Величина S називається приростом ентропії приведених шумів. Зміст цієї величини наступний. Величина $H_x(x')$ є ентропією координат на виході (ентропія процесу) при заданому сигналі x на вході. Ця ентропія має кінцеву величину внаслідок впливу різного роду похибок і завад, причому вона відображає сумарний ефект дії похибок і завад вимірювачів, системи передачі і перетворення інформації, виконавчої системи, а також збурюючих сил безпосередньо на керований процес. Дія цих завад ніби приведена до виходу контуру – керованим координатам x' . Член $M_x[H_x(x')]$ – це та ж величина, усереднена за вхідною величиною x .

Таким чином, приріст ентропії приведених завад S є різниця ентропії завад, приведених до виходу, і тієї ж ентропії, усередненої за вхідними величинами.

Якщо замкнути контур дискретного управління, то на вхід сприймаючої системи будуть впливати координати керованого процесу в деякий момент часу $t-1$, а величиною x' будуть координати того ж керованого процесу в момент часу t , то величини x та x' будуть мати вигляд

$$x = x(t-1); x' = x(t).$$

Величини $H(x')$ і $H_x(x')$ при замкненому контурі дискретного управління звертаються до значень ентропії керованого процесу відповідно в $(t-1)$ -й і t -й моменти часу.

Рівняння (15) приймає вигляд

$$I(t) = H(t-1) - H(t) + S(t),$$

Або

$$H(t) - H(t-1) = S(t) - I(t), \quad (16)$$

де $H(t-1)$ і $H(t)$ – значення ентропії керованого процесу відповідно в $(t-1)$ -й і t -й моменти часу; $I(t)$ – кількість інформації, передана за відповідний інтервал часу від джерела до одержувача (яким є той же керований процес).

Отже, приріст ентропії керованого дискретним чином процесу за інтервал дискретності дорівнює різниці приросту ентропії приведених завад і кількості інформації, переданої в замкненому контурі ($x(t-1) \rightarrow x(t)$) за той же інтервал часу. Позначимо індексом 0 початковий момент часу і виходячи із співвідношення (13), знаходимо:

$$H(t) = H(0) - \sum_{i=0}^t I(i) + \sum_{i=0}^t S(i). \quad (17)$$

Ентропія керованого дискретним чином процесу дорівнює різниці початкової ентропії цього процесу, складеної з сумарним приростом ентропії завад, і сумарної кількості інформації, переданої через контур ($x(t-1) \rightarrow x(t)$).

Для стаціонарного процесу $H(t) = H(t-1)$ і $S(t) = I(t)$.

Тому для підтримки стаціонарного керованого процесу необхідно передавати через контур управління протягом інтервалу дискретності кількість інформації, яка дорівнює відповідному приросту ентропії приведених завад. Зазначимо, що для некерованого процесу

кількість інформації $I(t)$ дорівнює нулю, $H(t) - H(t-1) = S(t)$, тобто приріст ентропії приведених завад дорівнює приросту ентропії некерованого процесу за відповідний інтервал часу.

Висновки

Отже, для управління процесом функціонування мережі необхідно передавати протягом інтервалу дискретності управління управляючу інформацію, обсяг якої визначається як сума необхідного зменшення ентропії процесу функціонування мережі за цей інтервал часу і сумарного приросту ентропії некерованого процесу за цей же інтервал часу.

У загальному випадку, якщо процес характеризується вектором $\{X_1(t), X_2(t), \dots, X_n(t)\}$, то ентропія

$$H = - \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot \log p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1, \dots, dx_n$$

Оскільки важко визначити заздалегідь реальний закон розподілу $p(x)$, зробимо припущення, що $p(x)$ має нормальний закон розподілу. У цьому випадку ентропія, як відомо, визначається як

$$H = \log(4,13\sigma).$$

Таким чином, приріст (зменшення) ентропії в (16) буде визначатися як

$$H(t) - H(t-1) = \log \frac{\sigma_1(t)}{\sigma_1(t-1)} + \dots \log \frac{\sigma_n(t)}{\sigma_n(t-1)}, \quad (18)$$

і для оцінки кількості інформації, яка передається в системі управління мережею, ми повинні оцінити відношення дисперсій відхилення параметрів повідомлень, що досліджуються в мережі в різних ситуаціях, а така оцінка може бути зроблена за вимогами до параметрів основної мережі.

Список літератури: 1. *Степлов В.К., Беркман Л.Н.* Телекомунікаційні мережі. К.: Техніка, 2001. 392 с. 2. *Степлов В.К., Беркман Л.Н.* Телекомунікаційні мережі: Учеб. пособие. К.: КИС УГАС им. А. С. Попова, 2000. 394 с. 3. *Беркман Л.Н.* Информационно-энтропийные подходы к расчету параметров системы управления интеллектуальной сетью // Зв'язок. 1999. № 4. С. 14 – 17. 4. *Berkman L. N., Lev A.J., Lev J.A., Steklov V.K.* About Possibiliti of an Estimation of Necessary Capabiliti of a Network Management System Channels by Calculation of Management Process Entropy // Proceeding of the fourth INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMMUNICATION THEORY & APPLICATIONS held on 13 – 18. 1997. July. P. 94 – 98. 5. *Степлов В.К., Беркман Л.Н., Лев Ю.О.* Проектування інтелектуальних мереж // Зв'язок. 1997. № 3. С. 36 – 38.

Державний університет

інформаційно-комунікаційних технологій

Надійшла до редколегії 24.03.2003

Т. Н. КОВАЛЕНКО

УПРАВЛЕНИЕ НАГРУЗКОЙ И ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ ПЕРЕГРУЗОК В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СЕТИ

Ключевым аспектом в обеспечении качества телекоммуникационных услуг является наличие эффективных механизмов управления нагрузкой в сети. Все сети проектируются таким образом, чтобы выполнялись требования по времени ожидания обслуживания для предполагаемых уровней нагрузки. Однако в случае сетевых перегрузок из-за возрастания нагрузки выше ожидаемого уровня время ожидания ответа часто возрастает до неприемлемого уровня. Кроме того, значительно возрастает частота появления ошибок передачи, количество тупиков, потерянных пакетов и пакетов, пришедших в неправильной последовательности. Перегрузки приводят не только к потере прибыли, но и к потере имиджа оператора в глазах потребителей из-за возникающих сбоев в обслуживании. Поэтому по мере развития сетей связи возрастает значимость гибких и устойчивых механизмов управления нагрузкой.

В интеллектуальной сети сетевые перегрузки чаще всего возникают из-за поступления массовых вызовов, стимулируемых масс-медиа. Развертывание и использование услуг интеллектуальных сетей постоянно растет: в Украине уже широко известны услуги бесплатного вызова (Freephone), вызова с повышенной оплатой (Premium Rate), предоставляемые по телефонам 8-800-xxx-xx-xx и 8-900-xxx-xx-xx, а также услуга телеголосования (Televoting). Вызовы именно по этим услугам чаще всего приводят к возникновению перегрузок, поэтому возрастает потребность в эффективных механизмах управления нагрузкой IN.

Постановка задачи

Предотвращение перегрузок в сети представляет собой типичную задачу распределения ресурсов. С одной стороны, сеть должна обслужить все запросы пользователей на обслуживание, которые часто являются непредсказуемыми и имеют пики по времени, скорости и объему передаваемой информации. С другой стороны, любой материальный ресурс в сети имеет конечную емкость, и им необходимо управлять с целью равномерного распределения ресурса между различными запросами. Следовательно, сетевая перегрузка является следствием того, что ресурсы сети не могут обеспечить обслуживание текущих запросов всех пользователей. В IN в качестве таких ресурсов будут рассмотрены процессоры узлов SCP. Главная цель алгоритма управления нагрузкой состоит в том, чтобы предохранить узлы SCP от перегрузок и таким образом обеспечить высокий уровень доступности обслуживания для потребителей даже в случае высокой нагрузки.

Борьба с перегрузками, как правило, выражается в отсеивании вызовов с малой вероятностью успешного завершения. Если этого не делать, то перегрузка приводит к максимальному значению общей занятости и к резкому спаду полезной нагрузки. Этот эффект объясняется переполнением буферов вновь поступающими вызовами и неуспешным их завершением.

Существующие механизмы унаследованы от традиционных сетей с коммутацией каналов и пакетов и ориентированы, как правило, на защиту от перегрузок отдельных узлов сети. Разрабатываемый алгоритм управления нагрузкой должен разрешать сложившуюся ситуацию перегрузки таким образом, чтобы выигрывала вся сеть, а не только отдельные узлы. Кроме того, необходимо обеспечить возможность прогнозирования перегрузки на стадии её формирования и принятия адекватных профилактических мер с целью нормализации ситуации. В данной статье будет представлен новый подход, ориентированный на сетевое представление о нагрузке и оптимизацию прибыли операторов.

Механизмы управления нагрузкой IN

Большая часть механизмов управления нагрузкой IN – это механизмы управления на уровне сетевых элементов, направленные на защиту от перегрузок отдельных узлов сети. В целом все они могут быть разделены на два типа: согласованные и несогласованные. Согласованные методы подразумевают взаимодействие узлов SSP и SCP для управления трафиком, в то время как в несогласованных механизмах узлы SSP управляют трафиком только на основе данных собственных измерений.

В согласованных стратегиях управления на уровне сетевых элементов алгоритм обнаружения перегрузки расположен в SCP и работает в сочетании с находящимся в SSP механизмом отбрасывания части вызовов. Когда обнаружена перегрузка SCP, по сети SS7 к SSP посылается управляющее сообщение, содержащее информацию о серьезности перегрузки, там оно интерпретируется и запускается механизм отбрасывания соответствующего количества вызовов, чтобы снизить входящий трафик IN. Из этих механизмов наиболее широко используется автоматическое прореживание вызовов (ACG – Automatic Call Gapping), именно он определен в стандартах IN [1].

При автоматическом прореживании вызовов SCP исходя из своей производительности и поступающей нагрузки определяет уровень трафика, который должен принять каждый SSP. Эта информация посылается к SSP в сообщении, содержащем два параметра: интервал прореживания g_i и продолжительность τ . В течение следующих τ секунд SSP примет только один запрос на обслуживание каждые g_i секунд. Эти два параметра динамически корректируются в соответствии с наблюдаемым уровнем трафика. Механизм прореживания представлен на рис. 1.

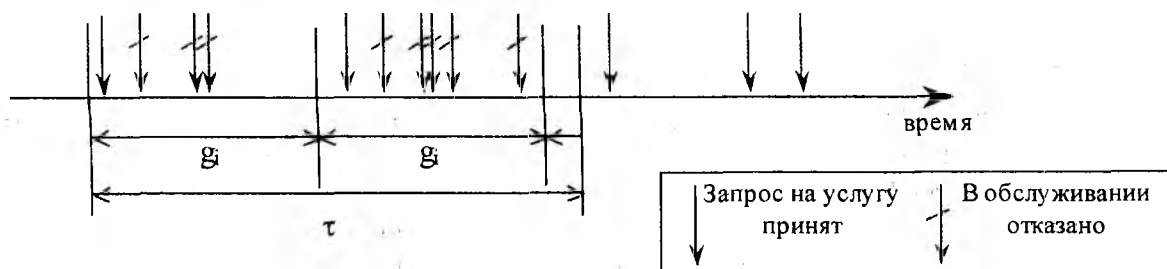


Рис. 1

Для определения уровня перегрузок, согласно которому устанавливаются значения g_i и τ , передаваемые в SSP, в SCP могут использоваться следующие три типа измеряемых параметров поступающих сообщений IN:

1. Среднее время ответа: среднее время, необходимое SCP для обработки запроса на услугу.
2. Подсчет необслуженных сообщений: под необслуженными сообщениями понимают те сообщения, которым отказано в обслуживании в SCP из-за истечения времени ожидания или переполнения буферов.
3. Интенсивность поступления сообщений: относится к полной интенсивности поступления запросов на обслуживание, предложенных SCP.

SCP в течение установленного интервала измерения определяет все три данные величины. Одним из способов отслеживания уровня перегрузки состоит в назначении целочисленного значения согласно таблице порогов исходя из всех трех критериев. В качестве значения уровня перегрузки SCP принимается максимальное из трех целых чисел. Наконец, есть два способа передачи информации об уровне нагрузки от SCP к SSP: в качестве составляющей ответного сообщения TCAP SS7, которые SCP передает узлу SSP, или в качестве самостоятельных запросов ACG, не являющихся частью ответных сообщений.

В несогласованных механизмах управления нагрузкой как обнаружение перегрузки, так и отбрасывание запросов, происходит в SSP – SCP не передает узлу SSP никаких уведомлений о перегрузке. В SSP заложен алгоритм, который контролирует время ответа SCP на запросы, поступающие от данного SSP. Если время задержки ответа на запрос превышает заданное значение, полагают, что произошла перегрузка, и входящие вызовы отбрасываются. Наиболее широко используемым алгоритмом такого типа является управление на основе механизма окна.

В SSP для определения возможности передачи запроса на узел SCP используются два параметра. Размер окна W показывает число запросов, на которые в любой момент времени могут быть не получены ответы, счетчик C – фактическое число этих необслуженных запросов. Механизм работает следующим образом:

- если $C = W$, окно передачи закрывается, и следующий запрос блокируется, иначе SSP сможет передавать новые запросы, увеличивая с каждой передачей значение счетчика C ;
- значение W контролируется таймерами – каждый раз, когда к SCP передается сообщение, в SSP запускается таймер, и если время ожидания ответа истекает, SSP интерпретирует это как наличие перегрузки SCP. В этом случае уменьшается размер окна W ;
- когда получен положительный ответ (прежде чем истекает соответствующий таймер), значение счетчика C уменьшается и размер окна W увеличивается на единицу, когда C достигает порогового значения $C_{\max}$;
- на стороне SCP любой новый поступающий запрос отбрасывается в случае переполнения очереди поступающих сообщений.

Работа механизма показана на рис. 2:

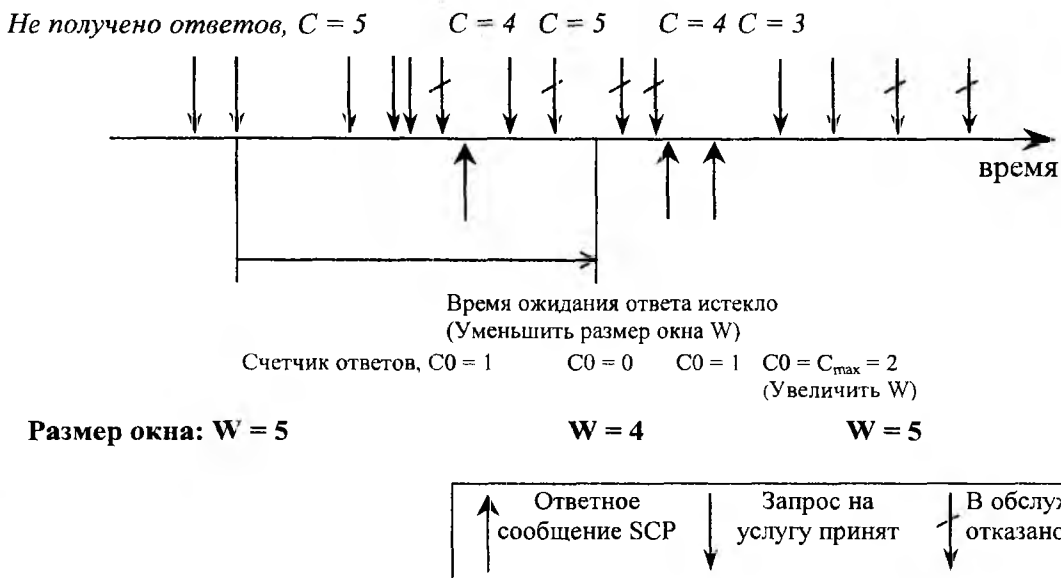


Рис. 2

Сетевой подход к управлению нагрузкой IN

Модель распределенной системы принятия решений состоит из составляющих, возможности которых и способ их организации в целостную структуру определяют поведение системы в целом [2]. Так как это говорит о коллективном поведении заинтересованных лиц, принимающих решение, в литературе [2, 3] в качестве альтернативной методологии описания этих систем были предложены рыночные модели, основанные на понятиях цены и конкуренции. При таком подходе составляющие систему «агенты» рассматриваются как потребители и производители в искусственной экономической системе, а их действия представлены в терминах производства и потребления продукции.

В данной статье рыночные модели представляли интерес с точки зрения их приложения для решения задач распределения ресурсов IN, при этом максимизировал некоторый общий критерий (интенсивность обслуживания, качество обслуживания, доходность сети и т.д.). В работе [3] рассмотрена аналогичная задача: авторы представили способ применения рыночного подхода к распределению качества обслуживания (QoS) в мультимедийных приложениях, при котором QoS динамически распределяется между заказчиками. Динамические изменения потребностей агентов и состояния сети приводят к тому, что агенты постоянно меняют свои решения. Целью описанного в [3] метода является обеспечение механизма эффективного распределения полосы пропускания, который будет реагировать на динамические изменения запросов потребителя.

В представленном в данной статье подходе управление нагрузкой осуществляется посредством маркеров. Маркеры «продаются» агентами производителей (узлы SCP) и «покупаются» агентами потребителей (узлы SSP). Количество маркеров, проданных SCP, определяет поступающую к нему нагрузку, а количество маркеров, купленных SSP, определяет, сколько запросов IN он может принять. «Торговля» маркерами осуществляется таким образом, чтобы максимизировать общую выгоду.

Для описания алгоритма вводится следующая система обозначений. Рассмотрим систему, состоящую из I SCP, J классов услуг и K SSP. Кроме того, обозначим произвольный SCP, класс услуги и SSP i , j , и k , соответственно, а прибыль, приносимую предоставлением услуги класса j , обозначим $r(j)$.

Все SSP содержат IJ пулов маркеров – по одному для каждой пары SCP и класса услуги. При поступлении в i -й SCP запроса класса j из соответствующего пула изымается один маркер. Пустой пул означает, что данный SCP не может больше принимать запросы соответствующего класса. Пулы заполняются заново на «аукционах», которые проводятся каждые T единиц времени (обычно T составляет величину порядка десятков секунд). Перед каждым аукционом рассматриваются последние предложения о цене, поступившие от всех агентов.

Обозначим заявки, поступающие от агента i -го SCP, как m_i , $p_i(1), \dots, p_i(J)$, где m_i – доступный в течение следующих T секунд ресурс процессора i -го SCP, $p_i(j)$ – требуемый для предоставления услуги класса j ресурс i -го SCP.

Заявки, поступающие от агента k -го SSP, обозначим как $q_k(1), \dots, q_k(J)$, где $q_k(j)$ – количество запросов на услугу IN класса j , ожидаемого от k -го SSP в течение следующего периода в T секунд. Самый простой способ формирования заявки – взять количество запросов, которые поступили в течение T последних секунд, и предположить, что в течение следующих T секунд поступит такое же их число.

На аукционе максимизируется общая ожидаемая выгода, измеряемая как полная прибыль. Метод состоит в предоставлении маркеров по одному таким образом, чтобы максимизировать ожидаемую предельную выгоду на каждом шаге итерации, измеряемую как отношение дохода к стоимости для каждого выданного маркера. В течение аукциона агенты SCP хранят запись об общем количестве остающихся ресурсов, о количестве проданных ресурсов (в терминах выданных маркеров) и стоимостью, соответствующей проведению транзакций, обозначаемых s_i , $n_{i,k}(j)$ и $c_{i,k}(j)$, соответственно. Пусть m_i – количество проданных агентом i -го SCP маркеров, которое обозначает количество ресурсов, предоставленных этим SCP. Значение s_i регулирует поступающую на i -й SCP нагрузку, $n_{i,k}(j)$ определяет, сколько запросов на услугу класса j может принять k -й SSP, для передачи его на обслуживание в i -й SCP.

Ожидаемое предельное значение дохода $u_k(j)$, связанное с предоставлением дополнительного маркера класса j агенту k -го SSP определяется как доход, связанный с предостав-

лением данной услуги, умноженный на вероятность того, что запрос на эту услугу поступит в течение аукциона. Последняя может быть получена, если принять ожидаемое количество запросов на услугу $q_k(j)$ равным среднему значению распределения Пуассона, и тогда получим

$$u_k(j) = r(j) \sum_{w=n_k(j)}^{\infty} \frac{q_k(j)^w}{w! e^{-q_k(j)}}. \quad (1)$$

Ожидаемое предельное значение стоимости $v_i(j)$, связанной с предоставлением дополнительного маркера класса j агентом i -го SCP, определяется как ожидаемый доход при альтернативном распределении тех же ресурсов. Оно вычисляется как общий доход, ожидаемый при всех альтернативных распределениях такого же количества ресурсов. Таким образом,

$$v_i(j) = \sum_{j'=1}^J \sum_{k'=1}^K \frac{p_i(j)}{p_i(j')} u_{k'}(j'). \quad (2)$$

Для удобства проведения расчетов выражение (2) лучше представить следующим образом:

$$v_i(j) = p_i(j) w_i, \quad (3)$$

где

$$w_i = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K \frac{u_k(j)}{p_i(j)}. \quad (4)$$

Пусть распределение (i, j, k) соответствует предоставлению маркера на обслуживание заявки на услугу класса j агенту k -го SSP агентом i -го SCP. Предельная выгода такого действия – это отношение дохода к стоимости:

$$\delta_{i,k}(j) = \frac{u_i(j)}{v_i(j)}. \quad (5)$$

Во время аукциона полная прибыль максимизируется распределением ресурсов таким образом, чтобы выдача каждого маркера приводила к максимальному увеличению общей выгоды. Следовательно, оптимальным распределением ресурсов на каждой итерации являются значения i , j и k , максимизирующие значение $\delta_{i,k}(j)$.

Теперь можно представить формальное описание алгоритма:

Шаг 1. Инициализация.

Для всех SSP $k = 1, \dots, K$: для всех SCP $i = 1, \dots, I$ и всех видов услуг $j = 1, \dots, J$ установить начальные значения $n_{i,k}(j) = 0$ и $c_{i,k}(j) = 0$, $\pi_k(j) = e^{-q_i(j)}$, $\Pi_k(j) = 1 - \pi_k(j)$, $u_k(j) = r_k(j) \Pi_k(j)$.

Для всех SCP $i = 1, \dots, I$: установить начальные значения $s_i = c_i$, $w_i = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K \frac{u_k(j)}{p_i(j)}$,

для всех видов услуг $j = 1, \dots, J$ $v_i(j) = p_i(j) w_i$.

Шаг 2. Определение вариантов оптимального распределения ресурсов.

Для всех SCP $i = 1, \dots, I$, для которых $s_i \geq p_i(j)$, всех видов услуг $j = 1, \dots, J$ и всех SSP $k = 1, \dots, K$ составляем список вариантов распределения ресурсов (i^*, j^*, k^*) , которые максимизируют $\delta_{i,k}(j)$.

Шаг 3. Выбор одного оптимального варианта распределения ресурсов из нескольких.

Если оптимальными являются несколько вариантов распределения ресурсов, выбрать один (i', j', k') согласно правилам, описанным ниже.

Шаг 4. Выполнение оптимального распределения:

$$n_{i'}(j') = n_{i'}(j') + 1,$$

$$c_{i',k'}(j') = c_{i',k'}(j') + u_{k'}(j'),$$

$$s_{i'} = s_{i'} - p_{i'}(j').$$

Шаг 5. Обновление внутренних переменных:

$$\pi_{k'}(j') := \pi_{k'}(j') q_{k'}(j') / n_{k'}(j').$$

$$\Pi_{k'}(j') := \Pi_{k'}(j') - \pi_{k'}(j').$$

$$u_{k'}(j') = r_{k'}(j') \Pi_{k'}(j').$$

Для всех SCP $i = 1, \dots, I$: $w_i := w_i - r_{k'}(j') \pi_{k'}(j') / p_i(j')$, для всех услуг $j = 1, \dots, J$
 $v_i(j) = p_i(j) w_i$.

Шаг 6. Цикл.

Если имеется хотя бы один SCP, для которого $s_i \geq \min\{p_i(j)\}$, то перейти к шагу 2, в противном случае производится выход из цикла.

Для определения одного варианта оптимального распределения из совокупности полученных на 2-м шаге можно использовать выбор случайным образом – на значение общей прибыли это никак не повлияет, но на практике предпочтительнее применить один или одновременно несколько из следующих критериев:

1. С целью обеспечения относительно равномерной нагрузки на все SCP из всех полученных оптимальных вариантов распределения ресурсов предпочтение отдается тому, для которого значение s_i максимально, то есть услуга передается на обслуживание наименее загруженному SCP.

2. С целью максимизации общей выгоды с точки зрения рационального использования ресурса из всех полученных оптимальных вариантов распределения отдается предпочтение ресурсам тому, для которого значение $p_i(j)$ максимально, так как по мере уменьшения значения s_i может сложиться ситуация, когда для единственного оптимального варианта распределения ресурса оставшегося ресурса SCP будет недостаточно, то есть $s_i < p_i(j)$.

3. С целью максимально справедливого для данного метода распределения ресурсов между запросами на различные услуги, независимо от того, является ли количество запросов на данную услугу очень большим или относительно небольшим по сравнению с количеством доступных ресурсов, из всех полученных оптимальных вариантов распределения ресурсов предпочтение отдается тому, для которого отношение $n_k(j) / q_k(j)$ является минимальным.

Результаты сравнительного анализа методов управления нагрузкой IN

Для проведения сравнительного анализа механизмов управления нагрузкой на уровне сетевых элементов и представленного сетевого подхода была рассмотрена сеть, состоящая из пяти узлов SSP и двух узлов SCP, соединенных между собой по принципу «каждый с каждым». Конфигурация сети показана на рис. 3.

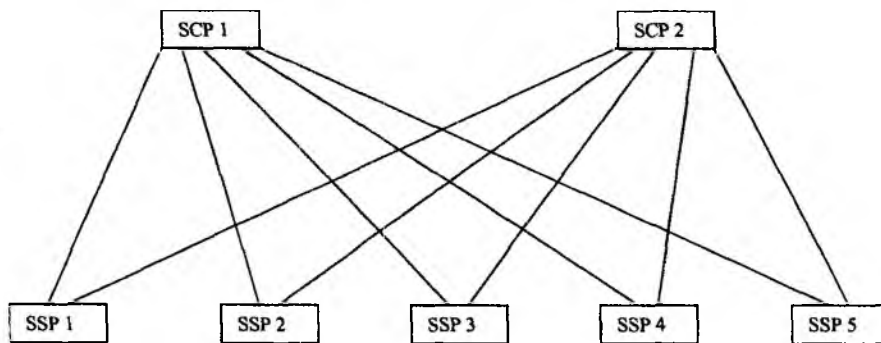


Рис. 3

В качестве распределяемого ресурса рассматривалась производительность процессоров SCP, измеряемая количеством транзакций, которые данный SCP может обработать за время аукциона $T = 10$ с, причем для обоих SCP она составляла $m_i = 250$ транзакций. Полагалось, что узлы SSP обслуживают 300, 100, 400, 200 и 500 тысяч пользователей, соответственно, предоставляя им пять видов услуг: FPH, PRM, ACC, CCC, VOT [1]. Среднее число поступающих запросов на каждую услугу было определено по формуле

$$q_k(j) = \alpha(j)N_k q_0(j)T, \quad (6)$$

где $\alpha(j)$ – доля обслуживаемых пользователей, заинтересованных в услуге типа j , принятая равной 0,8; 0,3; 0,6; 0,4 и 0,5 для каждого типа услуги, соответственно; N_k – количество пользователей, обслуживаемых k -м узлом SSP; $q_0(j)$ – интенсивность поступления запросов на услугу типа j от одного пользователя [4,5].

В результате проведения расчетов была получена следующая матрица средних значений числа поступающих на узлы SSP запросов на каждый тип услуги (номер строки – j , номер столбца – k):

$$q = \begin{bmatrix} 21,6 & 7,2 & 28,8 & 14,4 & 36 \\ 6,75 & 2,25 & 9 & 4,5 & 11,25 \\ 9 & 3 & 12 & 6 & 15 \\ 6 & 2 & 8 & 4 & 10 \\ 6,3 & 2,1 & 8,4 & 4,2 & 10,5 \end{bmatrix}$$

Доход, получаемый от предоставления каждого типа услуги, рассчитывался как произведение средней продолжительности разговора пользователя [4, 5] на стоимость одной минуты разговора. Для услуги FPH он составил 157,3 ед. (10% вызовов городские, 90% – междугородные), для услуги PRM – 350 ед. (стоимость одной минуты – 150 ед. для всех вызовов), для услуг ACC и CCC – 52 и 144,5 ед., соответственно (городских вызовов – 80 и 30%, междугородных – 20 и 70%, соответственно), для услуги VOT – 20,37 ед. (стоимость одной минуты – 300 ед. для 50% вызовов, 10% вызовов – городские, остальные 40% – междугородные). Таким образом, $r(j) = [157,3 \ 350 \ 52 \ 144,5 \ 20,37]$.

Как было показано в [5], узел SCP должен обработать одну транзакцию при предоставлении услуг FPH или PRM, три транзакции при предоставлении услуг ACC или CCC и две транзакции при предоставлении услуги VOT, т.е. для обоих SCP $p_i(j) = [1 \ 1 \ 3 \ 3 \ 2]$.

Для решения задачи распределения ресурсов и ограничения поступающей нагрузки были использованы два подхода: сетевой и метод АСГ. В последнем случае применялся тот же алгоритм определения оптимального на данной итерации варианта распределения ресурсов, с той лишь разницей, что на втором шаге в качестве оптимального варианта распределения

ресурсов выбирался тот, для которого значение $\Pi_k(j')$ оказывалось максимальным, то есть маркер предоставлялся на обслуживание той услуги и тому SSP, которые имеют самую высокую вероятность поступления запроса. Остальные запросы были отброшены.

В результате решения поставленной задачи для сетевого подхода были получены следующие матрицы распределения производительности SCP:

Матрица распределения производительности первого и второго SCP (номер строки – тип услуги j , номер столбца – узел SSP k)

$$n_1 = \begin{bmatrix} 14 & 8 & 19 & 10 & 22 \\ 5 & 5 & 5 & 3 & 11 \\ 8 & 0 & 7 & 2 & 5 \\ 2 & 1 & 6 & 2 & 9 \\ 2 & 1 & 2 & 1 & 5 \end{bmatrix} \quad n_2 = \begin{bmatrix} 15 & 4 & 19 & 11 & 24 \\ 7 & 1 & 10 & 6 & 7 \\ 1 & 3 & 5 & 4 & 10 \\ 6 & 2 & 5 & 4 & 4 \\ 1 & 0 & 3 & 1 & 2 \end{bmatrix}$$

Матрица распределения общей производительности между услугами и SSP

$$n = \begin{bmatrix} 29 & 12 & 38 & 21 & 46 \\ 12 & 6 & 15 & 9 & 18 \\ 9 & 3 & 12 & 6 & 15 \\ 8 & 3 & 11 & 6 & 13 \\ 3 & 1 & 5 & 2 & 7 \end{bmatrix}$$

Для метода ACG были получены следующие матрицы распределения производительности SCP.

Матрица распределения производительности первого и второго SCP (номер строки – тип услуги j , номер столбца – узел SSP k)

$$n_1 = \begin{bmatrix} 14 & 5 & 15 & 11 & 22 \\ 4 & 2 & 5 & 5 & 5 \\ 8 & 0 & 4 & 1 & 9 \\ 6 & 1 & 4 & 3 & 6 \\ 5 & 1 & 5 & 3 & 4 \end{bmatrix} \quad n_2 = \begin{bmatrix} 10 & 4 & 17 & 5 & 18 \\ 4 & 1 & 6 & 1 & 8 \\ 2 & 4 & 10 & 6 & 8 \\ 1 & 2 & 5 & 2 & 6 \\ 2 & 2 & 5 & 2 & 8 \end{bmatrix}$$

Матрица распределения общей производительности между услугами и SSP

$$n = \begin{bmatrix} 24 & 9 & 32 & 16 & 40 \\ 8 & 3 & 11 & 6 & 13 \\ 10 & 4 & 14 & 7 & 17 \\ 7 & 3 & 9 & 5 & 12 \\ 7 & 3 & 10 & 5 & 12 \end{bmatrix}$$

Как видно из полученных результатов, в результате распределения ресурсов в соответствии с сетевым подходом услугам FPH, PRM и CCC по сравнению с механизмом ACG отдается некоторый приоритет, в то время как нагрузка, вызванная поступлением заявок на услуги ACC и VOT, ограничивается более жестко. В первом случае общая относительная прибыль оператора δ_Σ составит 22,783, а при реализации алгоритма, рекомендованного в [1], она составила бы 14,545. На рис. 4 представлены графики, показывающие рост относительной прибыли оператора на каждой итерации.

Из данного графика можно сделать вывод, что представленная в статье методика действительно обеспечивает оператору большую прибыль по сравнению с рекомендованным ранее механизмом ACG, не допуская при этом перегрузки узлов SCP. Максимальная прибыль обеспечивается за счет оптимального распределения разрешений на обработку заявок потребителей на каждой итерации алгоритма.

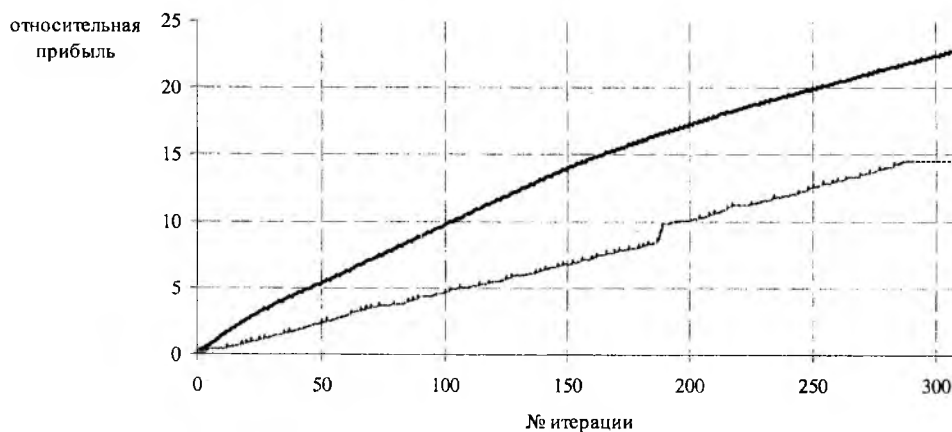


Рис. 4

Выводы

В статье представлен новый подход к управлению нагрузкой в интеллектуальной сети, ориентированный на сетевое представление о нагрузке и оптимизацию прибыли операторов. Сравнительный анализ механизма ACG, описанного в рекомендациях ITU-T, и разработанного алгоритма показал, что последний не только защищает от перегрузки все узлы SCP, но и обеспечивает оператору более высокую прибыль. Кроме того, представленный метод предотвращения перегрузок позволяет прогнозировать перегрузку на стадии её формирования и может быть адаптирован к различным скоростям изменения поступающей нагрузки путем увеличения или уменьшения значения T .

В сети IN зачастую под угрозой перегрузки находятся не только центральные процессоры SCP, но и другие ресурсы сети, такие как устройство управления диалогом TCAP, также расположенное в SCP, процессоры SDP, речевые платы IP. В таком случае даже если ресурсы процессоров SCP контролируются и защищены от перегрузок, перегрузка других типов ресурсов может привести к снижению QoS до неприемлемого уровня. Чтобы предотвратить возникновение таких ситуаций, алгоритм управления нагрузкой должен учитывать конечный объем всех ресурсов, требуемых для предоставления услуги, прежде чем принять запрос на эту услугу для обслуживания. Это может быть реализовано путем введения в алгоритм отдельных типов маркеров для каждого из ресурсов, которые требуются для обработки запроса, что является предметом дальнейших исследований.

Список литературы: 1. ITU-T. Recommendations Q.1200 – Q.1218. Helsinki, 1993. 2. *Wellman M.P.* A market oriented programming environment and its application to distributed multicommodity flow problems // Journal of Artificial Intelligence Research. 1993. № 1. С. 1 – 23. 3. *Yamaki E.A.* A Market-Based Approach to Allocating QoS for Multimedia Applications // Proceedings 2nd International Conference on Multi-Agent Systems. 1996. № 3. С. 86 – 88. 4. Кучерявый А.Е., Миков А.С., Ревелова З.Б., Парамонов А.И. Характеристики нагрузки интеллектуальной сети // Электросвязь. 2000. № 11. С. 7 – 9. 5. Коваленко Т.Н. Расчет нагрузки в интеллектуальной сети // Радиотехника. 2001: Всеукр. межвед. научн-техн. сб.

В. С. МАРЧУК, канд. техн. наук, Т. В. ВЕЛИЧКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ МУЛЬТИПЛЕКСОРОВ АВТОКОЛЛИМАЦИОННОГО ТИПА НА ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТКАХ ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ WDM И DWDM

Развитие оптоволоконных сетей связи идёт как по пути увеличения скорости передачи (в технологии SDH / SONET – от STM-1 до STM-64 со скоростями от 155 Мбит/с до 10 Гбит/с и выше на последующих ступенях иерархии) по схеме «одно волокно–один канал», так и по пути применения технологии спектрального мультиплексирования оптических каналов [1, 2].

Разрабатываются технологии и аппаратура полностью оптических сетей AON с коммутацией оптических несущих, каналов и пакетов и их оптической маршрутизацией. Эффективность функционирования таких сетей во многом зависит от электрических характеристик оптических мультиплексоров (ОМП). Требования к ОМП возрастают по мере освоения технологий волнового WDM, плотного волнового DWDM и сверхплотного волнового HDWDM мультиплексирования.

В работе [3] описаны достаточно простые конструкции ОМП на основе дифракционной решётки (ДР) (рис. 1). Такие ОМП использовались при достаточно большом разнесении оптических каналов по длине волны 25 нм и более. Представляет интерес исследование возможностей использования простых ОМП на основе ДР для систем WDM и DWDM с существенно меньшим разнесением оптических каналов.

Рассматриваемое устройство представляет собой спектрометр автоколлимационного типа. Автоколлимационная схема (рис. 1) позволяет реализовать наиболее компактное устройство на дифракционной решетке 2, поскольку один и тот же оптический элемент (линза) 3 является и коллимирующим, и фокусирующим. При этом роль входных и выходных щелей выполняют сердцевины входных и выходных волокон 1, которые закреплены в держателе 4.

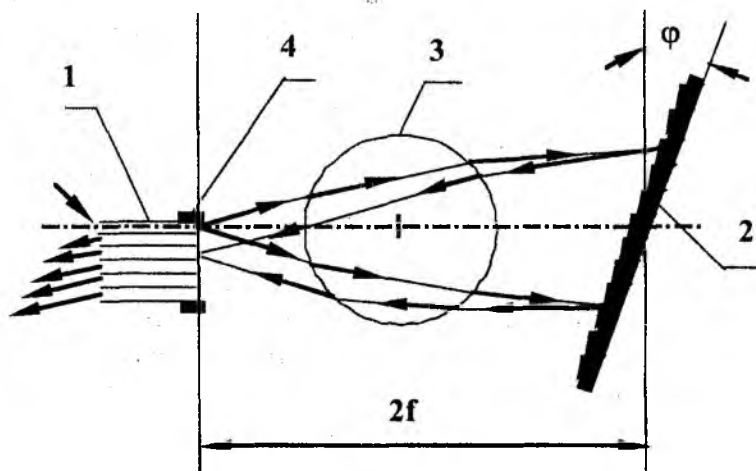


Рис. 1

В автоколлимационной схеме линейное увеличение оптической системы равно 1. Поэтому при использовании безабберационного фокусирующего элемента диаметры «цветных» изображений сердцевин входного ОВ равны диаметру самого ОВ ($d_c'(\lambda_c) = d_c$). Кроме того, апертуры пучков лучей на выходе фокусирующего элемента равны апертуре излучаемого из входного ОВ пучка лучей ($NA' = NA$). В реальном устройстве фокусирующий элемент обладает aberrациями, что приводит к aberrационному размытию изображения $d_c'(\lambda)$ и смещению центра изображения относительно приемного волокна.

Поскольку ход оптических лучей обратим, то ДР может работать как оптический демультиплексор ОДМП, если вход и выход поменять местами.

В ОМП входное и выходное ОВ – одномодовые, поэтому к качеству фокусирующего элемента, а также к точности изготовления и установки оптических элементов предъявляются повышенные требования.

Основные параметры ОМП ДР, выполненного по автоколлимационной схеме, определяются из соотношений теории спектральных приборов [4]:

$$\frac{dl}{d\lambda} = \frac{fN}{\cos \varphi}, \quad (1)$$

где $\frac{dl}{d\lambda}$ – линейная дисперсия, которая определяет степень пространственного разнесения двух волн, отстоящих друг от друга на расстоянии $\Delta\lambda$; N – число штрихов на 1 мм ДР; f – фокусное расстояние фокусирующего элемента.

Условием высокоэффективной работы ДР в заданном диапазоне длин волн является следующее соотношение:

$$\lambda_{\text{бл}} = \frac{2 \sin \varphi_{\text{бл}}}{N}, \quad (2)$$

где $\lambda_{\text{бл}}$ – длина волны «блеска», т. е. длина волны, отражаемая ДР с наибольшей эффективностью; $\varphi_{\text{бл}}$ – угол «блеска» ДР, т. е. угол наклона плоскости штриха ДР к плоскости решетки.

Зависимость коэффициента отражения ДР от длины волны света в спектрах различных порядков определяется формулой

$$\eta(\lambda) = \left[\frac{\sin \pi \left(k - \frac{\lambda_{\text{бл}}}{\lambda} \right)}{\pi \left(k - \frac{\lambda_{\text{бл}}}{\lambda} \right)} \right]^2, \quad (3)$$

где k – порядок дифракции ($k = \pm 1, \pm 2, \dots$).

В соответствии с (3) при $\lambda_{\text{бл}} = \lambda = 1,55$ мкм и $k = 1$ имеем: $\eta(\lambda_{\text{бл}}) = 1$, а снижение коэффициента отражения на краях спектрального диапазона 1,5–1,6 мкм составляет $\eta(1,5) = 0,996$ и $\eta(1,6) = 0,997$, соответственно.

Воспользуемся результатами расчетов [3] для зависимостей числа N штрихов ДР от фокусного расстояния линзового элемента f , рассчитанными по формуле (1) для различных значений спектрального разделения каналов $\Delta\lambda$, при условии, что расстояние между центрами приемных волокон, принадлежащих различным каналам, равно диаметру оболочки ОВ ($\Delta l = D = 125$ мкм). Этот случай плотной упаковки ОВ в приемной каскаде наиболее часто используется на практике. Там же, на рис. 2, построена кривая зависимости угла «блеска» ДР $\varphi_{\text{бл}}$ от числа штрихов N , рассчитанная в соответствии с формулой (2) для случая $\lambda_{\text{бл}} = 1,55$ мкм. Пользуясь номограммами рис. 2, можно по заданному спектральному разделению каналов $\Delta\lambda$ определить согласованные пары значений N и f , а затем по значению N найти необходимый угол «блеска» ДР ($\varphi_{\text{бл}}$).

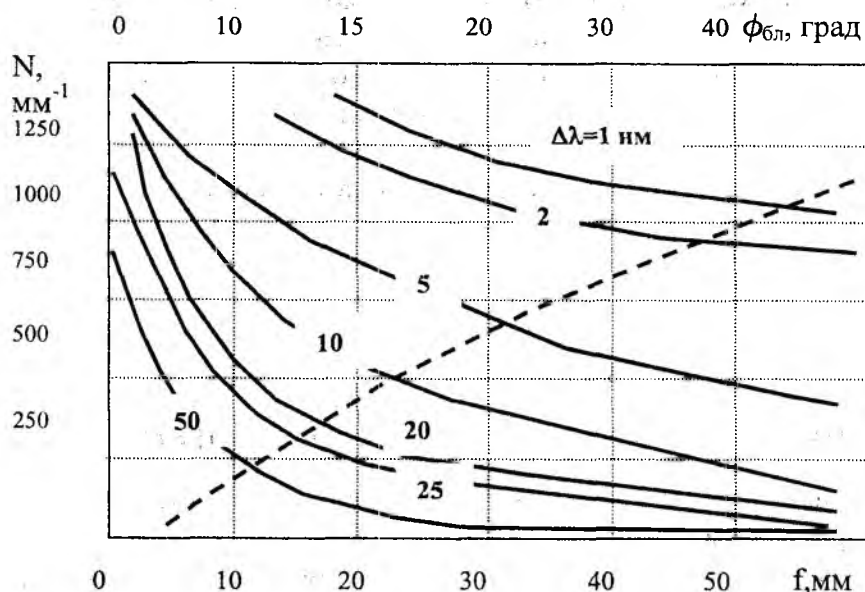


Рис. 2

Таким образом, исходя из заданного значения $\Delta\lambda$, можно определить основные параметры дифракционной решетки (N и $\phi_{\text{бл}}$) и фокусирующего элемента (f). Следует отметить, что, хотя значения N и f могут быть выбраны по номограммам достаточно произвольно, необходимо учитывать, что величина f определяет габариты устройства, а N и $\phi_{\text{бл}}$ ограничены технологическими возможностями (обычно $N = 1200 \text{ мм}^{-1}$ и $\phi_{\text{бл}} \leq 40^\circ$). Например, ДР с углом блеска $\phi_{\text{бл}} = 30^\circ$ в спектральном диапазоне 1,5–1,6 мкм должна иметь число штрихов $N = 650 \text{ мм}^{-1}$. По номограммам (рис. 2) можно определить, что такой ДР для разделения каналов с $\Delta\lambda = 25 \text{ нм}$ требуется фокусирующий элемент с $f = 6,5 \text{ мм}$, для разделения каналов с $\Delta\lambda = 5 \text{ нм}$ необходим более длиннофокусный элемент с $f = 32,5 \text{ мм}$, а для $\Delta\lambda = 3 \text{ нм}$ $f = 45 \text{ мм}$. Дополнительное уменьшение разнесения $\Delta\lambda$ оптических каналов приводит к существенному росту фокусного расстояния f .

На рис. 3 представлены графики зависимостей затухания от длины волны несущей в двух соседних оптических каналах ОМП ДР при разнесении каналов 3 и 4 нм, рассчитанные с помощью программы Matlab v.6.0.

Расчет проведен в соответствии с дисперсионным соотношением (1) и формулой потерь оптической мощности при поперечном смещении торцов ОВ

$$L = 10 \lg \exp \left\{ -\frac{\Delta l^2}{r_0^2} \right\}, \quad (4)$$

где Δl – смещение центра изображения выходного ОВ на торце приемного ОВ при изменении длины волны на $\Delta\lambda$; r_0 – радиус сердцевины ОВ.

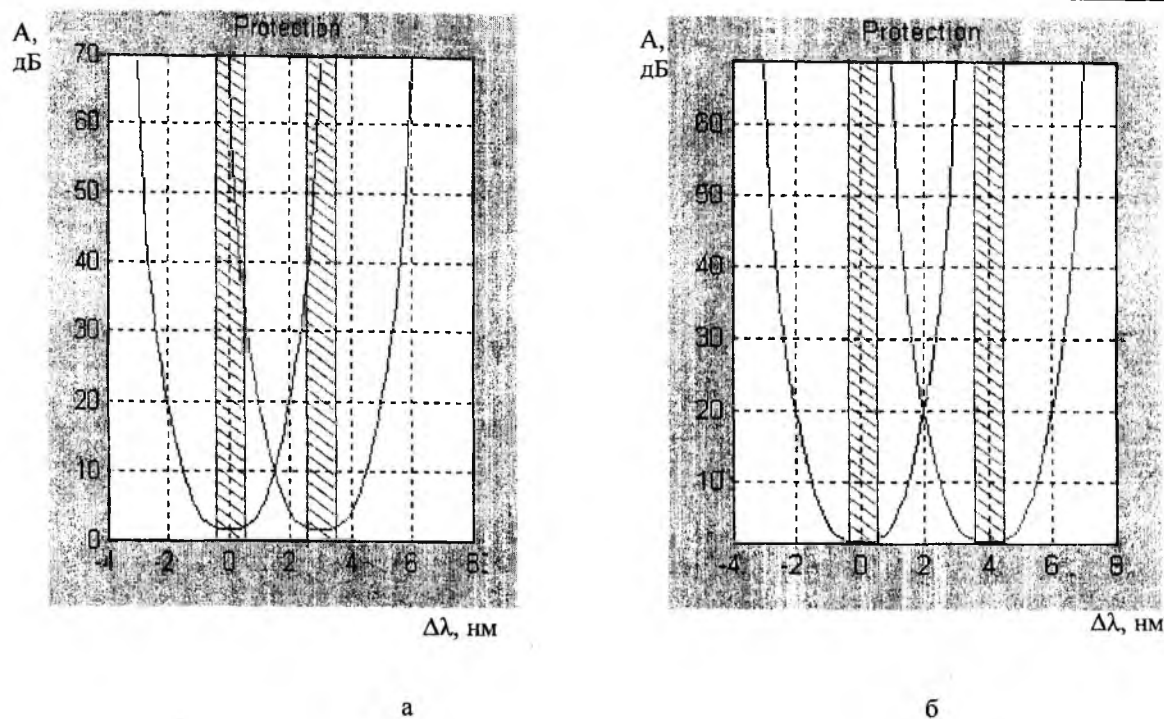


Рис. 3

На рис. 4 представлен график зависимости взаимной защищённости A_3 от разнесения оптических каналов $\Delta\lambda$.

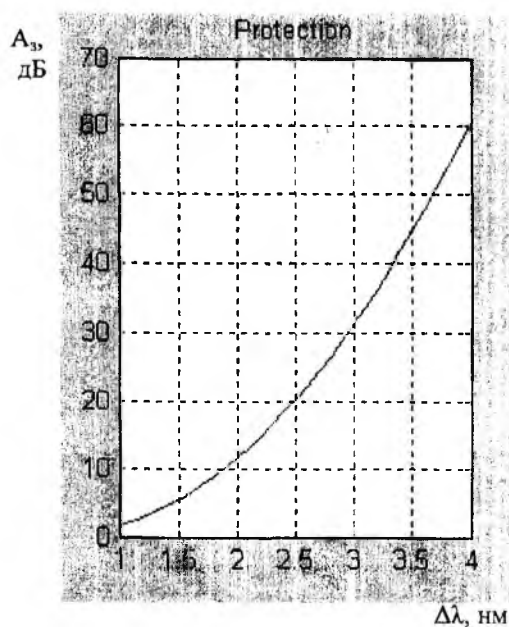


Рис. 4

Минимальные потери в соответствии с оптической схемой ОМП (см. рис. 1) определяются потерями на френелевское отражение (ФО) от поверхностей линз, дифракционной эффективностью ДР и потерями на френелевское отражение на торцах ОВ:

$$L_{\min} = L_{\text{л}}^{\text{ФО}} + L_{\text{ДР}} + L_{\text{ОВ}}^{\text{ФО}}. \quad (5)$$

Потери на френелевское отражение от двух поверхностей линзы без просветления покрытий на границе с воздухом составляют: $L_{\text{л}}^{\text{ФО}} = 10 \cdot 1g(1 - 0,04)^4 = 0,71$ дБ. Здесь коэффициент 0,04 есть коэффициент отражения на границе раздела воздух–стекло ($n = 1,5$). Потери ДР при дифракционной эффективности 90% составляют: $L_{\text{ДР}} = 10 \cdot 1g 0,9 = 0,46$ дБ. Потери на френелевское отражение на торцах ОВ – $L_{\text{ОВ}}^{\text{ФО}} = 0,35$ дБ. Таким образом, полные минимальные потери $L_{\min} = 1,52$ дБ.

На рис. 3 представлен график зависимости межканальной защищённости A_3 от величины разнесения оптических каналов $\Delta\lambda$ при условии, что спектр модулирующего сигнала имеет полосу $\Delta\lambda_{\text{п}} = 1$ нм. Для STM–64 со скоростью передачи в 10 Гбит/с при использовании для меандра спектра с 6-ю гармониками: $F_0 = N/2$, $3F_0$, $5F_0$, $7F_0$, $9F_0$, $11F_0$, получим $0,5 \Delta F = (11/2) N = 55$ ГГц, где N – битовая скорость. Полоса $\Delta F_{\text{п}}$ составит 110 ГГц, что соответствует $\Delta\lambda_{\text{п}} = 0,88$ нм.

Следует учесть, что гармоники выше $3F_0$ несущественно улучшают качество импульсов, а значит можно сузить полосу $\Delta F_{\text{п}}$. Однако на практике равенство пауз и длительности импульсов, как правило, не выполняется, поэтому спектр цифрового сигнала будет отличаться от спектра меандра и сужать полосу $\Delta F_{\text{п}}$ следует с осторожностью, проанализировав предварительно вид цифровой последовательности в реальной системе связи.

В соответствии с рекомендациями ITU – Т частотный план DWDM предусматривает разнесение каналов в 100 ГГц ($\Delta\lambda = 0,8$ нм), 200 ГГц ($\Delta\lambda = 1,6$ нм), 400 ГГц ($\Delta\lambda = 3,2$ нм), 500 ГГц ($\Delta\lambda = 4$ нм) и 1000 ГГц ($\Delta\lambda = 8$ нм) с числом мультиплексируемых оптических каналов 41, 21, 11, 8 и 4 соответственно.

Выводы

1. Оптические мультиплексоры автоколлимационного типа на ДР можно использовать в сети WDM и DWDM.
2. Целесообразно использовать ОМП ДР при разнесении оптических несущих 1000, 500 и 400 ГГц с числом каналов от 4 до 11. В этом случае межканальная защищённость составит 33 дБ и более для полосы пропускания канала 1 нм по длине волны.
3. Использование в ОМП ДР разнесения оптических несущих 200 ГГц с числом каналов 21 дает межканальную защищённость всего 10 дБ, что для полосы пропускания канала 1 нм по длине волны не достаточно.
4. В случае снижения требуемой скорости передачи сигнала в оптическом канале ниже 10 Гбит/с возможна передача 21 оптического канала с разнесением 200 ГГц.
5. Уменьшение разнесения оптических каналов приводит к увеличению фокусного расстояния и размеров ОМП ДР.

Список литературы: 1. Слепов Н.Н. Современные технологии оптоволоконных сетей связи. М.: Радио и связь, 2000. 468 с. 2. Убайдулаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. М.: Эко-Трендз, 2000. 267 с. 3. Оробинский С.П., Миронов С.А., Богатырёв А.И., Лобанова Е.С. Расчёт характеристик устройств спектрального объединения и деления на дифракционной решётке // Техника средств связи: Науч. техн. сб., Вып. 6. 1990. С. 11 – 22. 4. Козанне А., Флере Ж., Руссо М. Оптика и связь. М.: Мир, 1984. 465 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 19.03.2003

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

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕОРИИ ИГР ПРИ АНАЛИЗЕ ГРУППОВЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Многие задачи радиотехники и связи адекватно представляются в виде, который дает возможность использовать игровые методы решения, обладающие большой общностью [1; 2]. Охватывая различные стратегии (антагонистические, кооперативные или безразличные), эти методы позволяют решать практически весь цикл задач, отражающих динамику поведения. Это могут быть задачи по помехозащите, по обеспечению электромагнитной совместимости в группировке радиоэлектронных средств (РЭС) или доступа к общему ресурсу, по маршрутизации и др.

Рассмотрение дифференциальной игры двух лиц с противоположными интересами приводит к решению Нэша [2 – 4]. Однако условия равновесия Нэша существенно изменяются с увеличением числа участников игры. Особенный интерес при этом возникает к эффективности стратегий при различном уровне взаимной информированности игроков. Так, показано [5; 6], что увеличение объема информации приводит к увеличению объема затрат обеих конфликтующих сторон. В работе [7] показано, что увеличение объема информации для одной из сторон повышает ее шансы и наносит вред противоположной стороне.

Постановка задачи. Рассмотрим группировку РЭС с числом участников M . Это может быть, например, группировка сотовых или спутниковых РЭС или множество маршрутизаторов в телекоммуникационной сети, обеспечивающих обменность информацией. Любая такая современная группировка может успешно и устойчиво функционировать, если параметрами ее элементов централизованно или децентрализованно управляют. Управление может выполняться как состоянием всей или частью системы, так и наблюдением (базисом наблюдения). При первом варианте управление этого состояния $x(t)$ в непрерывной форме описывается дифференциальным уравнением [1]

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = F(t)\bar{x}(t) + \sum_j B_j(t)\bar{u}_j(t) + G\bar{w}(t), \quad (1)$$

где $F(t), B(t), G(t)$ – матрицы состояния, управления и возбуждения; $\bar{u}(t)$ – вектор управляемых параметров; $\bar{w}(t)$ – вектор виртуальных шумов возбуждения с уровнем $E[w(k)w^T(k)] = V_w$.

Для дискретной системы аналог уравнения (1) имеет вид

$$\bar{x}(k+1) = \Phi(k)\bar{x}(k) + \sum_j B_j(k)\bar{u}_j(k) + G(k)\bar{w}(k). \quad (2)$$

Для принятия решения об управлении на следующем шаге каждый из M участников должен наблюдать (измерять) все доступные параметры состояния $\bar{x}(k)$. Уравнение наблюдения имеет вид

$$\bar{y}(k) = H(k)\bar{x}(k) + \bar{v}(k), \quad (3)$$

где $H(k)$ – масштабирующая матрица; $\bar{v}(k)$ – шум наблюдения с уровнем V_v .

Рассмотрим более подробно, каким образом параметры каждого из M игроков влияют на его индивидуальные и групповые показатели, как приобретаемая в процессе функционирования информация I_{xy} влияет на качество этого функционирования.

Решение игровой задачи. Исходя из (1) и (2) можно заключить, что каждый из участников может влиять на вектор $\bar{x}(t)$ через соответствующие матричные элементы F, B или G . Вместе с тем F и G на практике выбираются постоянными, ибо они задают системные свойства: скорость изменения состояния F_{ij} и уровень случайных влияний G_{ij} . Элементы матрицы $B_{ij}(k)$ являются именно теми элементами, которые зависят от целевой функции и сложившейся на данный момент ситуации, задаваемой уравнением наблюдения (3).

Наличие той или иной информации для i -го игрока приводит, очевидно, к возрастанию уровня его соответствующего управления u_i , т. е. $B_i(k)B_i^T(k)$ может быть показателем степени его информированности. Более того, соотношение $B_i(k)B_i^T(k) > B_j(k)B_j^T(k)$ свидетельствует о том, что информированность i -го игрока выше, чем j -го. При этом i -й игрок обладает большей маневренностью, чем j -й, и занимает доминирующее положение.

Непосредственное использование уравнения (3) может отображать ситуацию и в отсутствие шумов наблюдения, при $\bar{v}(k) = 0$. Если же $\bar{v}(k) \neq 0$, необходима статистическая обработка $\bar{y}(k)$, которую следует осуществлять с использованием рекурсивных процедур, ибо выборочные интервальные оценки, например $\hat{x} = N^{-1} \sum_k^N x(k)$, для использования в динамических системах имеют ограниченную применимость. Оптимальной в смысле минимума среднего квадрата отклонения критерия

$$J = \min E(\bar{x}(k) - \hat{\bar{x}}(k))^2 \quad (4)$$

является процедура Калмана-Бьюси [1], которая имеет вид

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k/k-1) + K(k)[y(k) - H(k)x(k/k-1)], \quad (5a)$$

$$\hat{x}(k+1/k) = \Phi(k, k-1)\hat{x}(k) + \sum_j B_j u_j(k). \quad (5b)$$

Здесь $K(k) = V_{\bar{x}}(k/k-1)H^T(HV_{\bar{x}}(k/k-1)H^T(t)V_v(k))^{-1}$; $V_{\bar{x}}(k+1/k) = \Phi(k)[I - K(k)H] \times \times V_{\bar{x}}(k/k-1)\Phi^T(k) + V_w(k)$ – апостериорная дисперсия ошибки прогноза; $V_{\bar{x}}(k)$ – апостериорная дисперсия ошибки оценки; $V_{\bar{x}}(k) = [I - K(k)H(k)]V_{\bar{x}}(k/k-1)$.

Ошибка оценки $V_{\bar{x}}(k)$ и ошибка прогноза на один шаг $V_{\bar{x}}(k+1/k)$ соответственно определяются соотношениями

$$V_{\bar{x}}(k) = E[x(k) - \hat{x}(k)][x(k) - \hat{x}(k)]^T,$$

$$V_{\bar{x}}(k+1/k) = E[x(k+1) - \hat{x}(k+1/k)][x(k+1) - \hat{x}(k+1/k)]^T.$$

Характерно, что если прогноз $\hat{x}(k+1/k)$ для различных участников игры определяется на одних и тех же шагах дискретизации Δt , то ошибки этого прогноза зависят от динамики того или иного игрока. Вместе с тем из определения значения прогноза (5б) следует, что его погрешности определяются значениями $\Phi(k, k-1) = \exp\{-\Delta t/\tau_{\text{кор}}\}$, где $\Delta t = (k+1) - k$ – шаг дискретизации; $\tau_{\text{кор}}$ – интервал корреляции процесса $x(k)$. Очевидно, для менее инерционных участников, для которых $\tau_{\text{кор}i} < \tau_{\text{кор}j}$, при одном и том же шаге Δt ошибка прогноза будет больше, чем для более инерционных. Соответственно ухудшена будет и оценка (5а).

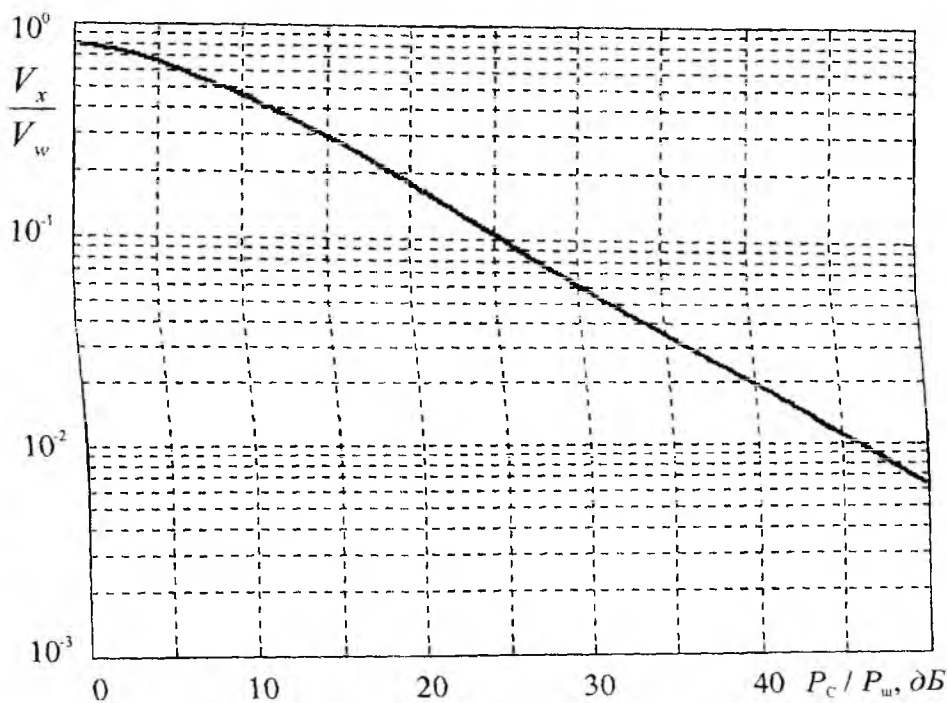
Рассмотрим другие зависимости, связанные с соотношением уровней сигналов P_c и помех $P_n \stackrel{\Delta}{=} V_w(k)$. Уровень сигнала P_c при нулевом среднем $x(k)$ определяется дисперсией самого процесса $x(k)$ или значением V_w .

При известном отношении уровней сигнал-шум в канале наблюдения отношение апостериорной и априорной дисперсий легко вычислить по формуле [1]

$$V_{\bar{x}}(k)/V_w(k) = 2/(1 + (1 + P_c/P_{\text{ш}})^{1/2})^{-1}. \quad (6)$$

Из (6) видно, что с увеличением $P_c/P_{\text{ш}}$ апостериорная дисперсия пропорционально уменьшается (рисунок), соответственно точность оценки возрастает.

С повышением точности оценки, или же соответственно с уменьшением $V_{\bar{x}}(k)$, обеспечивается минимум критерия J_i определяемого из (4) при меньших его значениях, что улучшает качество стратегии i -го игрока.



Найдем закон оптимального управления $u(k)$. Из теории оптимального управления известно, что значение $u_{\text{opt}}(k)$ можно отыскать, если минимизировать гамильтониан вдоль оптимальной траектории [1]. Оптимальность уравнения для i -го игрока задается критерием

$$J_i = E \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left[\bar{x}^T(k) P_i \bar{x}(k) + \sum_{j=1}^M \bar{u}_j^T(k) Q_{ij} \bar{u}_j(k) \right] + \bar{x}^T(N) P_i x(N) \right\}. \quad (7)$$

Слагаемые функционала (7) имеют конкретную физическую интерпретацию. Последнее слагаемое обеспечивают минимум разбросов состояния $\bar{x}$ относительно оптимальной траектории на конечном участке траектории $x(N)$. Первое слагаемое в квадратных скобках обеспечивает минимизацию разбросов состояния на всем протяжении траектории движения системы. Сумма слагаемых, содержащих Q_{ij} , минимизирует затраты на управление, что особенно важно, когда для управления расходуется горючее или энергия.

Пусть для каждого из M игроков получено решение, минимизирующее показатель (7), т.е. известен набор стратегий $\{g_1^*, \dots, g_M^*\}$, называемых решением Нэша [3; 4]:

$$J_i(g_1^*, \dots, g_M^*) \leq J_j, \forall g_j. \quad (8)$$

С учетом критерия (7) траекторию управляемой системы (1) можно проанализировать в обратном времени, начиная с последнего шага N_1 где $L_i(N) = P_i$ [6]:

$$L_i(k) = P_i + \Phi^T \left[\left(I + \sum_j B_j B_j^T L_j(k+1) \right)^{-1} \right]^T [L_i(k+1) + \sum_j L_j(k+1) B_j Q_j B_j^T L_j(k+1)] [I + \sum_j B_j B_j^T L_j(k+1)]^{-1} \Phi \quad (9)$$

Можно показать [1; 2], что оптимальное управление

$$u^*(k) = D(k) \hat{x}(k), \quad (10)$$

удовлетворяющее условию (8), существует и единственно, если для каждого шага k существует обратное значение элемента в квадратных скобках, входящего в выражение

$$D(k) = -B_i^T L_i(k+1) \left[I + \sum_j B_j(k) B_j^T(k) L_j(k+1) \right]^{-1} F(k). \quad (11)$$

Затраты i -го игрока на k -м шаге, определяемые как $J_i(k)$, если суммирование производится от k до $N-1$, представляется так:

$$J_i(k) = E \left[\hat{x}^T(k) L_i(k) \hat{x}(k) \right] + T_i(k),$$

$$\text{где } T_i(k) = \text{Tr} \{ P_i V_{\hat{x}}(k) + \Phi^T(k) L_i(k+1) \Phi(k) V_{\hat{x}}(k) + L_i(k+1) (V_w(k) - V_{\hat{x}}(k+1)) \} + T_i(k+1), \quad (12)$$

$$T_i(N) = \text{Tr} \{ P_i V_{\hat{x}}(N) \}. \quad (13)$$

Из рассмотрения (11) следует, что значения $D_i(k)$ не зависят от результатов наблюдений (3). Это может быть лишь в том случае, когда именно эти значения $D_i(k)$ и должны быть задействованы в данной игре Нэша при условии, что все игроки обладают полной информацией о состоянии и используют стратегии замкнутого контура управления без задержек. Таким образом, затраты $J_i(k)$ полностью определяются соотношением величин V_w и V_x , соответственно характеризующих априорные дисперсии полезного оцениваемого сигнала и инерционного i -го игрока, которая характеризуется значением $\Phi_i(k, k-1)$ заключенной в значениях матрицы состояния $\Phi(k)$.

Условия существования обратного значения в выражении (10) достигаются, когда при $B_j = b_j B$

$$I + B B^T \sum_j b_j L_j(k+1) \geq 1. \quad (14)$$

Можно показать [6], что если $X > Y \geq 0$, то $X^{-1} > X^{-1} Y X^{-1}$. При этом, если величина $B_j B_j^T$ не вырождена, из (9) получим неравенство

$$\|\Phi(k)\|^2 \sigma_{\max}(A) < \lambda_{\min}(B B^T + B B^T \sum_j b_j^2 P_j B B^T), \quad (15)$$

где
$$A = \begin{bmatrix} \|BB^T\| & \|BQ_{12}B^T\| & \dots & \|BQ_{1m}B^T\| \\ \|BQ_{21}B^T\| & \|BB^T\| & \dots & \|BQ_{2m}B^T\| \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \|BQ_{m1}B^T\| & \|BQ_{m2}B^T\| & \dots & \|BB^T\| \end{bmatrix};$$

$\sigma_{\max}(A)$ – наибольшее сингулярное значение A ; $\lambda_{\min}(BB^T + BB^T \sum_j b_j^2 P_j BB^T)$ – наименьшее собственное значение матрицы в скобках, соответствующее наименьшему значению энтропии.

Отметим, что энтропия, как мера неопределенности, для случайного гауссова процесса полностью определяется значением его дисперсии:

$$H_x = 0,5 \log 2\pi e \sigma_x^2, \quad (16)$$

где σ_x^2 – значение дисперсии.

Оценивая последовательность $x(k)$, приобретаем определенный уровень информации [5]:

$$I_{xy} = H_x - H_{x/y}, \quad (17)$$

где $H_{x/y}$ – условная энтропия, уровень неопределенности информации о процессе $x(k)$ при условии наблюдения (3) и оценки (5), т.е. подтверждается тот факт, что условная апостериорная энтропия $H_{x/y}$ всегда меньше априорной H_x .

Анализ игровой задачи. Для начала рассмотрим ситуацию, когда система состоит из двух игроков, управления наблюдения (3) которых принимают вид

$$y_1(k) = H_1(k)x_1(k) + V_1(k), \quad y_2(k) = H_2(k)x_2(k) + V_2(k), \quad (18)$$

где индексы 1 и 2 относятся к упомянутым игрокам. Можно утверждать, что при равной динамике, при $\tau_{\text{кор}1} = \tau_{\text{кор}2}$ апостериорные дисперсии $V_{\bar{x}1}(k)$ и $V_{\bar{x}2}(k)$ будут разниться настолько, насколько разнятся их априорные дисперсии V_w и уровни шумов наблюдения $V_v(k)$ в полосе приема сигналов $x(t)$. Очевидно, в силу разности $\tau_{\text{кор}}$ будут различаться и их ошибки прогноза. При этом, если $\tau_{\text{кор}2} > \tau_{\text{кор}1}$, то

$$V_{\bar{x}2}(k/k-1) - V_{\bar{x}1}(k/k-1) \geq V_{\bar{x}2}(k) - V_{\bar{x}1}(k). \quad (19)$$

Соответственно из (16) и (17) следует, что информация $I_2 \leq I_1$. Из соотношения (19) можно сделать вывод о том, что второй игрок, у которого апостериорный прогноз и оценка хуже, приобретает меньше информации и по качеству функционирования проигрывает первому игроку.

Рассмотрим далее кооперативную игру, когда игроки обладают общими стратегиями, а их потери (8) являются общими. Очевидно, при этом дополнительный выигрыш одного из участников уменьшает общие потери, т.е. дополнительная информация, попадающая в систему за счет тех или иных параметров и процессов, в кооперативной игре приносит общую пользу. С другой стороны, наличие в коалиции игрока, обладающего малой динамикой, с большими значениями априорной и апостериорной дисперсии при высоком уровне шума наблюдения приводит к большим общим потерям.

Таким образом, игровая задача может быть рассмотрена в рамках методов переменных состояний при векторном представлении уравнений состояния и наблюдения. Параметры этих уравнений полностью определяют содержательность задачи.

Список литературы: 1. Сейдж Э.П. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э.П. Сейдж, Дж. Л. Мелса; Пер. с англ. под ред. Б.Р. Левина. М.: Связь, 1976. 496 с. 2. Олейник В.Ф. Методы коллективного принятия решений в задачах ЭМС систем подвижной связи // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2002. № 6. 3. Мулен Э. Теория игр: Пер с англ. М.: Наука, 1985. 200 с. 4. Горелик В.А. Анализ конфликтных ситуаций в системах управления / В.А. Горелик, М.А. Горелов, А.Ф. Кононенко. М.: Радио и связь, 1991. 288 с. 5. Вилкас Э.Й. Оптимальность в играх и решениях. М.: Наука, 1990. 256 с. 6. Ho Y.C. A simple example on informativeness and performance / Y.C. Ho, J. Blay // J. Optimiz. Theory Appl. 1973. Vol. II, N 4. 7. Walsh P.M. An example of the impact of information structure on decentralized multicriterion control problems / P.M. Walsh, J.B. Crus // IEEE Trans. Autom. Control. 1979. Vol. AC-24, N 12.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
Центр «Укрчастотнадзор», г. Киев

Поступила в редколлегию 10.06.2003

MOBILE COMPUTING ENVIRONMENT

CHANGING COMPUTING ENVIRONMENT

Different kind of pocket computers are no longer unusual and even quite many mobile phones have functionalities that are non-communicational such as entertainment applications and personal information management. However, this new set of applications exclude functions like sending a short message since it is considered as a basic communication functionality of a mobile phone. Computing devices have gone a long route in development in quite a short time. In next section I will discuss the development of computing systems.

From mainframes to pocket computers

In the beginning computing power was rare and expensive. If somewhere there was a computer there also was a big number of users waiting for their turn. The computers were able to process only one task at time and thus it could serve only one user at time. Usually there was a user to whom all the tasks were given and he input the tasks in a pipeline-style. This kind of a operator was also required in order to achieve zero waiting time between the tasks.

As technology developed, it became possible to run computing tasks from a storage. It enabled truly queued tasks and it was not necessary anymore for some one to monitor the machine all the time. Although, while it was possible to automatically run several tasks serially, only one task could be under process at time.

In the next phase, when operating systems have become multiuser environments, dummy terminals were connected with the server computer. The terminals enabled data input and interaction with a server application to a group of users at the same time. The operating system could give all the users a share of processor power and the users could process their tasks when it was suitable for them.

Soon also the prices of the processing power and storage room become more affordable and it started a new are of personal computers. It was more reasonable to buy a personal computer to all the users than one big computer that could serve everybody. Since every machine operated as a independent unit, the user did not have to share the processing capabilities the the others but could use it as much as the machine could serve. The dummy terminals have evolved to smart and independent personal computers for one user.

As the computers spread into offices, the users started to demand group work capabilities to their machines. It was essential to be able to access data located into some other machine. The personal workstations were connected to each other and the need for a remote access was fulfilled. The era of networked workstations enabled access data that was originally created with and stored into a remote device. Again one step towards true mobility has been taken. However, in order to access the data located in a different work station required that the machine was turned on and that it has been configured to share the needed information. To solve this problem a specialized computer was attached to the network and its duty was to offer a centralized location for storing data and the computation society has once again abandon single user systems at least in some cases.

Although in the previous era the common information was stored into the server computers the personal data was still stored in personal work stations. Also the personal settings of the the computing platform was machine dependent and made separately for each machine. The movement of the people still became more important and now it was not enough to be able to access the the data of the working groups but it was important to have all the information available everywhere.

The concept of nomadic computing was born. A principle of the nomadic computing is to give a universal access to data. It does not require portability of devices but concerns data access and freedom for mobility for the user. One implementation of nomadic computing system is usage of a centralized profile and storage server. A user can choose any of available workstation and after logging in the working environment has one's individual settings. Once again, the systems have switched from single user environment to multiuser systems. The servers have to be able to serve simultaneously multiple users and the workstations has also to be able to adapt to the user's environmental settings.

The movement of users did not stop to become more crucial, but the management of rapidly changing personal data started to be very important. For that purpose there appeared a need for a totally new type of devices that users carry all the time with them. [6] [10] In the beginning these devices only were managers of the personal data, or as they were called, personal digital assistants (PDA). These PDA devices were not used to actual computing purposes in a way that they were not used for data processing but as information storages.

These new devices did not replace older computing systems either, as had happened in all the previous steps. They had a supplementary function and were used with the legacy systems. The technology continued to evolve and these pocket-sized devices also became more powerful having the capabilities for serious data processing. [3] New applications were developed for mobile computers, but still their purpose was not to replace stationary workstations and server computers: they remained as additional components of the computing system. All the components mentioned above have their functionality and place in a system: servers are used for storing and processing of large amount of data, workstations are used for creation of new data and for editing existing and mobile computing devices are used for management of personal data and for accessing server's storages.

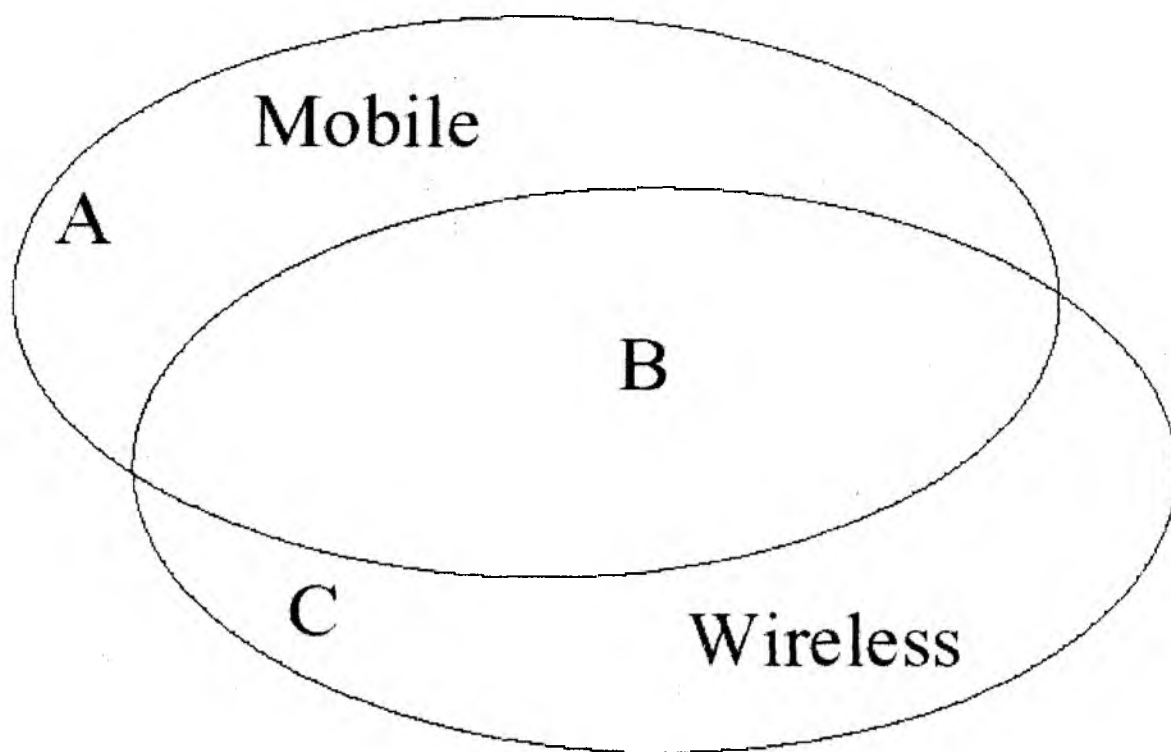
Previously, the main types of the computing systems were discussed from the point of view of technological development. It was stated that computing systems have fluctuated between single user and multiple user systems. Another varying factor was the communication capabilities, which disappeared momentarily just to reappear during the following era. In this paper only the mobility is discussed and that is why the general systems are not dealt with in greater detail. Instead, the following section will discuss mobile computing from the point of view of different computing environments.

Mobile Computing Devices

When speaking about mobile computing devices there it is quite often assumed that also some kind of a wireless data link is included. [2][11] Another common belief is that all mobile communication devices are pocket-sized. Users still do not expect devices of this sort to possess phoning features, instead they perceive devices with these features as mobile phones. [10][12] If the phone has some integrated qualities in addition to voice communication, these are perceived to be merely add-ons and therefore not a part of the primary functions of the device. In this paper another approach is, however, used, in which the center of attention is purely the quality of mobile computing devices. The next section will deal with this issue.

Mobile vs. Wireless As was stated above, mobility and wirelessness are associated, while, in fact, they depict entirely different properties. Let us define mobile computing in the following way: Mobile computing is any kind of data processing with a device that is relatively easy to transport and can operate independently with the help of only an integrated energy storage regardless of being able to transmit data to or from another device. It is important to notice that the preceding definition includes no requirement of wireless data transmission capabilities, which means that devices functioning independently as well as those communicating via a data transmission cable, for example, can be included in this category. [13] Another issue calling for

attention is that wireless connectivity itself does not make a device mobile. The only criteria, therefore, are the capabilities of data processing of some kind and that of being able to operate without an external power source.



Picture 1

As it was mentioned, mobility and wirelessness are not connected when discussing computing systems. [9] On the other hand, they are on no account mutually exclusive, they simply describe different qualities of devices. Picture 1 «Relation between mobile and wireless» shows the relationship between mobility and wirelessness. It depicts the sets of wireless devices and mobile devices, which are partly overlapped. In the picture there are three members these sets, A, B and C. Member A has no wireless communicating features whatsoever, however, it can be classified as a mobile computing device. Member C, on the other hand, has the ability to communicate wirelessly with other devices, but can not be categorized as mobile computing device. Member B lies in the union of these two sets and can, therefore, be categorized both as a mobile computing device and a wireless device.

As an example of category A, a pocket computer can be mentioned which can only communicate with the external world via a separate wire. The device can operate independently with its own batteries, but has no wireless communication capabilities. The device is also able to exchange information with the workstation when it is plugged to the cable. However, this ability has no effect on classification explained above.

A typical category C example would be an ordinary desktop workstation connected to a wireless local area network. The device can not be used without connecting it to external power supply. Neither does it fulfill the requirement of being relatively easily portable. With the wireless network connection it can, however, communicate with its environment.

If the data communication method of the device in example A was replaced with a wireless alternative, or if the stationary workstation in the example B was replaced by a laptop computer, a category B device would result.

The spectrum of mobile computing devices is versatile. As it was mentioned, pocket-sized computers are easily associated with mobile computing devices, whereas the new type of smart phones, for example, are just as easily neglected. Another large group of devices often neglected are mobile terminals tailored for industrial use [9], such as a lift truck with a device mounted terminal used for data transmission with a warehouse database. The terminal is relatively easy to mobilize with the vehicle even though it can not be removed. The energy required for operating comes from the lift truck, thus enabling usage independent from external batteries.

The wide range of mobile computing devices inevitably leads to specialization: in different situations different qualities are needed. In fact, it can be argued that different mobile computing environments exist.

MOBILE COMPUTING ENVIRONMENT

In the previous section it was mentioned that such a thing as one single mobile computer category does not exist. Neither is there a thing like universal mobile computing environment. As the variety of mobile computing devices is versatile, it can also be claimed that the usage of those devices varies from one situation to another.

Mobility is not just for the salesman, it can be a tool for several different situations. In many cases all the time spent at a workstation is wasted time from other duties such as customer service. [8][14] Even moving a short distance will spend time and usage of mobile computing devices can ease the problem by offering data processing capabilities from remote locations. [13] Customers can, for example, be served without unnecessary delays if the task can be performed on the spot instead of having the customer wait while one goes to do it somewhere else at a stationary workstation.

In fact, mobile computing environments can be categorized based on the needs of different users. Is it required to have true mobility or would a limited mobility within a certain area perhaps be sufficient? What if it would fulfill our needs just to have a wireless data access? These questions will be discussed in the following sections.

Micro-Mobility

As the term *micro*-mobile environment suggests this type of mobility allows only short range movement. This type of mobility might be closest to the traditional concept of mobility, possessing wireless communication capabilities. Although the definition of mobile computing contains no requirement of wirelessness, it is very often present in micro-mobility.

A typical example of the micro-mobile environment would be a warehouse where the employees carry information terminals with which they can access the main database. [4][5] With these terminals they can, for example, search for product locations or send a query for shipping times of lacking items. The example shows a feature typical of micro-mobile environment, which is being able to perform tasks where needed instead of having to walk from shelf to workstation or vice versa. [6][7] This saves time, even if only a minute at once, but in the long run the savings will be significant. In addition to being able to perform a task immediately, it is also more likely to actually be performed, since interruptions and delays are less likely to occur.

Another feature typical of the micro-mobile computing is presenting information to someone. An example of this might be an office where computing systems are based on wireless data communication and laptop computers. In this kind of an office one can simply take the computer

from the desk, walk to the negotiation room and immediately present data to all the participants of the meeting.

Assuming that in the latter example the presentation is not stored on a local machine the devices of both examples require wireless data connection. In any case there is a need for interaction between backbone system and the terminals. In the first example all the data is stored on a server and the terminal is used only to access it. The second example allows all the data processing to be performed with a terminal, but the content of the presentation is still most likely stored on a server.

Macro-Mobility

Opposite to the micro-mobile environment, which was restricted, the macro-mobile environment does not set limitations to the size of the operation area. Some kind of restrictions are possible in some cases, such as limiting the use to one country or continent. However, these kind of areas are so large that these environment can still be considered as macro-mobile.

A macro-mobile device is carried with the owner all the time and it usually contains plenty of personal information about contacts and timetables. As it was earlier pointed out, mobile devices have two main usages: personal information management and remote data access. In the macro-mobile environment the former is emphasized, since the user is physically separate from others, but being able to work still demands interaction with them in order to, for example, set up meetings.

Due to its unlimited operation range, macro-mobile environment typically includes long distance mobility. Despite of this, all actions which include transporting devices long distances can not be considered macro-mobile computing. Let us say someone would carry a laptop computer in a briefcase from an office in one town to another one in another town. Even though a long distance was traveled with a mobile computing device, which would easily indicate macro-mobility, this, in fact, is usually not macro-mobility, but a combination of two micro-mobile environments. This is because the device is not used between the offices, but only in a micro-mobile way in both ends. In addition the laptop computer is not a macro-mobile device, because it is not carried along continuously.

Since macro-mobile devices are always carried along, two qualities are vital to them: they have to be small in size and have long lasting batteries. On the other hand, some other qualities vital in other environments are not so important in this one. Whereas fast wireless connectivity was rather important in the micro-mobile environment, in the macro-mobile case the user is content with a slow data link and can even survive without a link at all. When a link does not exist, a macro-mobile device can be used off-line. [14] If a data link can be established on the road, a down-link integration to the base systems is more important than an up-link, because the access to existing data is often prerequisite for business.

Quasi-Mobility

The definitions of both micro and macro-mobility discussed above were based mainly on the size of the computing environment. Like them, quasi-mobility is also based on the area of usage, which is somewhere between micro and macro-mobility, such as metropolitan or campus area. [15] However, the size of the area is not crucial in this case. Instead, the key element in quasi-mobility is to have a strictly restricted area where the devices are operable.

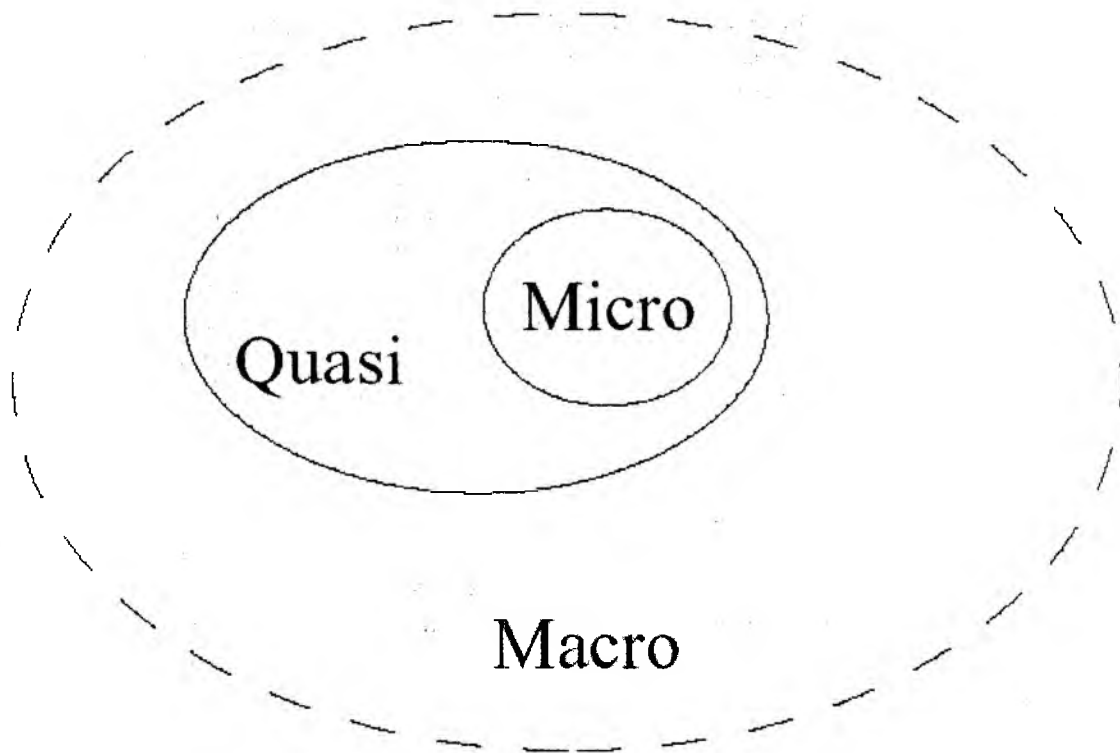
In a sense, the quasi-mobile environment is a hybrid of the both ends: the micro and the macro-mobile environment. As an example the quasi-mobility includes rather much mobility and therefore the battery life needs attention, like in macro-mobility, but since the device is not always carried along its size is not of great importance, just like in micro-mobility.

Although mainly a hybrid, the quasi-mobile environment also has some unique properties, such as the requirement of connectivity. In this environment the connectivity is not required continuously, but it is usually important to be able to initialize it when needed. [1]

Comparison of mobile environments

In the previous section the definitions of micro, quasi and macro-mobile environments were given and the characteristics of them were discussed. In this section they will be briefly compared to each other in order to emphasize their differences and unique demands.

In picture 2 the physical relations of the mobile environments are presented. The micro-mobility concerns small area mobility, such as offices and warehouses. The quasi-mobility allows wider areas, but it still restricts mobility to areas roughly the size of metropolitan area. Macro-mobility is the largest of these and, by definition, is unrestricted, but also allows limitations to be set in very large areas, such as a country or a continent.



Picture 2

While in picture 2 «Physical relations between mobile environments» the differences in size of these environments were depicted, they are by no means the only essential characteristic separating them from each other. There are critical differences in features such as requirement for a small physical size, required battery life, the importance of wireless data connections and the integration to the base systems. The comparison of different environments concerning these four issues is presented in table 1 below.

Table 1

Relation between mobile and wireless

	<i>Device size</i>	<i>Battery life</i>	<i>Wireless data</i>	<i>Integration</i>
<i>Micro</i>	Less important	less important	important	required
<i>Quasi</i>	Less important	meaningful	usually	at some level
<i>Macro</i>	important	important	slow is enough	down link

CONCLUSION

Mobile computing devices are here to stay. They are not aimed at replacing existing computing systems, but instead to operate side by side with them. Until now all the devices that have something to do with mobility have been placed in the same category. This might create a problem, because it is not possible to present one common definition of the usage of these devices, simply because they are too different both in features and physical size.

By categorizing mobile computing into usage environments, it can be noticed that certain environments have common requirements from the devices used in them. This might, for example, help us find a device best suited for each purpose by first defining the kind of environment it will be used in.

References: 1 Enger J. C. PDAs: A hands-down winner with nurses. *Nursing Management*, Chicago; 2001. 2 Falls P. A mobile workforce, hype or reality. *Information World Review*, Oxford; Jul/Aug 2001, Issue. 171. 3 Garfinkel S. Handheld Heaven. *Technology Review*, Jan/Feb2001, Vol. 104 Issue 1. 4 Hau S. S. Moving to mobile. *Health Management Technology*, Atlanta; Jul 2001; Vol. 22, Issue 7. 5 Lock G. Less copper, more radio. *Works Management*, Horton Kirby; Jun 2001; Vol. 54, Issue 6. 6 Orubeondo A. Mobile computing's road to success. *InfoWorld*, San Mateo; Jan 29, 2001; Vol. 23, Issue 5. 7 Orubeond, A. Wireless holds the key to the future. *InfoWorld*, 06/25/2001, Vol. 23 Issue 26. 8 Singer T. Why do maintenance departments resist mobile computing?. *Plant Engineering*, Barrington; Sep 2000; Vol. 54, Issue 9. 9 Trebilcock B. Mobile computing: It's not just for delivery routes. *Modern Materials Handling*, Boston; Mar 2001; Vol. 56, Iss. 3. 10 Trembly A. C. Wireless products arm road warriors. *National Underwriter*, Erlanger; Jan 15, 2001; Vol. 105, Issue 3; Life & health/financial services ed. 11 Turisco F. Mobile computing is next technology frontier for healthcare providers. *Healthcare Financial Management*, Westchester; Nov 2000; Vol. 54, Issue 11. 12 Vizar, M. The way things work is the fundamental problem with mobile computing. *InfoWorld*, San Mateo; Oct 2, 2000; Vol. 22, Issue 40. 13 Wagner M. Mobile But Not Wireless -- Rental Service boosts revenue via mininotebooks synced to network. *InternetWeek*, Manhasset; Jun 25, 2001, Issue 867. 14 Wagner M. Mobile But Not Wireless -- Rental Service boosts revenue via mininotebooks synced to network. *InternetWeek*, Manhasset; Jun 25, 2001. Issue 861. 15 Ye T., Jacobsen H.-A., Katz R. Mobile Awareness in a Wide Area Wireless Network of Info-Stations. *ACM / IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'98)*. September, 1998. Denver, Colorado, USA.

Университет г. Ювяскюля, Финляндия

Поступила в редколлегию 15.06.2003

MATTHIEU WEBER, JARKKO VUORI, MIKKO VAPA

ADVERTISING PEER-TO-PEER NETWORKS OVER THE INTERNET

1 INTRODUCTION

Peer-to-peer (P2P) computing [1] has become in a couple of years a hot topic. Since the success of Napster [2], many systems based on P2P overlay networks have been developed, mainly in the field of file sharing. Although actually working systems provide a mechanism allowing new nodes to join the network, most of the efforts in the Research World are concentrated on locating and retrieving resources from the network and most of these systems consider that the acting nodes are already part of the network.

Some systems, like Napster or ICQ [3] are using central indexes (sometimes called «databases» or «directories») referencing all current users of the system in order to allow new users to locate other peers and thus communicate with them. The mean of accessing the index (usually an IP address and a TCP or UDP port number) is known before using the system (e.g. from a configuration file given with the software), and thus represents an easy way to join the network. Recent history has proven that this central index is a potential point of failure and performance bottleneck, and that bringing down the index will in time bring down the entire system: current users are still members of the network, but they can't rejoin it after leaving, and no new user can join the network. In time, the network will disappear. Backup servers are not always a solution in this case: if a company is running the servers (like e.g. Napster) is stopped by a decision of justice, the backups are usually stopped at the same time. Similarly, if only a limited set of backups exist, it is possible to stop the Internet traffic to and from those servers to censor the whole system.

In order to avoid this single point of failure, fully distributed P2P systems like Gnutella [2] have been developed. However, when a P2P system is designed in such a way that there is no central control over the network, users must find a way to join that network prior to being able to use the system. But finding an entry point into the network becomes a problem when one doesn't know where to start looking for it.

In this paper, we will discuss the existing systems that try to address that problem, and sketch the design of a system that allows finding peers of any network using the already existing infrastructure of the Internet.

2 THE REAL-WORLD EXAMPLE

A hint of a solution to that problem can be found in the real world. When one person wants to know about a given service, there are several ways to find information about that service, using well-known sources of informations, i.e. sources that are general knowledge. Each of those ways can be transposed in the world of P2P systems:

- Ask friends if they know something about the service: this is equivalent to already being member of a P2P network.
- Look into the phone book, and especially in the yellow pages, into the local newspaper or into specialized magazines for advertisements: this can be compared to using an already existing, well-known system, like a search engine (e.g. Google [4]), Usenet News [5] or IRC [6].
- Knock randomly on people's doors, until one find the required information: this can be assimilated to random network scan.

The first example is not possible, since the user is not yet a member of any P2P network, but the two other examples are worth being investigated.

Finding a source of information is one more step that must be taken in order to find the desired service, and which only displaces the problem. However, the fact that the source of information is well-known, i.e. part of the general knowledge, makes this step possible for anybody.

3 EXISTING SYSTEMS

Existing systems already try to address the problem of entering the network. Several solutions have been found, that can be divided into three categories, depending on the way their resource index is organized [7]:

- Systems with centralized indexes, where a list of potential entry points are available from one source only.
- Systems with decentralized indexes, where the lists of entry points are scattered over several sources but where the location of those sources is to be found from well-known places.
- Systems with no index, where the lists of entry points are directly available from well-known places.

3.1 Centralized Indexes

Napster[2], Gnutella [2] at some point of its existence, Kazaa [8] and eDonkey [9] fall in the first category: the central index of Napster and Kazaa, maintained by the companies developing the softwares, and the early Gnutella cache [2, p. 113–115] are the well-known sources of information, and eDonkey distributes a list of potential entry points along with their software distribution. Those central points are the well-known sources of information, but also potential sources of major system failure.

3.2 Decentralized Indexes

More recent configurations of Gnutella [10] belong to the second category: there are several independent lists of peers available from the World Wide Web (so if one list disappears, there are still several others), but finding those lists depends on a Web search engine. There are however several major and independent search engines available (so this is not either a potential point of failure) representing the well-known sources of information. The risk of global failure is smaller than in the previous case thanks to this redundancy. However, the use of those lists still requires human intervention, because of the need for manipulating a Web search engine (section 4.3 discusses the automatization of that task), and when one list disappears from the Web or moves to another location, it can take a couple of months until the index of the search engine is updated.

3.3 Without Index

JXTA [11], the Universal Ring [12], GlrcCache [13] are in the third category: the needed information is available from numerous well-known sources (RendezVous servers [11] of JXTA, each node of the Universal Ring, the local IRC server in GlrcCache). Once one source is known, the other ones can easily be found through the first one. The risk of failure is here low, thanks to the high redundancy of the well-known sources of information.

JXTA is however only dodging the issue: all JXTA users are members of one peer group called the World Group, and joining this group in order to know other RendezVous servers requires to know a first RendezVous server, hosted by Sun Microsystems, which is hard-coded in the software distribution of JXTA. Because of that, as long as JXTA is not widely used (i.e. the address of the closest RendezVous server is a well-known information for everybody), it will actually fall into the category of centralized systems. In the same way, the Universal Ring expects the system to be widely distributed, and that each user uses a well known node as entry point.

GlrcCache, on the contrary, is really fully distributed: it relies on IRC, which is a 10 years old, well established and fully distributed chat system. Accessing GlrcCache and finding Gnutella nodes only requires to know the local IRC server, which is assumed to be a well-known information (as are the Internet address of the local Mail server and Domain Name server). GlrcCache however allows to find only Gnutella nodes.

4 TOWARDS A UNIVERSAL SOLUTION

The existing solutions presented above are designed for being used within a specific system (except the Universal Ring), and often assume that the system is already sufficiently widely used in order for the source of information to be well-known. The latter is however not true, and, although the Universal Ring is one possible solution for the future, none of those systems is nowadays widely spread.

A transitional solution needs to be set up so that one (or maybe several) system can in future become as usual as the e-mail, the Web, Usenet or IRC are nowadays. This transitional system should be widely available as soon as possible, without the need of heavy infrastructure deployment, in order to make it attractive to the peer-to-peer software developers. One easy way to achieve this is to rely on already existing infrastructure, which are already part of the general knowledge of the Internet. Usenet, IRC, and, to some extent, the Web can be used in that way.

4.1 Usenet

Usenet [5], or sometimes called Internet News, is a distributed, completely decentralized system that broadcasts messages across a large set of servers. As Usenet is as old as the Internet itself, it is considered as one of the basic services of the Internet, and should be available from any Internet Service Provider. However, given the absence of central administration in Usenet, getting an accurate picture of how many Usenet servers are available in the world is difficult. Some Web sites propose lists of public servers [14, 15], but there is no way to infer from those data the availability of Usenet servers for everybody. It is however assumed that most of the people having an access to the Internet are also given an access to a Usenet server by their Internet Service Provider.

Messages in Usenet are sorted by topic into newsgroups, basically one newsgroup for one topic. Some groups, however, have special roles, like informing Usenet server administrators about newly created groups and groups that must be destroyed, discussing about whether a group should be created or destroyed, and test groups, where users can verify that their news reading softwares work properly (especially for posting messages to a server). The content of the test groups is also propagated among servers, in order to check if propagation works properly, but no user actually reads it.

It would thus be possible to use those test groups to post adequately formatted messages describing a peer-to-peer network and a node which is a member of that network, in order to allow other users to find an entry point into that network (the format of that message will be discussed later).

As an alternative to using test groups for that purpose would be to create a dedicated group in the alt.* hierarchy. This solution might be cleaner, but if alt.* groups can be easily created, they can also easily be destroyed (actually ignored by administrators), thus making the whole system vulnerable to attacks.

4.2 IRC

IRC (Internet Relayed Chat [6]) is a real-time chat system based on a network of servers which are exchanging messages in a peer-to-peer way, without any central control. Users connect to their favorite server to join the system. They are then uniquely identified by a nickname, and can send messages either to another user or to a channel. Channels are virtual rooms, which the users can enter or leave. Every message sent to a channel is forwarded to all members of that channel; it can thus be assimilated to a multicast group. Any user can create a new channel, simply by «joining» a non-existing one.

It is thus possible for some nodes of a peer-to-peer network to connect to IRC in order to find other nodes to whom they could connect. This is already implemented in GIRCachе [13] for the Gnutella network, but we propose here to extend this to any network and to design a lightweight protocol for that purpose.

4.3 WWW Search Engines

GWebCache [10] relies partly on the WWW search engines, which represent the well-known sources of information for finding GWebCache servers. A search engine is by essence a centralized system, which is subject to failure (in this case, a failure can be an attack, but also the disappearance of the company running the search engine or censorship). As there are several search engines available on the Web, this problem can be somewhat minimized, but not completely forgotten.

However, a search engine can be relied on in case none of the above-mentioned systems is available or known by the user.

4.4 Random Network Scanning

If none of the above solutions is available for a given user, the last resort possibility would be to try to connect to random IP addresses, until a peer is found. This solution should however be avoided, since this behavior can be assimilated to network scanning, which is considered as an attack by some network administrators.

5 ARCHITECTURE DESIGN

If we consider that Usenet, IRC, a search engine and random connections are several data communication media, we can design a two-layer system (Figure 1. «Protocol Stack») composed of an Information Layer and a Transport Layer, running on the top of the various media which would allow a peer-to-peer application to use all of them in a transparent way.

We also describe basic considerations on the behaviors that must be observed by the peers when using those media in order not to overload them: IRC and Usenet were not designed for the purposes described in this paper, and a massive use of these systems by peer-to-peer networks may rapidly overload them.

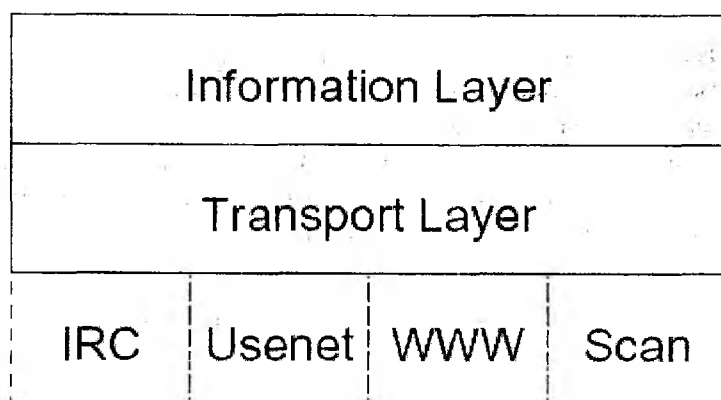


Fig. 1

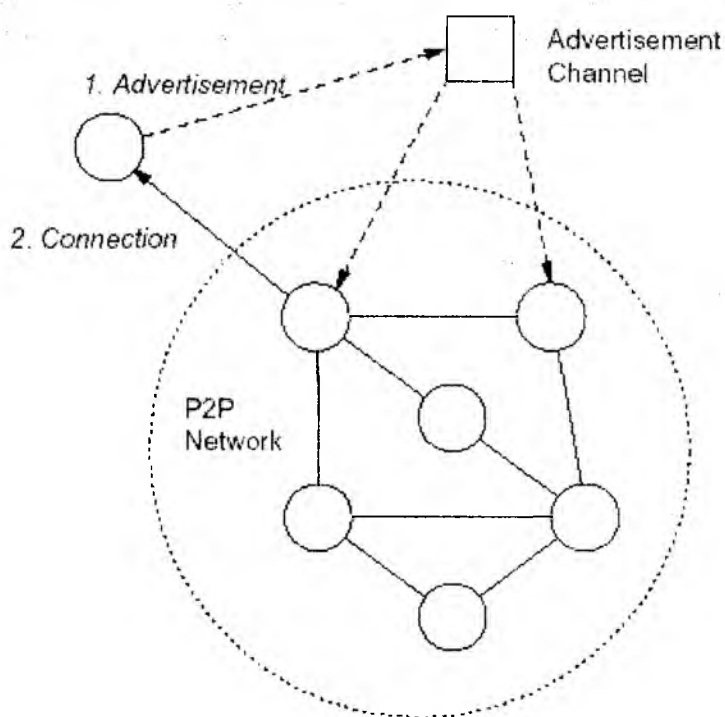


Fig. 2

The greatest care must thus be taken when implementing this system to minimize the risk of provoking a denial of service in these systems.

The system is designed for advertising a node's presence and its will to enter a network. It thus does not allow a node to directly discover other nodes of that network, but on the contrary to be found by the other ones (see figure 2 «Joining Mechanism»). This expected behavior relies on the assumption that nodes which are already members of the network will be listening to those advertisements and initiate connections to the new nodes. This paper also assumes that some nodes

which are already members of the network but willing to get new neighbors will listen to the various media.

5.1 Information Layer

When the node wants to join a network, its own binding information is sent over the Internet through the Information Layer.

The Information Protocol is XML based and has only one primitive: the *ad* primitive. Here is the Document Type Definition of the XML messages of the Information Protocol:

```
<!ELEMENT ad (network,bind-data)>
<!ELEMENT network ANY>
<!ATTLIST network
name #CDATA REQUIRED >
<!ELEMENT bind-data ANY>
<!ATTLIST bind-data
type #CDATA REQUIRED >
```

The messages are designed so that almost any kind of information can be sent. The only mandatory information is the name of the network which identifies it among all peer-to-peer overlay networks (and which must be decided by the designers of the network; no name-conflict resolution mechanism will be provided) and the type of binding information contained in the message (in the case of the Internet, the type will be *TCP/IP* and the *bind-data* element could contain an *ip* element and a *port* element. In the case of Bluetooth or IrDA protocols, these information may be completely different.)

ad messages are then given to the Transport Layer, which will multicast them to any peer which is willing to receive them, according to the media which are available to the Transport Layer.

ad messages can also be received from the Transport Layer. The Information Layer must forward to the upper layer only information relevant to the desired network. All other information is dropped.

5.2 Transport Layer

The Transport Layer will send the messages it receives from the Information Layer over all the media it can access: Usenet, IRC, Web search engine, random network scanning. The messages will be fit into a suitable form, depending on the media.

Media are assigned priorities by the user who administrates the node running the software: the medium having the highest priority is used first. If it doesn't yield any result after a given timeout, the next medium in the priority list is tried (this does not necessarily mean that one gives up the previous one). If no result has been reached at this point, joining the network doesn't fail, but is considered as being delayed. Once all media have been given up, the network connection fails. It is however possible to remain connected to a given media for days (e.g. IRC) or to poll information at regular intervals over a long period of time (Usenet, Web search engine). Joining a network might thus take a lot of time, but failure will occur only if none of the media is available or if the user interrupts the procedure.

IRC Medium Before sending a message using the IRC medium, a TCP/IP connection must be made to an IRC server. The address and port number for establishing that connection is considered as common knowledge and is given by the user who administrates the node running this software. Once the connection has been established, the #p2padvertisement channel will be joined and one

only message will be sent to the channel, providing the users already connected to the channel with the binding information of the current node.

All messages sent by the other nodes over that channel will be forwarded to the Information Layer.

The use of IRC medium gives a naturally limited lifetime to the advertised information: messages will only be visible to the nodes already connected to the channel at the time of the sending of the message. There is no need to re-send the message: when a new node arrives, it sends its own information, and one can react on it (i.e. try to establish a connection with it) if it is found suitable.

Usenet Medium Before sending a message using the Usenet medium, a TCP connection must be made to an Usenet server. As in the IRC medium, the address and port number for establishing that connection is considered as common knowledge. Once the connection has been established, the alt.test newsgroup is to be requested and some message headers are to be read (this group usually has a lot of tra_c, so reading the messages are limited to the last N ones, N being given as a configuration parameter by the administrator of the node). Only the messages whose Subject field is set to «p2padvertisement» will be read (i.e. their bodies will be requested from the server). The bodies of those messages are then passed up to the Information Layer. If no suitable information is found, the message coming from the upper layer is posted to the newsgroup.

Usenet servers associate each message with an index number which is growing monotonously. It is advisable to cache the last index number which has been requested, in order not to read the same messages again during the next poll.

The use of the Usenet medium gives a naturally limited lifetime to the messages: in order to save disk space, Usenet servers delete older messages. The usual lifetime of a message is between a day and a month, depending on the newsgroup and on the server.

Web Search Engine If IRC and Usenet are not available at a given location (because the local network administrator is blocking the necessary TCP ports with a firewall), the WWW might still be reachable, even if its use as a broadcast medium is more complex.

Compared to the two previous media, the use of a Web search engine requires an additional Web server for publishing the binding information. Moreover, different web search engines have different user interfaces, which require specific programming interfaces.

However, the use of a Web search engine as a diffusion medium differs little in principle from the Usenet medium. Before sending a message using this medium, a TCP/IP connection must be made to the Web server hosting the search engine. The address and port number for establishing that connection is considered as common knowledge and is given by the developer who made the programming interface. Once the connection has been established, a request can be sent using HTTP protocol and the resulting HTML page can be parsed in order to find URLs of Web pages containing binding information. Each of those pages must then be parsed to get the necessary information, which can finally be passed to the upper layer.

Advertising the binding information is however less straightforward than in the previous cases: it must be published on the Web, in a form that is easily exploitable by search engines, and the Web document must be registered into the search engine. Simply publishing an Information Protocol message might not work with all search engines, since the message is in XML, not HTML. However, the registration needs to be done only once for a node.

Data Format Here is the way to publish the binding information on the Web that is proposed:

```
<!DOCTYPE html PUBLIC
"-//W3C//DTD HTML 4.01//EN"
"http://www.w3.org/TR/html4/strict.dtd">
<html>
  <head>
    <title>p2padvertisement</title>
  </head>
  <body>
    <p>
      <a href="binding-data.xml">
        binding-data.xml</a>
    </p>
  </body>
</html>
```

The actual binding data is located in the binding-data.xml file, to which the HTML document links. The *title* element of the HTML document is mandatory and used as a filter criterion for selecting the results given by the search engine. Maintaining the information up-to-date consists in maintaining the content of the binding-data.xml file up-to-date.

One can notice that the use of Web search engine medium does not give a natural lifetime to the binding information. This information must be kept up-to-date, by means which are out of the scope of this document.

Drawbacks Compared to the previous media, the use of a Web search engine as a diffusion medium for binding information is not thought to be a good choice for automated network binding, for the following reasons:

- No standard programming interface between search engines (the layout of the result page of search engine A is different from the one of search engine B).
- No standard programming interface within one search engine (the layout of the result page can change at any time without warning).
- The request might yield unwanted results, which make the parsing of the result page less efficient.

However, some search engines might provide an automaton-friendly search interfaces (like the SOAP [16] interface of Google [17]). Some others might be developed in the future.

Random Network Scan If all previous media fail to return the desired information, or if the user who installs the software is not able to give any of the needed information (IRC/Usenet server IP address, Web search engine interface), the last resort solution is to connect to some random or pseudo-random IP addresses in order to find a peer to which to connect.

This medium is not a diffusion medium in the sense that it advertises the node's information to other nodes, but it is nonetheless potentially able to return binding information to the upper layer.

Heuristic methods that can be applied are, among others:

- Trying IP addresses of nodes to which the current node was connected earlier (this requires for the node to keep a history of its neighbors).
- Trying IP addresses of the same subnetwork than the current node.

- Trying random IP addresses inside the network of great domestic or foreign institutions (e.g. universities. A list of these institutions is asked from the user).
- Trying random A class IP addresses from big Internet Service Providers (these addresses or networks is asked from the user).

None of those methods is might yield satisfactory results, and they can even be considered as illegal in some countries. The use of this medium should be disabled by default, and enabled only on the user's request.

6 CONCLUSION

This paper describes a way to advertise peer-to-peer overlay networks over the Internet in a fault tolerant way, using the already existing basic services of the Internet (Usenet, IRC, Web search engines) and one backup solution in case the previous are not available (random IP address scan).

The goal of this system is to facilitate joining a peer-to-peer overlay network when one does not yet know any member of that network, using already available media such as the ones above-mentioned in order to advertise the information required for joining the network, and avoiding the need to develop specific infrastructures. This solution could be used as a temporary solution, until a more specialized and more efficient infrastructure is developed.

IRC and Usenet media are considered as more efficient and easier to use than Web search and random IP scan, and are thus preferred.

Further work will focus on developing a prototype application implementing the principles described here and testing it with Chedar, a peer-to-peer experimentation platform developed at the University of Jyväskylä.

References: 1. *Schollmeier R.* A definition of peer-to-peer networking for the classification of peer-to-peer architectures and applications. In: *Peer-to-Peer Computing*, München, Germany (2001) 2. *Oram A.* ed. *Peer-to-Peer: Harnessing the Power of Disruptive Technologies*. 1st edn. O'Reilly & Associates, Inc. (2001) 3. *Rein L.* O'reilly network: Icq. <http://www.oreillynet.com/pub/d/572> (2001) 4. *Google Inc.* Google. <http://www.google.com/> (2003) 5. *Salzenberg C.* What is usenet. <http://www.faqs.org/faqs/usenet/what-is/part1/> (1999) 6. *Oikarinen J., Reed D.* Internet relay chat protocol. RFC 1459, IETF (1993) 7. *Arturo Ribeiro O., Weber M.* P2p application's architectures. Technical report, University of Jyväskylä, Agora-Center (2003) 8. *Sharman Networks* <http://www.kazaa.com/us/help/glossary.htm>: KaZaA. (2002-2003) Version 2.1. 9. *MetaMachine* <http://www.edonkey2000.com/documentation/index.html>: eDonkey2000. (2002) 10. *Dämpfling, H.* Gnutella Web Caching System, <http://www.gnucleus.net/gwebcache/specs.html>. (2002) 11. *Gong L.* Project jxta: A technology overview. <http://www.jxta.org/> (2001) 12. *Castro M., Druschel P., Kermarrec A.M., Rowstron A.* One ring to rule them all: Service discovery and binding in structured peer-to-peer overlay networks. In: *SIGOPS European Workshop*. (2002) 13. *Anonymous* Gnucleus. <http://www.gnucleus.com/> (2002) 14. *Anonymous* Newzbot! public usenet resources for the masses. <http://www.newzbot.com/> (2003) 15. *Anonymous* Usenet top1000 servers. <http://www.top1000.org/> (2003) 16. *Box, D., al.* Simple object access protocol (soap) 1.1. Note, WWW Consortium (2000) 17. *Google Inc.* Google web apis. <http://www.google.com/apis/> (2003)

Т. Г. КАЛЕКИНА, канд. техн. наук

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВНУТРЕННЕГО КАНАЛЬНОГО ТРАФИКА ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ

Системный подход к проектированию транспортной сети предполагает решение целого комплекса задач: проектирование структуры (структурный уровень); проектирование алгоритмов функционирования системы (функциональный уровень); анализ и оценка конечных характеристик транспортной сети.

Для решения задач на структурном уровне прежде всего необходимо сформулировать задачу синтеза структуры транспортной сети. Затем строится математическая модель данной задачи и в зависимости от вида модели выбирается известный метод, разрабатывается специальный метод или модифицируется известный алгоритм для ее решения. Формально процесс проектирования структуры транспортной сети следует рассматривать как решение совокупности двух основных задач: выбор структуры (структурный синтез) и выбор числовых значений параметров заданной структуры, удовлетворяющих совокупности условий (параметрический синтез).

В силу трудностей формальной разрешимости задач структурного синтеза при автоматизации проектирования сети эти задачи сводятся к параметрическому синтезу за счет использования в качестве базовых избыточных либо минимальных структур и алгоритмов локальных структурных преобразований, приводящих к локальному оптимуму по заданному критерию.

Для решения задач на функциональном уровне необходимо провести анализ, выбор и оптимизацию алгоритмов маршрутизации; оценку и оптимизацию алгоритма управления потоком; выбор и анализ стопки протоколов 2-4 уровней OSI, оптимизацию их системных параметров.

Для анализа и оценки конечных характеристик транспортной сети необходимо обеспечить:

- 1) оценку характеристик отдельных компонентов сети каналов связи, узлов коммутации;
- 2) оценку совокупности конечных характеристик реальной сети в процессе ее функционирования (моделирование и измерение на сети);
- 3) получение обобщенной модели сети, позволяющей связывать экономические и структурные характеристики сети с характеристиками процессов доставки сообщений, надежности, управления и технического обслуживания;
- 4) моделирование сети с учетом динамики всех сетевых процессов, включая процессы управления, технического обслуживания и внешние воздействия на компоненты сети.

С точки зрения методов и подходов, используемых при решении перечисленных задач, целесообразно выделить следующие направления: построение математических моделей сетей и аналитическое определение характеристик; построение имитационных моделей и статистическая оценка характеристик; комбинированное моделирование (аналитико-имитационное); создание опытных фрагментов сети и статистическое определение характеристик, основанное на реальных измерениях и испытаниях.

Задача синтеза и оптимизации структуры распределенной транспортной сети в общем виде формулируется следующим образом: географическое положение узлов коммутации считается заданным $X = \{x_i\}$, задается ряд пропускных способностей каналов связи

$D = \{d_1, d_2 \dots d_n\}$, задается функция стоимости каналов связи с пропускной способностью d_i

длиною l_i , задается внешний трафик в виде матрицы $P = \| p_{ij} \|$ $i, j = \overline{1, N}$ между всеми узлами сети i, j , где p_{ij} интенсивность потока, который необходимо передавать из узла i в узел j в единицу времени.

Требуется построить структуру распределенной транспортной сети заданной связности $K_{св}$; пропускные способности всех каналов d_i , при которых обеспечивается передача заданных трафиков между любой парой узлов (i, j) с минимальной средней задержкой $T_{ср}$. Приведенные затраты на сеть должны быть минимальными. В такой постановке задачи ограничение по надежности сети учтено формально только через связность сети, и при отказе не более чем $(K - 1)$ узлов или ребер гарантируется сохранение связности. Однако при этом никак не учитывается ухудшение функционирования сети, в частности, уменьшение общей пропускной способности и увеличение задержек в сети (эти вопросы будут исследованы в специальной работе). Поэтому дополнительно могут выдвигаться ограничения по надежности: на допустимое уменьшение общей пропускной способности транспортной сети при отказах одной, двух и более ветвей.

В общем случае распределенная транспортная сеть является многосвязной, и в ней имеется несколько возможных маршрутов передачи информации между любой парой узлов и требуется обеспечить возможность одновременного обмена информацией между любой парой узлов. Поэтому методы синтеза, разработанные для проектирования абонентских сетей, оказываются не пригодными для построения распределенной транспортной сети.

В настоящее время не существует точных аналитических методов синтеза распределенной структуры сети, удовлетворяющих заданным ограничениям и минимизированным по какому-либо параметру, что обусловлено большой размерностью такого вида задач и отсутствием быстрых алгоритмов их решения. Поэтому предлагается использовать идею декомпозиции общей задачи на более мелкие задачи, которые решаются отдельно и объединяются по определенному алгоритму:

- 1) синтез распределенной топологии транспортной сети (с параметром связности $S = 2$) с минимальной избыточностью и длиной маршрутов (между любыми парами узлов), не превышающей двух прямых расстояний между данными узлами;
- 2) расчет внутреннего трафика в транспортной сети: выбор маршрутов для каждой пары отправитель–адресат и расчет потоков, т.е. распределение внешнего трафика, поступающего в сеть, по кратчайшим маршрутам между всеми парами узлов сети;
- 3) оптимальный расчет пропускных способностей каналов связи по методу «квадратного корня» (минимизирует среднее время задержки в сети) и выбор соответствующих дискретных значений пропускной способности каналов из заданного ряда.

Решение первой задачи было рассмотрено в работе [1], в результате чего была построена двухсвязная распределенная топология, состоящая из колец, соединенных между собой, поэтому алгоритм был назван алгоритмом «минимальных колец».

Решение второй задачи, расчет внутреннего трафика в транспортной сети осуществляется с помощью разработанного алгоритма «трафик», в котором в качестве модуля используется алгоритм Дейкстры. Целью расчета внутреннего трафика в транспортной сети с помощью алгоритма «трафик» является обеспечение наиболее быстрой доставки сообщений потребителям и, соответственно, снижение затрат на использование ресурсов сети.

В общем случае алгоритм Дейкстры находит дерево кратчайших маршрутов от одного узла (заданного) сети ко всем остальным узлам сети, поэтому в предлагаемом алгоритме «трафик» он используется N раз (N – число узлов в транспортной сети).

С помощью алгоритма Дейкстры в алгоритме «трафик» все потоки передаются по кратчайшим путям. Результатом работы алгоритма «трафик» является матрица потоков во всех ветвях сети связи (матрица внутреннего трафика) и матрица кратчайших маршрутов между всеми парами узлов (длины маршрутов и узлы, через которые проходят маршруты).

Ниже приводится формальное описание разработанного алгоритма «трафик».

- 1) Вводится матрица распределенной топологии транспортной сети $L[i, j]$, $(i, j = \overline{1, N})$, полученная в результате работы алгоритма «минимальных колец».
- 2) Вводится матрица внешнего трафика сети $P1[i, j]$, $(i, j = \overline{1, N})$.
- 3) Рассчитывается число непомяченных узлов (M) в матрице $L[i, j]$.
- 4) Проверяется условие: если $M=0$, то выводится матрица внешнего трафика $P2[i, j]$, выводится матрица маршрутов $M[i, j]$ – конец работы алгоритма.

Из первого непомяченного узла i строится дерево кратчайших маршрутов ко всем остальным узлам j сети, которое записывается в матрицу маршрутов $M[i, j]$, $(j = \overline{1, N})$.

- 5) Внешний трафик сети, входящий в узел i , $(P1[i, j], j = \overline{1, N})$, направляется по дереву кратчайших маршрутов из узла i $(M[i, j], j = \overline{1, N})$, т.е. для всех элементов матрицы внутреннего трафика $P2[i, j], (j = \overline{1, N})$ выполняются следующие действия: потоки $P2$ прибавляются по всем элементам матрицы $P2[i, j]$, попавшим в маршрут $i - j$, $(j = \overline{1, N})$, т.е. интенсивность потока по каналу складывается из суммы интенсивностей потоков сообщений по всем маршрутам, которые проходят через этот канал.
- 6) Помечается узел i и осуществляется переход к п. 3.

Алгоритм «трафик» реализован на языке программирования Object Pascal с применением визуальной среды программирования Delphi 4. Программа вычисляет матрицу внутреннего трафика в транспортной сети и осуществляет выбор маршрутов для каждой пары отправитель–адресат (список узлов, через которые проходит маршрут), определяет длину маршрута. Для работы программы необходима матрица, описывающая распределенную топологию сети, и матрица внешнего трафика.

Список литературы: 1. Калекина Т.Г., Русанов С.А. Синтез двухсвязной распределенной топологии телекоммуникационной сети // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.- техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 119 – 121. 2. Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А. Системы связи. М.: Высш. шк. 1987. 280 с. 3. Деордица Ю.С., Нефедов Ю.М. Исследование операций в планировании и управлении. К.: Высш. шк. 1991. 272 с. 4. Зайченко Ю.П., Гонга Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ. К.: Техника, 1986. 168 с. 5. Шварц М. Сети ЭВМ: Анализ и проектирование. М.: Радио и связь, 1981. 336 с.

В. К. СТЕКЛОВ, д-р техн. наук, Л. Н. БЕРКМАН, д-р техн. наук,
Б. Я. КОСТИК, канд. техн. наук

МЕТОД ВЕКТОРНОГО СИНТЕЗУ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ РІЗНОРІДНИМИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИМИ МЕРЕЖАМИ

У сучасній науково-технічній літературі розглянуто методи багатокритеріальної оптимізації систем управління (СУ) телекомунікаційними мережами. Описано особливості СУ як складної системи. Визначено основні критерії (показники) якості, котрі найбільше впливають на ефективність управління мережами. Запропоновано методи об'єднання суперечливих критеріїв і визначення узагальненого критерію [1 – 3].

Розв'язання задачі оптимального синтезу полягає у виборі керуючих змінних X , що належать припустимій області і забезпечують оптимальне значення характеристик СУ $Q(X)$. Як відомо, характеристика, яка показує відносну перевагу одного варіанта порівняно з іншим, називається критерієм оптимальності (цільовою функцією, критерієм ефективності, функцією корисності тощо).

Екстремальне кількісне значення критерію оптимальності $Q(X)$ може бути отримане залежно від конкретного завдання максимуму чи мінімуму цієї функції [4].

Оптимізація систем управління, як правило, ведеться по декількох критеріях. Має місце задача векторної оптимізації

$$l(q) \rightarrow \min_{q \in Q}.$$

Компоненти l_i векторного критерію l називаються частинними критеріями (показниками). Результати мінімізації частинних критеріїв у загальному випадку не збігаються. На рисунку див. далі подано алгоритм мінімізації двох частинних критеріїв $l_1(q)$, $l_2(q)$, залежних від одного параметра. Оскільки оптимальні значення параметрів не збігаються, тобто $q_1^* \neq q_2^*$, виникає питання, що слід вважати розв'язком задачі векторної оптимізації.

За визначенням, розв'язком задачі векторної оптимізації є безліч значень параметрів, де зміна будь-якого параметра з метою поліпшення одного з частинних критеріїв обов'язково погіршує хоча б один інший. Таку множину розв'язків, що не поліпшуються, називають множиною Парето.

Для кожного критерію $Q_1(X)$, $Q_2(X)$, ..., $Q_s(X)$ необхідно знайти вектор $\bar{X} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, що забезпечує мінімальне (максимальне) значення критерію оптимальності:

$$Q_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \geq 0, i = \overline{1, m};$$

$$x_j^- \leq x_j \leq x_j^+, j = \overline{1, n}.$$

Таким чином, розв'язання задачі оптимізації може бути зведене до визначення умови оптимізації – тобто до відшукування оптимального значення X^* і мінімального (максимального) значення критерію оптимальності.

Для СУ доцільно за допомогою методу експертних оцінок визначити частинні критерії у вигляді п'яти функцій, які відповідно характеризують: $Q_1(X)$ – кількість керуючої інформації під час забезпечення необхідного спектра послуг; $Q_2(X)$ – затримку керуючої інформації за визначеної кількості контрольованих об'єктів і швидкодії центрів комутації пакетів СУ; $Q_3(X)$ – вірогідність переданої інформації; $Q_4(X)$ – надійність структури при заданих обмеженнях; $Q_5(X)$ – вартість СУ з урахуванням усіх перелічених властивостей.

Відзначимо, що екстремальне кількісне значення критерію оптимальності $Q(X)$ характеризує одну з найважливіших властивостей СУ.

Узагалі під час векторного синтезу першочерговою задачею є вибір як спектра показників якості, так і їхньої кількості. Якщо при виборі критеріїв не врахувати хоча б один показник, що значно впливає на якість СУ, то, звичайно, не можна одержати ефективного розв'язку. А якщо їх буде занадто багато, то це приведе не до поліпшення, а до погіршення результатів синтезу.

Реалізуючи векторний синтез, будемо вважати оптимальною системою управління, що забезпечує виконання умов

$$K_p = \min f_p(k_1, \dots, k_i, \dots, k_m), \quad (1)$$

$$k_i \leq k_{j_m}, \quad i = \overline{1, m}.$$

Тут k_{im} – значення показника якості, максимально припустиме з огляду на вимоги замовника; t – множина, якій належать припустимі параметри системи S .

Мінімаксний критерій представимо таким чином:

$$K_p = \min f_p(k_1, k_2, k_3, k_4). \quad (2)$$

Тоді цільова функція при переході до нормованих критеріїв матиме вигляд

$$f_p = [C_1 k_1; C_2 k_2; C_3 k_3; C_4 f(k_3)] = \min \left[C_1 \frac{k_1}{k_{1m}}; C_2 \frac{k_2}{k_{2m}}; C_3 \frac{k_3}{k_{3m}}; C_4 f\left(\frac{k_3}{k_{3m}}\right) \right], \quad (3)$$

де $k_4 = f(k_3)$.

Для розв'язання таких задач мінімаксним методом необхідно розглянути припустимі варіанти зміни критеріїв k_i – від мінімально можливих до максимально припустимих значень і, відповідно, вибрати варіант, що забезпечує мінімум цільової функції.

Найбільш прийнятним є метод ітерації.

Отже, необхідно визначити як максимально припустимі значення критеріїв, так і мінімальні. Якщо перші, як відмічалось вище, визначаються замовником, то другі – за допомогою відомих методів лінійного програмування.

У загальному вигляді задача оптимізації за одним показником якості може бути представлена системою

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= F_1(x_1, \dots, x_n) = \min; \\ k_2 &= F_2(x_1, \dots, x_n) \leq k_{2M}; \\ &\dots\dots\dots \\ k_m &= F_m(x_1, \dots, x_n) \leq k_{mM}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Мають також виконуватися всі інші умови й обмеження, накладені на систему. У цьому випадку цільові функції $F_2 = (x_1, \dots, x_n), \dots, F_m(x_1, \dots, x_n)$ відіграють роль функцій обмежень $F_j = (x_1, \dots, x_n)$.

Таким чином, для кожного частинного критерію, що входить у формулу (3), необхідно знайти розв'язок виразу (3).

Розглянемо, наприклад, розв'язання задачі (4) для таких критеріїв, як мінімум керуючої інформації.

Припустимо, при створенні СУ доцільно закріпити контрольовані об'єкти (КО) за даними медіатора, або SMS (операційної системи).

Розходження об'єктів полягає в тому, що в процесі керування інформаційні потоки, котрі виникають у результаті взаємодії КО і операційної системи, можуть бути залежні один від іншого чи незалежні.

Характер інформаційних потоків зумовлюється призначенням КО і можливими несправностями, що виявляються СУ в процесі функціонування. Деякі несправності діють на генерацію інформаційних потоків таким чином, що вони залежні, тобто зміни одного параметра призводять до некоректності іншого.

Звичайно, якщо інформаційні потоки, котрі генеруються компонентами КО і SMS (або медіатором), взаємно залежні, то кількість керуючої інформації значно зменшується. Це відбувається внаслідок того, що сумарна кількість інформації для залежних повідомлень завжди менша, ніж для незалежних.

Основною задачею при проектуванні СУ є, як відомо, мінімізація кількості керуючої інформації, що значно зменшує вартість СУ. Цю задачу можна розв'язати методом лінійного програмування. Для цього необхідно розподілити навантаження на SMS і медіатори таким чином, щоб мінімізувати інформаційні потоки, котрі виникають між ними, за рахунок визначеного розподілу КО і SMS.

Взагалі мінімаксий критерій широко використовується для визначення оптимальної стратегії за наявності конфліктної ситуації, коли інтереси двох сторін протилежні. Наприклад, у військових ситуаціях виграш однієї сторони означає програш другої. В цьому випадку часто доводиться вибирати для себе серед гірших стратегій супротивника найменш гіршу, тобто брати максимум множини стратегій супротивника та мінімум власних стратегій. У цьому й полягає сутність мінімаксного критерію, який широко використовується в теорії ігр. У теорії матричних ігр задається матриця платежів

$$|a_{ij}|, \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad j = 1, 2, \dots, n.$$

Кожний елемент цієї матриці означає плату противнику у випадку, коли він застосовує стратегію j , а наша сторона – стратегію i . Необхідно знайти серед множини гірших для нас стратегій супротивника найменш гіршу, тобто розв'язати мінімаксну задачу

$$\min_i \max_j a_{ij} = ?$$

Неважко переконатися: якщо змінити знаки a_{ij} на протилежні, а це фізично означає заміну програшу нашої сторони на виграш, то потрібне розв'язання максимінної задачі

$$\min_i \max_j (-a_{ij}) = ?$$

У деяких задачах, які мають так звану сідлову точку,

$$\min_i \max_j a_{ij} = \max_j \min_i a_{ij}.$$

Обидві ці задачі оптимізації – мінімаксна й максимінна – не розв'язуються класичними методами.

При мінімаксному методі апріорні показники, що відображують призначення системи, враховуються шляхом вибору максимально допустимих значень $k_{1M}, \dots, k_{mM}$ показників якості. При цьому потрібні більш точні знання про величини $k_{1M}, \dots, k_{mM}$, ніж при застосуванні суб'єктивної результуючої цільової функції [1]. При застосуванні суб'єктивної результуючої цільової функції величини $k_{1M}, \dots, k_{mM}$ відіграють роль обмежень під час синтезу СУ. Оптимальна система може бути вибрана на основі такого критерію: оптимальною вважається система S , що забезпечує виконання умов

$$K_p = f_p(k_1, \dots, k_i, \dots, k_m) = \min, \quad S \in M_D,$$

$$k_i = k_i(S), \quad i = \overline{1, m},$$

$$k_i \leq k_{iM}, \quad i = \overline{1, m},$$

де k_{iM} – значення показника якості k_i , що є максимально допустимим з точки зору призначення системи. Очевидно, значення k_{iM} , $i = \overline{1, m}$ також повинні бути обґрунтовані, виходячи з призначення системи. В цьому випадку результат синтезу отримується таким, як і за повної відсутності цих обмежень.

На відміну від цього, у випадку застосування мінімаксного критерію значення k_{iM} є, по суті, єдиною апріорною інформацією про призначення системи, на основі якої одному варіанту системи надається перевага порівняно з іншим. Тому значення величин k_{iM} суттєво впливають на результати синтезу.

Зіставимо методи застосування безумовного критерію переваги (БКП), умовного критерію переваги (УКП) і мінімаксні методи. Під час використання методу БКП апріорна інформація про призначення системи зумовлює результати вибору найкращого значення вектора k , як правило, лише шляхом впливу на вид результуючої цільової функції; метод УКП займає проміжне положення, а в мінімаксних методах мета досягається шляхом впливу на сукупність обмежень $[k_{1M}, \dots, k_{mM}]$. Однак для того щоб встановити наближено максимально допустимі значення $k_{1M}, \dots, k_{mM}$ показників якості, потрібна, звичайно, значно менша апріорна інформація про призначення системи, ніж коли необхідно обґрунтувати вид результуючої цільової функції і значення всіх її параметрів. Тому практично можна вважати, що апріорна інформація про призначення системи використовується найбільшою мірою при застосуванні методу БКП і найменшою – при мінімаксних методах.

У цьому, очевидно, полягають основні переваги й недоліки цих методів: при найбільшій апріорній інформації перевага надається (за інших приблизно рівних умов) першому методу, а при найменшій – третьому.

Таким чином, основною перевагою мінімаксного методу є можливість розв'язання задачі вибору оптимальної системи при меншій апріорній інформації про її призначення. Ця перевага перетворюється в недолік, якщо апріорні відомості про призначення системи настільки повні, що дозволяють обґрунтувати вид результуючої цільової функції, іншими словами – врахувати відносну важливість різних показників якості.

Другим недоліком мінімаксного критерію є можливість отримання, крім не гірших, також і гірших розв'язків.

Третій недолік полягає в тому, що в ряді випадків розрахункова процедура при застосуванні мінімаксного критерію є ускладненою.

Для вилучення другого недоліку можна застосовувати мінімаксний критерій не до вихідної множини $M_{\text{СД}}$ строго допустимих систем, а до попередньо знайденої множини $M_{\text{НГ}}$ не гірших систем. При цьому, крім того, можна значно спростити процедуру знаходження мінімаксного розв'язку. Спрощення процедури базується на таких положеннях. Якщо існує не гірша система, для якої виконується умова

$$k'_1 = k'_2 = \dots = k'_i \dots = k'_m, \quad (5)$$

тоді така система задовольняє мінімаксний критерій.

Оскільки $1/k'_2 = k_{iM}/k'_i$ є не що інше, як запас у значенні показника якості K_i порівняно з його максимальним допустимим значенням k_{iM} , то умову (5) будемо називати умовою рівності запасів.

Дійсно, нехай знайдена не гірша система S_B , що задовольняє умову рівності запасів. Це означає, що її показники якості задовольняють умову

$$k'_{1B} = k'_{2B} = \dots = k'_{mB},$$

при цьому

$$\max_i(k'_{1B}, \dots, k'_{mB}) = k'_B = \dots = k'_{mB}. \quad (6)$$

Як відомо, якщо система S_B задовольняє мінімаксний критерій, то для будь-якої іншої системи S виконується умова

$$\max_i(k'_1, \dots, k'_m) \geq k'_{1B}. \quad (7)$$

Припустимо, існує система, котра не задовольняє нерівність (7), але задовольняє умову

$$\max_i(k'_1, \dots, k'_m) \leq k'_{1B}. \quad (8)$$

Це означає, що для системи S виконується умова

$$k'_1 < k'_{1B}, \dots, k'_m < k'_{1B},$$

або з урахуванням (6)

$$k'_1 < k'_{1B}, \dots, k'_m < k'_{mB}.$$

Звідси отримуємо, що всі показники якості системи S є кращими, ніж у системи S_B . Але це означає, що система S_B є гіршою. Останнє заперечує вихідному припущенню про те, що система S_B – не гірша. Таким чином доведено, що не гірша система, котра знайдена за допомогою умови рівності запасів до множини $M_{НХ}$ і можна розглядати як один з можливих методів знаходження мінімаксного розв'язання (мінімаксної системи). Отже, розв'язання відповідного умові рівності запасів k множини $M_{НХ}$ можна розглядати як один з можливих методів знаходження мінімаксного значення (мінімаксної системи). Однак якщо розв'язку, відповідного умові рівності запасів, не існує, то мінімаксну систему потрібно знаходити іншим шляхом.

Розглянемо тепер дещо видозмінений мінімаксний критерій, який будемо називати модифікованим мінімаксним критерієм. При цьому оптимальною вважається така система S_M , для якої виконується нерівність

$$k'_{\max}(S_M) \leq k'_{\max}(S), \quad S \in M_D,$$

де

$$k = \max_i \left(\frac{k_1 - k_1''}{k_{1M}}, \dots, \frac{k_i - k_i''}{k_{iM}}, \dots, \frac{k_m - k_m''}{k_{mM}} \right), \quad (9)$$

причому повинна виконуватись також умова $k'_{\max}(S_M) \leq 1$.

Тут, як і раніше, $k_{i\infty}$ є мінімально можливе значення показника k_i , яке знаходиться за умови ігнорування інших значень $m-1$ показників якості.

Із порівняння виразу, що ілюструє мінімаксний критерій:

$$\begin{aligned} k'_{\max}(S_M) &\leq k'_{\max}(S), \\ S, S_M &\in M_{CD}, \end{aligned} \quad (10)$$

де

$$k'_{\max} = \max(k'_1, \dots, k'_i, \dots, k'_m) \leftarrow$$

найбільший з нормованих показників якості $k'_1, \dots, k'_i, \dots, k'_m$, і за виразом (6) можна зробити висновок.

У випадку, коли

$$k''_i = 0, \quad i = \overline{1, m}, \quad (11)$$

модифікований мінімаксний критерій співпадає із звичайним мінімаксним критерієм. Якщо хоча б для одного із значень номера k'_i виявляється, що $k'_i \neq 0$, то модифікований мінімаксний критерій є більш доцільним.

Розглянемо застосування цих методів для проектування робастної СУ.

Нехай є три показники якості ($m = 3$): кількість керуючої інформації k_1 , ймовірність помилки k_2 і затримка керуючої інформації k_3 .

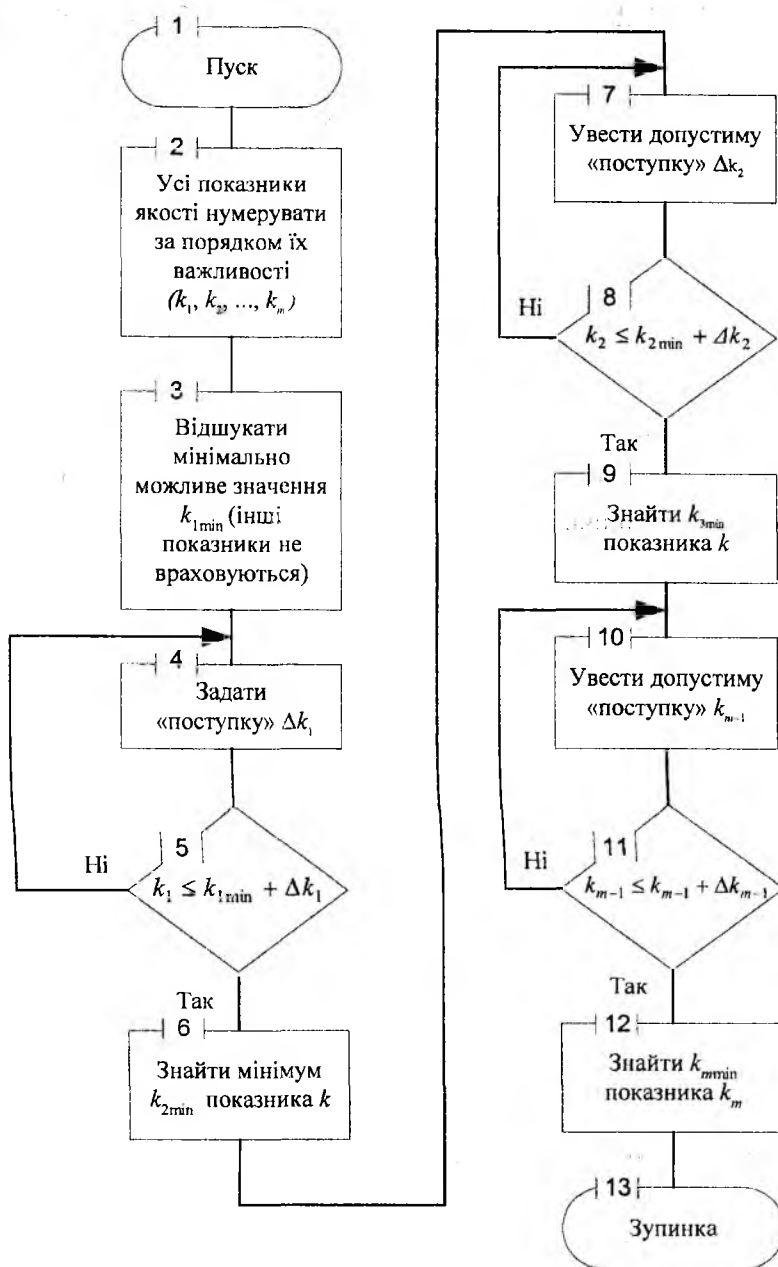
Припустимо, що $k_{1M} = 1000$ біт, $k''_1 = 0$, $k_{2M} = 10^{-4}$, $k''_2 = 10^{-7}$, $k_{3M} = 10$ мс, $k''_3 = 3$ мс.

Необхідно визначити найкращий з двох варіантів побудови СУ. Першим є система S_1 , що має $k_1 = 500$; $k_2 = 10^{-5}$; $k_3 = 5$ мс; другим – система S_2 з $k_1 = 700$; $k_2 = 10^{-6}$; $k_3 = 7$ мс.

Якщо застосовувати звичайний мінімаксний критерій, то отримаємо: для системи S_1 : $k'_1 = 0,5$; $k'_2 = 100$; $k'_3 = 0,5$; для системи S_2 : $k'_1 = 0,7$; $k'_2 = 10$; $k'_3 = 0,7$. Тоді відповідно до виразу (10) система S_2 краща, ніж S_1 , оскільки має менше значення найбільшого з нормованих показників якості.

Зазначимо, що застосування модифікованого мінімаксного критерію часто може змінювати розв'язок. Наприклад, у наведеному прикладі за цим критерієм система S_1 краща, ніж S_2 .

У випадку, якщо $k_{i\infty} \ll k_{iM}$, модифікований мінімаксний критерій дає ті ж результати, що і звичайний.



Для синтезу робастних СУ доцільно об'єднати мінімаксний (модифікований) метод і метод послідовних поступок.

У цьому випадку синтез СУ буде таким.

Усі показники якості нумерують у порядку їхньої важливості; отже найбільш важливим вважається показник k_1 , а найменш важливим – k_M . Потім потрібно знайти мінімально можливе значення k_1 показника якості k_1 при мінімальних заданих умовах і обмеженнях. Усі інші показники $k_2, \dots, k_m$ ігноруються (тобто в даний момент вони дослідників не цікавлять).

Далі задають «поступку» Δk_1 , припустиме збільшення показника k_1 порівняно з величиною $k_{1\min}$ (ця поступка необхідна для того, щоб забезпечити на наступних етапах синтезу одержання прийнятних результатів ігнорованих показників якості $k_2, \dots, k_m$). Після цього шукають мінімум $k_{2\min}$ показників k_2 за умови, що $k_1 \leq k_{1\min} + \Delta k_1$, ігноруючи інші показники ($k_3, \dots, k_m$). Далі вводять припустиму «поступку» Δk_2 для показника k_2 і шукають $k_{3\min}$ за умови, що $k_1 \leq k_{1\min} + \Delta k_1$; $k_2 \leq k_{2\min} + \Delta k_2$, також ігноруючи інші показники ($k_3, \dots, k_m$).

Аналогічну процедуру продовжують виконувати до останнього етапу, при якому шукають систему, що забезпечує $k_m = \min$, за обмежень $k_1 \leq k_{1\min} + \Delta k_1$; $k_2 \leq k_{2\min} + \Delta k_2$ (звичайно, на всіх етапах враховуються вихідні умови й обмеження).

Знайдені на цьому етапі система і значення її показників $k_1, \dots, k_m$ вважаються остаточними (якщо вони задовольняють необхідні обмеження).

Очевидно, що останній етап синтезу методом послідовних поступок відрізняється від аналогічного етапу, передбаченого іншими методами синтезу. У порівнянні з прикладом, наведеним вище, цей етап відзначається більшою обґрунтованістю вибору обмежень, що накладаються на $m-1$ неголовних (чи менш важливих) показників якості. Однак і методу послідовних поступок притаманна істотна невизначеність. Остання полягає, по-перше, в тому, який з показників варто вважати самим головним, який другим за важливістю і т.д. По-друге, певною мірою є суб'єктивними значення «поступок» $\Delta k_1, \dots, \Delta k_{m-1}$ – завжди невідомо, наскільки правильно обрана «поступка» Δk_i для того, щоб поліпшити результуючий показник якості. На рисунку запропоновано алгоритм методу послідовних поступок.

Метод послідовних поступок можна застосувати таким чином. Припустимо, вибрано розглянуті вище три показники: k_1 – кількість керуючої інформації, k_2 – ймовірність помилки, k_3 – затримка керуючої інформації. При векторному синтезі результуюча цільова функція буде мати вигляд

$$K_p = (C_1 k_1 + C_2 k_2 + C_3 k_3). \quad (12)$$

Перейдемо до нормованих критеріїв:

$$K_p = C_1 \frac{k_{1i}}{k_{1\max}} + C_2 \frac{k_{2i}}{k_{2\max}} + C_3 \frac{k_{3i}}{k_{3\max}}, \quad (13)$$

де k_{1i}, k_{2i}, k_{3i} – поточні значення критеріїв; $k_{1\max}, k_{2\max}, k_{3\max}$ – максимально допустимі значення критеріїв.

Таким чином, необхідно, як і за методом, описаним вище, знайти мінімально можливі значення кожного критерію при ігноруванні всіх інших. Потім слід задати «поступку» $\Delta k_1, \Delta k_2, \Delta k_3$ і аналізувати на кожному кроці значення результуючого показника якості K_p . Відповідний оптимальний розв'язок отримаємо у випадку, коли $K_p = \min$. Звичайно цей метод пошуку ефективний, якщо враховано залежності між суперечливими критеріями. Важливою задачею є вибір кроку Δk_i , оскільки він також суттєво впливає на ефективність розв'язання.

Список літератури: 1. Бесекерский В.А. Микропроцессорные системы автоматического управления / В.А. Бесекерский, Н.Б. Ефимов, С.И. Зиатдинов. Л.: Машиностроение, 1988. 365 с. 2. Стеклов В.К. Основы управління мережами та послугами телекомунікацій / В.К. Стеклов, Є.В. Кільчицький. К.: Техніка, 2002. 438 с. 3. Стеклов В.К. Системи автоматичного керування регульованими джерелами живлення підсилювачів / В.К. Стеклов, А.І. Андреев. К.: Техніка, 2001. 232 с. 4. Стеклов В.К. Методика исследования робастных систем управления / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, Е.В. Кильчицкий // Зв'язок. 2003. № 1. С. 46 – 49.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 621.391.256

О. П. БАТАЕВ, канд. техн. наук, Р. И. ДЁШИН, В. П. ПОЛЯКОВ

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ В КАНАЛАХ С БЫСТРЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ФУНКЦИЙ УОЛША

Известны способы борьбы с замираниями сигналов в каналах передачи [1, 2, 3], в том числе и с использованием формирования сигналов на базе функций Уолша [4]. Однако в источниках [2, 4, 5 и др.] отсутствует методика оценки достоверности приёма таких сигналов на базе функций Уолша в каналах с быстрыми замираниями, когда интервал корреляции замираний τ_k меньше длительности посылки сигнала T_c . Так, для магистральной радиосвязи $\tau_k \approx 10 \dots 30$ с [5].

Для обеспечения надёжного приёма сигналов в этом случае временные интервалы разнесения между элементами выбираются таким образом, чтобы они по величине превосходили интервалы корреляции флуктуационного гауссовского шума и кратковременных замираний. При анализе передачи таких сигналов по каналу связи будем полагать, что скорость модуляции и средняя мощность сигналов являются постоянными.

На рис. 1 представлена структурная схема тракта передачи данных с использованием функций Уолша. От источника информации поступает последовательность информационных символов $\{a_i\}$ с тактовой частотой $f_T = 1/T$, которая в накопителе H передатчика разделяется на блоки, состоящие из m символов, и в параллельном виде поблочно передаётся на входы модуляторов M . В модуляторах каждому символу в зависимости от его положения в блоке ставится в соответствие одна из $1, m$ кодовых последовательностей. Кодовые последовательности, вырабатываемые генератором передатчика $ГКП_{ПД}$, составляют полную ортогональную систему функций Уолша. На рис. 2 а показаны кодовые последовательности, состоящие из четырёх импульсов. Приведенные последовательности соответствуют случаю, когда информационные символы в блоке равны значению $+1$, если символ соответствует -1 , то последовательность меняет полярность на противоположную.

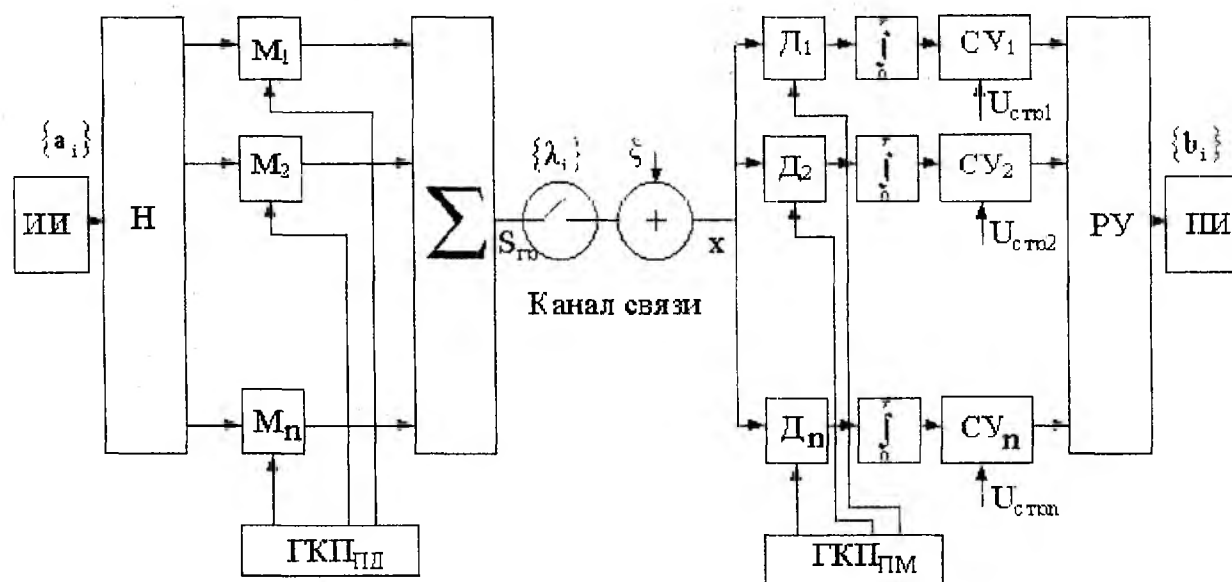


Рис. 1

Далее, в сумматоре кодовые последовательности объединяются в групповой сигнал $S_{гр}$ (рис. 2 б). Прямоугольные импульсы кодовых последовательностей имеют длительность T_c и амплитуду, равную $1/\sqrt{m}$. При таком выборе амплитуды мощность сигналов, передаваемых по каналу, остается постоянной и не зависит от числа импульсов m . Временной интервал между импульсами

$$\tau = kT_c. \quad (1)$$

Число k в (1) должно быть любым нечетным числом ($k = 1, 3, 5, \dots$). Только в этом случае кодовые последовательности, расположенные в различных блоках, не будут взаимодействовать между собой, вследствие чего обеспечивается ортогональность сигналов.

На рис. 3 показано образование группового сигнала для пяти блоков информационных символов. Групповые сигналы отдельных блоков выделены соответствующими штриховыми линиями.

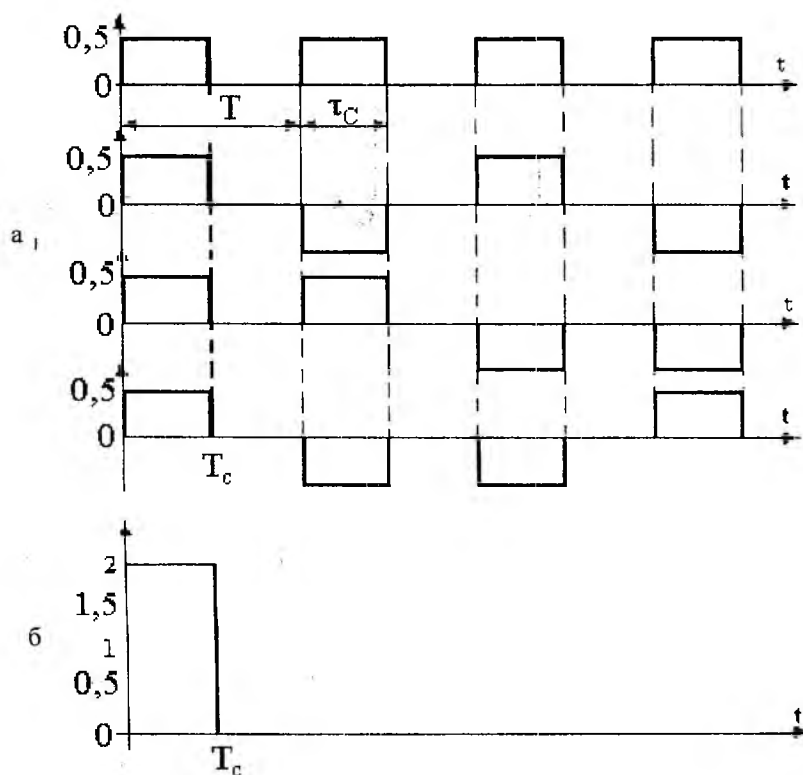


Рис. 2

Преобразование блока информационных символов в групповой сигнал можно представить в матричной форме [7]:

$$S_{гр} = \frac{1}{\sqrt{m}} a H_m = \frac{1}{\sqrt{m}} \left(\sum_{\beta=1}^m a_{\beta} h_{\beta_1}, \sum_{\beta=1}^m a_{\beta} h_{\beta_2}, \dots, \sum_{\beta=1}^m a_{\beta} h_{\beta_m} \right), \quad (2)$$

где $S_{гр} = (S_1, S_2, \dots, S_m)$ – вектор группового сигнала блока; $a = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ – вектор блока информационных символов,

$$H_m = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{m1} & h_{m2} & \dots & h_{mm} \end{bmatrix} - \text{матрица Адамара порядка } m, \text{ строки и столбцы которой}$$

можно рассматривать как элементы функции Уолша.

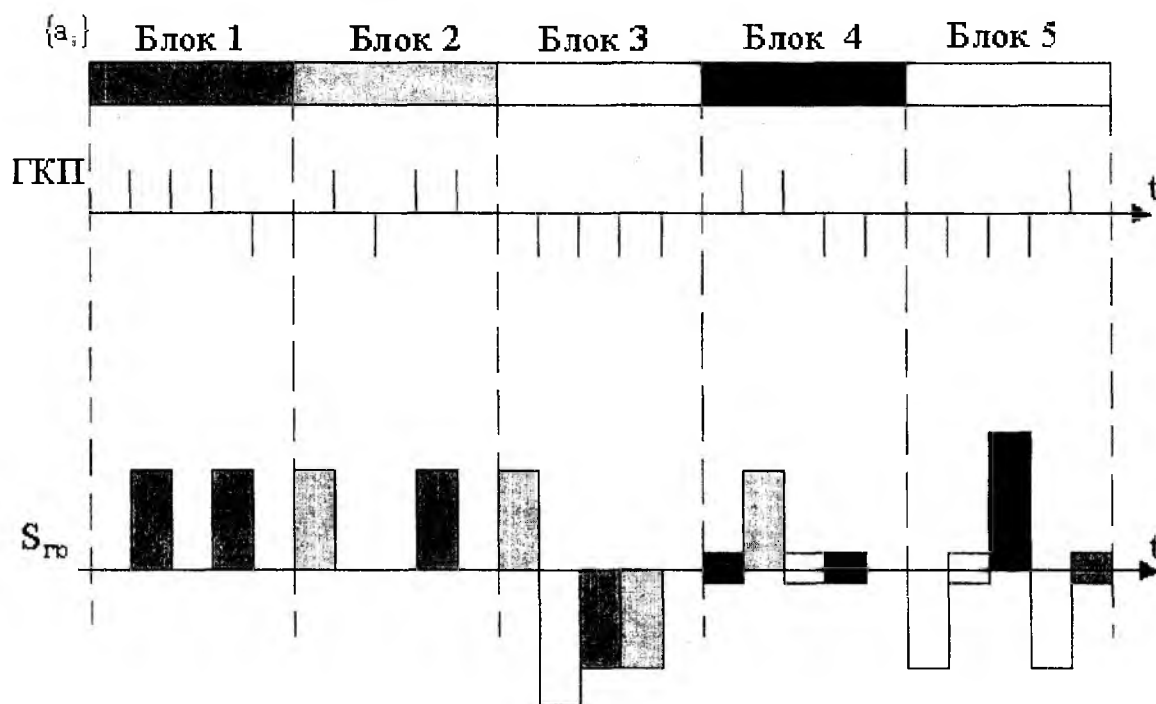


Рис. 3

Матрицы Адамара являются ортогональными и симметричными, следовательно,

$$H_m H_m^T = m E_1, \quad (3)$$

где E_1 – единичная матрица размером m ; T – знак транспонирования матрицы.

Для того, чтобы исключить из рассмотрения межсимвольную интерференцию, будем считать, что отклик канала $h(t)$ на одиночный прямоугольный импульс длительностью T_n и амплитудой V обладает свойством отсчётности, т. е.

$$h(kT) = \begin{cases} 1 & \text{при } k = 0 \\ 0 & \text{при } k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$$

В этом случае выражение (2) можно использовать для представления группового сигнала на выходе канала в отсчётные моменты времени.

С учётом влияния флуктуационной помехи и кратковременных замираний результирующий сигнал на входе приёмника запишется в виде [6]:

$$x = S_{гр} + \xi + \lambda, \quad (4)$$

где $\xi = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m)$ – вектор флуктуационной помехи; ξ_j – флуктуационная помеха, действующая на j -й элемент группового сигнала; λ – вектор искажений группового сигнала, возникающих за счёт быстрых замираний.

Результирующее действие быстрых замираний будем трактовать как потерю некоторых элементов результирующего сигнала

$$\lambda = (\lambda_1 S_1, \lambda_2 S_2, \dots, \lambda_j S_j, \dots, \lambda_m S_m), \quad (5)$$

где λ_j – случайная величина, равная -1 при потере под действием замираний j -го элемента группового сигнала и равна 0 в случае отсутствия замираний. При этом вероятность ошибки $P[\lambda_j = -1] = p$, а вероятность правильного приёма $P[\lambda_j = 0] = 1 - p$.

Если временные интервалы между элементами результирующего сигнала в (4) превосходят интервал корреляции быстрых замираний, то $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_j, \dots, \lambda_m$ можно считать взаимонезависимыми случайными величинами.

В демодуляторах Д приёмника искаженный групповой сигнал поразрядно умножается на соответствующие кодовые последовательности, вырабатываемые генератором кодовых последовательностей приёмника (ГКП_{ПМ}), элементы преобразованного сигнала интегрируются и затем от них в стробирующем устройстве (СУ) берётся отсчёт. Тогда значение группового сигнала и помех с учётом (4) на выходе j -го стробирующего устройства будет иметь вид

$$y_j = x h_j^T = (S_{гр} + \xi + \lambda) h_j^T = S_{гр} h_j^T + \xi h_j^T + \lambda h_j^T, \quad (6)$$

где $h_j = (h_{j1}, h_{j2}, \dots, h_{jm})$ – j -й вектор-строка матрицы Адамара, который является представлением в векторной форме j -й кодовой последовательности ГКП_{ПМ}.

Если $y_j > 0$, то j -е решающее устройство (РУ) примет решение, что в переданном блоке информационных символов j -й символ равен 1 ($b_j = 1$), если $y_j < 0$, то $b_j = -1$. Таким образом, первое слагаемое в (6) определяет значение неискаженного сигнала на выходе j -го стробирующего устройства, вектор которого с учётом (2) и (3) записывается в виде:

$$r_j = S_{гр} h_j^T = \frac{a}{\sqrt{m}} H_m h_j^T = a_j \sqrt{m}. \quad (7)$$

Второе слагаемое в (6) характеризует флуктуационную помеху (ФП) на выходе j -го стробирующего устройства. Считая, что элементы вектора ξ взаимонезависимы и имеют нормальное распределение с нулевым средним значением и с дисперсией σ^2 , получим выражение для действующего значения, математического ожидания и дисперсии ФП в следующем виде:

$$n = \xi h_j^T = \sum_{i=1}^m \xi_i; \quad \bar{n} = \sum_{i=1}^m \bar{\xi}_i = 0; \quad \overline{n^2} = \sum_{i=1}^m (\bar{\xi}_i)^2 = m \sigma^2. \quad (8)$$

Для определения статистических характеристик помехи η , возникающей вследствие замираний, рассмотрим третье слагаемое в (6). Используя (5), (2), а также свойство симметричности матрицы H_m , получим выражение для η в следующем виде:

$$\eta = \lambda h_j^T = \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{k=1}^m \lambda_k h_{jk} \sum_{q=1}^m a_q h_{qk} = \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{q=1}^m a_q \sum_{k=1}^m \lambda_k h_{jk} h_{qk}. \quad (9)$$

Если учесть, что произведение двух функций Уолша из матрицы Адамара H_m есть функция Уолша из той же матрицы и если положить, что в переданном блоке информационных символов j -й символ $a_j = 1$, то его искажения за счет замираний из (9) можно представить в виде:

$$\eta_j = \frac{1}{\sqrt{m}} \left(\sum_{\beta=1}^m \lambda_{\beta} + \sum_{\gamma=2}^m a_{\gamma} \sum_{k=1}^m \lambda_k h_{\gamma k} \right), \quad (10)$$

где $\gamma = (j-1) \oplus (q-1) + 1$, $\oplus$ – знак сложения по mod2; q – значения элементов ГКП_{ПМ}, причём $q = \pm 1$.

При определении статистических характеристик помехи η_j из (10) следует учитывать, что функции Уолша ортогональны, т. е. $|h_{ak}| = 1$, а все случайные величины, входящие в (10), взаимонезависимы, т.е.

$$P[a_q = +1] = P[a_q = -1] = \frac{1}{2}; \quad P[\lambda_k = -1] = p; \quad P[\lambda_k = 0] = 1 - p.$$

Тогда, решая (10), можно получить выражение для математического ожидания

$$\bar{\eta} = -q\sqrt{m} \quad (11)$$

и центральных моментов распределения до 4-го порядка включительно:

$$\begin{cases} \bar{\eta^2} = mq\theta q; \\ \bar{\eta^3} = -\frac{(3m-2)q\theta(\theta-q)}{\sqrt{m}}; \\ \bar{\eta^4} = (3m-2)q\theta(1-6q\theta) + 3m^2q^2\theta^2, \end{cases} \quad (12)$$

а также коэффициентов асимметрии и эксцесса:

$$\alpha_1 = -\frac{(3m-2)(\theta-q)}{m^2\sqrt{q\theta}}; \quad \alpha_2 = \frac{(3m-2)(1-6q\theta)}{m^2q\theta}, \quad (13)$$

где θ – параметр момента распределения.

Из (13) следует, что:

- распределение помехи, вызванной быстрыми замираниями, имеет отрицательную асимметрию относительно математического ожидания ($\alpha_1 < 0$);
- у кривой распределения (10) вершина более острая, чем у кривой нормального (гауссовского) распределения ($\alpha_2 > 0$);
- при бесконечном увеличении числа импульсов в кодовой последовательности ($m \rightarrow \infty$) коэффициенты асимметрии и эксцесса стремятся к нулю, что характерно для нормального распределения.

При определении вероятности ошибки в канале с флуктуационной помехой и помехой, возникающей вследствие быстрых замираний, следует учитывать статистические характери-

стики этих помех для каждого стробирующего устройства, на выходе которого анализируется их мешающее действие. Если при этом учесть, что символы в информационной последовательности $\{a_i\}$ случайны и взаимонезависимы, то для оценки достоверности в рассматриваемой системе передачи данных достаточно определить величину вероятности ошибочного приёма любого символа из передаваемой информационной последовательности. Тогда вероятность ошибки можно определить с помощью выражения

$$P_{\text{ош}} = \sum_{d=0}^m C_m^d \theta^{m-d} q^d P_d, \quad (14)$$

где $C_m^d \theta^{m-d} q^d$ – вероятность потери d -импульсов вследствие поражения их помехой в результирующем сигнале, состоящем из m импульсов; P_d – вероятность ошибки при потере d -импульсов.

При нахождении P_d в (14) возможны следующие случаи.

1. В результирующем сигнале нет импульсов, пораженных замираниями ($d=0$). Учитывая (7) и (8), получим

$$P_0 = 0.5 - \Phi^{(-1)}\left(\frac{1}{\sigma}\right), \quad (15)$$

где $\Phi^{(-1)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – функция ошибок [6]; σ – среднеквадратическое значение гауссовского шума.

2. В результирующем сигнале поражен один из m символов ($d=1$). В этом случае на выходе стробирующего устройства действует помеха η_1 , обусловленная потерей одного из m импульсов. Если поражен i -й импульс, т.е.

$$\lambda_i = \begin{cases} -1, & \beta = i, \\ 0, & \beta \neq i; \end{cases}$$

то из (10) получим:

$$\eta_1 = \frac{1}{\sqrt{m}} \left(\sum_{q=2}^m a_q - 1 \right). \quad (16)$$

Из (16) следует, что помеха η_1 может принимать значения $\eta_1 \in \left[-\sqrt{m}, -\frac{m-2}{\sqrt{m}}, -\frac{m-4}{\sqrt{m}}, \dots, -\frac{m-2n}{\sqrt{m}} \right]$ с вероятностью, например для $r_1 = -\frac{m-2n}{\sqrt{m}}$, равной

$$P(r_1) = \frac{1}{2^{m-1}} C_{m-1}^n, \quad n = 0, 1, \dots, m-1. \quad (17)$$

Помеха вида $\eta_1 = \frac{(m-2n)}{\sqrt{m}}$ снижает уровень сигнала в момент стробирования в соответствии с (7) до величины $\gamma = \sqrt{m} - \frac{m-2n}{\sqrt{m}} = \frac{2n}{\sqrt{m}}$.

Если на сигнал, равный $\frac{2n}{\sqrt{m}}$, воздействует ФП, мощность которой равна $m\sigma^2$ в соответствии с (8), то ошибка может появиться с вероятностью $P_0 = 0,5 - \Phi^{(-1)}\left(\frac{2n}{m\sigma^2}\right)$.

Усредняя значения вероятности ошибки по η_1 , из (17) находим

$$P_1 = \frac{1}{2^{m-1}} \sum_{n=0}^{m-1} C_{m-1}^n \left[0,5 - \Phi^{(-1)}\left(\frac{2n}{m\sigma^2}\right) \right]. \quad (18)$$

3. Если в результирующем сигнале поражены два импульса ($d=2$), то вероятность ошибки P_2 можно найти, используя методику определения P_1 :

$$P_2 = \frac{1}{2^{(m/2)-1}} \sum_{n=0}^{(m/2)-1} C_{(m/2)-1}^n \left[0,5 - \Phi^{(-1)}\left(\frac{4n}{m\sigma^2}\right) \right]. \quad (19)$$

Ограничиваясь первыми тремя слагаемыми в (14), достоверность передачи сигналов в рассматриваемой системе можно найти с погрешностью

$$\rho = \sum_{d=3}^m C_m^d \theta^{m-d} q^d P_d < \frac{1}{2} \sum_{d=3}^m C_m^d \theta^{m-d} q^d P_d < \frac{m(m-1)(m-2)}{12} q^3 \quad (20)$$

при $m q < 1$.

На рис. 4 представлены результаты расчёта вероятности ошибки на ПЭВМ в соответствии с (14), позволяющие по заданным электрическим параметрам канала связи P_0, σ , а также по требуемой достоверности приёма $P_{\text{ош}}$ найти необходимое количество импульсов m в кодовой последовательности, которое в основном определяет эффективность системы передачи данных в каналах с быстрыми замираниями сигналов, на базе функций Уолша.

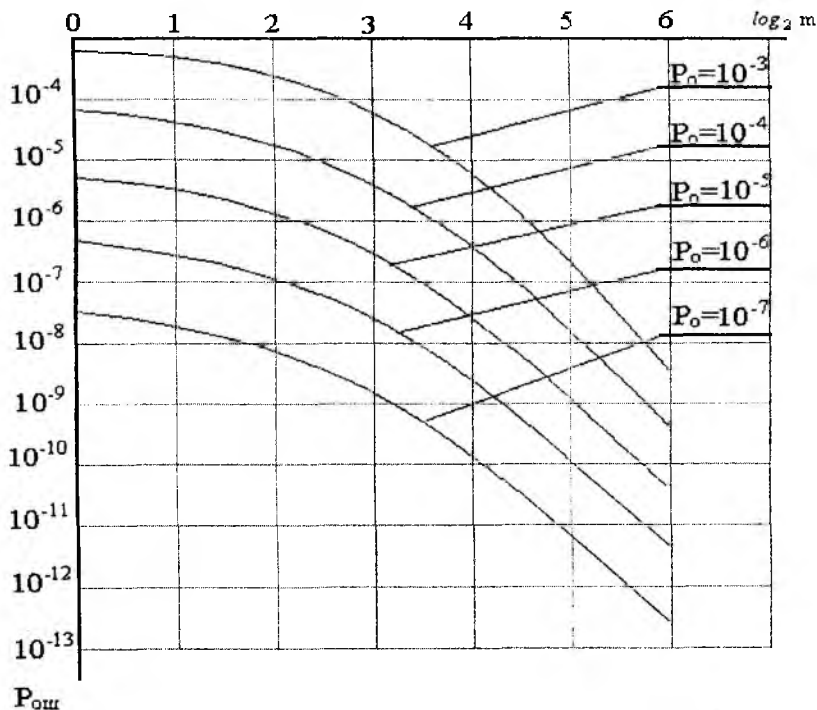


Рис. 4

Таким образом, используя предложенную методику, можно представить оценку достоверности приёма сигналов, сформированных на базе функций Уолша в каналах с быстрыми замираниями, когда интервал корреляции замираний T_k меньше длительности сигнала T_c .

Список литературы: 1. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 727 с. 2. *Кеннеди Р.* Каналы связи с замираниями и рассеиванием. М.: Сов. радио, 1973. 3. *Фрэнкс Л.* Теория сигналов. М.: Сов. радио, 1974. 344 с. 4. *Ахмед Н., Рао К.Р.*, Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов / Пер. с англ.; Под. ред. И.Б. Фоменко. М.: Связь, 1980. 248 с. 5. *Комарович В.Ф., Сосунов В.Н.* Случайные радиопомехи и надёжность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с. 6. *Кловский Д.Д.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1982. 304 с. 7. *Дядюнов Н.Г., Сенин А.И.* Ортогональные и квазиортогональные сигналы / Под ред. Е.М. Тарасенко. М.: Связь, 1977. 224 с. 8. *Коржик В.И.* и др. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов; Под ред. Л.М. Финка. М.: Радио и связь, 1981. 232 с. 9. *Петрович Н.Т., Размахин М.К.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1969. 263 с. 10. *Поляков П.Ф.* Прием сигналов в многолучевых каналах. М.: Радио и связь, 1986. 248 с.

*Украинская государственная
академия железнодорожного транспорта*

Поступила в редколлегию 07.03.2003

СИНХРОНИЗАЦИЯ В CDMA-СЕТЯХ

Современные телекоммуникации развиваются очень быстрыми темпами. Одно поколение непрерывно сменяет другое. В настоящий момент уже внедряются системы третьего поколения (3G) и активно разрабатываются системы четвертого (4G). Огромное внимание в этих системах уделено связи на основе кодового разделения каналов (CDMA). Теоретически эти системы были разработаны еще в 50-х годах прошлого века, однако из-за технических трудностей, реализация в полной мере всех достоинств данных систем стала возможной только теперь. Одной из таких трудностей была необходимость жесткой синхронизации всех базовых станций (БС). Система CDMA требует значительно более точной синхронизации между БС, нежели в аналоговых системах сотовой связи. Высокоточная синхронизация обеспечивает привязку по времени для сигналов сети, критичных к временным сдвигам (пилот-сигналы, функции Уолша, информационные кадры), а также синхронизацию по частоте. В данной работе рассмотрена возможность построения сети синхронизации CDMA с учетом современных требований к стабильности сигнала, а также рассмотрена возможность решения этой задачи при помощи приемного оборудования спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

Необходимым условием решения проблем синхронизации являются измерение параметров опорных сигналов и оценка их нестабильности. Современные представления об оценке сигналов синхронизации в сетях связи на основе специфических показателей нестабильности базируются на большом практическом опыте измерений, проведенных на сетях различных операторов связи Украины.

Значение синхронизации для CDMA

Проблемы, связанные с синхронизацией, возникли сразу с появлением цифровых методов передачи информации. Любая процедура дискретизации, передачи и приема данных, мультиплексирования и демупльтиплексирования потоков в виде цифровых сигналов требует согласованности частот передачи и приема.

Прежде всего, вопросы синхронизации жизненно необходимы для современных транспортных сетей SDH (Synchronous Digital Hierarchy). Однако, проблемы синхронизации не ограничиваются только цифровой первичной сетью, но имеют важное значение при построении сетей ISDN, зоновых сетей цифровой телефонии (включая и сети мобильной телефонной связи) и, как оказалось, для сетей АТМ и IP-сетей. В общем случае для синхронизации нет разделения на первичную и вторичные сети, все цифровые устройства системы электросвязи должны потреблять сигнал синхронизации. В результате уровень проблем, связанных с синхронизацией, находится в зависимости от общего количества цифровых устройств на сети. При малом их количестве проблемы синхронизации могут быть решены в частном порядке и система синхронизации не рассматривается операторами как отдельная система в составе сети. Однако при увеличении количества цифровых устройств проблемы синхронизации уже должны рассматриваться системно. С этим связана определенная локальная революция в подходе: появление определенной «критической массы» цифровых устройств в сети приводит к необходимости рассматривать систему синхронизации как отдельную составную часть системы электросвязи. С дальнейшим увеличением количества цифровых устройств начинают меняться концепции построения сети синхронизации и принципы управления нею. Технология CDMA предусматривает еще более сложную обработку сигнала синхронизации в силу своих технических характеристик. Прежде всего –

это задание стабильности сигнала в каждой БС на уровне требований Рекомендации ITU-T (International Telecommunication Union – Telecommunication) G.811 [2].

Как известно, для выделения полезного сигнала из принимаемого приемником необходимо сложить общий сигнал и псевдосинхронные последовательности (ПСП). При этом важно, чтобы генераторы ПСП передатчика и приемника работали синхронно: иначе ПСП в приемнике не совпадет с ПСП в передатчике, и на выходе приемника будет лишь бесполезный шум. Синхронизация одного передатчика и приемника проблемы не представляет: достаточно передавать дополнительный сигнал, по которому производится синхронизация. Однако в сотовых сетях необходимо синхронизировать все базовые станции. Одной из ключевых особенностей систем, построенных на основе CDMA, является осуществление мягкого хэндовера, т.е. переключения между различными БС без смены рабочей частоты. При этом мобильная станция (МС) может поддерживать связь одновременно с несколькими БС (рис. 1) [1].

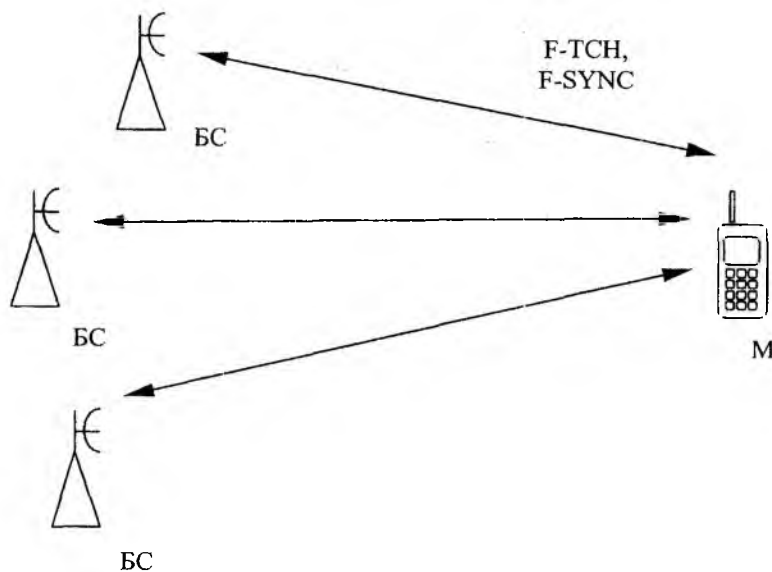


Рис. 1. Структура мягкого хэндовера в CDMA

В результате рассинхронизации БС и МС на одном чиповом интервале эталонной последовательности в коррелятор приемника могут попасть две и более части соседних интервалов принятой последовательности. Тогда значение отклика коррелятора или согласованного фильтра на свою последовательность может быть меньшим, а на чужую – большим, чем при синхронном приеме (рис. 2).

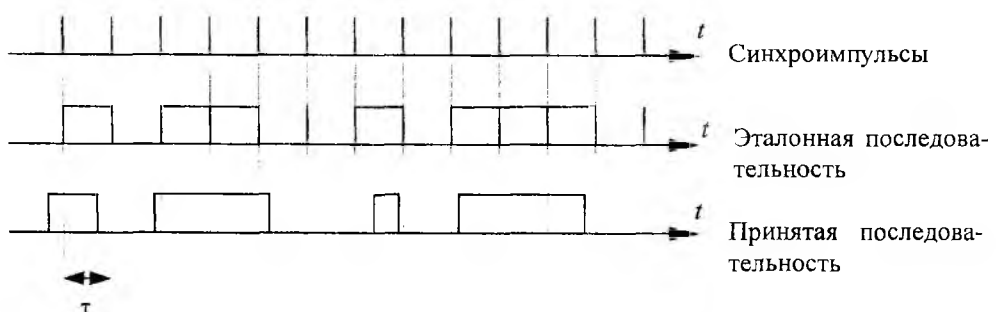


Рис. 2. Пример воздействия рассинхронизации БС и МС на принятый сигнал

Стоит отметить, что нестабильность сигнала синхронизации не является единственной причиной рассинхронизации БС и МС. Высокоточная синхронизация также обеспечивает привязку по времени для сигналов сети, критичных к временным сдвигам (пилот-сигналы расширяющей кодовой последовательности, информационные кадры), а также синхронизацию по частоте.

Возможность синхронизации БС в сети CDMA на основе оборудования СРНС

Для решения задачи синхронизации БС сети CDMA может быть широко применено оборудование синхронизации на основе использования сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС), которые изначально создавались для целей навигации и определения местоположения различных объектов. В основе решения задач синхронизации лежит использование сигналов от орбитальных группировок спутников этих систем. На спутниках размещаются высокостабильные генераторы (цезиевые или рубидиевые стандарты), при помощи которых обеспечивается генерация сообщений определенного вида. Приемные устройства пользователей СРНС методом триангуляции по сигналам от нескольких спутников осуществляют расчет координат антенны приемного устройства и извлекают из принимаемых сообщений частоту UTC (Coordinated Universal Time). Особенностью сигнала синхронизации, генерируемого приемными устройствами пользователей, является его высокая долговременная стабильность, поскольку сами СРНС в целом работают стабильно.

В настоящее время в эксплуатации находятся две глобальные СРНС – американская GPS (Global Positioning System) и российская ГЛОНАСС (глобальная навигационная спутниковая система). Приемные устройства GPS/ГЛОНАСС являются признанной альтернативой широко применяемым (и весьма дорогим) цезиевым или водородным стандартам частоты для техники первичных устройств синхронизации PRC (Primary Reference Clock – уровень требований Рекомендации ITU-T G.811 [2]), а также удобны для применения в составе ведомого оборудования синхронизации SASE (Stand Alone Synchronization Equipment) в качестве резервных источников синхросигнала (а при определенной установке входных приоритетов работы SASE превращают последний в первичный источник PRC).

Глобальная навигационная система GPS введена в эксплуатацию с 1995 года [3, 4]. Космический сегмент GPS состоит из 24 космических аппаратов (по 4 аппарата в каждой из 6 орбитальных плоскостей), вращающихся вокруг Земли на высоте 20000 км с периодом обращения 12 ч. Для широт Украины наблюдается созвездие от 8 до 12 спутников одновременно. Система GPS излучает сигналы в двух диапазонах частот – L1 и L2 (номинальные значения частот – 1575,42 и 1227,6 МГц соответственно). Российская система ГЛОНАСС имеет сходную структуру и характеристики [3, 4]. Система ГЛОНАСС официально введена в эксплуатацию 23 сентября 1993 года. Космический сегмент ГЛОНАСС также состоит из 24 штатных космических аппаратов (по 8 спутников в каждой из 3 орбитальных плоскостей), вращающихся вокруг Земли на высоте 19100 км с периодом обращения 11 ч 15 мин 44 сек. По проведенным наблюдениям [2, 4], в настоящее время орбитальная группировка ГЛОНАСС заполнена не полностью и для широт Украины наблюдается созвездие от 1 до 4 спутников одновременно, однако по планам Российского авиационно-космического агентства предполагается полное заполнение орбитальной группировки спутниками нового поколения в течение ближайших двух-трех лет. Система ГЛОНАСС также излучает сигнал в двух диапазонах частот – L1 и L2 (номинальные значения частот – 1600 и 1250 МГц соответственно). В основе принципа действия аппаратуры потребителей сигналов СРНС лежит использование высокоточных определений временных задержек распространения сигналов СРНС от передающих антенн навигационных спутников до приемной антенны аппаратуры потребителя. Таким образом, становится возможным развертывание сети синхронизации CDMA с равномерным распределением устройств синхронизации на сети, что обеспечит

стабильность наивысшего уровня без накоплений блужданий фазы на всех узлах сети и возможность резервирования работы оборудования синхронизации.

Показатели нестабильности и оценка эффективности оборудования синхронизации в составе БС на сети CDMA

Показатели нестабильности сигналов синхронизации современных цифровых сетей связи определяются Рекомендацией ITU-T G.810 [6], а их основные этапы эволюции были детально рассмотрены в работах [7,8,9,10]. В данном разделе следует остановиться на их основных характеристиках и физическом смысле.

Основными эксплуатационными параметрами сети синхронизации являются следующие показатели нестабильности синхросигнала :

TIE (Time Interval Error – TIE) – ошибка измерения интервала времени;

MTIE (Maximum Time Interval Error) – максимальная ошибка измерения интервала времени;

TDEV (Time Deviation) – отклонение времени (девиация частоты).

То есть, рассматриваются показатели нестабильности во временной области, которые имеют отношение к сетям и устройствам синхронизации в области связи. А именно – показатели нестабильности для квалификационного сравнения источников опорных сигналов и устройств синхронизации. На практике задача заключается в том, чтобы охарактеризовать свойства сигнала на выходе реального генератора (или канала связи).

Непосредственно измеряется только функция ошибки временного интервала TIE: разность между измеренным значением временного интервала, производимого задающим генератором, и измеренным значением того же самого временного интервала, производимого эталонным задающим генератором.

Изменение погрешности времени на интервале длины τ , начиная с момента t , называют функцией погрешности интервала времени $TIE_t(\tau)$ и определяют как

$$TIE_t(\tau) = [T(t + \tau) - T(t)] - [T_{ref}(t + \tau) - T_{ref}(t)] = X(t + \tau) - X(t). \quad (1)$$

Затем, на основе полученного массива $TIE(t; \tau)$ можно произвести расчет максимальной ошибки временного интервала – MTIE: максимальное значение размаха изменения задержки данного сигнала тактовой синхронизации по отношению к идеальному сигналу тактовой синхронизации в течение времени наблюдения ($\tau = n\tau_0$) для всех значений времени наблюдения, длительность которых находится в пределах периода измерения (T). Она оценивается при помощи следующей формулы:

$$MTIE(n\tau_0) = \max_{1 \leq k \leq N-n} \left[\max_{1 \leq i \leq k+n} x(i) - \min_{1 \leq i \leq k+n} x(i) \right], \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

Кроме того, производится расчет девиации временного интервала – TDEV или $\sigma_x(\tau)$: измеренное значение ожидаемого изменения временного интервала сигнала, как функция времени интеграции. TDEV может также обеспечивать информацией о спектральных составляющих фазового (или временного) шума сигнала. TDEV выражается в единицах времени. Основанная на последовательности отсчетов ошибки времени TDEV оценивается при помощи следующего выражения:

$$\sigma_x^2(\tau) = \frac{\tau^2}{3} \text{Mod } \sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{6} \left\langle (\Delta^2 \bar{x})^2 \right\rangle, \quad (3)$$

где: x – отсчеты данных ошибок по времени; τ – время интеграции, независимая переменная для девиации времени (TDEV).

MTIE – показатель, который позволяет обнаруживать скачки фазы в сигнале синхронизации, так как по определению он равен размаху изменений фазы в течение определенного периода времени. Однако из-за своей чувствительности к скачкам фазы он не адекватен для оценки «фоновому» шуму сигнала синхронизации.

TDEV – показатель, который позволяет оценить средний квадрат мощности, поэтому при вычислении TDEV скачки фазы в сигнале синхронизации скрадываются и фактически получают оценку «фоновому» шуму сигнала синхронизации.

Таким образом, критерием оценки качества сигналов синхронизации определены два показателя – MTIE и TDEV.

Здесь следует также отметить, что при определении показателей MTIE и TDEV, необходимо установить требования к сглаживающему фильтру, максимальному времени дискретизации и интервалу измерений (согласно [6]).

Схема измерений TIE приведена в [4, 8] и соответствует требованиям ITU-T [6]. Были проведены исследования различных типов оборудования синхронизации, использующего возможности СРНС. Полученные результаты для одного из устройств синхронизации (СН-3836, производства КБ «Оризон-навигация», г. Смела, Украина) приведены на рис. 3, 4, 5 и позволяют говорить об эффективности данного оборудования при использовании его в составе БС на сети CDMA. Как видим, полученные значения удовлетворяют требованиям [2]. Обработка полученных результатов осуществлялась при помощи программного пакета MEACOM (разработка НПЦ «Сихрон», г. Харьков, Украина).

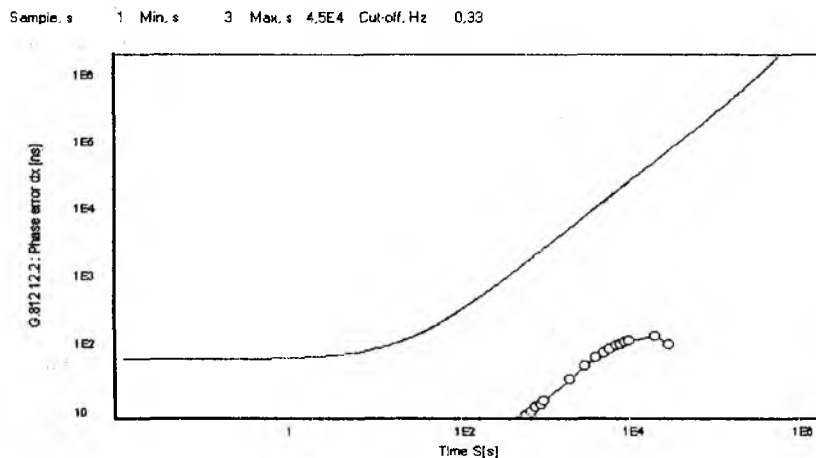


Рис. 3. Результаты измерения значений TIE для исследуемого устройства

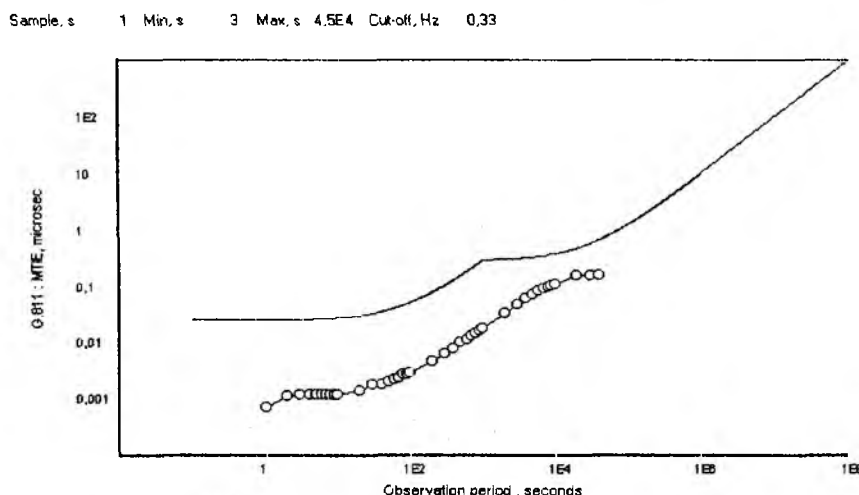


Рис. 4. Результаты вычисления значений MTIE для исследуемого устройства

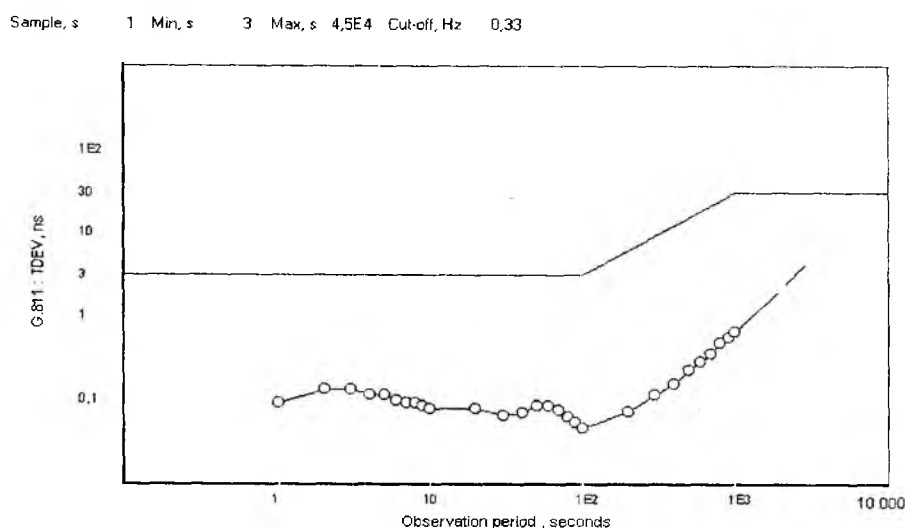


Рис. 5. Результаты вычисления значений TDEV для исследуемого устройства

Оценка качества адресных кодовых последовательностей.

Для оценки качества разных последовательностей при наличии рассинхронизации в канале связи введем коэффициент взаимного различия (КВР). Определим его таким образом:

$$КВР_j = \frac{\theta'_j(0) - \theta'_{\max}}{\theta_j(0)}, \quad (4)$$

где $\theta'_j(0)$ – отклик коррелятора на «свою» последовательность при нулевом взаимном сдвиге входной последовательности и эталонной последовательности при наличии рассинхронизации в канале; $\theta'_{\max}$ – максимальное значение взаимокорреляционной корреляционной функции при наличии рассинхронизации в канале; $\theta_j(0)$ – отклик коррелятора на «свою» последовательность при нулевом взаимном сдвиге входной последовательности и эталонной последовательности при полной синхронизации.

Для системы с M абонентами, которые используют адресные последовательности длиной корреляционная функция k -и l -и последовательностей определяется так:

$$\theta_{kl}(m) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i^k a_{i-m}^l, \quad (5)$$

где a_i^k – i символ k адресной последовательности, $i = 0, 1, \dots, N-1$, $k = 1, 2, \dots, M$; m – произвольный временной сдвиг одной последовательности относительно другой.

Если в (5) положить $k = l$, то такая функция будет автокорреляционной (АКФ), иначе – взаимокорреляционной функцией (ВКФ). Тогда

$$\theta_{kl \max} = \max |\theta_{kl}(m)|, \quad (6)$$

Как показано в [11, 12] важное значение при рассмотрении систем с адресными кодами также имеют нечетные корреляционные функции. Нечетной функцией корреляции [11] назовем функцию вида

$$\hat{\theta}_{kl}(m) = C_{kl}(m) - C_{kl}(m - N), \quad (7)$$

где $C_{kl}(m)$ – аperiodическая взаимокорреляционная функция k и l последовательностей при их взаимном сдвиге m :

$$C_{kl}(m) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-m} a_j^k a_{j+m}^l, & 0 \leq m \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+m} a_{j-m}^k a_j^l, & 1-N \leq m < 0 \\ 0, & |m| \geq N \end{cases} \quad (8)$$

Адресные последовательности должны выбираться так, чтобы обе функции $\theta_y(m)$ и $\hat{\theta}_y(m)$ были малыми при всех $1 < m < N$:

$$\theta_{\max} = \max\{\theta_{kl \max}, \theta_{k \max}, \hat{\theta}_{kl \max}, \hat{\theta}_{k \max}\} \rightarrow \min. \quad (9)$$

Исследованию этих характеристик посвящено много работ, например [11, 12].

Для моделирования использовались адресные коды с предварительно оптимальными начальными сдвигами, определенными по методике, описанной в [12]. Длина адресных кодовых последовательностей составляла 63 элемента (чипа). Моделирование проводилось на ЭВМ с помощью пакета Octave, обработка результатов – с помощью пакета SPSS.

На рис. 6 показана полученная экспериментально зависимость КВР от относительной величины среднеквадратического отклонения рассинхронизации в канале связи, приведенной к длине одного чипа для некоторых видов последовательностей длиной в 63 элемента.

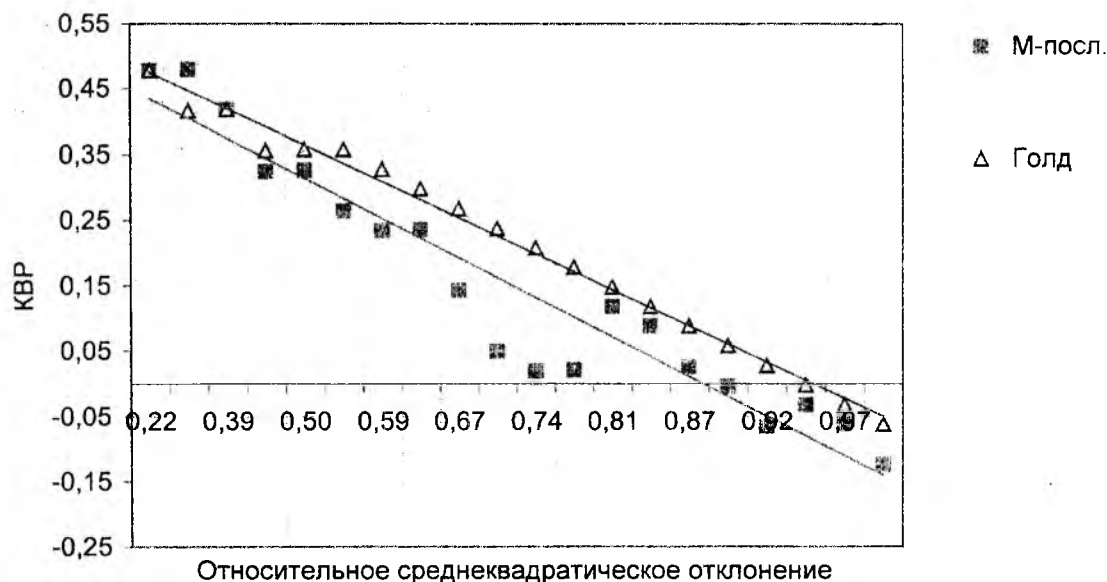


Рис. 6. Зависимость КВР от относительного среднеквадратического значения ошибки синхронизации, приведенная к длине элементарного импульса (чипа)

Из полученных результатов видно, что характер влияния ошибки синхронизации (рассинхронизации) на КВР последовательностей различный, и это показывает, что улучшить характеристики помехоустойчивости CDMA-системы возможно как путем рационального выбора адресной кодовой последовательности, так и улучшением параметров синхронизации сети.

Заключение

Представлен практический материал, посвященный исследованию влияния системы синхронизации на CDMA-сеть. Показано, что даже наиболее сложные статистические параметры не принесут никакой практической пользы при исследовании характеристик устройств синхронизации, если их нельзя измерить экспериментально, т.е. оценить по конечному набору данных. Рассмотрены некоторые методы, позволяющие осуществить подобные измерения, оперируя необходимыми показателями нестабильности устройств синхронизации. Проведены измерения реальных устройств синхронизации, которые подтверждают возможность построения предлагаемой сети синхронизации на основе приемников СРНС. Кроме того, рассмотрена методика оценки качества адресных кодовых последовательностей, используемых в технологии CDMA.

Полученные результаты могут быть использованы как при проектировании новой CDMA-сети, так и при модернизации уже существующей CDMA-системы.

Список литературы: 1. Невдяев Л.М. Мобильная связь 3-го поколения, Связь и бизнес, М.: 2000. 208 с. 2. ITU-T Recommendation G.811 (09/97) «Timing characteristics of primary reference clock». 3. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. М.: Эко-Трендз, 2000. 4. Вакась В.И., Карпань С.В. Устройства синхронизации, использующие возможности спутниковых радионавигационных систем: Вісник Укр. Будинку екон. та наук-техн. знань. 2001. № 1. С. 60 – 67. 5. Информационно-аналитический центр Координатно-Временного Обеспечения, ЦУП Российского авиационно-космического агентства, <http://www.mcc.rsa.ru/iackvo>. 6. ITU-T Recommendation G.810 (08/96) «Definitions and terminology for synchronization network». 7. Вакась В.И., Савчук О.В., Шмалый Ю.С. О показателях нестабильности сигналов синхронизации: Вісник Укр. Будинку екон. та наук-техн. знань 2000. № 1. С. 66 – 70. 8. Вакась В.И., Лазоренко С.Ф. Экспериментальная проверка принципов мониторинга сигналов синхронизации. Сб. 11-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. КрыМиКо-2001. С. 272-274. 9. Вакась В.И. Современные тенденции в синхронизации транспортных сетей: Вісник Укр. Будинку екон. та наук-техн. знань. 2002. № 1. С. 60 – 66. 10. Вакась В.И., Черняк И.П., Каленик И.Е. Оценка качества сигналов синхронизации на цифровых сетях связи: Сб. трудов 12-й Междунар. конф. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо-2002. С. 233 – 234. 11. Сарвате Д.В., Персли М.Б. Взаимокорреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей. ТИИЭР. 1980. № 5. С. 65 – 90. 12. Лебедев О.М. Поляков И.Л. «Вплив зсувів адресних кодів на їх кореляційні властивості. Наук. вісті НТУУ «КПІ». 2001. № 6. С. 15 – 20.

Украинский научно-исследовательский
институт связи (УНИИС)

Поступила в редколлегию 10.04.2003

АНАЛІТИЧНЕ ВИРІШЕННЯ БАГАТОВИМІРНОЇ ЗАДАЧІ КЛОПЕРА-ПІРСОНА

До необхідності аналітичного вирішення багатомірної задачі Клопера-Пірсона [1] приводять випадки суцього практичного характеру, наприклад, оцінка з необхідною точністю показників надійності засобів телекомунікацій за результатами їх періодичних випробувань і перевірок, планування об'ємів переданої інформації в залежності від надійності окремих об'єктів мережі зв'язку і т.п. Найчастіше часто такі перевірки проводять при аналізі надійності резервних каналів та об'єктів. Розглянемо саму задачу і її рішення.

На практиці [2] системи телекомунікацій звичайно мають послідовно-паралельну структуру (рис. 1 а) і складаються з m об'єктів, що містять v_{ij} елементів. Відзначимо, що при $v_{ij}=1$ у кожному з об'єктів маємо послідовну систему (рис. 1 б).

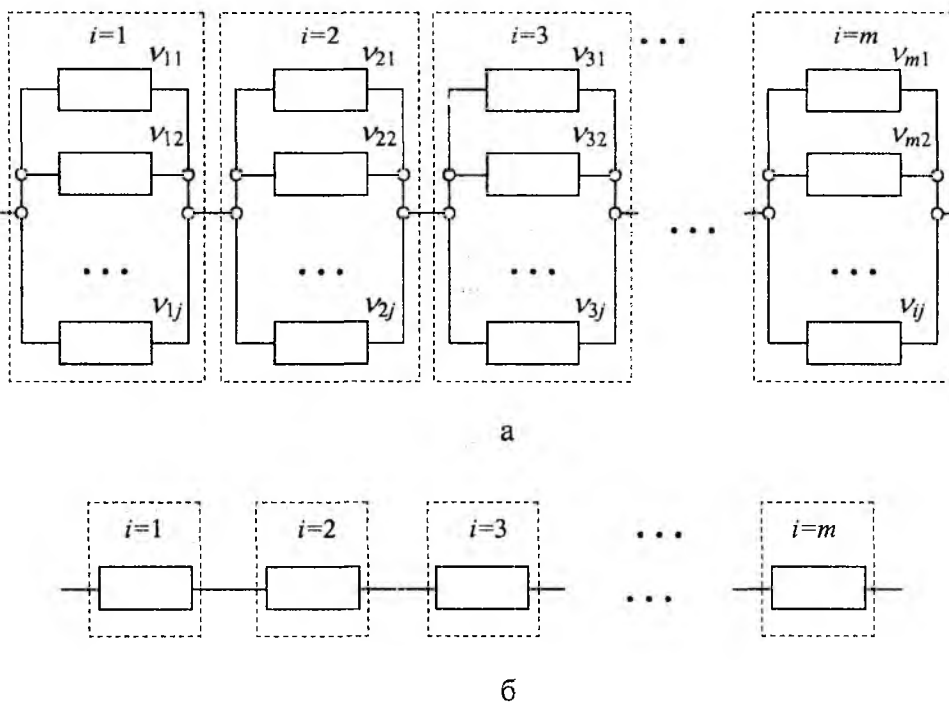


Рис. 1

Позначимо подію, що полягає в успішному функціонуванні j -го елемента в i -м блоці як A_{ij} , і $P_{ij} = P(A_{ij})$ – ймовірність події A_{ij} . Тоді, у випадку незалежності подій A_{ij} , ймовірність $\bar{P}$ успішного функціонування системи телекомунікацій з послідовно-паралельною структурою визначається виразом:

$$\bar{P} = P\left(\bigcap_{i=1}^m \bigcup_{j=1}^{v_i} A_{ij}\right) = \prod_{i=1}^m \left[1 - \prod_{j=1}^{v_i} (1 - P_{ij})\right]. \quad (1)$$

При послідовній структурі позначимо через A_i подію, що полягає в успішному функціонуванні i -го елемента, через $P_i = P(A_i)$ – ймовірність події A_i . Тоді, у випадку незалежності подій A_i , ймовірність R успішного функціонування системи з послідовною структурою визначається виразом:

$$R = P\left(\prod_{i=1}^m A_i\right) = \prod_{i=1}^m P_i. \quad (2)$$

З метою більш повного уявлення, перш ніж перейти до вирішення багатомірної задачі Клопера-Пірсона, розглянемо рішення одномірної задачі.

Нехай здійснюються n незалежних біноміальних випробувань системи телекомунікацій. У кожному з них фіксується лише факт успішного або неуспішного результату, а ймовірність P успіху в кожному випробуванні однакова. З врахуванням (1) і (2) назовемо *статистиками* функції результату ω випробувань елементів системи і позначимо їх як $\bar{P}_\gamma = \bar{P}_\gamma(\omega)$ і $R_\gamma = R_\gamma(\omega)$. Функції результату ω випробувань з n можливих дослідів будемо називати γ -*границями*. Для ймовірностей $\bar{P}$ і R γ -*нижніми* границями $\underline{\bar{P}}_\gamma = \underline{\bar{P}}_\gamma(\omega)$ і $\underline{R}_\gamma = \underline{R}_\gamma(\omega)$ називають границі, якщо виконуються співвідношення $P(\underline{\bar{P}}_\gamma \leq \bar{P}) \geq \gamma$ і $P(\underline{R}_\gamma \leq R) \geq \gamma$. Аналогічно визначаються γ -*верхні* границі $\bar{\bar{P}}_\gamma$ і $\bar{R}_\gamma$ для ймовірностей $\bar{P}$ і R як статистики, для яких $P(\bar{\bar{P}}_\gamma \geq \bar{P}) \geq \gamma$ і $P(\bar{R}_\gamma \geq R) \geq \gamma$.

Одномірна задача Клопера-Пірсона полягає в знаходженні γ -границь $\underline{P}_\gamma$ і $\bar{P}_\gamma$ для ймовірності P , тобто статистики такі, що $P(\underline{P}_\gamma \leq P) \geq \gamma$ і $P(\bar{P}_\gamma \geq P) \geq \gamma$.

Відповідно до наведених визначень вирішення задачі із знаходження γ -границь є неоднозначним, і ми одержимо лише одне з нетривіальних рішень. Відзначимо, що тривіальним є рішення $\underline{P}_\gamma = 0$ і $\bar{P}_\gamma = 1$, де γ – будь-яке число з $[0, 1]$.

Класичним рішенням є статистики $\bar{P}_\gamma = f_1(n, \xi, \gamma)$ і $\underline{P}_\gamma = f_2(n, \xi, \gamma)$, обумовлені як корені рівнянь Клопера-Пірсона [1] $1 - \gamma = \sum_{k=0}^{\xi} \binom{n}{k} p^{n-k} q^k$ і $\gamma = \sum_{k=0}^{\xi-1} \binom{n}{k} p^{n-k} q^k$, що вирішуються відносно $p \stackrel{\Delta}{=} 1 - q$, де ξ – число відмовлень у n іспитах, p – ймовірність успішної події і q – ймовірність неуспіху.

Розглянемо інші статистики, вводячи в розгляд умовний розподіл $P(\tilde{n}' \leq x | \tilde{n}' \leq n) \stackrel{\Delta}{=} \tilde{F}(x)$ випадкової величини $\tilde{n}'$, рівної числу випробувань у послідовності біноміальних випробувань Бернуллі до виникнення першого відмовлення. Іншими словами, розглянемо функцію усіченого геометричного розподілу:

$$\tilde{F}(x) = P(\tilde{n}' \leq x | \tilde{n}' \leq n) = \frac{1}{\sum_{k=0}^n q \cdot P^k} \cdot \sum_{k=0}^x q P^k = \frac{1 - P^{x+1}}{1 - P^{n+1}},$$

вибираючи з нескінченної послідовності біноміальних випробувань кінцеву підпослідовність (рис. 2) з n таких же випробувань, для якої $\tilde{n}' \leq n$ ($\tilde{n}' = n$ при $\xi = 0$). Тут $\tilde{F}$ – функція розподілу умовної випадкової величини $n' = \tilde{n}' | n$, рівної числу випробувань $\tilde{n}'$ до першого відмовлення при $\xi \neq 0$ і числу n при $\xi = 0$.

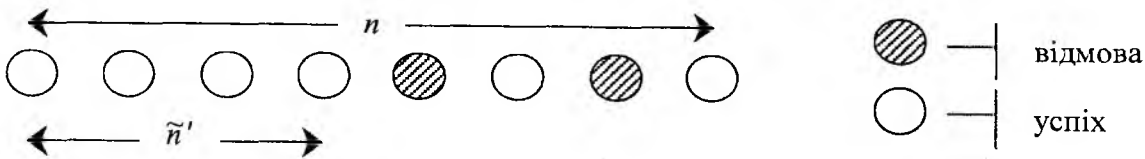


Рис. 2

Теорема 1. Статистика $\underline{P}_\gamma \stackrel{\Delta}{=} (1-\gamma)^{\frac{1}{n'}}$ є γ -нижньою границею для параметра P біноміального розподілу.

Доказ. Використовуючи нерівність Большева [3]

$$P(F(\xi') \leq y) \leq y \leq P(F(\xi' - 0) \leq y),$$

справедливу для довільної випадкової величини ξ' з функцією розподілу F , одержуємо

$$\gamma \leq P(\tilde{F}(n' - 0) \leq \gamma) = P\left(\frac{1 - p^{n'}}{1 - p^{n'+1}} \leq \gamma\right) \leq P(1 - p^{n'} \leq \gamma) = P\left((1 - \gamma)^{\frac{1}{n'}} \leq P\right),$$

чи

$$P\left(\underline{P}_\gamma \stackrel{\Delta}{=} (1 - \gamma)^{\frac{1}{n'}} \leq P\right) \geq \gamma.$$

Теорема доведена. Вона дозволяє, не користаючись спеціальними таблицями, знайти γ -нижню границю для ймовірності в явному вигляді. При числі відмовлень $\xi = 0$ пропонується формула для γ -нижньої границі дає те ж значення, що і формула Клопера-Пірсона –

$\underline{P}_\gamma(\xi = 0) = (1 - \gamma)^{\frac{1}{n'}}$. Відзначимо, що γ -верхня границя $\bar{P}_\gamma$ може бути знайдена як корінь рівняння $\frac{1 - p^{n'+1}}{1 - p^{n'}} = 1 - \gamma$, розв'язуваного щодо невідомого значення P . Це впливає з

нерівності Большева, тому що $P(\tilde{F}(n') \leq 1 - \gamma) = P\left(\frac{1 - p^{n'+1}}{1 - p^{n'}} \leq 1 - \gamma\right) = P(\bar{P}_\gamma \leq P) \leq 1 - \gamma$.

Нехай P_T – необхідне значення ймовірності P успіху, що, відповідно до викладеного вище, вважається підтвердженням за даними випробувань, якщо $\underline{P}_{1-\beta} \geq P_T$, де β – максимальне значення припустимого ризику. Звідси впливає вимога $n' \geq \frac{\ln \beta}{\ln P_T}$ до числа n' випробувань, проведених до першого відмовлення чи, іншими словами, до числа безвідмовних випробувань.

Перейдемо до постановки задачі та вирішення багатомірної задачі Клопера-Пірсона.

Нехай проводяться біноміальні випробування m елементів системи, причому в n_i випробуваннях i -го елемента спостерігаються ξ_i відмовлень (рис. 3). Нехай, далі, $n_i' \stackrel{\Delta}{=} \tilde{n}_i | n_i$ – умовна випадкова величина з функцією розподілу $\tilde{F}_i(x) = P(\tilde{n}_i' \leq x | \tilde{n}_i' \leq n_i)$, рівна числу $\tilde{n}_i$ випробувань до першого відмовлення при $\xi_i \neq 0$ і числу n_i при $\xi_i = 0$, а $\underline{n}' \stackrel{\Delta}{=} \min_{1 \leq i \leq m} n_i'$, тобто $\underline{n}'$ – менша з випадкових величин n_i' , що вважаються незалежними. Тоді $\underline{n}' > x \Leftrightarrow \bigwedge_{i=1}^m (n_i' > x)$

і, значить, $P(\underline{n}' > x) = P\left(\prod_{i=1}^m \{n_i' > x\}\right) = \prod_{i=1}^m P(n_i' > x)$. Звідси випливає, що функція розподілу випадкової величини $\underline{n}'$ має вигляд

$$\tilde{F}(x) \stackrel{\Delta}{=} P(\underline{n}' \leq x) = 1 - \prod_{i=1}^m [1 - P(n_i' \leq x)] = 1 - \prod_{i=1}^m \left(1 - \frac{1 - P_i^{x+1}}{1 - P_i^{n_i+1}}\right).$$

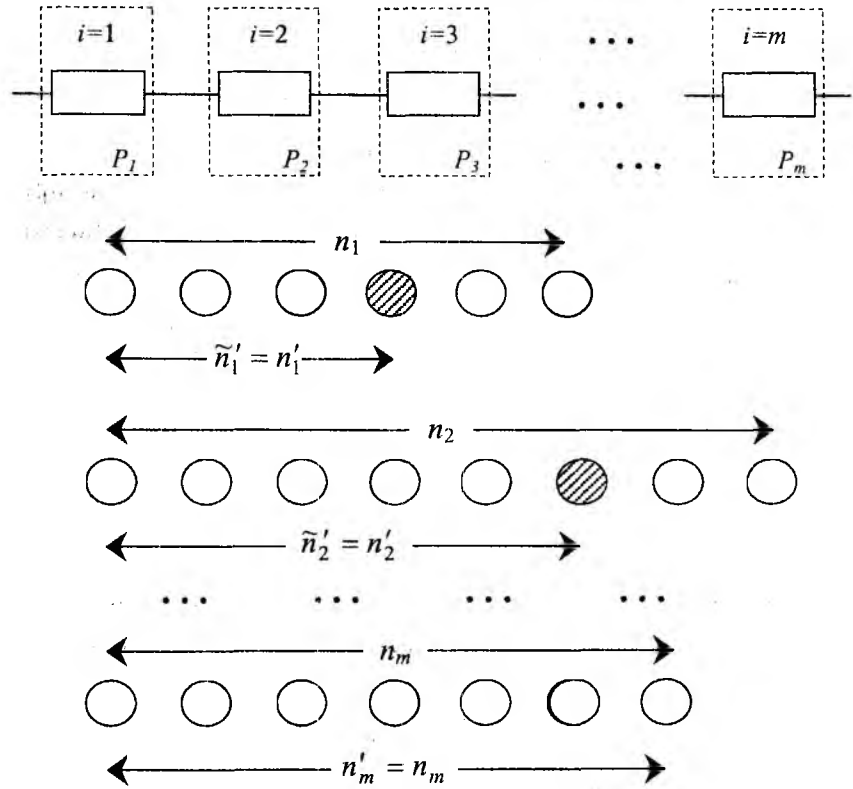


Рис. 3

Теорема 2. Якщо випадкові величини n_i' незалежні, то статистика $\underline{R}_\gamma \stackrel{\Delta}{=} (1 - \gamma)^{\frac{1}{n'}}$ є γ -нижньою границею для ймовірності $R = \prod_{i=1}^m P_i$ успішного функціонування послідовної системи з m елементів.

Д о к а з . Використовуючи нерівність Большева, одержимо

$$\begin{aligned} \gamma &\leq P(\tilde{F}(\underline{n}' - 0) \leq \gamma) = P\left(\left[1 - \prod_{i=1}^m \left(1 - \frac{1 - P_i^{n_i'}}{1 - P_i^{n_i+1}}\right)\right] \leq \gamma\right) \leq P\left(\left[1 - \prod_{i=1}^m (1 - P_i^{n_i'})\right] \leq \gamma\right) = \\ &= P(1 - R^{n'} \leq \gamma) = P\left((1 - \gamma)^{\frac{1}{n'}} \leq R\right) = P(\underline{R}_\gamma \leq R), \end{aligned}$$

або ж:

$$P(\underline{R}_\gamma \leq R) \geq \gamma.$$

Теорема доведена. Вона дозволяє в явному вигляді знайти рішення розглянутої задачі. Зокрема, при безвідмовних іспитах всіх елементів з нього впливає відома формула Мирного і Соловйова [4] $\underline{P}_\gamma(\xi_i = 0, i = \overline{1, m}) = (1 - \gamma)^{\frac{1}{n}}, n = \min_{i=1, m} n_i$.

Отримане рішення істотно простіше для γ -нижньої границі $\underline{P}_\gamma \stackrel{\Delta}{=} \tilde{f}_2(n, n_{\hat{q}}, \gamma)$, (де $\hat{q} = 1 - \prod_{i=1}^m \left(1 - \frac{\xi_i}{n_i}\right)$; $\tilde{f}_2$ – корінь рівняння $1 - \gamma = I_p(n(1 - \hat{q}), n\hat{q} + 1)$, I_p – неповна бета-функція), ніж співвідношення, наведене в [5].

Нагадаємо, що згідно [6] у якості γ -верхньої границі $\bar{R}_\gamma$ для ймовірності R можна прийняти кожен з γ -верхніх границь $\bar{R}_{i\gamma}$ для P_i .

З доведеної теореми випливає, що, якщо потрібно, щоб ймовірність R успішного функціонування системи була не менше деякого необхідного значення R_T і для перевірки виконання нерівності $R \geq R_T$ обрана умова $\underline{R}_{1-\beta_0} \geq R_T$, то, виходячи із співвідношення

$$\underline{R}_{1-\beta_0} = \beta_0^{\frac{1}{n}} \geq R_T \Rightarrow \underline{n}' \frac{\ln \beta_0}{\ln R_T} \Leftrightarrow \forall i = \overline{1, m} : n_i' \geq \frac{\ln \beta_0}{\ln R_T},$$

число n_i' випробувань кожного з $i = \overline{1, m}$ елементів системи до першого відмовлення, може бути обране з умови

$$n_i' \geq n_0 \stackrel{\Delta}{=} \frac{\ln \beta_0}{\ln R_T}.$$

Важливо відзначити, що при будь-якому числі m елементів системи обсяг n_0 випробувань виявляється залежним тільки від вимог R_T та β_0 до послідовної системи в цілому, і знаходиться з простого аналітичного виразу.

Тепер легко одержати γ -нижню границю $\underline{\bar{P}}_\gamma$ для ймовірності $\bar{P}$ успішного функціонування послідовно-паралельної системи. Дійсно, нехай v – менше з чисел v_i , а в кожному із m блоків випробувалися які-небудь v елементів за біноміальною схемою Бернуллі n_{ij_0} разів з фіксацією числа ξ_{ij_0} відмовлень. Нехай, далі, n'_{ij} – величина, рівна числу випробувань $\tilde{n}_{ij_0}$ до виникнення першого відмовлення при $\xi_{ij_0} \neq 0$ і рівна n_{ij_0} при $\xi_{ij_0} = 0$. Якщо величини n'_{ij} незалежні та $\underline{n}' = \min_{1 \leq i \leq m} \min_{1 \leq j_0 \leq v} n'_{ij_0} \stackrel{\Delta}{=} \min_{1 \leq i \leq m} \min_{1 \leq j_0 \leq v} n'_{ij_0}$ – менша з них, то γ -нижня границя для ймовірності $\bar{P}$ може бути знайдена за формулою

$$\underline{\bar{P}}_\gamma = 1 - \left[(1 - \gamma)^{\frac{1}{\underline{n}'v}} \right]^v.$$

Якщо потрібно, щоб ймовірність $\bar{P}$ успішного функціонування послідовно-паралельної системи була не менше деякого необхідного значення $\bar{P}_T$ і для перевірки виконання нерівності $\bar{P} \geq \bar{P}_T$ обрана умова $\underline{\bar{P}}_{1-\beta_0} \geq \bar{P}_T$, то, виходячи із співвідношення

$$\underline{\bar{P}}_{1-\beta_0} \geq \bar{P}_T \Leftrightarrow \underline{n}' \geq n_0 \stackrel{\Delta}{=} \frac{\ln \beta_0}{v \cdot \ln \left[1 - (1 - \bar{P}_T)^{\frac{1}{v}} \right]} \Leftrightarrow \forall i, j : n_{ij_0} \geq n_0,$$

число n'_{ij_0} випробувань до виникнення першого відмовлення кожного з $v = \min_i v_i$ випробовуваних елементів кожного з m блоків може бути обране з умови

$$n'_{ij_0} \geq n_0 = \frac{\Delta \ln \beta_0}{v \cdot \ln \left[1 - (1 - \hat{P}_T)^{\frac{1}{v}} \right]}. \quad (3)$$

Формула (3) вперше дозволяє в явному вигляді вирішити задачу планування обсягу випробувань елементів послідовно-паралельних систем.

Відзначимо, що плановані обсяги n_{ij} випробувань елементів послідовно-паралельної системи повинні бути погоджені з фінансуванням випробувань.

Нехай виділені витрати y_i на випробування i -го блоку системи, а C_{ij} – витрати на одне випробування j -го елемента в складі i -го блоку, причому $C_{ij} = 0$, якщо j -й елемент не входить до складу i -го блоку. Тоді $C_{i1}x_1 + C_{i2}x_2 + \dots + C_{iN}x_N = y_i, i = \overline{1, m}$, де N – загальне число типів елементів, що входять до систем, $N \leq \sum_{i=1}^m v_i$, x_N – число випробувань елементів

k -го типу, припустимо з погляду дозволених витрат.

В іншому записі

$$A_x = y,$$

де $A = [C_{ij}]$ – матриця витрат, дозволених на іспити, $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$, $y = [y_1, y_2, \dots, y_m]$.

Якщо витрати C_{ij} і y_i збалансовані, то рівняння $A_x = y$ повинне мати рішення, тобто умова збалансованості є умовою можливості розв'язання рівняння $A_x = y$, і, отже, має вигляд

$$AA^c y = y.$$

При виконанні цієї умови числа x_k можуть бути знайдені зі співвідношення

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_N \end{bmatrix} = A^c y + \hat{P} \xi, \quad \hat{P} = I - A^c A.$$

Вимоги з надійності і фінансування можна вважати погодженими, якщо $x_i = n_0$ чи виконується умова $\hat{P} \xi = z$, $z = A^c y - \hat{n}$, $\hat{n} = [n_0 \ n_0 \dots n_0]^T$, тобто якщо $\hat{P} \hat{P}^c z = z$. У такому випадку вибираємо вектор $\xi = \hat{P}^c z$.

Список літератури: 1. Судаков Р.С. Теория испытаний. М.: Изд-во Военной академии ПВО, 1985. 228 с. 2. Скопа О.О. Інтервальне оцінювання надійності Т-систем з паралельним з'єднанням елементів за результатами їх біноміальних випробувань // Наукові праці ОНАЗ: Період. наук. збірник з радіотехніки і телекомунікацій, електроніки та економіки в галузі зв'язку. Одеса. 2002. № 1. С. 65 – 71. 3. Большев Л.Н., Логинов Э.А. Интервальные оценки при наличии мешающих параметров. // Теория вероятностей и ее применения. 1966. Т. 11. № 1. 4. Мирный Р.А., Соловьев А.Д. Оценка надежности систем по результатам испытаний их компонент // Сб: Кибернетика – на службу коммунизму. М.: Энергетика, 1961. 5. Судаков Р.С. К вопросу об интервальном оценивании показателей надежности последовательной системы // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1974. № 3. 6. Судаков Р.С. Интервальная оценка показателей надежности // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1980. № 1.

В. К. СТЕКЛОВ, д-р техн. наук, В. В. КОРОБКО, Д. В. ОХРУЦАК

МИНИМИЗАЦИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ В ДВУХКОНТУРНЫХ ИТЕРАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Итерационные системы фазовой автоподстройки (ФАП) находят все более широкое применение на практике [1 – 3]. Это объясняется высокой точностью таких систем в установившихся (синхронных) режимах.

Ниже предложены постановка и решение задачи сравнительного анализа различных структур итерационных систем, а также методика синтеза параметров итерационной системы ФАП из условия минимизации среднеквадратической ошибки (СКО).

Для оценки точности систем ФАП при случайных воздействиях обычно используется значение СКО. На значение СКО систем ФАП, т.е. ошибки, усредненной за бесконечно большой промежуток времени, слабо влияют ошибки, связанные со сравнительно кратковременными переходными процессами. Минимизация СКО соответствует в основном уменьшению вынужденной составляющей фазовой ошибки. В системах ФАП с принципом управления по отклонению уменьшение вынужденной составляющей ошибки, как известно, приводит к ухудшению переходного процесса. Поэтому, как правило, если параметры замкнутой системы выбраны из условия минимизации СКО, то система имеет слабозатухающий переходный процесс. В связи с этим на практике задачу о рациональном выборе параметров замкнутой системы решают не на основе исключительно принципа минимума СКО, а с учетом ошибок в переходных режимах. При этом, естественно, СКО превышает расчетное значение, полученное без учета требований к переходному процессу.

Отмеченный недостаток критерия СКО, проявляющийся при расчете систем ФАП с управлением по отклонению, в меньшей степени проявляется при синтезе комбинированных систем. Выбор параметров разомкнутой связи по задающему воздействию (возмущению), обеспечивающий минимум СКО комбинированной системы, вообще говоря, связан с изменением переходной составляющей ошибки, однако он не приводит однозначно к ухудшению переходного процесса. Поэтому для оценки динамической точности комбинированных систем ФАП критерий СКО может быть принят с большим основанием, чем для оценки точности систем с управлением по отклонению.

Ниже изложена методика синтеза оптимальных параметров связи из условия получения минимума СКО с учетом условий физической реализуемости для случая, когда на вход двухконтурной итерационной системы ФАП (ДИС ФАП) подается полезный сигнал. Проанализировано влияние параметров знаменателя передаточной функции связи по задающему воздействию на значение минимума СКО.

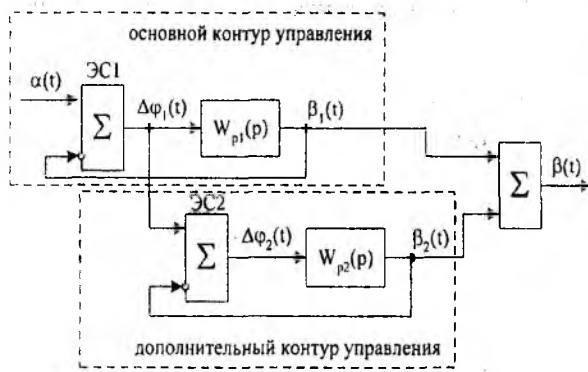
При поступлении на вход комбинированной ДИС ФАП (рисунок, позиция б) полезного сигнала (задающего воздействия) $\alpha(t)$ изображение по Лапласу ошибки определяется выражением

$$\Delta\varphi(s) = W_{\Delta\varphi}(s)\alpha(s) = W_{\Delta\varphi_1}(s)W_{\Delta\varphi_2}(s)\alpha(s). \quad (1)$$

$$\text{Здесь } W_{\Delta\varphi}(s) = \frac{\Delta\varphi(s)}{\alpha(s)}; \quad W_{\Delta\varphi_1}(s) = \frac{\Delta\varphi_1(s)}{\alpha(s)}; \quad W_{\Delta\varphi_2}(s) = \frac{\Delta\varphi_2(s)}{\Delta\varphi_1(s)}.$$

С учетом выражения (1) энергетический спектр фазовой ошибки имеет вид

$$\begin{aligned} G_{\Delta\varphi}(\omega) &= |W_{\Delta\varphi}(j\omega)|^2 G_{\alpha}(\omega) = \\ &= |W_{\Delta\varphi_1}(j\omega)W_{\Delta\varphi_2}(j\omega)|^2 G_{\alpha}(\omega), \end{aligned} \quad (2)$$



а



б

где $W_{\Delta\varphi}(j\omega) = W_{\Delta\varphi}(s) \big|_{s=j\omega}$ – амплитудно-частотная характеристика ДИС ФАП; $W_{\Delta\varphi_1}(j\omega) = W_{\Delta\varphi_1}(s) \big|_{s=j\omega}$ – амплитудно-частотная характеристика ОКУ; $W_{\Delta\varphi_2}(j\omega) = W_{\Delta\varphi_2}(s) \big|_{s=j\omega}$ – амплитудно-частотная характеристика ДКУ; $G_a(\omega)$ – энергетический спектр задающего воздействия.

Среднее значение квадрата фазовой ошибки (дисперсия) определяется выражением

$$\overline{\Delta\varphi^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\Delta\varphi}(\omega) d\omega, \quad (3)$$

а среднеквадратическое значение фазовой ошибки – выражением $\varepsilon = \sqrt{\overline{\Delta\varphi^2}}$.

Как видно из формул (1) – (3), среднее значение квадрата ошибки зависит от передаточной функции ДИС ФАП относительно ошибки $\Delta\varphi(s)$. Возможность уменьшения $\overline{\Delta\varphi^2}$ зависит от свойств $W_{\Delta\varphi}(s)$, которые, в свою очередь, обусловлены принципами управления.

Ниже приводится сравнительная оценка двух ДИС ФАП – основанной на принципе управления по отклонению и комбинированной – с точки зрения уменьшения СКО.

Передаточная функция по ошибке ДИС ФАП с управлением по отклонению (рисунок, позиция а) определяется выражением

$$\begin{aligned} W_{\Delta\varphi}(s) &= W_{\Delta\varphi_1}(s) W_{\Delta\varphi_2}(s) = \frac{F_{p1}(s)}{P_{p1}(s) + F_{p1}(s)} \frac{F_{p2}(s)}{D_{p2}(s) + F_{p2}(s)} = \\ &= \frac{1}{1 + W_{p1}(s)} \frac{1}{1 + W_{p2}(s)}, \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $W_{p1}(s) = D_{p1}(s)/F_{p1}(s)$; $W_{p2}(s) = D_{p2}(s)/F_{p2}(s)$.

Передаточная функция по ошибке комбинированной ДИС ФАП (см. рисунок, позиция б) имеет вид

$$\begin{aligned} W_{\Delta\varphi_k}(s) &= W_{\Delta\varphi_{1k}}(s) W_{\Delta\varphi_{2k}}(s) = \frac{1 - W_{p1}(s) W_{ky1}(s)}{1 + W_{p1}(s)} \frac{1 - W_{p2}(s) W_{ky2}(s)}{1 + W_{p2}(s)} = \\ &= \frac{D_{\Delta\varphi_k}(s)}{F_{\Delta\varphi_k}(s)} = \frac{D_{\Delta\varphi_{1k}}(s) D_{\Delta\varphi_{2k}}(s)}{F_{\Delta\varphi_1}(s) F_{\Delta\varphi_2}(s) F_{ky1}(s) F_{ky2}(s)} = W_{\Delta\varphi_{1k}}(s) W_{\Delta\varphi_{2k}}(s), \end{aligned} \quad (5)$$

где $W_{\Delta\Phi_{1k}}(s) = D_{\Delta\Phi_{1k}}(s) / [F_{\Delta\Phi_k}(s)F_{ky_1}(s)]$; $W_{\Delta\Phi_{2k}}(s) = D_{\Delta\Phi_{2k}}(s) / [F_{\Delta\Phi_k}(s)F_{ky_2}(s)]$.

Учитывая, что $W_{ky_1}(s)$ и $W_{ky_2}(s)$ отвечают условию сохранения порядка астатизма ОКУ и ДКУ и условию физической реализованности, запишем

$$\left. \begin{aligned} W_{ky_1}(s) &= \frac{\tau_1 s^l + \tau_{l-1} s^{l-1} + \dots + \tau_1 s^0}{d_1 s^l + d_{l-1} s^{l-1} + \dots + d_1 s + d_0} = \frac{D_{ky_1}(s)}{F_{ky_1}(s)}, \\ W_{ky_2}(s) &= \frac{\tau_1 s^l + \tau_{l-1} s^{l-1} + \dots + \tau_{v_2} s^{v_2}}{d_1 s^l + d_{l-1} s^{l-1} + \dots + d_1 s + d_0} = \frac{D_{ky_2}(s)}{F_{ky_2}(s)}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Выражение для $W_{\Delta\Phi_k}(s)$ можно представить в виде

$$W_{\Delta\Phi_k}(s) = \frac{F_{p1}(s)F_{ky_1}(s) - D_{p1}(s)D_{ky_1}(s)}{[D_{p1}(s) + F_{p1}(s)]F_{ky_1}(s)} \cdot \frac{F_{p2}(s)F_{ky_2}(s) - D_{p2}(s)D_{ky_2}(s)}{[D_{p2}(s) + F_{p2}(s)]F_{ky_2}(s)}. \quad (7)$$

Сравнивая выражения (4) и (7), видим, что в комбинированной ДИС ФАП имеются более широкие возможности изменения передаточной функции по ошибке, а следовательно, и среднеквадратической ошибки – за счет выбора числителей $D_{ky_1}(s)$, $D_{ky_2}(s)$ и знаменателей $F_{ky_1}(s)$, $F_{ky_2}(s)$ передаточных функций $W_{ky_1}(s)$ и $W_{ky_2}(s)$, разомкнутых компенсационных каналов.

Передаточную функцию $W_{\Delta\Phi_k}(s)$ можно представить в виде правильной дроби

$$W_{\Delta\Phi_k}(s) = D_{\Delta\Phi_k}(s) / F_{\Delta\Phi_k}(s).$$

Здесь $D_{\Delta\Phi_k}(s)$, $F_{\Delta\Phi_k}(s)$ – полиномы степеней m и n , $m \leq n$.

Характеристическое уравнение $F_{\Delta\Phi_k}(s) = 0$ имеет $n = n_1 + n_2 + 2l$ корней, где n_1 – степень характеристического уравнения ОКУ $F_{\Delta\Phi_k}(s) = 0$; n_2 – степень характеристического уравнения ДКУ $F_{\Delta\Phi_2}(s) = 0$; l – степень характеристического уравнения $F_{ky_1}(s) = 0$ или $F_{ky_2}(s) = 0$ разомкнутых каналов управления.

При простых корнях и комплексно-сопряженных $(-q \pm j\psi)$ передаточная функция $W_{\Delta\Phi_k}(s)$ может быть дана в виде

$$W_{\Delta\Phi_k}(s) = \sum_{j=1}^k \frac{a_j s + d_j}{s^2 - q_j s + \psi_j^2} + \sum_{j=2k+1}^{k_1} \frac{A_j}{s - \lambda_j}, \quad (8)$$

где $k + k_1 = n$.

Эквивалентную схему ДИС ФАП можно представить параллельным соединением звеньев с простыми передаточными функциями. Дисперсия фазовой ошибки комбинированной ДИС ФАП может быть определена из выражения

$$\overline{\Delta\varphi^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\Delta\Phi_{1k}}(j\omega)W_{\Delta\Phi_{2k}}(j\omega)|^2 S_{\alpha}(\omega) d\omega. \quad (9)$$

Учитывая, что передаточная функция комбинированной ДИС ФАП представлена суммой элементарных функций, задача вычисления дисперсии фазовой ошибки, которая состоит из суммы дисперсий отдельных простых составляющих, облегчается.

Выражение (9) можно представить как функцию параметров ОКУ, ДКУ и разомкнутых компенсационных каналов

$$\overline{\varphi_k^2} = f(\xi_j, \psi_j, \tau_r, \tau_{q_j}). \quad (10)$$

Здесь ξ_j – j -й параметр ОКУ; ψ_i – i -й параметр ДКУ; τ_r – r -й параметр КУ1, $r = \overline{1, l}$; τ_q – q -й параметр КУ2, $q = \overline{1, l}$.

Если брать частную производную $\partial \overline{\Delta \varphi^2} / \partial \tau_j$ и приравнять ее к нулю, можно найти оптимальное значение τ_j разомкнутого компенсационного канала ОКУ. При $\partial \overline{\Delta \varphi^2} / \partial \tau_j = 0$ определяется оптимальное значение τ_j разомкнутого компенсационного канала ДКУ, обеспечивающие минимум дисперсии фазовой ошибки.

Таким образом, в итерационных системах ФПА облегчается задача синтеза разомкнутых компенсационных каналов – благодаря тому, что сами итерационные системы могут быть представлены в виде суммы элементарных звеньев.

Особенность комбинированной ДИС ФАП заключается в том, что минимизировать дисперсию фазовой ошибки можно раздельно для ОКУ и для ДКУ. Действительно, передаточная функция, определяемая выражением (5), состоит из произведения передаточных функций по ошибке ОКУ и ДКУ:

$$W_{\Delta \varphi_k}(s) = W_{\Delta \varphi_{1k}}(s) W_{\Delta \varphi_{2k}}(s).$$

Каждую из передаточных функций $W_{\Delta \varphi_{1k}}(s)$ и $W_{\Delta \varphi_{2k}}(s)$ можно раздельно представить в виде суммы элементарных дробей:

$$W_{\Delta \varphi_{1k}}(s) = \sum_{j=1}^r \frac{c_j s + c_j'}{s^2 - 2d_j s + z_j^2} + \sum_{j=2r+1}^{\theta} \frac{A_j}{s - \lambda_j};$$

$$W_{\Delta \varphi_{2k}}(s) = \sum_{j=1}^{r_1} \frac{c_j' s + c_j''}{s^2 - 2d_j' s + z_j'^2} + \sum_{j=2r_1+1}^{\theta_1} \frac{A_j'}{s - \lambda_j'}.$$

где $r + \theta = m_1$ – степень характеристического уравнения ОКУ $[D_{p1}(s) + F_{p1}(s)]F_{ky1}(s) = 0$;

$r_1 + \theta_1 = m_2$ – степень характеристического уравнения ДКУ $[D_{p2}(s) + F_{p2}(s)]F_{ky2}(s) = 0$.

Дисперсия фазовой ошибки определяется суммой дисперсий составляющих ошибок $\Delta \varphi_{1k}^2$ и $\Delta \varphi_{2k}^2$ ОКУ и ДКУ:

$$\overline{\Delta \varphi_k^2} = \overline{\Delta \varphi_{1k}^2} + \overline{\Delta \varphi_{2k}^2} = f(\tau_j, \tau_j').$$

Оптимальные значения параметров разомкнутых компенсационных каналов, обеспечивающих минимум дисперсии фазовой ошибки, определяются из уравнений

$$\frac{\partial \overline{\Delta \varphi_k^2}}{\partial \tau_j} = \frac{\partial (\overline{\Delta \varphi_{1k}^2} + \overline{\Delta \varphi_{2k}^2})}{\partial \tau_j} = 0; \quad \frac{\partial \overline{\Delta \varphi_k^2}}{\partial \tau_j'} = \frac{\partial (\overline{\Delta \varphi_{1k}^2} + \overline{\Delta \varphi_{2k}^2})}{\partial \tau_j'} = 0.$$

Аналогично можно определить оптимальные значения параметров замкнутых контуров управления ОКУ и ДКУ.

Список литературы: 1. *Цифровая связь: Справ. / И.П. Панфилов, В.К. Стеглов, Н.Л. Бирюков и др.; Под ред. В.К. Стеглова.* Киев: Техника, 1992. 230 с. 2. *Коробко В.В.* Структурный синтез оптимальной по быстродействию двухконтурной итерационной системы ФАП // Зв'язок. 2000. № 3. С. 55 – 57. 3. *Андреев А.І.* Ітераційна система ФАП для підсилювача потужності з регулюванням джерелом живлення / А.І. Андреев, В.В. Коробко // Зб. наук. пр. Київ: КВІУЗ, 2000. Вип. 2. С. 126 – 130.

В. А. ТИХОНОВ, канд. техн. наук

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ СКОЛЬЗЯЩЕГО СРЕДНЕГО НЕГАУССОВЫХ ПРОЦЕССОВ

Анализ статистических связей случайного процесса, которые описываются корреляционной функцией, позволяет методом линейного предсказания решать широкий круг прикладных задач. Использование моделей линейного предсказания дает возможность синтезировать трансверсальные и решетчатые фильтры [1], применяемые, в частности, для моделирования каналов связи с неравномерными частотными характеристиками [2] и коррекции межсимвольных искажений [3]. Такие модели позволяют решать задачи прогнозирования [4], получать параметрические спектральные оценки [5] случайных процессов и т.д.

Хотя корреляционные связи являются наиболее важными при описании случайных процессов, для решения ряда проблем статистического анализа негауссовых процессов анализируются статистические связи более высоких порядков [6-11]. Учет негауссовых свойств случайных процессов позволяет повысить эффективность методов обработки при решении ряда прикладных задач [12-13]. Однако развитие методов анализа негауссовых характеристик случайных процессов тормозится рядом актуальных нерешенных проблем. Они связаны со сложностью получения многомерных плотностей вероятности негауссовых процессов, отсутствием развитых методов оценок спектров высших порядков, ограниченностью способов обработки негауссовых процессов. Для дальнейшего развития методов анализа негауссовых процессов необходимо создать конструктивные статистические модели этих процессов.

Модель авторегрессии (АР) наиболее точно описывает случайные процессы, спектры которых содержат острые пики и не имеют глубоких впадин. Для моделирования случайных процессов, спектры которых содержат широкие пики и острые минимумы, используют модель скользящего среднего (СС). Таким образом, модель СС, как правило, применяется для описания слабокоррелированных процессов с широким спектром.

Оценивание параметров модели СС производят по значениям функции корреляции. Поэтому эта модель так же, как и модель АР, описывает случайный процесс в рамках корреляционной теории. Для того чтобы в модели СС учесть статистические связи высших порядков, необходимо обобщение модели на основе моментных функций порядка больше двух. Ниже предложена модель обобщенного скользящего среднего (ОСС), позволяющая более полно описывать негауссовы широкополосные случайные процессы.

Целью статьи являются: разработка принципов обобщения моделей линейного предсказания с учетом статистических связей высших порядков стационарных негауссовых процессов; развитие теории моделей ОСС; вывод выражений для вычисления параметров и основных характеристик модели ОСС.

Разностное уравнение, описывающее процесс ОСС, имеет вид:

$$x[t] = - \sum_{i=1}^{q_l} Q_3^l[i] a_3^l[t-i] + a_3^l[t], \quad (1)$$

где $Q_3^l[i]$ – коэффициенты, а q_l – порядок модели ОСС; $a_3^l[t]$ – случайные отсчеты с нулевым средним, имеющие нулевую моментную функцию третьего порядка для сдвига l . Индекс l у $a_3^l[t]$ означает, что ошибки предсказания соответствуют модели ОСС с коэффициентами ОСС с индексом l .

Получим уравнение, связывающее третьи моменты случайного процесса $x[t]$ и случайного процесса $a_3^l[t]$. Для этого умножим левую и правую части (1) на $x[t]x[t]$ и усредним [9]. Полученное выражение имеет вид:

$$m_3 = [1 - (Q_3^l[1])^3 - (Q_3^l[2])^3 - \dots - (Q_3^l[q_l])^3] m_{3a}^l, \quad (2)$$

где $m_3 = E\{(x[t])^3\}$, $m_{3a}^l = E\{(a_3^l[t])^3\}$.

Чтобы найти систему уравнений для определения коэффициентов ОСС, умножим левую и правую части (1) на $x[t-j]x[t-l]$ и выполним операцию усреднения:

$$\begin{aligned} m_3[j, j-l] = & \sum_{i=1}^{q_l} \sum_{k=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[k] E\{a_3^l[t-i] a_3^l[t-j] a_3^l[t-k-l]\} - \\ & - \sum_{i=1}^{q_l} \sum_{n=1}^{q_l} \sum_{k=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[n] Q_3^l[k] E\{a_3^l[t-i] a_3^l[t-n-j] a_3^l[t-k-l]\} + \\ & + \sum_{i=1}^{q_l} \sum_{n=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[n] E\{a_3^l[t-i] a_3^l[t-n-j] a_3^l[t-l]\} - \\ & - \sum_{i=1}^{q_l} Q_3^l[i] E\{a_3^l[t-i] a_3^l[t-j] a_3^l[t-l]\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $m_3[j, j-l] = E\{x[t]x[t-j]x[t-l]\}$. Используя соотношения:

$$E\{a_3^l[t] a_3^l[t-j] a_3^l[t-l]\} = 0, \quad j \neq 0; \quad (4a)$$

$$E\{a_3^l[t-i] a_3^l[t-j] a_3^l[t-l]\} = 0, \quad i \neq j \neq l, \quad (4b)$$

выражение (3) можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} m_3[j, j-l] = & \left(\sum_{i,k=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[k] \delta[i-j] \delta[i-k-l] - \sum_{i,n,k=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[n] Q_3^l[k] \delta[i-n-j] \times \right. \\ & \times \delta[i-k-l] + \sum_{i,n=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[n] \delta[i-l] \delta[i-n-j] - \sum_{i=1}^{q_l} Q_3^l[i] \delta[i-j] \delta[i-l] \left. \right) m_{3a}^l. \end{aligned} \quad (5)$$

Учитывая фильтрующее свойство дельта-функции, слагаемые в правой части (5) можно преобразовать к виду:

$$\begin{aligned} \sum_{i,k=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[k] \delta[i-j] \delta[i-k-l] m_{3a}^l &= Q_3^l[j] Q_3^l[j-l] m_{3a}^l, \\ \sum_{i,n,k=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[n] Q_3^l[k] \delta[i-n-j] \delta[i-k-l] m_{3a}^l &= \sum_{i=1}^{q_l} Q_3^l[i] \times \\ & \times Q_3^l[i-j] Q_3^l[i-l] m_{3a}^l, \\ \sum_{n,i=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[n] \delta[i-l] \delta[i-n-j] m_{3a}^l &= Q_3^l[l] Q_3^l[l-j] m_{3a}^l, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^{q_l} Q_3^l[i] \delta[i-j] \delta[i-l] m_{3a}^l = Q_3^l[j] \delta[j-l] m_{3a}^l.$$

Используя результаты преобразований (6) и соотношения (2), из выражения (5) получим систему уравнений для расчета коэффициентов ОСС

$$\mu_3[j, j-l] = \frac{Q_3^l[j] Q_3^l[j-l] - \sum_{i=1}^{q_l} Q_3^l[i] Q_3^l[i-j] Q_3^l[i-l] + Q_3^l[l] Q_3^l[l-j] - Q_3^l[j] \delta[j-l]}{1 - (Q_3^l[1])^3 - (Q_3^l[2])^3 - \dots - (Q_3^l[q_l])^3}, \quad (7)$$

где
$$\mu_3[j, j-n] = m_3[j, j-n] / m_3. \quad (8)$$

Модель ОСС в общем случае имеет коэффициенты ОСС, отличные для каждой моментной функции, не равной нулю. Поэтому для нахождения системы уравнений фиксируется индекс l , а индекс j необходимо менять от 1 до q_l . Выбор индекса l зависит от решаемой задачи и конкретных статистических свойств негауссова случайного процесса. Изменяя l , можно строить новые модели ОСС третьего ранга. При этом увеличивается количество коэффициентов ОСС, которые необходимо рассчитывать, а затем учитывать и анализировать. Следует помнить, что использование слишком сложных моделей может снизить точность решения поставленной задачи из-за неустойчивости и роста дисперсии оцениваемых параметров. К тому же оценки коэффициентов ОСС не обладают высокой статистической устойчивостью.

Рассмотрим примеры построения модели ОСС третьего ранга первого порядка ($q_l = 1$):

1. Пусть $j = 1$, $l = 0$. Тогда все выражения (6), кроме первого, равны нулю и (7) принимает вид:

$$\mu_3[1,1] = \frac{(Q_3^0[1])^2}{1 - (Q_3^0[1])^3}. \quad (9)$$

2. Пусть $j = 1$, $l = 1$. Ненулевым членом будет последнее уравнение в (6), и уравнение (7) принимает вид:

$$\mu_3[0,1] = -\frac{Q_3^1[1]}{1 - (Q_3^1[1])^3}. \quad (10)$$

3. Пусть $j = 1$, $l = 2$. В этом случае все выражения в (6) равны нулю, и уравнение (7) принимает вид:

$$\mu_3[i, 1-l] = 0, l \geq 2. \quad (11)$$

Найдем системы уравнений для ОСС второго порядка ($q_l = 2$).

1. Пусть $j = 1, 2$, $l = 0$. Из (7) получаем:

$$\mu_3[1,1] = \frac{(Q_3^0[1])^2 - (Q_3^0[2])^2 Q_3^0[1]}{1 - (Q_3^0[1])^3 - (Q_3^0[2])^3}, \quad (12a)$$

$$\mu_3[2,2] = \frac{(Q_3^0[2])^2}{1 - (Q_3^0[1])^3 - (Q_3^0[2])^3}. \quad (12b)$$

2. Пусть $j = 1, 2, l = 1$. Тогда система уравнений имеет вид:

$$\mu_3[1,0] = \frac{-(Q_3^1[1])^2 Q_3^1[2] - Q_3^1[1]}{1 - (Q_3^1[1])^3 - (Q_3^1[2])^3}, \quad (13a)$$

$$\mu_3[1,2] = \frac{Q_3^1[1] Q_3^1[2]}{1 - (Q_3^1[1])^3 - (Q_3^1[2])^3}. \quad (13b)$$

3. Пусть $j = 1, 2, l = 2$. Система уравнений имеет вид:

$$\mu_3[2,1] = \frac{Q_3^2[1] Q_3^2[2]}{1 - (Q_3^2[1])^3 - (Q_3^2[2])^3}, \quad (14a)$$

$$\mu_3[0,2] = \frac{-Q_3^2[2]}{1 - (Q_3^2[1])^3 - (Q_3^2[2])^3}. \quad (14b)$$

4. Пусть $j = 1, 2, l = 3$. При таких сдвигах моментная функция процесса ОСС равна нулю:

$$\mu_3[j, j-l] = 0, \quad l \geq 3. \quad (15)$$

Выводы

Таким образом, предложенные принципы построения обобщенных моделей линейного предсказания позволяют получить уравнения моделей ОСС любого ранга. Уравнения для расчета коэффициентов моделей ОСС аналогичны соответствующим уравнениям для модели СС. Моментные функции процессов ОСС быстро затухают. Поэтому наибольший интерес представляют модели процессов с малыми значениями параметров l . Следовательно, набор моделей ОСС, описывающих негауссов процесс, может быть невелик. Дальнейшие исследования позволяют получить модели ОСС четвертого и произвольного порядка, а также параметрические спектральные оценки высших порядков на базе этих моделей.

Список литературы: 1. *Адаптивные фильтры* / Под ред. Коузена К.Ф.Н. и Гранта П.М. М.: Мир, 1988. 392 с. 2. Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция // ТИИЭР. 1985. Т. 73, № 9. С. 5 – 49. 3. *Прокис Дж.* Цифровая связь. 4. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов / Пер. с англ. М.: Мир, 1974. Вып. 1. 406 с. 5. *Марпл.-мл. С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с. 6. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с. 7. *Бриллинджер Д.Р.* Временные ряды. Обработка данных и теория. М.: Мир, 1980. 536 с. 8. *Ширяев А.Н.* Некоторые вопросы спектральной теории старших моментов // Теория вероятности и ее применение. 1960. Вып. 5, № 3. С. 293 – 313. 9. *Леонов В.П.* Некоторые применения старших семинвариантов в теории стационарных случайных процессов. М.: Наука, 1964. 124 с. 10. *Шелухин О.И. Беляев И.В.* Негауссовские процессы. СПб.: Политехника, 1992. 312 с. 11. *Малахов А.Н.* Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М.: Сов. Радио, 1978. 376 с. 12. *Кунченко Ю.П.* Нелинейная оценка параметров негауссовских радиотехнических сигналов. К.: Высш. шк., 1987. 191 с. 13. *Валеев В.Г., Данилов В.А.* Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских коррелированных радиопомех // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. 1991. № 7. С. 30 – 34.

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук, К. А. СЕЛИВАНОВ, Л. Н. ХОЛОД

АНАЛИЗ ПРОДУКТОВ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ РАДИОТРАКТОВ

Современные радиоприемные устройства сотовых систем связи, в том числе и цифровые, содержат значительную часть аналогового тракта [1 – 4]. Так, антенна, малошумящий усилитель (МШУ), смеситель, а в некоторых случаях и весь радиотракт, включая тракт промежуточных частот, остается аналоговым. В приемном тракте все указанные элементы в той или иной мере проявляют нелинейные свойства [2]. Так МШУ и другие активные блоки имеют ограниченный динамический диапазон, смеситель – суть нелинейный элемент. Кроме того, сами амплитудно-фазовые характеристики усилительных элементов не являются идеально линейными. В адаптивных алгоритмах обработки сигналов, которые используются в интеллектуальных антеннах, при управлении амплитудно-фазовым распределением проявляются характерные для систем типа Уайта гистерезисные явления. Люфт в такой системе управления образуется в результате наличия остаточной расстройки, удерживающей управляющий параметр в положении, соответствующем сложившейся на данный момент сигнально-помеховой обстановке, пропорциональной коэффициенту усиления в цепи управления. Указанные расстройки характерны также для систем ФАП и АПЧ [5].

Кроме того, необходимо отметить, что рассматриваемые системы являются стохастическими динамическими системами.

Математические модели нелинейных элементов

Исследование нелинейной динамической системы в общем случае – задача весьма сложная, в том смысле, что при математическом описании ее функционирования сталкиваются с проблемой решения нелинейных дифференциальных уравнений. На практике нелинейную динамическую систему принято рассматривать [6] в виде соединения двух частей: линейной инерционной части, описываемой линейными дифференциальными уравнениями, и нелинейного элемента (НЭ). НЭ является безынерционным, и его входная x и выходная y величины связаны между собой нелинейными алгебраическими уравнениями:

$$y = f(x). \quad (1)$$

Для анализа продуктов нелинейности радиотракт можно ограничиться описанием системы только при помощи характеристики НЭ. Такая идеализация достаточно точна, если характерное время изменения входного сигнала значительно превышает время установления процесса внутри самого НЭ. Таким образом, нелинейность рассматриваемых систем обусловлена нелинейностью статической характеристики одного из ее элементов. Если система содержит несколько НЭ, то ее в некоторых случаях можно свести к рассматриваемому классу, заменив нелинейные элементы одним [2,6] с результирующей статической характеристикой. Например, при параллельном, последовательном или встречно-параллельном соединении нелинейных элементов такое сведение выполнимо.

Как правило, характеристики НЭ получают экспериментально, гораздо реже удается найти их из теоретического анализа.

Рассмотрим некоторые виды нелинейностей, типичные для радиоприемных трактов.

Для анализа систем ФАП, АПЧ, адаптивных антенных решеток или других адаптивных систем управления часто бывает необходимо иметь математические модели НЭ с характеристикой гистерезиса. Характеристику такого НЭ запишем в виде системы уравнений [7]:

$$y = \begin{cases} kx - kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dy}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } 0 \leq y \leq k(C_2 - C_1); \\ kx + kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dy}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } -k(C_2 - C_1) \leq y \leq 0; \\ \operatorname{const} \begin{cases} \text{при } |y - kx + kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } 0 \leq y \leq k(C_2 - C_1); \\ \text{либо } |y - kx - kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } k(C_2 - C_1) \leq y \leq 0; \end{cases} \\ k(C_2 - C_1)\operatorname{sign}(y) & \text{при } |x| \geq C_2 + \varepsilon; \\ 0 & \text{при } |x| \leq C_1 - \varepsilon, \text{ если } C_1 > \varepsilon, \end{cases} \quad (2)$$

Уравнения (2) описывают нелинейную характеристику, представляющую сочетание типовых нелинейностей – зона нечувствительности, насыщение (ограничение), гистерезисная петля люфта (рис. 1).

Изменяя коэффициенты k , C_1 , C_2 , ε , можно получить различные виды нелинейности. Если один или два коэффициента C_1 , C_2 , ε обращаются в нуль, получаются более простые математические модели. В частности, при $\varepsilon = 0$ получаем ограничитель с зоной нечувствительности. При $C_2^{-1} = 0$ уравнения (2) описывают нелинейность вида гистерезис с зоной нечувствительности. При $C_1 = 0$ уравнения (2) будут описывать характеристику ограничителя с петлей гистерезиса. Если в уравнениях одновременно $C_2^{-1} = 0$ и $\varepsilon = 0$, то получим уравнения, описывающие характеристику с зоной нечувствительности. Если $\varepsilon = 0$ и $C_1 = 0$, то уравнения (2) будут описывать характеристику ограничителя. Наконец, если $C_1 = 0$ и $C_2^{-1} = 0$, то уравнения (2) описывают нелинейность типа люфта.

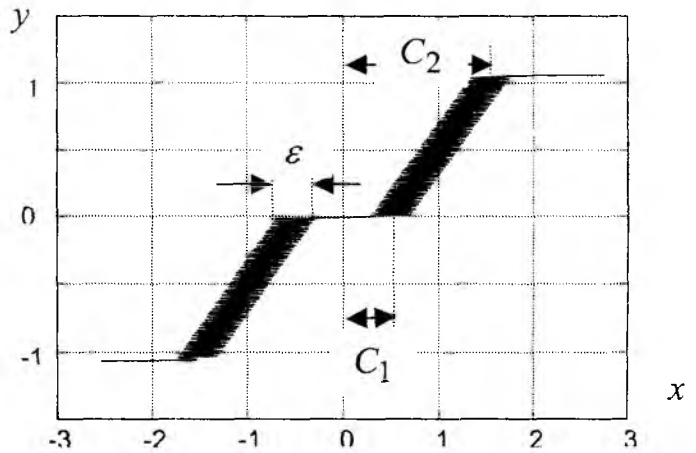


Рис. 1

Кроме модели НЭ (2), имеющую характеристику ограничителя, можно так же использовать модель, предложенную в [2]. В ряде работ в качестве универсальной нелинейной модели используются функции, так называемые усилители Нуссбаума [8]. Функция $f(x)$ из этого класса должна быть интегрируемой и обладать такими свойствами [8]:

$$\sup_{x>0} \left(\frac{1}{x} \int_0^x x f(x) dx \right) = +\infty, \quad \inf_{x>0} \left(\frac{1}{x} \int_0^x x f(x) dx \right) = -\infty.$$

Примеры усилителей Нуссбаума: $x^2 \cos(x^2)$, $x^2 \cos(x)$, $\operatorname{sign}(\cos(x))$, $\operatorname{erf}(x)$ и др.

В радиоприемных трактах усилительные элементы имеют характеристику сглаженного ограничителя, соответствующую модели Нуссбаума и описываемую функцией [2]

$$y(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{x}{l\sigma} \int_0^{\frac{x^2}{2}} e^{-t} dt, \quad (3)$$

где x – входной сигнал с дисперсией σ^2 ; l – параметр указывающий на особенности нелинейностей функции, определяет угол наклона кривой α :

$$l = 1/k = 1/\operatorname{tg} \alpha, \quad (4)$$

где k – коэффициент усиления элемента.

При $l \rightarrow 0$ функция (3) переходит в выражение для идеального симметричного ограничителя.

На рис. 2 показано семейство характеристик симметричного ограничителя при $l = 0,5 \dots 5$. Изменяя параметр l , можно регулировать как коэффициент усиления, так и величину динамического диапазона радиоприемного тракта.

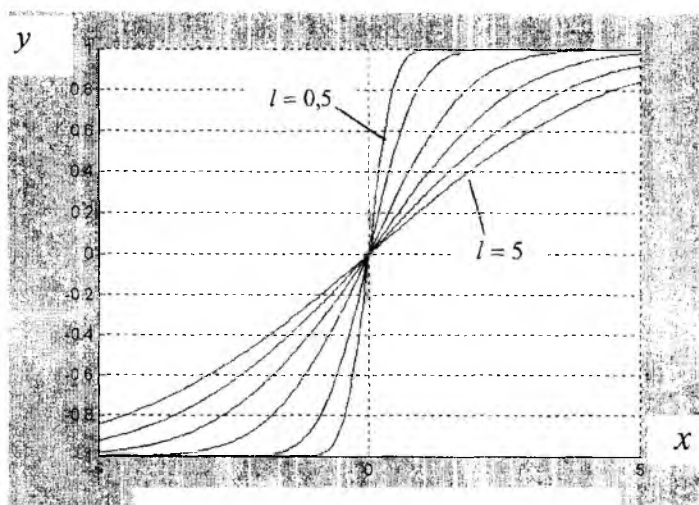


Рис. 2

Анализ продуктов нелинейных искажений

Обогащение спектра входного сигнала в НЭ является чрезвычайно важным явлением. С одной стороны на нем основана работа целого ряда радиотехнических устройств, с другой, из-за нелинейности характеристик возникают некоторые нежелательные эффекты, которые необходимо оценивать и учитывать.

С помощью имитационного моделирования получены оценки нелинейных искажений сигналов при прохождении их через нелинейные элементы, математические модели которых представлены зависимостями (2) и (3). Оценка нелинейных искажений производилась с помощью коэффициента высших гармоник и коэффициента субгармоник k_2 [9]. Коэффициент высших гармоник показывает отношение (в процентах) действующих значений высших гармоник, появившихся в выходном токе, к действующему значению тока основной гармоники. А коэффициент субгармоник показывает отношение действующих значений субгармоник, появившихся в выходном токе, к действующему значению тока основной гармоники. В общем виде можно записать:

$$k_2 = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100. \quad (5)$$

Анализ проводился при воздействии на НЭ одного гармонического колебания.

Для модели (2) получена зависимость коэффициента субгармоник от величины зоны люфта. График данной зависимости представлен на рис. 3. Из данного графика видно, что при значениях зоны люфта от 0.001 до 0.2 нелинейные искажения составляют не более 5 %. При этом систему можно считать квазилинейной. При значениях зоны люфта от 0.2 до 0.5 нелинейные искажения составляют от 5 до 10 %. При значениях зоны люфта больше 0.5 наблюдаются большие нелинейные искажения. Коэффициент высших гармоник несколько больше и составляет больше 5 % во всем исследуемом диапазоне. Из данного графика видно, что при значениях зоны люфта от 0.001 до 0.2 нелинейные искажения составляют не более 10 %, что во многих случаях допустимо и систему можно считать квазилинейной.

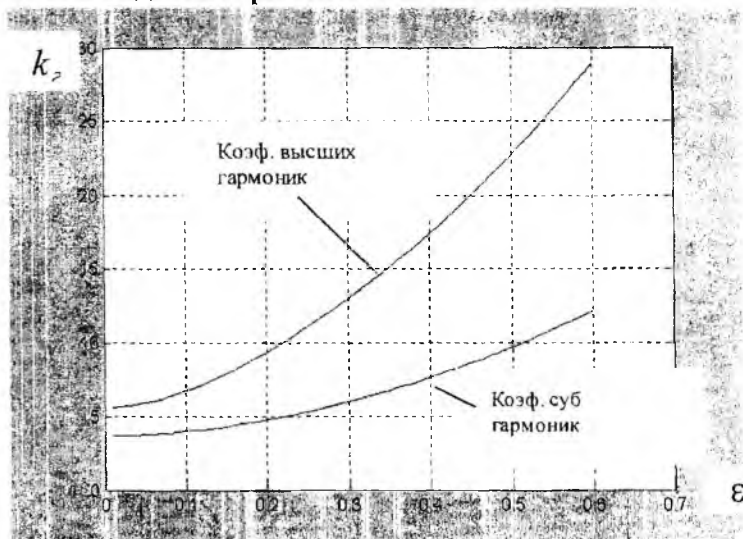


Рис. 3

Для модели (3) получены зависимости коэффициентов гармоник от параметра l . С увеличением l уменьшается коэффициент усиления, характеристика усиления становится более полой. Графики данных зависимостей представлены на рис. 4. В данном случае наблюдается обратное явление: при увеличении параметра l коэффициенты гармоник уменьшаются. Так, при значениях l от 0.01 до 1.5 наблюдаются большие нелинейные искажения, коэффициент высших гармоник составляет более 10 %. При значениях l от 1.5 до 3 нелинейные искажения составляют от 5 до 10 %. При значениях l больше 3 нелинейные искажения составляют около 5 %, и систему можно считать линейной. Коэффициентом субгармоник практически можно пренебречь уже при $l \geq 1$. Из данного графика видно, что субгармоники появляются при $l \ll 1$.

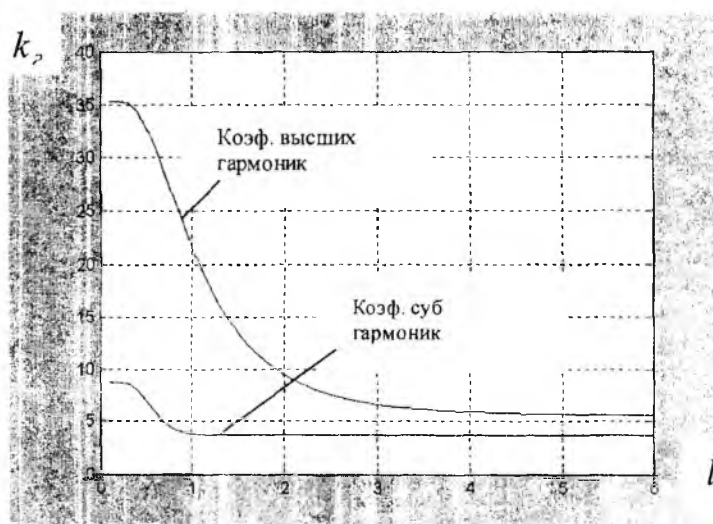


Рис. 4

Необходимо отметить, что указанное деление на квазилинейный случай, случай небольших нелинейных искажений и случай больших нелинейных искажений совпадает с делениями, рассмотренными в [10, 11].

Проведен машинный эксперимент, и для модели (2) получена зависимость коэффициентов высших гармоник и субгармоник от величины зоны люфта при воздействии на НЭ 10 гармонических колебаний, равномерно распределенных по всей полосе частот системы. Графики данных зависимостей представлены на рис. 5. Как видим при воздействии на НЭ

нескольких гармонических колебаний коэффициенты гармоник возрастают. И даже при незначительной зоне люфта в пределах $\varepsilon > 0,2$ заметны большие нелинейные искажения.

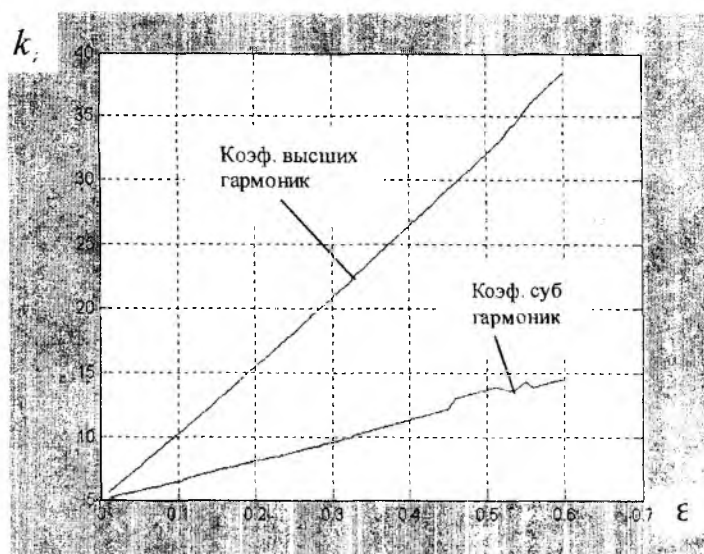


Рис. 5

При тех же исходных данных для модели (3) получены зависимости коэффициентов гармоник от параметра l . Графики данных зависимостей представлены на рис. 6. В данном случае также наблюдается увеличение коэффициентов гармоник. И при значительном параметре l не удастся достичь квазилинейного случая.

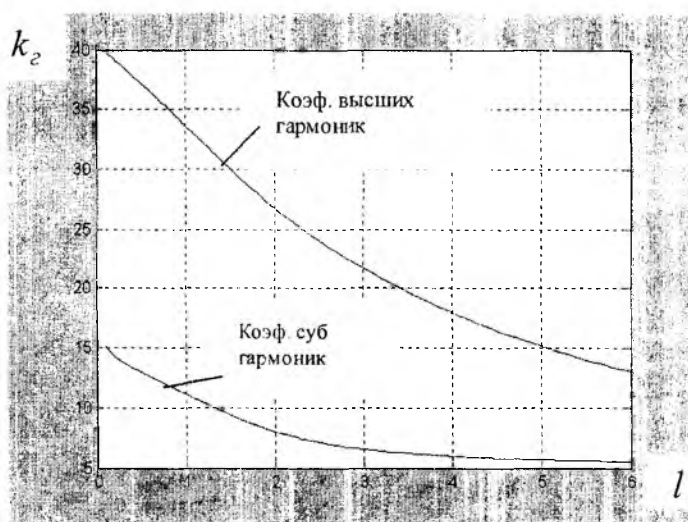


Рис. 6

Более того, необходимо отметить, что паразитные составляющие спектра располагаются в основном на кратных гармониках, а именно на гармониках основных частот. Так, в качестве примера представлены графики спектра полезных сигналов (рис. 7а) и паразитных составляющих на выходе НЭ (рис. 7б) при значении параметра $l = 1$. Как видно из полученных зависимостей, паразитные составляющие спектра, проникающие в спектр канала приема базовых станций сотовых систем связи, где распределение частот равномерно, располагаются

именно на основных составляющих спектра и принимают значения, сопоставимые со значениями полезных сигналов.

При приеме случайных сигналов, каковыми являются сигналы связи, данное явление может привести к непредсказуемым и неконтролируемым ситуациям.

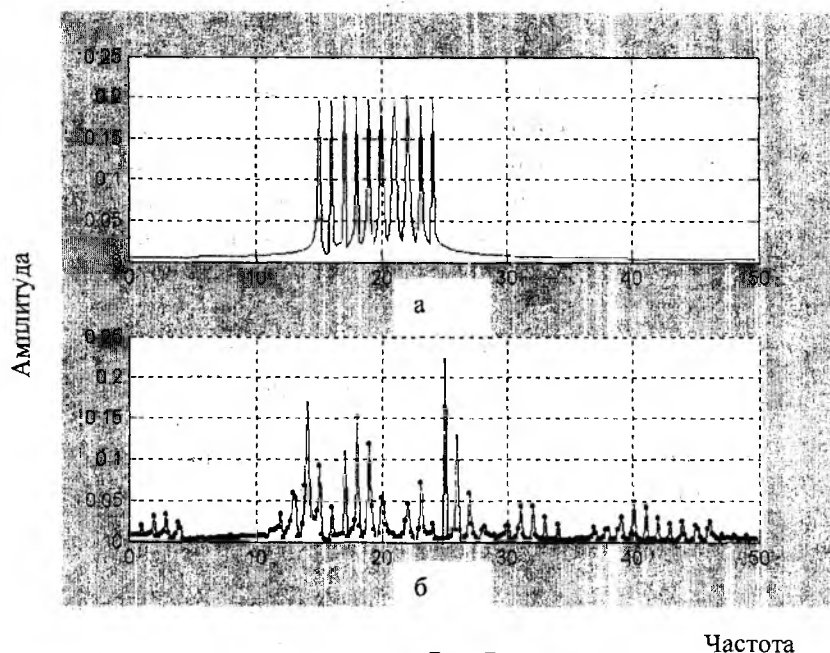


Рис. 7

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о том, что существующая методика распределения частот (например, равномерное распределение) не является оптимальной.

Список литературы: 1. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 623 с. 2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с. 3. Loyka S.L. Numerical Simulation of Nonlinear Interference in Radio Systems (Invited paper) / The 26-th URSI General Assembly, Toronto, Canada, Aug 13-21, 1999. 4. Loyka S.L. Numerical modeling of nonlinear interference and distortions for wireless communications / EMC 2000 International Wroclaw Symposium on electromagnetic compatibility. 5. Теория автоматического управления. Ч. II. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления / Под. ред. А.А. Воронова. М.: Высш. шк., 1986. 504 с. 6. Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем Сер. Теоретические основы технической кибернетики. М.: Наука, 1976. 448 с. 7. Нелинейные системы автоматического управления // Точные методы исследования нелинейных систем автоматического управления / Под общ. ред. Е.П. Попова. М.: Машиностроение, 1971. 323 с. 8. Morse A.S. New directions in parameter adaptive control. Proceedings of the 23 rd IEEE conference on decision & control. Las Vegas 1984 V3 New York. 9. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. М.: Высш. шк., 1987. 440 с. 10. Kolyadenko Yu.Yu. A Nonlinear Stochastic Model of Space-Time Processing Signals // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 52. № 10. 1998. P. 49 – 52. 11. Коляденко Ю.Ю. Преобразование случайных процессов нелинейностью с характеристикой гистерезиса для задач пространственно-временной обработки сигналов // Праці УНДІРТ. Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення. 2001. № 2 (26) С. 72 – 75.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.05.2003

И. Ш. НЕВЛЮДОВ, д-р техн. наук, Ю. М. РОЗДОЛОВСКИЙ

ОТОБРАЖЕНИЕ ПРОЦЕССОВ ПРОЯВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ НАСЛЕДСТВЕННОСТИ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

Процесс изготовления электронной техники (ЭТ) можно рассматривать как наследование технологии, обеспечивающей требуемые параметры изделий. Отклонение параметров, обусловленное изменением технологических факторов, – как изменение технологической наследственности, которое проявляется в виде производственных дефектов (ПД). Развитие дефектов приводит к отказам изделий. В настоящее время отсутствуют средства, обеспечивающие их полное выявление. Современные технологии производства ЭТ, направленные на микроминиатюризацию элементной базы и повышение плотности монтажа ЭТ, не способствуют возможности улучшения ситуации в части совершенствования методов и средств обнаружения ПД.

Для управления производственными процессами и принятия своевременных мер по предотвращению отказов ЭТ представляется актуальным отображение процессов развития ПД. Для этих целей широкое применение находят методы, основанные на отображении графиков функций, характеризующих зависимость параметров ЭТ от времени [1]. Современные графические средства на основе ЭВМ дают возможность значительно усовершенствовать процесс отображения информации.

В рамках работы предлагается исследовать методы отображения информации, обеспечивающие эффективный анализ технологической наследственности и принятие решений по предотвращению отказов, связанных с ее изменением. Отображение информации должно соответствовать модели процесса развития ПД и принципам наглядности.

Модель процесса может быть основана на том, что наличие дефектов в ЭТ можно рассматривать как неравновесное состояние соответствующей термодинамической системы, а развитие дефектов как изменение состояния системы, которое подчиняется законам термодинамики. Это дает возможность использовать представление об ЭА как об объекте, в котором находится часть непрореагировавшего вещества (ЧНВ). В результате воздействия на ЭТ окружающей среды эта часть изменяется в соответствии с законами развития открытых термодинамических систем, которые можно представить в форме уравнений материального и энергетического баланса.

Можно предположить, что это достигается следующим образом. Отображается признаковое пространство и области, соответствующие граничным и реальным контролируемым значениям параметров ЭТ. В процессе работы ЭТ изменяется конфигурация области контролируемых параметров, имеет место изменение размеров и очертаний этой области, а также движение ее в определенном направлении.

Изображение выбранной модели может соответствовать отображению ситуации, возникающей при граничных испытаниях ЭТ [2]. В этом случае область допустимых значений параметров (q -мерный прямоугольник, ограниченный гиперплоскостями, уравнения которых имеют вид: $y = \text{const}$) соответствует рассматриваемому термодинамическому объекту. Состояние ЭТ отображается точкой, координаты которой соответствуют вектору параметров ЭТ. В результате изменения параметров, в том числе за счет развития производственных дефектов, можно наблюдать множество точек при фиксации значений параметров в заданные моменты времени. Таким образом, непрерывное наблюдение за ЭТ дает возможность получать значения y_i^j в моменты времени t_i . Область, занимаемая этими точками, может восприниматься как часть прореагировавшего вещества (ПВ). В частности, область ПВ может быть ограничена гиперплоскостями, положение которых определяется в соответствии с принятой моделью процесса.

Очевидно, наблюдая динамику развития этой области за время δt_p , можно извлекать полезную информацию об изменении параметров ЭА. Положение этой области относительно границ объекта характеризует состояние ЭА с точки зрения возможности наступления ее отказов и дает возможность в рамках детерминированного представления принимать решения, ориентируясь на представлениях об изменении физических свойств объекта и его целостности.

На экране монитора возможно отображение двумерного пространства. Возникает задача отображения многомерного пространства признаков в двумерное и наблюдение последнего на экране монитора. Эта задача может быть решена посредством линейного отображения q -мерного вектора параметров Y с компонентами $y^\beta, \beta = 1, \dots, q$ в наблюдаемый двумерный вектор X с компонентами $x^i, i = 1, 2$:

$$x^i = a_\beta^i y^\beta,$$

где a_β^i – компоненты матрицы весовых коэффициентов.

Название компонентов матрицы – весовые коэффициенты – отражает их физическую сущность, так как их значение соответствует вкладу соответствующего параметра в отображаемый вектор X . Выбор этих коэффициентов определяет эффективность отображения ситуации и основу решения задачи отображения многомерного пространства признаков в двумерное.

Так как при граничном значении параметра y_{ep}^i конец вектора X должен находиться на границе области работоспособности, необходимо чтобы выполнялось равенство

$$x_{ep}^i = a_j^i y_{ep}^j.$$

Компоненты вектора X должны отличаться высокой информативностью по отношению к типовым дефектам ЭТ и отражать ситуацию, приближающуюся к критической.

Общие рекомендации по обеспечению информативности можно сформулировать следующим образом.

Учитывая специфику ЭТ, можно отдать предпочтение электрическим параметрам, в том числе достаточно информативным, таким как особенности вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик, электрические шумы и др.

Для выявления грубых дефектов в герметически закрытых конструкциях наиболее эффективны просвечивание рентгеновскими и гамма-лучами, а также звуковая локация. Дефекты, образующиеся в процессе обработки давлением, лучше обнаруживаются ультразвуковым и магнитным методами. Дефекты, возникающие при термической, химико-термической и электрохимической обработке, обнаруживаются в основном магнитным, электроиндуктивным и инфракрасным методами. Электрофизические методы широко применяются при выявлении и обнаружении большинства типов серийных дефектов.

Дефекты, возникающие при хранении и транспортировании, обнаруживаются визуально, однако могут быть использованы также капиллярные, ультразвуковые, рентгеновские, инфракрасные и электроиндуктивные методы. В большинстве случаев целесообразно применять несколько методов контроля, что позволит выявить скрытые дефекты, не обнаруживаемые при использовании только одного из рассматриваемых методов, и использовать при этом соответствующие интегральные параметры.

Достаточно универсальными и информационными являются параметры, характеризующие тепловые, электрофизические, рентгеновские и радиационные методы контроля.

Для отображения критичности ситуации выбор первой и второй компоненты вектора X определяется наибольшим приближением соответствующих параметров к граничному значению.

При интервальном оценивании дополнительным критерием для выбора может служить коэффициент корреляции r_{ij} между параметрами. Оценивание и вычисление коэффициента корреляции производится после набора статистических данных в процессе наблюдения за объектом. Минимальный коэффициент корреляции обеспечивает максимальное количество информации, содержащейся в y^i параметре, которая определяется выражением

$$J(y^i) = H_0 - H(y^i),$$

где H_0 – начальная энтропия; $H(y^i)$ – условная энтропия объекта после измерения параметра y^i .

В рамках детерминированного подхода можно принять комбинированную модель, когда возникающая в соответствии с гетерогенной моделью точка становится центром элементарной области (ЭОПВ), развивающейся в соответствии с гомогенной моделью. Площадь ЭОПВ должна зависеть от приращения параметров δx^i и δx^j , а ее форма определяется формой граничной области. В нашем случае можно предложить прямоугольник с координатами центра (x^i, x^j) . Очевидно, форма ЭОПВ в случае, если площадь её значительно меньше единицы, что, в свою очередь, имеет место, когда δx^i изменяется незначительно ($\delta x^i \ll 1$) в течение интервала времени δt между соседними наблюдениями, может отличаться от прямоугольной, и это не может привести к существенному искажению при наблюдении процесса развития производственных дефектов, так как результирующая форма всей области ПВ, состоящая из объединения большого количества ЭОПВ будет приближаться к прямоугольной.

Зависимость размеров ЭОПВ от времени в соответствии с принятой моделью определяется выражением

$$4k_f \delta x^2 = 1 - \exp(-k\delta t),$$

где k_f – коэффициент формы ЭОПВ, определяемый отношением приращений параметров $\delta x^i / \delta x^j$. Отсюда по результатам измерений δx^i можно вначале оценить параметр k :

$$k = -\frac{\ln(1 - 4k_f \delta x^2)}{\delta t},$$

а затем вычислить размеры области δx_p^i , возникающей за время δt_p ЭОПВ:

$$\delta x_p^i = 0,5 \sqrt{1 - \frac{\exp(k_p \ln(1 - 4k_f \delta x^2))}{k_f}}, \quad (1)$$

где k_p – коэффициент, характеризующий время δt_p по отношению к интервалу времени между соседними наблюдениями $\left(k_p = \delta t_p / \delta t\right)$.

Таким образом, алгоритм отображения процесса развития производственных дефектов может быть представлен в следующих действиях:

в моменты времени, разделенные промежутками δt , производится измерение параметров; данные измерений используются для определения центра прямоугольной области, соответствующей центру ЭОПВ, в согласно вышеприведенным правилам выбора компонентов δx^i ;

на экране монитора отображается прямоугольная область, размеры которой определяются из выражения (1), она используется ЛПР для принятия решений о ходе процесса.

Существующие программные средства позволяют достаточно эффективно реализовать приведенный алгоритм. Так, программная система Delphi предлагает для изображения прямоугольника использовать процедуру Rectangle(Left, Top, Right, Bottom) из набора средств рисования Canvas, параметры процедуры определяют положение прямоугольника на экране монитора ЭВМ.

Приведенный алгоритм дает возможность наблюдать на экране монитора ситуацию, возникающую каждый раз, когда после измерения параметров необходимо принимать решение о возможности дальнейшей эксплуатации ЭТ. Наблюдаемое изображение в достаточной мере характеризует размер ЭОПВ и ее расположение относительно границ допустимой области изменения параметров.

Список литературы: 1. Огарков М.А. Методы статистического оценивания параметров случайных процессов. М.: Энергоатомиздат, 1990. 208 с. 2. Давыдов П.С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 256 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 20.05.2003

ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕМЕНТАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.391:681.5

Л. И. НЕТУДЫХАТА, С. Б. ГОРДИЕНКО, О. Л. НЕДАШКОВСКИЙ
**СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ С НЕЛИНЕЙНОЙ
ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ**

Система фазовой автоподстройки (ФАП) используется в аппаратуре связи для согласования фаз переменных напряжений. Система ФАП – это система автоматического управления с управлением по отклонению [1 – 4]. При этом при малых затуханиях (малых по абсолютному значению корней характеристического уравнения замкнутого контура) фаза выходного сигнала системы ФАП при ступенчатом изменении разности фаз на входе быстро стремится к установившемуся значению со значительным перерегулированием (рис. 1 а, кривая 1). При больших затуханиях (больших по абсолютному значению корней характеристического уравнения) фаза выходного сигнала стремится к установившемуся значению медленно и в ряде случаев без перерегулирования (рис. 1 а, кривая 2). В этом случае параметры элементов замкнутого контура выбираются таким образом, чтобы обеспечить приемлемые значения длительности переходного процесса и перерегулирования.

В настоящей работе решается задача использования нелинейной обратной связи (НОС) для улучшения качества переходного процесса в системе ФАП.

Функциональная схема системы ФАП изображена на рис. 1 б. Система содержит замкнутый контур управления, состоящий из последовательно соединенных фазового дискриминатора ФД, фильтра нижних частот Ф, усилителя-преобразователя УП, интегратора И, управляемого фазовращателя ФВ и нелинейную цепь коррекции, включающую фазовый дискриминатор ФД1, фильтр нижних частот Ф1, дифференциатор Д и перемножитель МРЛ. Требуется уменьшение разности фаз напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$ с помощью управляемого фазовращателя ФВ.

Нелинейность возникает в результате перемножения сигнала фазовой ошибки и производной от управляемой величины (разности фаз входного и выходного напряжений управляемого фазовращателя).

Коэффициент обратной связи определяется выражением

$$k_{oc} = 1 - k u_{\Delta\varphi}, \quad (1)$$

где $u_{\Delta\varphi}$ – напряжение сигнала ошибки (выходное напряжение ФД).

В начале переходного процесса сигнал ошибки $u_{\Delta\varphi}(t)$ имеет большое значение, а затухание мало. Таким образом обеспечивается высокая скорость переходного процесса. Во время переходного процесса ошибка (рассогласование) $u_{\Delta\varphi}(t)$ уменьшается, а затухание увеличивается, вследствие чего управляемая величина подходит к согласованному положению без перерегулирования.

Структурная схема нелинейной системы ФАП, соответствующая функциональной рис. 1 б, изображена на рис. 2 а. Уравнения элементов системы имеют вид:

$$\begin{aligned}\beta(t) &= W_p(p)[\Delta\varphi(t) - u_{oc}(t)]; \Delta\varphi(t) = \alpha(t) - \beta(t); \\ u_{oc}(t) &= [1 - k\Delta\varphi(t)]W_{oc}(p)\beta(t),\end{aligned}\quad (2)$$

где $W_p(p)$ – оператор замкнутого контура системы ФАП в разомкнутом состоянии; $W_{oc}(p)$ – оператор цепи местной обратной связи; $\beta(t)$ – управляемая величина; $\alpha(t)$ – задающее воздействие (разность фаз между напряжением $u_1(t)$ и $u_2(t)$); $\Delta\varphi(t)$ – сигнал ошибки; $p = d/dt$.

Полагая, что $W_{oc}(p) = k_{oc}p$, выражение для напряжения обратной связи принимает вид:

$$u_{oc}(t) = k_{oc}[1 - k\Delta\varphi(t)]p\beta(t).$$

Учитывая, что $\Delta\varphi(t) = \alpha(t) - \beta(t)$, получим:

$$u_{oc}(t) = K_{oc}[p\beta(t) - k\alpha(t)p\beta(t) + k\beta(t)p\beta(t)].\quad (3)$$

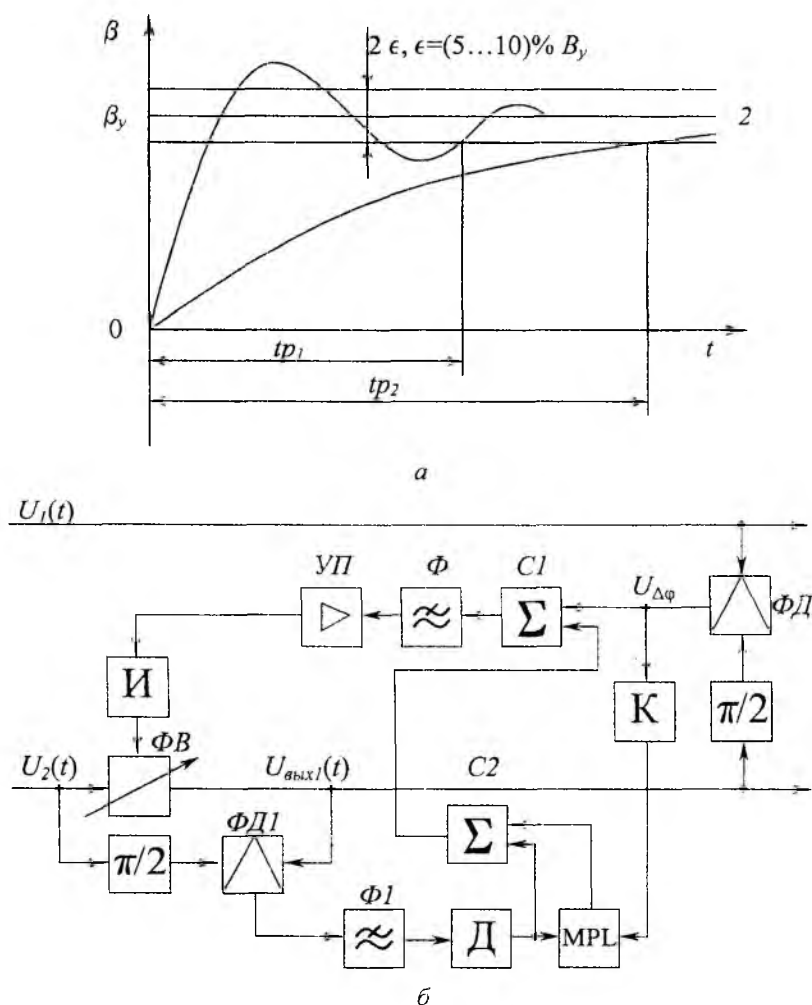
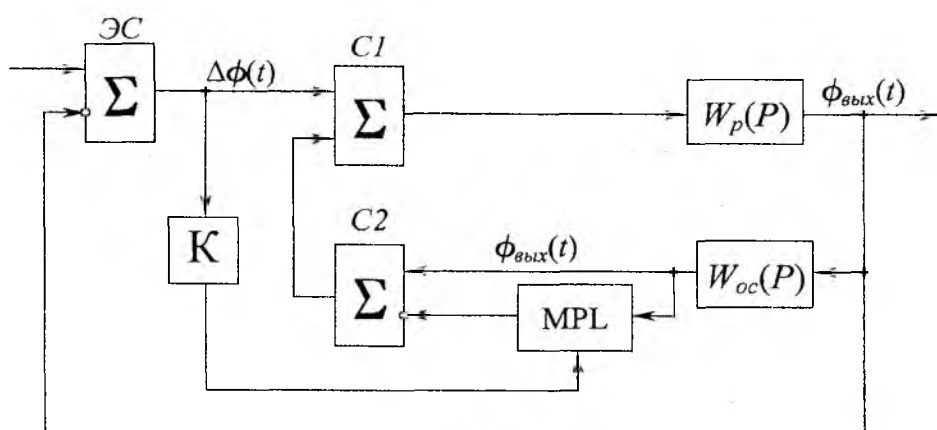
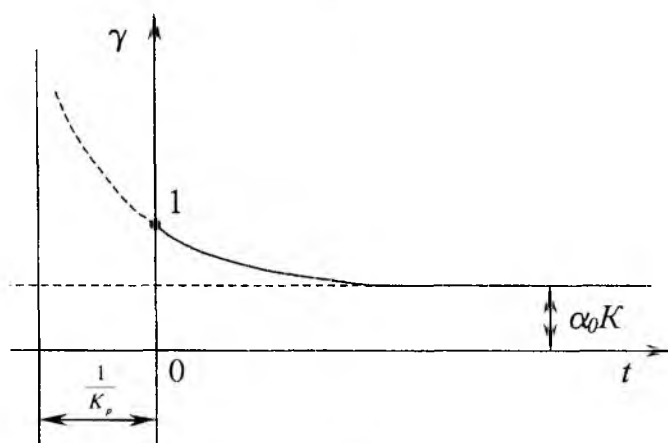


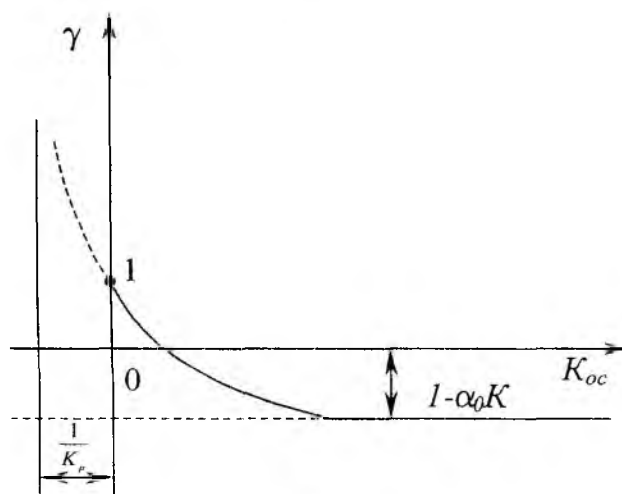
Рис. 1. Кривые переходных процессов (а) и функциональная схема ФАП (б)



а



б



в

Рис. 2. Структурная схема ФАП (а) и графики зависимости $\gamma(K_{oc})$ при $(1-K\alpha_0) > 0$ (б) и $(1-K\alpha_0) < 0$ (в)

Исключая промежуточные переменные из (2) с учетом выражения (3), имеем

$$\beta(t) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p) + W_p(p)k_{oc}[1 - k\alpha(t) + k\beta(t)]P} \alpha(t) \quad (4)$$

При $k = 0$ получаем

$$\beta(t) = W_p(p) / [1 + W_p(p)k_{oc}P]. \quad (5)$$

Таким образом, при $k = 0$ нелинейное уравнение (4) преобразуется в линейное (5).

Полагая, что $W_p = k_p / [(T_p + 1)p]$, где k_p – коэффициент передачи; T – постоянная времени, получим

$$\beta(t) = k_p \alpha(t) / \{ (T_p + 1)p + k_p + k_p k_{oc} [1 - k\alpha(t) + k\beta(t)]p \} \quad (6)$$

Выражение (6) можно записать в следующем виде:

$$\beta(t) + 2qq_0\beta(t) + q_0^2\beta(t) = q_0\alpha(t), \quad (7)$$

где $q = \sqrt{k_p/T}$; $q = \left\{ 1 + k_{oc} \left[k_p - k_p \alpha(t) + k_p K \beta(t) \right] \right\} / (2\sqrt{k_p T})$.

Из выражения (7) следует, что коэффициент затухания q зависит от фазовой ошибки системы ФАП.

Рассмотрим изменение коэффициента затухания при $\alpha(t) = \alpha_0 1(t)$. Когда $t = 0$ значение управляемой величины равно нулю $[\beta(t) = 0]$, а значение ошибки $\Delta\varphi(t) = \alpha_0$. Коэффициент затухания в этом случае равен

$$q_H = [1 - k_{oc}k_p(1 - k\alpha_0)] / (2\sqrt{k_p T}).$$

В установившемся (синхронном) режиме (при $t = \infty$) конечное значение коэффициента затухания определяется из выражения

$$q_{уст} = (1 + k_p k_{oc}) / (2\sqrt{k_p T}).$$

Взяв отношение $q_H / q_{уст}$, получим значение относительного коэффициента затухания

$$q_H / q_{уст} = \gamma = 1 - k_{oc}k_p k \alpha_0 / (1 + k_{oc}k_p) \quad (8)$$

или

$$\gamma = 1 - \psi \alpha_0,$$

$$\text{где } \psi = k_{oc}k_p k / (1 + k_{oc}k_p). \quad (9)$$

На рис. 2 б, в изображены графики зависимости относительного коэффициента затухания γ от коэффициента обратной связи при $(1 - k\alpha_0) > 0$ (б) и при $(1 - k\alpha_0) < 0$ (в), а на рис. 3 а, б изображены графики $\gamma(\alpha_0)$ при $\varphi = const$ (а) и $\lambda(\varphi)$ при $\alpha_0 = const$

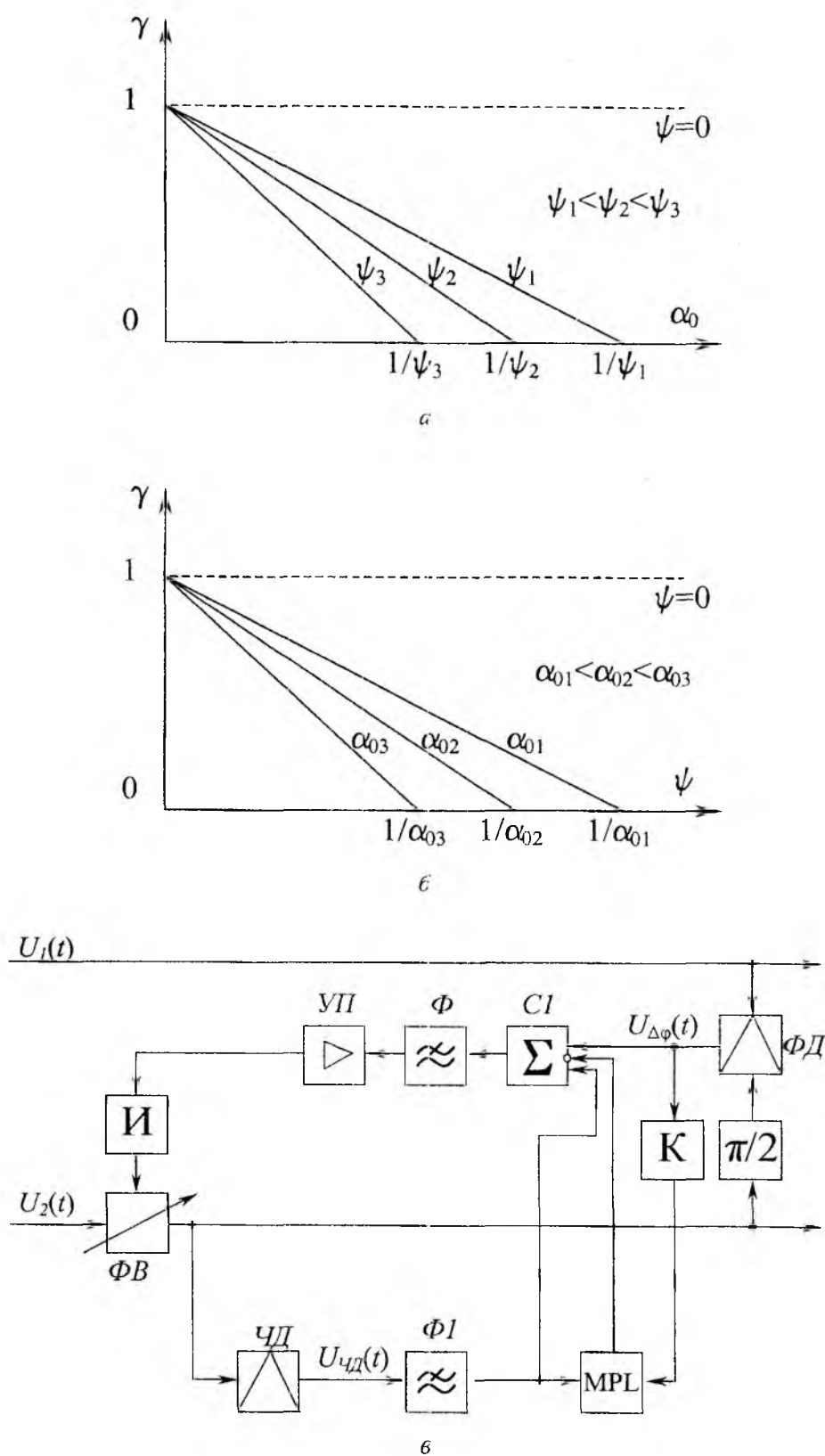


Рис. 3. Графики зависимости $\gamma(\alpha_0)$ при $\psi = \text{const}$ (а); $\gamma(\psi)$ при $\alpha_0 = \text{const}$ (б); функциональная схема ФАП (в).

Как следует из графиков, затухание уменьшается при увеличении α_0 и ψ . Это изменение осуществляется в течение длительности переменного и плавного.

Таким образом, в системах ФАП, как и в электромеханических следящих системах, возможно улучшение качества переходного процесса посредством использования нелинейной обратной связи. Особенностью системы ФАП с нелинейной коррекцией является то, что для изменения управляемой величины требуется дополнительный фазовый дискриминатор (рис. 1 б), фильтр нижних частот Ф1 и дифференциатор Д. В качестве дифференциатора можно использовать обычную дифференцирующую RC – цепочку.

Возможно построение системы ФАП с нелинейной обратной связью при использовании дополнительного частотного дискриминатора (ЧД), представляющего собой дифференциатор управляемой величины (разности фаз входного и выходного напряжений ФВ). Функциональная схема такой системы ФАП изображена на рис. 3 в. Напряжение на выходе ЧД определяется выражением

$$u_{\text{ЧД}}(t) = k_{\text{ЧД}} \dot{\beta}(t) = k_{\text{ЧД}} p \beta(t),$$

где $k_{\text{ЧД}} = k_{\text{ОС}}$ – коэффициент передачи ЧД; $p = d/dt$

В отличие от схемы системы ФАП, изображенной на рис. 1 б, в схеме рис. 3 в отсутствует дифференциатор. Эту функцию выполняет ЧД.

Заключение

1. В системе ФАП нелинейная обратная связь обеспечивает монотонный переходный процесс при ступенчатых изменениях разности фаз сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ и отсутствие нерегулирования, т.е. улучшает показатели качества переходного процесса.
2. Реализация нелинейной обратной связи может быть достигнута с помощью дополнительных фазового либо частотного дискриминаторов и умножителя.

Список литературы: 1. Белюстина Л.Н., Шалфеев В.Д. К теории нелинейной системы частотно-фазовой автоподстройки. // Изв. Вузов. Радиофизика. 1968. Т. 11. № 3. С. 383 – 396. 2. Зайцев Г.Ф., Степков В.К., Брицкий О.И. Теория автоматического управления. К.: Техніка, 2002. 688 с. 3. Хлыпало Е.И. Нелинейные корректирующие устройства Л.: Энергия, Ленингр. отд., 1973. 344 с. 4. Шахильдян В.В. Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки. М.: Связь, 1972. 447 с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 25.05.2003

Д. В. ОХРУЦАК

ДВУХКОНТУРНЫЕ КОМБИНИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) широко используются при демодуляции цифровых фазоманипулированных (ФМ) сигналов; в частотных синтезаторах и в других устройствах. Основное назначение системы ФАП – согласование фаз переменных напряжений, их можно использовать в радиолокации, связи, электромеханике, управлении и других областях, где требуется синфазность напряжений переменного тока [1 – 4].

Основными показателями качества систем ФАП является точность в установившихся режимах и быстродействие. Точность систем ФАП можно повысить, используя различные методы: масштабирование, неединичные обратные связи, комбинированное управление [2, 3].

В настоящей работе решается задача уменьшения вынужденной составляющей ошибки в классе итерационных двухконтурных систем ФАП за счет разомкнутых компенсационных каналов.

Функциональная схема итерационной двухконтурной системы ФАП изображена на рис. 1 а. Система содержит основной контур управления (ОКУ), включающий фазовый дискриминатор ФД1 (элемент сравнения ЭС1), фильтр нижних частот Ф1, усилитель-преобразователь УП1, интегратор И и управляемый фазовращатель ФВ1. Дополнительный контур управления (ДКУ) содержит аналогичные элементы: ФД2, Ф2, УП2, И, ФВ2. Элемент постоянного сдвига фазы на $\pi/2$ преобразует косинусоидальную статическую характеристику в синусоидальную.

Структурная схема двухконтурной системы ФАП, соответствующая функциональной рис. 1 а, изображена на рис. 1 б. Операторы элементов системы рис. 1 б определяются выражениями:

$$W_{\Phi_i} = k_{\Phi D_i} \cdot k_{\Phi_i} / (T_{\Phi_i} p + 1); \quad W_{УП_i}(p) = k_{УП_i} / (T_{УП_i} p + 1) \quad (1)$$

$$W_{ФВ_i}(p) = 1, \quad W_I(p) = k_I / p, \quad i = 1, 2,$$

где $k_{\Phi D_i}, k_{\Phi_i}, k_{УП_i}, k_I$ – коэффициенты передачи соответствующих элементов системы ФАП: ФД₁, Ф₁, УП₁ и интегратора И; $T_{\Phi_i}, T_{УП_i}$ – соответствующие постоянные времени; $\alpha(t)$ – задающее воздействие; $\beta_1(t), \beta_2(t)$ – управляемые величины ОКУ и ДКУ (разность фаз входных и выходных напряжений соответствующих фазовращателей); $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2(t)$ – ошибки ОКУ и ДКУ; $\beta(t)$ – управляемая величина двухконтурной итерационной системы ФАП; $u_{Y1}(t), u_{Y2}(t)$ – соответствующие управляющие напряжения; $p = d/dt$.

Как известно [4], оператор двухконтурной системы ФАП определяется выражением

$$W_{\Delta\phi}(p) = \Delta\phi(t) / \alpha(t) = W_{\Delta\phi1}(p) W_{\Delta\phi2}(p), \quad (2)$$

где

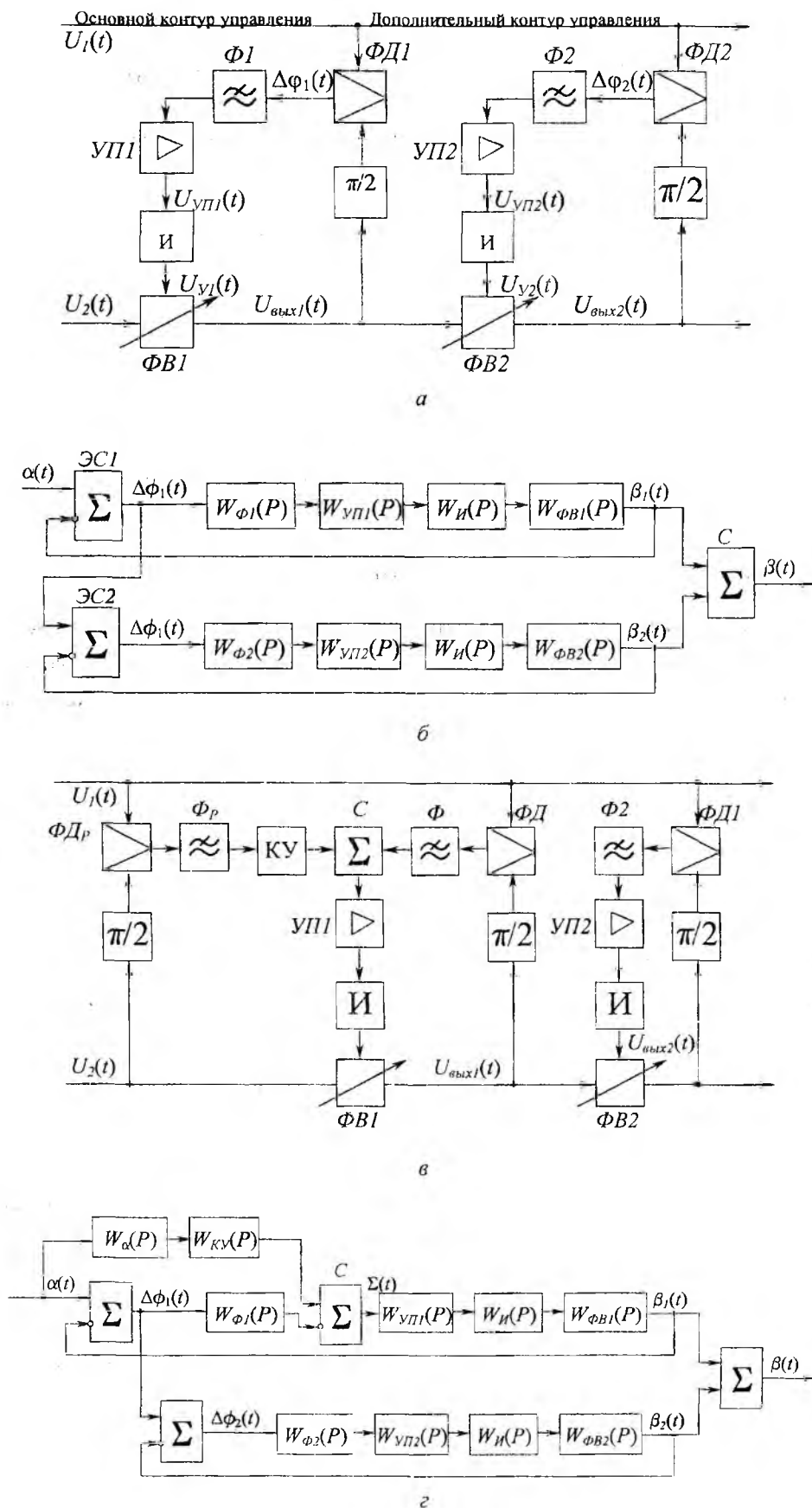


Рис. 1. Функциональные (а, в) и структурные (б, г) схемы двухконтурной итерационной системы ФАП.

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \alpha(t) - \beta(t); \quad \beta(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t); \\ \beta_1(t) &= W_{p_1}(p)\Delta\varphi_1(t); \beta_2(t) = W_{p_2}(p)\Delta\varphi_2(t); \\ \Delta\varphi_1(t) &= \alpha(t) - \beta_1(t); \Delta\varphi_2(t) = \Delta\varphi_1(t) - \beta_2(t); \\ W_{\Delta\varphi_1}(p) &= \Delta\varphi_1(t)/\alpha(t) = 1/[1 + W_{p_1}(p)]; \\ W_{\Delta\varphi_2}(p) &= \Delta\varphi_2(t)/\Delta\varphi_1(t) = 1/[1 + W_{p_2}(p)]; \\ W_{p_i}(p) &= W_{\Phi_i}(p)W_{УП_i}(p)W_n(p)W_{\Phi B_i}(p), \quad i = 1, 2; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Выражение (2) можно представить в виде:

$$W_{\Delta\varphi}(p) = W_{\Delta\varphi_{10}}(p)p^{v_1}W_{\Delta\varphi_{20}}(p)p^{v_2} = W_{\Delta\varphi_{10}}(p)W_{\Delta\varphi_{10}}(p)W_{\Delta\varphi_{20}}(p)p^{v_1+v_2}. \quad (4)$$

где v_1, v_2 – порядки астатизма ОКУ и ДКУ, соответственно; $\lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_i}(p) \neq 0$.

Если порядок астатизма ОКУ равен единице ($v_1 = 1$) и порядок астатизма ДКУ тоже равен единице ($v_2 = 1$), то в итерационной системе ФАП возможно достижение порядка астатизма максимум до второго порядка. При этом полностью устраняется установившаяся ошибка при линейном законе изменения задающего воздействия $\alpha(t)$, т.е. при $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t$.

При задающем воздействии вида $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2$ фазовая ошибка устраняется не полностью и равна:

$$\Delta\varphi(t) = 2D_2\alpha_2, \quad (5)$$

где D_2 – коэффициент ошибки при разложении $W_{\Delta\varphi}(t)$ в ряд по коэффициентам ошибки.

Для полного устранения установившейся фазовой ошибки необходимо повысить порядок астатизма еще на один порядок, т.е. требуется порядок астатизма $v_i = 3$.

Одним из возможных путей дополнительного повышения порядка астатизма является применение разомкнутых компенсационных каналов, синтезированных из условия повышения порядка астатизма [2, 3].

Возможны два способа дополнительного повышения порядка астатизма: применение разомкнутого компенсационного канала управления (РКУ) в ОКУ; и такого же канала – в ДКУ. Рассмотрим структурную реализацию первого и второго способов.

При первом способе дополнительное повышение порядка астатизма достигается использованием комбинированного принципа управления к ОКУ (рис. 1 в). Дополнительный РКУ в ОКУ содержит фазовый дискриминатор ФД_р, фильтр нижних частот Ф_р и корректирующее устройство КУ, формирующее требуемое число производных от задающего воздействия $\alpha(t)$. Структурная схема двухконтурной итерационной системы ФАП, соответствующая функциональной рис. 1 в, изображена на рис. 1 г. В отличие от структурной схемы рис. 1 б в схеме рис. 1 в имеется дополнительный РКУ с общим оператором:

$$W_0(p) = W_\alpha(p)W_{КУ}(p), \quad (6)$$

где в общем случае

$$\left. \begin{aligned} W_{\alpha}(p) &= k_{\Phi Д_p} k_{\Phi_p} / (T_{\Phi_p} p + 1) = D_{\alpha}(p) / F_{\alpha}(p); \\ D_{\alpha}(p) &= k_{\Phi Д_p} k_{\Phi_p}; \quad F_{\alpha}(p) = T_{\Phi_p} p + 1; \\ W_{\kappa y}(p) &= D_{\kappa y}(p) / F_{\kappa y}(p) = \sum_{j=0}^n \tau_j p^j / \sum_{j=0}^n d_j p^j; \\ D_{\kappa y}(p) &= \sum_{j=0}^n \tau_j p^j; \quad F_{\kappa y}(p) = \sum_{j=0}^n d_j p^j; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$k_{\Phi Д_p}$, k_{Φ_p} , T_{Φ_p} – коэффициент передачи $\Phi Д_p$, фильтра Φ_p и постоянная времени фильтра соответственно.

Запишем уравнения элементов системы рис. 1 з:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \varphi_1(t) &= \alpha(t) - \beta_1(t); \quad \Delta \varphi_2(t) = \Delta \varphi_1(t) - \beta_2(t); \\ \beta_1(t) &= W_{p_1}^*(p) \sum(t); \quad \sum(t) = W_{\Phi_1}(p) \Delta \varphi_1(t) + W_0(p) \alpha(t); \\ \beta_2(t) &= W_{p_2}(p) \Delta \varphi_2(t); \quad \Delta \varphi(t) = \alpha(t) - \beta(t); \quad \beta(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $W_{p_1}^*(p) = W_{p_1}(p) / W_{\Phi_1}(p)$;

Исключая промежуточные переменные из выражений (8), определяем оператор итерационной системы ФАП относительно ошибки:

$$W_{\Delta \varphi}(p) = \Delta \varphi(t) / \alpha(t) = W_{\Delta \varphi_{1k}}(p) W_{\Delta \varphi_2}(p), \quad (9)$$

где
$$W_{\Delta \varphi_{1k}}(p) = \Delta \varphi_1(t) / \alpha(t) = [1 - W_0(p) W_{p_1}^*(p)] / [1 + W_{p_1}(p)]; \quad (10)$$

$$W_{\Delta \varphi_2}(p) = \Delta \varphi_2(t) / \Delta \varphi_1(t) = 1 / [1 + W_{p_2}(p)]. \quad (11)$$

Из сравнения выражений (10) и (11) нетрудно видеть, что оператор $W_{\Delta \varphi_2}(p)$ не изменяется при введении РКУ в основной контур.

Представим оператор $W_{\Delta \varphi_{1k}}(p)$ в следующем виде, полагая, что

$$\begin{aligned} W_1(p) &= D_1(p) / F_1(p); \quad W_{y\pi 1}(p) = D_{y\pi 1}(p) / F_{y\pi 1}(p); \\ W_{\Phi B 1}(p) &= D_{\Phi B 1}(p) / F_{\Phi B 1}(p) = 1; \\ W_{\Delta \varphi_{1k}}(p) &= \frac{[F_{y\pi}(p) F_{\pi}(p) F_{\Phi B 1}(p) F_{\alpha}(p) F_{\kappa y}(p) - D_{\alpha}(p) D_{\kappa y}(p) D_{\pi}(p) D_{\Phi B 1}(p)] F_1(p)}{F_3(p) F_{\alpha}(p) F_{\kappa y}(p)}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $F_3(p) = k_{\Phi Д} k_{\Phi_1} + k_{y\pi 1} k + (T_{\Phi_1} p + 1)(T_{y\pi 1} p + 1)p$.

Пусть операторы разомкнутого канала управления определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} W_{\alpha}(p) &= k_{\Phi Д_p} k_{\Phi_p} / (T_{\Phi_p} p + 1) = D_{\alpha}(p) / F_{\alpha}(p); \\ W_{\kappa y}(p) &= \tau_1 p / (d_1 p + d_0) = D_{\kappa y}(p) / F_{\kappa y}(p). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

С учетом значений операторов, определяемых выражениями (1) и (13), формула (12) принимает вид:

$$W_{\Delta\varphi_{1k}}(p) = \frac{[(T_{Y\Pi 1}p + 1)(T_{\Phi p} + 1)(d_1p + d_0)p - k_{\Phi D_p} k_{\Phi p} \tau_1 k_{\Pi}^k k_{KY} p](T_{\Phi p} + 1)}{F_3(p)F_{\alpha}(p)F_{KY}(p)}. \quad (14)$$

Как следует из выражения (14), ОКУ итерационной ФАП приобретает свойства астатической системы с астатизмом второго порядка, если в квадратных скобках числителя выражения (14) приравнять к нулю члены, содержащие p в первой степени, т.е.

$$d_0 - k_{\Phi D_p} k_{\Phi p} \tau_1 k_{\Pi}^k k_{KY} = 0 \quad (15)$$

Из выражения (15) определяем значение τ_1 при котором условие (15) выполняется

$$\tau_1 = d_0 / (k_{\Phi D_p} k_{\Phi p} k_{\Pi}^k k_{KY}) \quad (16)$$

Параметры d_1 и d_0 оператора $W_{KY}(p)$ определяются из условия физической реализуемости, если не накладываются другие ограничения.

Подставляя выражение (16) в формулу (14), получим,

$$W_{\Delta\varphi_{1k}}(p) = \frac{[T_{Y\Pi 1} T_{\Phi 1} d_1 p^2 + (T_{Y\Pi 1} d_1 + T_{\Phi} d_1 + T_{Y\Pi} T_{\Phi} d_0)p + d_1 + T_{Y\Pi 1} + T_{\Phi 1}](T_{\Phi p} + 1)p^{v_{1k} = 2}}{F_3(p)F_{\alpha}(p)F_{KY}(p)}, \quad (17)$$

где v_{1k} – порядок астатизма основного контура.

Как следует из выражения (17), при выполнении условия (16) основной контур итерационной системы ФАП является астатическим с астатизмом второго порядка $v_{1k} = 2$.

Общий оператор итерационной системы ФАП

$$W_{\Delta\varphi}(p) = W_{\Delta\varphi_{1k}}(p)W_{\Delta\varphi_{2k}}(p) = W_{\Delta\varphi_{1k0}}(p)W_{\Delta\varphi_{20}}(p)p^{v=3},$$

где
$$v = v_{1k} + v_2, \quad \lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_{1k0}}(p) = 0; \quad \lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_{20}}(p) \neq 0.$$

В общем случае порядок астатизма основного контура может быть повышен до любого порядка. В частности, если операторы $W_{\alpha}(p)$ и $W_{KY}(p)$ выбрать в соответствии с выражением (7), то порядок астатизма может быть повышен до $n + 1$ порядков.

При втором способе повышения порядка астатизма в дополнительном контуре управления реализуют РКУ. В этом случае имеет функциональную схему двухконтурной итерационной ФАП, изображенную на рис. 2 а. Дополнительный канал управления реализуется с помощью корректирующего устройства КУ (рис. 2 а), на вход которого поступает сигнал $u_{\Phi 1}(t)$ с выхода фильтра Ф1. ДКУ в этом случае представляет собой комбинированную систему. Структурная схема итерационной системы ФАП, соответствующая функциональной рис. 2 а, изображена на рис. 2 б.

Можно показать, что оператор системы ФАП относительно ошибок определяется выражением

$$W_{\Delta\varphi}(p) = W_{\Delta\varphi_1}(p)W_{\Delta\varphi_{1k}}(p) = W_{\Delta\varphi_{10}}(p)W_{\Delta\varphi_{2k0}}(p)p^{v_1 + v_2 k};$$

где $W_{\Delta\Phi_1}(p) = \frac{1}{1+W_{P1}(p)W_{УП1}(p)W_{И}(p)W_{ФВ1}(p)} = W_{\Delta\Phi_{10}}(p)p^{v_1=1};$

$$W_{\Delta\Phi_{2k}}(p) = \frac{1-W_{\Phi 2}(p)W_{КУ2}(p)W_{УП2}(p)W_{И}(p)W_{ФВ2}(p)}{1+W_{P1}(p)W_{УП1}(p)W_{И}(p)W_{ФВ2}(p)} = W_{\Delta\Phi_{2k0}}(p)p^{v_k};$$

где v_{2k} – порядок астатизма дополнительного контура управления итерационной ФАП.

Выбором оператора $W_{КУ}(p)$ можно достичь требуемого порядка астатизма v_{2k} и обеспечить требуемую точность управления.

Сравнение функциональных схем рис. 1 *в* и рис. 2 *а* показывает, что при реализации дополнительного РКУ к ДКУ проще, чем при реализации такого канала к основному контуру. В последнем случае разомкнутый канал содержит $\Phi_{Др}$, Φ_p и КУ, а во втором – только КУ. Поэтому второй способ дополнительного повышения порядка астатизма с целью исключения дополнительных контуров управления предпочтителен.

Таким образом, в каждом конкретном случае с экономической точки зрения и с точки зрения сложности реализации необходимо сделать сравнительный анализ о целесообразности того или иного способа построения итерационной ФАП. Во многих случаях вместо построения дополнительного контура управления целесообразно реализовать только одну производную по сигналу ошибки основного контура.

Список литературы: 1. Осмоловский П.Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. М.: Сов Радио, 1969. 256 с. 2. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. К.: Техника, 1988. 208 с. 3. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Брицкий О.И. Теория автоматического управления. К.: Техніка, 2002. 688 с. 4. Баско Ю.П., Коробко В.В. Итерационные системы фазовой автоподстройки. К.: УНДІЗ, 1997. 60 с.

Украинский научно-исследовательский
институт связи

Поступила в редколлегию 05.03.2003

СИНТЕЗ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ СВЯЗИ ПО ЗАДАЮЩЕМУ ВОЗДЕЙСТВИЮ В СИСТЕМЕ ФАП ПРИ НАЛИЧИИ ОГРАНИЧЕНИЙ

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) находят широкое применение на практике [1 – 4]. К основным показателям качества синтеза ФАП – точности и быстродействию предъявляются высокие требования. Косвенной оценкой быстродействия системы ФАП является минимум квадратичной интегральной оценки.

Ниже предложено решение задачи определения оптимального оператора разомкнутого канала управления в классе комбинированных систем ФАП.

Структурную схему комбинированной системы ФАП при отсутствии возмущающих воздействий можно представить в общем виде, изображенном на рисунке, позиция a , где $\alpha(t)$ – задающее воздействие (разность фаз двух напряжений одинаковой частоты); $\beta(t)$ – управляемая величина (разность фаз входного и выходного напряжений фазовращателя); $\Delta\varphi(t)$ – фазовая ошибка; $W_1(s)$ – передаточная функция фильтра нижних частот; $W_2(s)$ – передаточная функция, оператор усилителя – преобразователя, интегратора и фазовращателя в совокупности; ЭС – элемент сравнения; С – сумматор.

Собственно передаточная функция $W_2(s)$ описывает заданный объект управления. Требуется синтезировать регулятор, обеспечивающий комбинированное управление при одном из двух условий [1]:

1. Обеспечить минимум интегральной квадратичной ошибки системы ФАП в пределах допустимого значения регулирующего воздействия $\Sigma(t)$:

$$I_1 = \int_0^{\infty} [\Delta\varphi(t)]^2 dt = \min; \quad (1)$$

$$I_2 = \int_0^{\infty} [\Sigma(t)]^2 dt \leq Q_2. \quad (2)$$

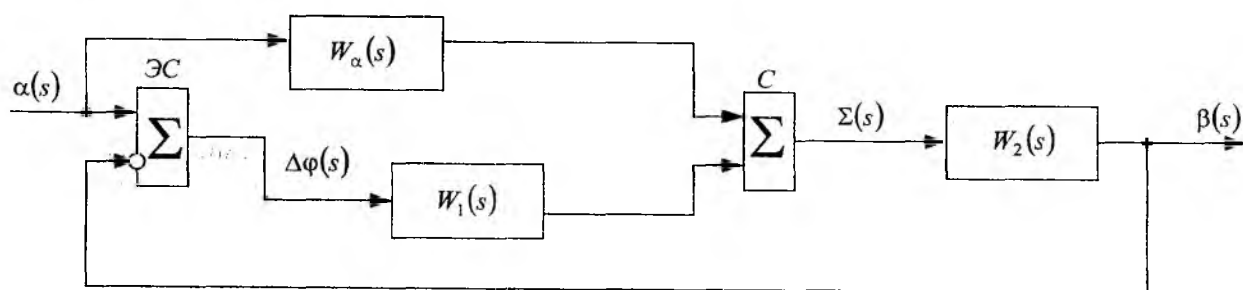
2. Обеспечить минимум регулирующего воздействия $\Sigma(t)$ при ограниченной ошибке в системе

$$\left. \begin{array}{l} I_1 \leq Q_1; \\ I_2 = \min. \end{array} \right\} \quad (3)$$

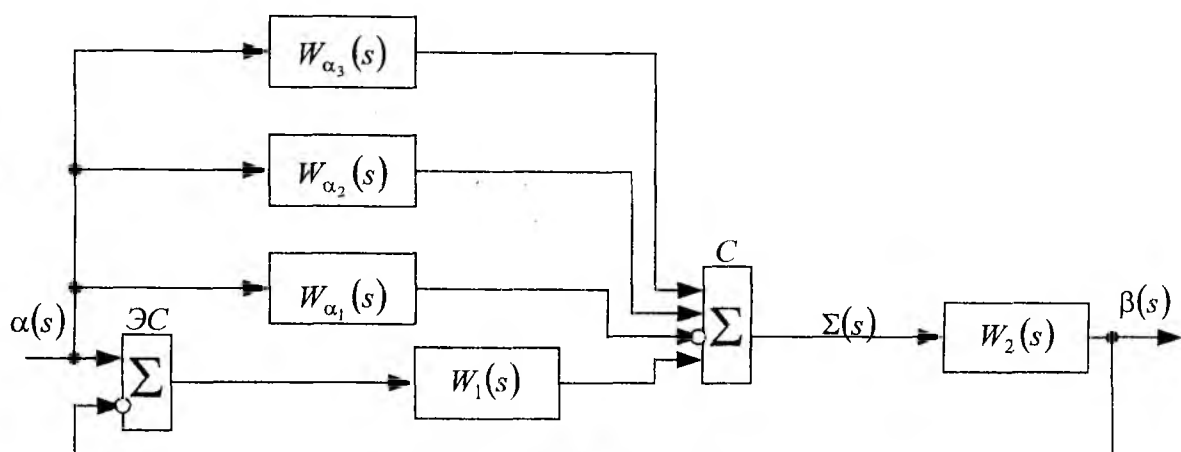
Требую минимума I_1 , следует наложить некоторые ограничения на длительность переходного процесса t_p и перерегулирование σ .

Решение задачи состоит из двух этапов:

- определение оптимальной передаточной функции замкнутой комбинированной системы ФАП $W_{3c}(s)$ на основании критерия проектирования и заданных $W_2(s)$ и $\alpha(t)$;
- выбор структурной схемы комбинированной системы ФАП, параметров корректирующих звеньев замкнутого контура и параметров передаточной функции связи по задающему воздействию. Причем под выбором структуры подразумевается определение места подключения разомкнутого канала управления, вида и местоположения корректирующих устройств замкнутого контура.



а б



б

Отыскание оптимальной передаточной функции замкнутой комбинированной системы ФАП будем производить, используя метод множителей Лагранжа. Например, при $I_1 = \min I_2 \leq Q_2$ оптимальная передаточная функция комбинированной системы ФАП, должна обеспечить

$$I_1 + \rho I_2 = \min. \quad (4)$$

Здесь ρ – множитель Лагранжа.

Очевидно, вид оптимальной передаточной функции, обеспечивающий выполнение условия (4), не зависит от принципа управления. Поэтому передаточную функцию системы ФАП найдем по методу, изложенному в [1]:

$$W_{3\text{опт}}(s) = \frac{1}{Y(s)Z(s)} \left[\frac{Z(s)}{Y(s)} \right]_+, \quad (5)$$

где $Y(s) \equiv \left\{ 1 + \frac{\rho}{W(s)W(-s)} \right\}^+$; $Y(-s) \equiv \left\{ 1 + \frac{\rho}{W(s)W(-s)} \right\}^-$; $Z(s) \equiv \{\alpha(s)\alpha(-s)\}^+$.

Знаки + и – в правом верхнем углу фигурных скобок обозначают функцию, все полюсы и нули которой находятся в левой или правой полуплоскости соответственно; символ $[\]_+$ обозначает операцию разложения на простые дроби, которая выделяет полюсы в левой полуплоскости.

Используя найденное значение $W_{\text{опт}}(s)$, отыскиваем I_2 как функцию множителя Лагранжа ρ . Из уравнения ограничения

$$I_2(\rho) = Q_2 \quad (6)$$

получаем численное значение ρ .

Поскольку оптимальная передаточная функция замкнутой системы ФАП определена, будем считать, что она равна передаточной функции эквивалентной комбинированной системы:

$$W_{\text{опт}}(s) = W_{3\kappa}(s). \quad (7)$$

Тогда с учетом структурной схемы на рисунке, позиция a ,

$$W_{3\text{опт}}(s)W_{3\kappa}(s) = W_3(s) \left[1 + \frac{W_\alpha(s)}{W_1(s)} \right]. \quad (8)$$

Здесь $W_3(s)$ – передаточная функция замкнутого контура управления; $W_\alpha(s)$ – передаточная функция связи по задающему воздействию.

Передаточная функция замкнутого контура управления без связи по задающему воздействию может быть выбрана из соображений обеспечения требуемой точности при воздействии второстепенных возмущений и требуемого запаса устойчивости.

Тогда из выражения (8) имеем

$$W_\alpha(s) = \frac{W_{\text{опт}}(s) - W_3(s)}{W_3(s)} W_1(s) \quad (9)$$

Оператор $W_1(s)$ можно найти следующим образом:

$$W_3(s) = \frac{W_1(s)W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)}, \quad (10)$$

откуда

$$W_1(s) = \frac{W_3(s)}{W_2(s)[1 - W_3(s)]} = \frac{W_3(s)}{W_2(s)W_{\Delta\phi}(s)}, \quad (11)$$

где $W_{\Delta\phi}(s)$ – передаточная функция по ошибке замкнутого контура.

Определение передаточной функции связи по задающему воздействию согласно (9) не накладывает никаких ограничений на ее вид. В частном случае, когда $W_1(s) = 1$, т.е. сигнал связи по задающему воздействию поступает на вход объекта управления, выражение (9) упрощается:

$$W_\alpha(s) = \frac{W_{\text{опт}}(s) - W_3(s)}{W_3(s)}. \quad (12)$$

Когда на вид передаточной функции связи наложено ограничение, например вид ее задан, и требуется определить только параметры, можно поступить следующим образом.

Запишем выражение (9) в развернутом виде

$$W_{\text{опт}}(s) = \frac{W_1(s)W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} \left[1 + \frac{W_\alpha(s)}{W_1(s)} \right] = \frac{W_2(s)[W_1(s) + W_\alpha(s)]}{1 + W_1(s)W_2(s)}. \quad (13)$$

Из (13) имеем

$$W_1(s) = \frac{W_{\text{опт}}(s) - W_\alpha(s)W_2(s)}{1 - W_{\text{опт}}(s)}. \quad (14)$$

Поскольку вид передаточной функции $W_\alpha(s)$ известен, из (14) устанавливаем вид $W_1(s)$ через параметры связи по задающему воздействию. Зная вид $W_1(s)$, находим ее параметры из условия обеспечения устойчивости замкнутого контура и требуемой точности при наличии второстепенных возмущений. Определение параметров связи по задающему воздействию при выбранных параметрах передаточной функции $W_1(s)$ не представляет труда.

Использование комбинированного принципа управления при проектировании оптимальной системы выгодно тем, что дополнительный разомкнутый канал не влияет на устойчивость. При этом появляются более широкие возможности варьирования параметрами – как для получения требуемых точностных характеристик, так и для достижения простоты технической реализации.

Пример. Пусть оптимальная передаточная функция замкнутого системы ФАП определяется выражением [1]

$$W_{\text{опт}}(s) = \frac{1}{1 + 0,1s + 0,005s^2} \quad (15)$$

Передаточная функция заданной части системы

$$W_2(s) = \frac{10}{s^2}.$$

Полагая, что $W_1(s) = 1$, имеем

$$W_3(s) = \frac{W_2(s)}{1 + W_2(s)} = \frac{10}{s^2 + 10}.$$

Используя (12), получаем

$$W_\alpha(s) = \frac{\frac{1}{1 + 0,1s + 0,005s^2} - \frac{10}{s^2 + 10}}{\frac{10}{s^2 + 10}} = \frac{0,095s^2 - 0,1s}{0,005s^2 + 0,1s + 1} = \frac{D_\alpha(s)}{F_\alpha(s)}. \quad (16)$$

Очевидно, такую передаточную функцию связи по задающему воздействию можно осуществить с помощью реальных дифференцирующих звеньев:

$$W_\alpha(s) = -\frac{0,1s}{0,005s^2 + 0,1s + 1} + \frac{0,095s^2}{0,005s^2 + 0,1s + 1} = W_{\alpha_1}(s) + W_{\alpha_2}(s), \quad (17)$$

где $W_{\alpha_1}(s) = -\frac{0,1s}{F_\alpha(s)}$; $W_{\alpha_2}(s) = \frac{0,095s^2}{F_\alpha(s)}$.

Структурная схема комбинированной системы с учетом (17), т.е. при $W_1(s) = 1$, имеет вид, представленный на рисунке, позиция б.

Разумеется, рассмотренный пример имеет иллюстративный характер. В общем случае передаточная функция $W_1(s) \neq 1$; она выбирается из условия обеспечения устойчивости замкнутого контура и требуемой точности при воздействии второстепенных возмущений.

Например, при

$$W_1(s) = \frac{D_1(s)}{F_1(s)} = \frac{T_1s + 1}{T_2s + 1} = \frac{0,1s + 1}{0,01s + 1} \quad (18)$$

имеем

$$\begin{aligned}
 W_3(s) &= \frac{W_1(s)W_2(s)}{1+W_1(s)W_2(s)} = \frac{s+10}{0,01s^2+s^2+s+10}; \\
 W_\alpha(s) &= \frac{W_{\text{опт}}(s)-W_3(s)}{W_3(s)} W_1(s) = \frac{0,005s^3+0,85s^2-s}{5 \cdot 10^{-3}s^3+0,006s^2+0,11s+1} = \\
 &= \frac{D_\alpha(s)}{F_\alpha(s)} = -\frac{s}{F_\alpha(s)} + \frac{0,85s^2}{F_\alpha(s)} + \frac{0,005s^3}{F_\alpha(s)} = \\
 &= W_{\alpha_1}(s) + W_{\alpha_2}(s) + W_{\alpha_3}(s).
 \end{aligned}$$

Структурная схема, соответствующая случаю $W_1(s) \neq 1$, а именно $W_1(s) = (T_1s+1)/(T_2s+1)$, изображена на рисунке, позиция в.

Оптимальная передаточная функция $W_{\text{опт}}(s)$ и, следовательно, передаточная функция связи по задающему воздействию определяются только для конкретного вида задающего воздействия $\alpha(t)$. Вид $W_{\text{опт}}(s)$ и $W_\alpha(s)$ изменяется при изменении $\alpha(t)$. Очевидно также, что передаточная функция связи по задающему воздействию усложняется при повышении порядка оптимальной системы. Поэтому такой метод выбора корректирующих цепей по разомкнутому каналу целесообразно применять для систем не выше четвертого порядка.

Список литературы: 1. Шелдон С.Л. Синтез оптимальных систем автоматического управления: Пер. с англ. / С.Л. Шелдон, О. Чанг. М.: Машиностроение, 1994. 440 с. 2. Системы фазовой синхронизации / С.Н. Скляренко, А.В. Стеклов, Р.В. Уваров, В.М. Чмиль. Киев: Тэхніка, 1994. 160 с. 3. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / В.В. Шахгильдян, А.А. Леховкин, В.Л. Карякин и др. М.: Радио и связь, 1989. 320 с. 4. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов, О.І. Бріцький. К.: Техніка, 2002. 688 с.

Государственный университет информационно-коммуникационных технологий, Киев

Поступила в редколлегию 18.04.2003

УДК 621.316.729:621.395

А. В. ДРОБИК, канд. техн. наук, В. В. ТОПЧИЙ, А. Л. НЕДАШКОВСКИЙ

ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР ДЛЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ФАПЧ

Современные системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) строятся в виде аппаратно-программного устройства, которое осуществляет синтез и автоматическую подстройку частоты генератора под значение входной частоты и автоматическую подстройку фазы синтезируемой частоты под фазу входной частоты. После полного уравнивания частоты аппаратно-программным способом подстраивается фаза с помощью фазового детектора (ФД).

Структурная схема комбинированной ФАПЧ приведена на рис. 1. Однокристалльная микро-ЭВМ (ОМЭВМ) выполняет подстройку частоты и фазы генератора управляемого напряжения (ГУН), для чего в цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП) формируется напряжение рабочего диапазона регулировки частоты:

$$\Delta U = U_{\max} - U_{\min}.$$

Согласующее устройство (СУ) обеспечивает высокоомное подключение, счетчики Сч.1 и Сч.2 преобразуют значения входной и выходной частоты в параллельный код [1].

Регулировка частоты на входе ЦАП производится по следующему закону:

$$N_i = N_{i-1} + \Delta n_k (f_{\text{вх}} - f_{\text{ГУН}}),$$

где N_i – вновь полученное значение управляющего числа на входе ЦАП;

N_{i-1} – предыдущее значение на входе ЦАП;

Δn_k – количество отсчетов для изменения частоты ГУН на k Гц;

$f_{\text{вх}}$ – частота на входе устройства;

$f_{\text{ГУН}}$ – частота ГУН.

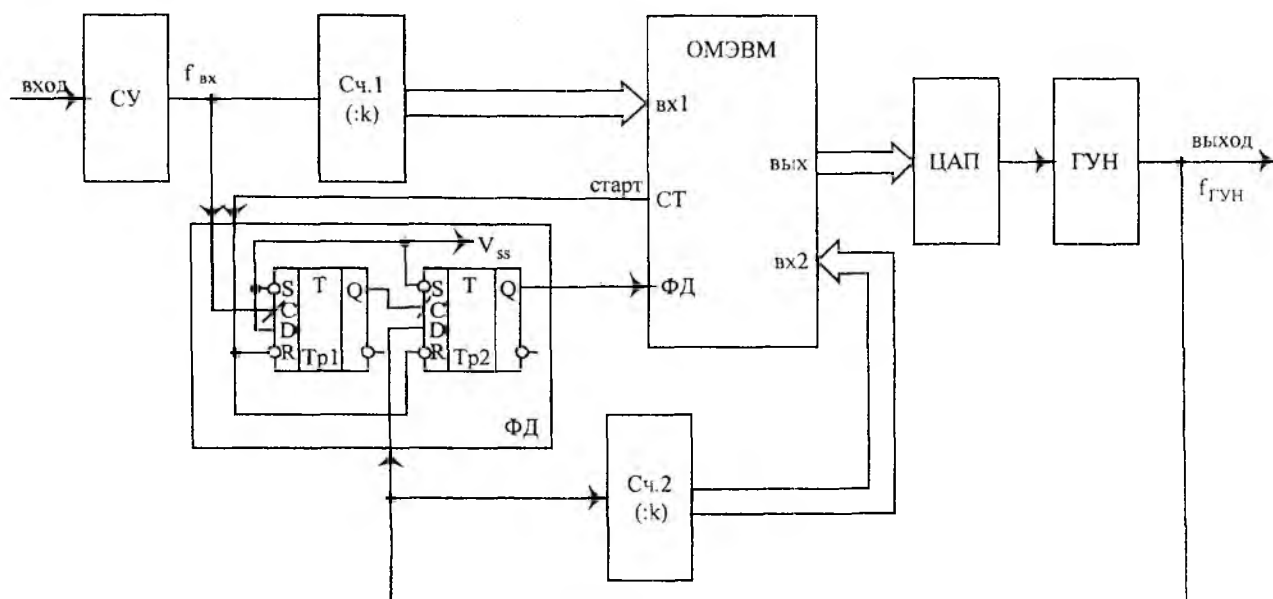


Рис. 1. Структурная схема системы ФАПЧ

При подстройке частоты осуществляется подстройка фазы ГУН аппаратно-программным способом. Если ФД определил, что фаза частоты ГУН ($f_{\text{ГУН}}$) опережает фазу входной частоты ($f_{\text{вх}}$), то необходимо изменить частоту ГУН таким образом, чтобы за время:

$$t_1 = 1/\Delta f_1$$

фаза $f_{\text{вх}}$ настигла фазу $f_{\text{ГУН}}$ и обогнала ее:

$$f_{\text{ГУН1}} = f_{\text{ГУН}} - \Delta f_1.$$

Затем восстанавливается значение $f_{\text{ГУН}}$ в соответствии с формулой

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН1}} + \Delta f_1 + \Delta f_{\text{ГУН}}.$$

При отставании фазы $f_{\text{ГУН}}$ от $f_{\text{вх}}$ частота ГУН изменяется в обратном порядке:

$$f_{\text{ГУН2}} = f_{\text{ГУН}} + \Delta f_1,$$

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН2}} - \Delta f_1 - \Delta f_{\text{ГУН}}.$$

Таким образом, при подстройке фазы происходит не только выравнивание фаз, но и точная подстройка $f_{\text{ГУН}}$ под частоту и фазу входного сигнала.

Подстройка фазы производится только после того, как значение частоты ГУН и частоты на входе отличается не более чем на 1 Гц. Эта разница может быть определена соотношением

$$|f_{\text{вх}} - f_{\text{ГУН}}| \leq 1 \text{ Гц}.$$

Для подстройки фазы используется ФД, состоящий из двух D-триггеров Tr1 и Tr2, которые работают нижеследующим образом.

ОМЭВМ формирует сигнал по линии «старт». После старта первый положительный фронт входной частоты синхронно «вводит» Tr1, так как на его вход «D» при этом подана логическая «1». На выходе «Q» Tr1 появляется положительный фронт, который поступает на вход «C» Tr2. Если на входе «D» Tr2 присутствует логическая «1» последовательности ГУН, то это означает, что фаза ГУН опережает фазу входной частоты. Если на входе «D» Tr2 логический «0», то фаза ГУН отстает от фазы входной частоты. Это состояние каждый раз после очередного рестарта записывается в Tr2 и анализируется процессором по входу «ФД».

Следовательно, данный ФД показывает решающему устройству (ОМЭВМ) только один параметр: опережение или отставание фазы ГУН от фазы входной частоты в виде логического «0» или логической «1», не показывая при этом, на сколько единиц (радиан или градусов) отличаются между собой фазы. Имея только эти данные, микропроцессор решает задачу подстройки фазы и частоты, выполнения следующее:

1) делает первичный старт ФД и, если после детектирования оказывается, что фаза ГУН опережает фазу входной частоты, то выполняет п.2, если фаза отстает, то – п.6;

2) уменьшает значение частоты ГУН на

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН}} - \Delta f_2,$$

для того, чтобы фаза входной частоты как минимум за время

$$t_2 = 1/\Delta f_2$$

настигла фазу ГУН и обогнала последнюю. Реальное значение отсчетов на входе ЦАП уменьшается на n единиц;

3) далее в течение времени не более T выполняет циклический рестарт и анализ данных ФД. Процедура прекращается только после того, как фаза входной частоты опередит фазу ГУН;

4) после выравнивания фаз восстанавливает частоту до значений, почти равных значениям в п.1, т.е.:

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН}} + \Delta f_2$$

или отсчеты АЦП увеличивает на n - единиц. Последнее (не совсем точное восстановление частоты) делается из предположения, что частота ГУН была выше частоты входного сигнала, так как фаза ГУН опережала фазу входной частоты;

5) производит в течение 0,5 с измерение частот с точностью до 2 Гц и, если разность не превышает 2 Гц, то возобновляют цикл регулировки фазы с п.1, иначе необходима более точная регулировка частот и измерения с точностью до 0,5 Гц;

6) увеличивает значение частоты ГУН на

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН}} + \Delta f_2$$

для того, чтобы фаза ГУН как минимум за время

$$t_2 = 1/\Delta f_2$$

настигла фазу входной частоты и обогнала последнюю. При этом реальное значение отсчетов на входе ЦАП увеличивается на n единиц;

7) далее в течение времени не более t_2 делает циклический рестарт и производит анализ данных ФД. Процедура прекращается только после того, как фаза ГУН опередит фазу входной частоты;

8) после выравнивания фаз восстанавливает частоту ГУН до значений, почти равных значениям в п.1, т.е.:

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН}} - \Delta f_2$$

или отсчеты АЦП уменьшаются на $n-1$ единиц. Последнее (не совсем точное восстановление частоты) делается в предположении, что входная частота была выше частоты ГУН, так как фаза входной частоты опережала фазу ГУН. И далее осуществляет переход к п. 5.

Для данного устройство разница составляет:

$$\Delta f_2 - \Delta f_1 = 1 \text{ Гц}.$$

Таким образом, в п. 2, 3 и 4, а также в п. 6, 7 и 8 происходит не только выравнивание фаз, но и точная подстройка частоты ГУН под частоту и фазу входного сигнала.

Данный алгоритм при тактовой частоте решающего устройства 12 МГц, решающем устройстве АТ89С51 и применении в ФД сдвоенного D-триггера ТТЛ-технологии позволяет поддерживать фазу с точностью до 10 нс при периоде сигнала 122 нс.

Предложена аппаратно-программная реализация фазового детектора для комбинированной системы ФАПЧ. Такое решение можно использовать в выделенных устройствах тактовой синхронизации 2-го и более низких уровней синхронизации первичной сети. Лабораторные испытания подтвердили вышеизложенное.

Список литературы: 1. Дробик О.В., Мірталібов Ф.Я., Костик Б.Я. Застосування фазового автоматичного підстроювання частоти для синхронізації комутаційної системи МТ 20/25 із сучасними цифровими АТС // Зв'язок, 2000. № 5. С. 56 – 58.

Государственный университет

информационно-коммуникационных технологий

Поступила в редколлегию 10.03.2003

В. К. СТЕКЛОВ, д-р техн. наук, Д. В. ОХРУЦАК, И. В. ШЕРЕПА

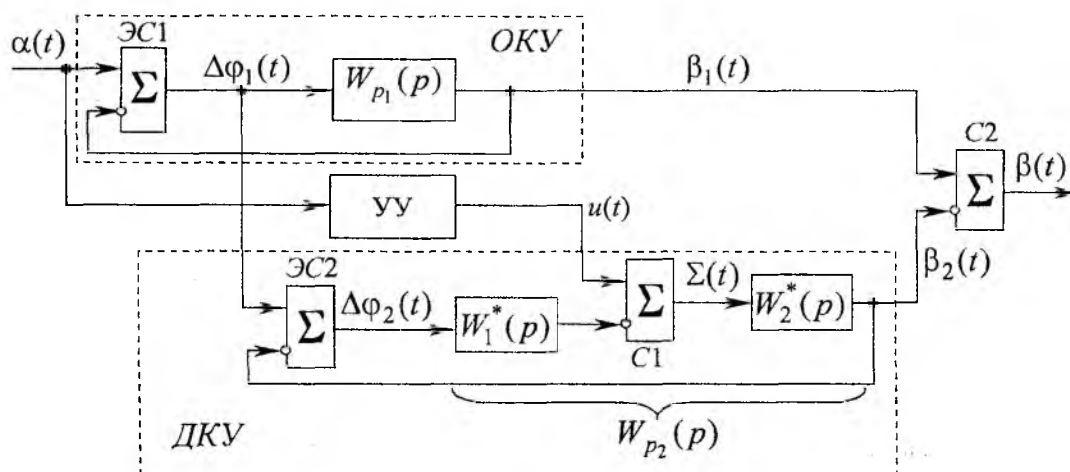
ДВУХКОНТУРНАЯ СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ С УСТРОЙСТВОМ УПРАВЛЕНИЯ В РАЗОМКНУТОМ КАНАЛЕ УПРАВЛЕНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Многие системы фазовой автоподстройки (ФАП) работают как при медленноменяющихся задающих воздействиях, так и при ступенчатых. При этом требуются высокая точность в установившихся (синхронных) режимах и высокое быстродействие – например, при использовании ФАП в качестве демодуляторов фазомодулированных и частотно-модулированных сигналов.

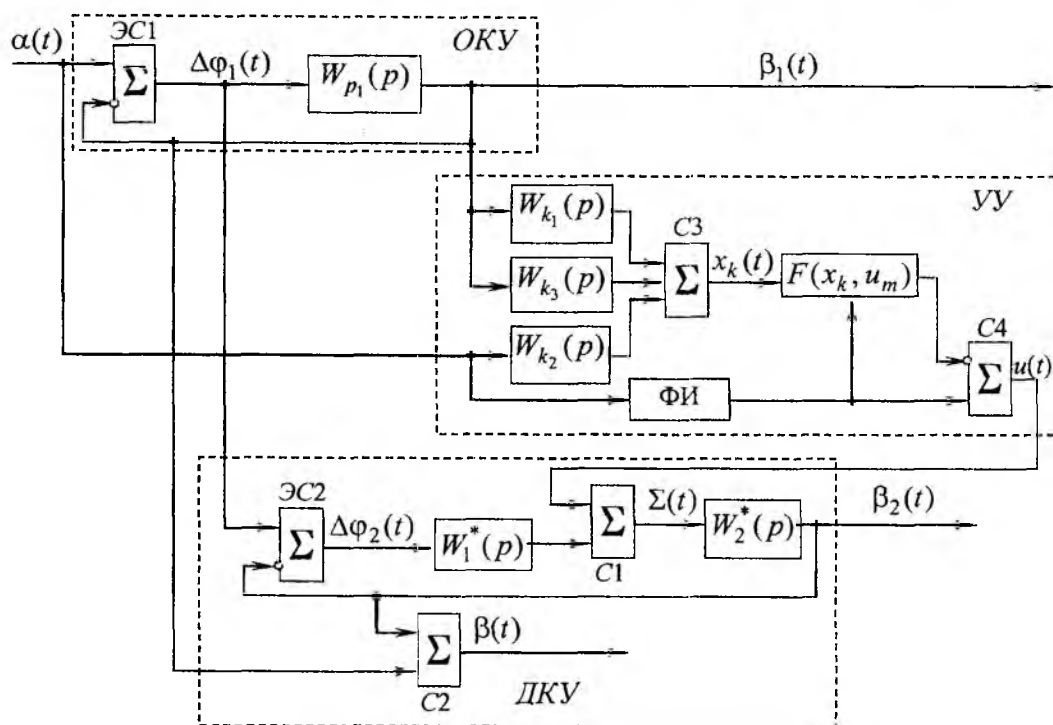
Для обеспечения высокой точности в установившихся режимах используется итерационный принцип построения систем ФАП [1 – 4].

Ниже предложены постановка и решение задачи оптимизации переходного процесса дополнительного контура управления (ДКУ) двухконтурной итерационной системы ФАП, содержащей основной контур управления и ДКУ, с помощью устройства управления (УУ) в разомкнутом канале управления ДКУ.

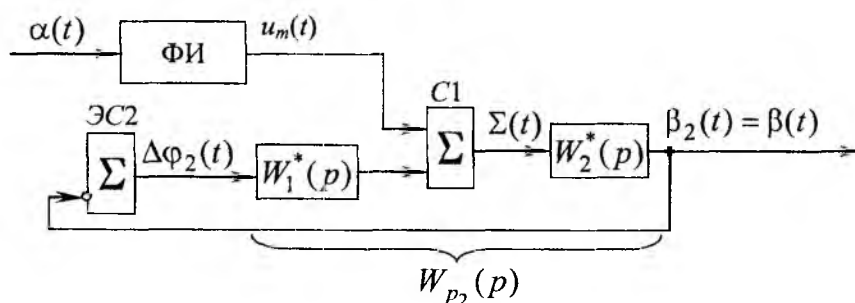
Структурная схема двухконтурной итерационной системы ФАП, оптимальной по быстродействию, изображена на рисунке, позиция *а*. Здесь приняты следующие обозначения: ЭС1, ЭС2 – элементы сравнения ОКУ и ДКУ; $\alpha(t)$ – задающее воздействие (разность фаз двух напряжений одинаковой частоты); $\beta_1(t)$, $\beta_2(t)$ – управляемые величины ОКУ и ДКУ, т.е. разности фаз входных напряжений фазовращателей ОКУ и ДКУ; $\Delta\phi_1(t)$, $\Delta\phi_2(t)$ – ошибки ОКУ и ДКУ; $W_{p_1}(p) = W_1(p)W_2(p)$ – оператор ОКУ в разомкнутом состоянии; $W_1(p)$ – оператор ФНЧ ОКУ; $W_2(p)$ – общий оператор последовательно соединенных усилителя-преобразователя, интегратора и фазовращателя ОКУ; $W_{p_2}(p) = W_1^*(p)W_2^*(p)$ – оператор ДКУ в разомкнутом состоянии; $W_1^*(p)$ – оператор ФНЧ ДКУ; $W_2^*(p)$ – оператор последовательно соединенных усилителя-преобразователя, интегратора и фазовращателя ДКУ.



а



б



в

Задающим воздействием для ДКУ является сигнал ошибки ОКУ. Каждая из систем ОКУ и ДКУ работает как система с управлением по отклонению. Порядок астатизма двухконтурной системы ФАП равен сумме порядков астатизма ОКУ и ДКУ. При этом обеспечивается более высокая точность управления в установившихся режимах.

Устройство управления УУ вырабатывает сигнал управления $u(t)$, обеспечивающий оптимальный по быстродействию переходный процесс итерационной системы ФАП. Уточним структуру итерационной оптимальной по быстродействию системы ФАП. Для этого запишем уравнения элементов системы, изображенном на рисунке, позиция а:

$$\left. \begin{aligned} \beta(t) &= \beta_1(t) + \beta_2(t); \quad \beta_1(t) = W_{p1}(p) \Delta \phi_1(t); \\ \Delta \phi_1(t) &= \alpha(t) - \beta_1(t); \quad \beta_2(t) = W_2^*(p) \Sigma(t); \\ \Sigma(t) &= u(t) + W_1^*(p) \Delta \phi_2(t); \quad \Delta \phi(t) = \alpha(t) - \beta(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь $p = d/dt$; $W_1^*(p)W_2^*(p) = W_{p2}(p)$; $u(t) = f[\alpha(t)]$.

Из уравнений (1), исключив промежуточные переменные, получим:

$$\beta(t) = W_3(p) \alpha(t) + W_2^*(p) W_{\Delta \phi_2}(p) u(t), \quad (2)$$

где

$$\left. \begin{aligned} W_3(p) &= W_{31}(p) + W_{32}(p) + W_{31}(p)W_{32}(p); \\ W_{31}(p) &= \frac{\beta_1(t)}{\alpha(t)} = \frac{W_{p_1}(p)}{1 + W_{p_1}(p)}; \\ W_{32}(p) &= \frac{\beta_2(t)}{\Delta\varphi_1(t)} = \frac{W_{p_2}(p)}{1 + W_{p_2}(p)}; \\ W_{\Delta\varphi_1}(p) &= \frac{\Delta\varphi_1(t)}{\alpha(t)} = \frac{1}{1 + W_{p_1}(p)}; \\ W_{\Delta\varphi_2}(p) &= \frac{\Delta\varphi_2(t)}{\Delta\varphi_1(t)} = \frac{1}{1 + W_{p_2}(p)}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

С учетом формул (3) запишем уравнение (2) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \beta(t) &= [W_{31}(p) + W_{32}(p) + W_{31}(p)W_{32}(p)]\alpha(t) + W_2^*(p)W_{\Delta\varphi_2}(p)u(t); \\ \beta(t) &= \left\{ \frac{W_{p_1}(p)}{1 + W_{p_1}(p)} + \frac{W_{p_2}(p)}{1 + W_{p_2}(p)} + \frac{W_{p_1}(p)W_{p_2}(p)}{[1 + W_{p_1}(p)][1 + W_{p_2}(p)]} \right\} \alpha(t) + \frac{W_2^*(p)}{1 + W_{p_2}(p)} u(t). \end{aligned} \quad (4)$$

После преобразования уравнение (4) примет вид

$$\begin{aligned} [1 + W_{p_1}(p)][1 + W_{p_2}(p)]\beta(t) &= \{W_{p_1}(p)[1 + W_{p_2}(p)] + \\ &+ W_{p_2}(p)[1 + W_{p_1}(p)] + W_{p_1}(p)W_{p_2}(p)\}\alpha(t) + W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]u(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Из уравнения (5) следует, что результирующий сигнал управления

$$\begin{aligned} u_p(t) &= \{W_{p_1}(p)[1 + W_{p_2}(p)] + W_{p_2}(p)[1 + W_{p_1}(p)] + W_{p_1}(p)W_{p_2}(p)\}\alpha(t) + \\ &+ W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]u(t). \end{aligned} \quad (6)$$

Сигнал $u_p(t)$ изменяется с изменением задающего воздействия $\alpha(t)$; в соответствии с принципом максимума он не отвечает требованию постоянства амплитуды сигнала управления на интервалах управления. Оптимальность по быстродействию может быть достигнута при выполнении условия

$$\{W_{p_1}(p)[1 + W_{p_2}(p)] + W_{p_2}(p)[1 + W_{p_1}(p)] + W_{p_1}(p)W_{p_2}(p)\}\alpha(t) = W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]u_m(t). \quad (7)$$

Здесь $u_m(t)$ – максимально возможное постоянное по величине знакопеременное результирующее управляющее воздействие.

Из выражения (7) получим значение сигнала управления:

$$u(t) = u_m(t) - \frac{W_{p_1}(p)[1 + W_{p_2}(p)] + W_{p_2}(p)[1 + W_{p_1}(p)]}{W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]} \alpha(t) + \frac{W_{p_1}(p)W_{p_2}(p)}{W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]} \alpha(t). \quad (8)$$

С учетом (3) выражение (8) примет вид

$$\begin{aligned} u(t) &= u_m(t) - \frac{W_{p_1}(p)[1 + W_{p_2}(p)]}{W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]} \alpha(t) - W_1^*(p)\alpha(t) - \frac{W_{p_1}(p)W_1^*(p)}{[1 + W_{p_1}(p)]} \alpha(t) = \\ &= u_m(t) - W_{\alpha_1}(p)\alpha(t) - W_{\alpha_2}(p)\alpha(t) - W_{\alpha_3}(p)\alpha(t), \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$W_{\alpha_1}(p) = \frac{W_{p_1}(p)[1 + W_{p_2}(p)]}{W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]} = \frac{W_{31}(p)[1 + W_{p_2}(p)]}{W_2^*(p)};$$

$$W_{\alpha_2}(p) = W_1^*(p)\alpha(t);$$

$$W_{\alpha_3}(p) = \frac{W_{p_1}(p)W_1^*(p)}{1 + W_{p_1}(p)} = W_{31}(p)W_1^*(p).$$

Структурная схема двухконтурной итерационной системы ФАП, в которой выполняется условие оптимальности (8), изображена на рисунке, позиция б. Уравнения элементов системы определяются выражениями

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \alpha(t) - \beta(t); \quad \beta(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t); \\ \beta_1(t) &= W_{p_1}(p)\Delta\varphi_1(t); \quad \beta_2(t) = W_2^*(p)\Sigma(t); \\ \Sigma(t) &= W_1^*(p)\Delta\varphi_2(t) + u(t); \quad u(t) = u_m(t) - F(x_k, u_m); \\ \Delta\varphi_2(t) &= \Delta\varphi_1(t) - \beta_2(t); \\ x_k(t) &= [W_{\alpha_1}(p) + W_{\alpha_2}(p) + W_{\alpha_3}(p)]\alpha(t); \\ F(x_k, u_m) &= \begin{cases} x_k(t), & u_m(t) \neq 0; \\ 0, & u_m(t) = 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь $W_{\alpha_1}(p) = \frac{[1 + W_{p_2}(p)]}{W_2^*(p)}$; $W_{\alpha_2}(p) = W_1^*(p)$; $W_{\alpha_3}(p) = W_{\alpha_2}(p) = W_1^*(p)$.

Из уравнений (10), исключив промежуточные переменные, получим уравнение движения двухконтурной итерационной системы ФАП относительно управляемой величины $\beta(t)$ на время переходного процесса $[u_m(t) \neq 0]$:

$$[1 + W_{p_1}(p)][1 + W_{p_2}(p)]\beta(t) = W_2^*(p)[1 + W_{p_1}(p)]u_m(t),$$

или

$$[1 + W_{p_2}(p)]\beta(t) = W_2^*(p)u_m(t). \quad (11)$$

Эквивалентная структурная схема оптимальной по быстродействию двухконтурной системы ФАП изображена на рисунке, позиция в. При такой структуре оптимальной по быстродействию двухконтурной системы ФАП оптимизируется переходный процесс ДКУ.

Таким образом, включение УУ в разомкнутую связь по задающему воздействию ДКУ не влияет на устойчивость замкнутого контура управления ДКУ. При условии сохранения постоянства амплитуды сигнала управления в соответствии с принципом максимума предложенная структура двухконтурной итерационной системы ФАП позволяет оптимизировать переходный процесс замкнутого контура ДКУ.

Список литературы: 1. Коробко В.В. Итерационные системы фазовой автоподстройки // Зв'язок. 1999. № 4. С. 28 – 30. 2. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов, О.І. Брицкий. К.: Техніка, 2002. 688 с. 3. Коробко В.В. Структурный синтез комбинированных итерационных систем фазовой автоподстройки // Зб. наук. пр. КВІУЗ. 2000. Вип. 3. С. 10 – 14. 4. Коробко В.В. Оптимальная по быстродействию двухконтурная итерационная система ФАП / В.В. Коробко, В.К. Стеклов // Тр. Укр. науч.-исслед. ин-та радио и телевидения (УНИИРТ). 1999. № 4. С. 56 – 60.

РАСЧЕТ КОЛИЧЕСТВА ПРОДУКТОВ ЧЕТЫРЕХВОЛНОВОГО СМЕШИВАНИЯ В СИСТЕМАХ С ПЛОТНЫМ ОПТИЧЕСКИМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

Внедрение волоконно-оптических систем передач (ВОСП) с плотным волновым мультиплексированием (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) позволяет повысить эффективность использования суммарной пропускной способности оптического волокна (ОВ). ВОСП с DWDM характеризуются большим количеством каналов (разнос частот оптических трактов составляет 100 ГГц или 0,8 нм и менее), более высокими битовыми скоростями – 10 Гбит/с и выше и/или высокой передаваемой мощностью оптического излучения, вследствие чего в ОВ возникают нелинейные эффекты, влияющие на параметры передачи: фазовая самомодуляция (Self-Phase Modulation, SPM), фазовая кросс-модуляция (Cross-Phase Modulation, CPM) и четырехволновое смешивание (Four-Wave Mixing, FWM).

Нелинейная поляризация $P_{NL}(r, t)$ обуславливает зависимость показателя преломления от интенсивности, что является основной причиной рассматриваемых нелинейных эффектов, которая определяется следующим образом [1]:

$$P_{NL}(r, t) = \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3(r, t), \quad (1)$$

где $\chi^{(3)}$ называется нелинейной чувствительностью третьего порядка и предполагается постоянной (независимой от t). Поэтому уравнение (1) позволяет анализировать все три типа нелинейных эффектов, оказывающих влияние на распространение сигналов в оптическом волокне.

Чтобы понять вышеописанные эффекты, рассмотрим систему DWDM с n каналами, для которой

$$E(r, t) = \sum_{i=1}^n E_i \cos(\omega_i t - \beta_i z). \quad (2)$$

$$\begin{aligned} P_{NL}(r, t) &= \epsilon_0 \chi^{(3)} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n E_i \cos(\omega_i t - \beta_i z) E_j \cos(\omega_j t - \beta_j z) E_k \cos(\omega_k t - \beta_k z) = \\ &= \frac{3\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n (E_i^2 + 2 \sum_{j \neq i} E_i E_j) E_i \cos(\omega_i t - \beta_i z) + \frac{\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n E_i^3 \cos(3\omega_i t - 3\beta_i z) + \\ &+ \frac{3\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} E_i^2 E_j \cos[(2\omega_i - \omega_j)t - (2\beta_i - \beta_j)z] + \\ &+ \frac{3\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} E_i^2 E_j \cos[(2\omega_i + \omega_j)t - (2\beta_i + \beta_j)z] + \frac{6\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j > i} \sum_{k > j} E_i E_j E_k \times \\ &\times \{ \cos[(\omega_i + \omega_j + \omega_k)t - (\beta_i + \beta_j + \beta_k)z] + \cos[(\omega_i + \omega_j - \omega_k)t - (\beta_i + \beta_j - \beta_k)z] + \\ &+ \cos[(\omega_i - \omega_j + \omega_k)t - (\beta_i - \beta_j + \beta_k)z] + \cos[(\omega_i - \omega_j - \omega_k)t - (\beta_i - \beta_j - \beta_k)z] \}. \end{aligned} \quad (3)$$

Нелинейная поляризация может быть представлена в виде

Первый член этого выражения отражает эффект SPM и CPM. Остальные члены $\omega_i + \omega_j - \omega_k$, $i, j \neq k$ (ω_i , ω_j необязательно совпадающие) отражают эффект FWM. Таким образом, нелинейность волокна генерирует новые поля (волны) на частоте $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$, т. е. при объединении трех волн с частотами ω_i , ω_j и ω_k создается четвертая волна (FWM).

Из всех нелинейных явлений четырехволновое смешивание имеет наибольшее значение для современных систем с DWDM, так как усиливается в волокне с малой дисперсией и при уменьшении интервалов между каналами, что приводит к значительному снижению допустимой передаваемой мощности в системе передачи.

Рассмотрим DWDM систему с N каналами. Для любых трех одновременно передаваемых оптических сигналов с частотами f_i , f_j и f_k новые частоты, возникающие вследствие FWM, представляются в виде:

$$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k, \quad (4)$$

где $i, j, k \in [1, N]$ и $k \neq \{i, j\}$. Учитывая все варианты перестановок, N одновременно распространяющихся сигналов порождают $N^2(N-1)/2$ новых оптических сигналов [2]. Некоторые из этих сигналов попадают в соседние каналы, а некоторые – в другие области частот. Сигналы, которые попали в рабочие каналы, рассматриваются как перекрестные помехи по отношению к существующим сигналам, препятствующие нормальной работе DWDM системы.

Рассмотрим пример частотного распределения трех равномерно размещенных каналов с частотами f_1 , f_2 и f_3 до и после четырехволнового смешивания, рис. 1 а и б, где $\{f\}$ – частоты полезных сигналов, f_{ijk} (для $i, j, k \in [1, 3]$ и $k \neq \{i, j\}$) – частоты новых сигналов, возникших вследствие FWM.

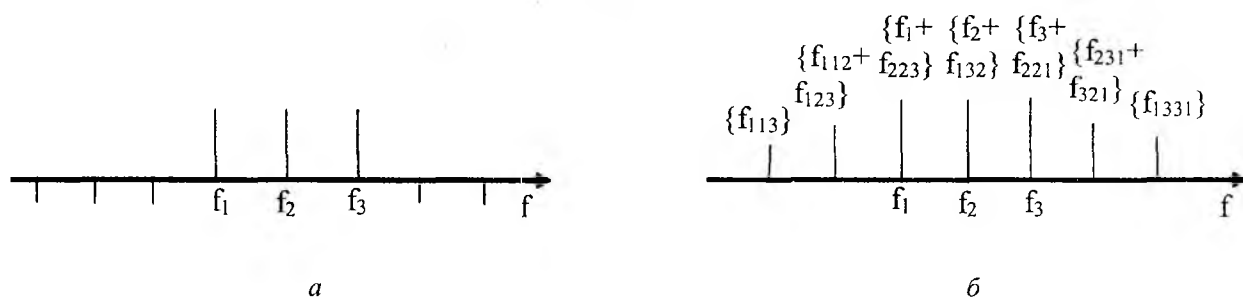


Рис. 1

Как показано на рис. 1 б, некоторые из новых сигналов расположились в других областях частот, а некоторые попали в область частот трех полезных сигналов, создавая вследствие четырех волнового смешивания перекрестные помехи, которых необходимо избегать.

Наиболее эффективное решение проблемы четырехволнового смешивания представляет собой неравномерное размещение каналов, при котором частоты каналов не совпадают или частично совпадают с частотами размещения комбинационных продуктов.

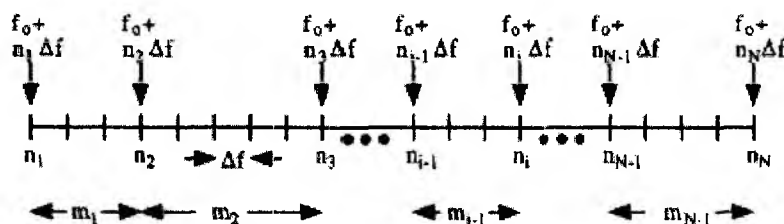


Рис. 2

При неравномерном размещении каналов оптический диапазон частот сначала разбивается на частотные слоты равной ширины Δf , как показано на рис. 2. Пусть f_0 – опорная частота. Тогда центральная частота i -го канала (слота) $f_i = f_0 + n_i \Delta f$, где n_i – номер слота i -го канала, $0 = n_1 < n_2 < \dots < n_i < \dots < n_N$ и N – общее количество каналов. Причем $m_i = n_{i+1} - n_i$ величина разнеса между i -м и $(i+1)$ -м каналами, $i = \{1, 2, 3, \dots, N-1\}$. Следовательно (3) можно выразить через количество слотов:

$$n_{ijk} = n_i + n_j - n_k, \quad (5)$$

где $i, j, k \in [1, N]$ и $k \neq \{i, j\}$.

Опираясь на вышесказанное, с целью предотвращения попадания сигналов FWM в заданные каналы, задачу оптимального размещения неравномерно размещенных каналов следует трактовать как определение множества слотов с различными номерами n_i : такими, чтобы порождаемые ими различные n_{ijk} -е не совпадали ни с одним из n_i -х при $i, j, k \in [1, N]$ и $k \neq \{i, j\}$ со следующими ограничениями [2].

Ограничение 1. Так как $m_i = n_{i+1} - n_i$ расстояние (разнос) между i -м и $(i+1)$ -м каналами, то неравенство

$$m_i \geq n \quad (6)$$

должно удовлетворять все $i = \{1, 2, 3, \dots, N-1\}$, где n минимальный разнос между каналами.

Кроме того, необходимо минимизировать весь оптический диапазон $B_{opt} = S \Delta f$, занимаемый N DWDM-каналами, ограничив общее количество слотов S .

Ограничение 2. Общее количество слотов

$$S = \sum_{i=1}^{N-1} m_i = n_N \quad (7)$$

должно быть минимальным.

Для определения числа комбинационных продуктов FWM при неравномерном размещении, попадающих во все каналы рабочей полосы системы с DWDM применен метод треугольника разности частот FDT (Frequency Difference Triangle). Метод позволяет определить общее количество продуктов четырехволнового смешивания, попадающих во все каналы рабочей полосы частот при том или ином неравномерном размещении.

Данные N каналов с номерами слотов $0 = n_1 < n_2 < \dots < n_i < \dots < n_N$ в соответствии с FDT записываются в виде матрицы

n_1	n_2	n_3	...	n_i	...	n_N	
	$n_2 - n_1$	$n_3 - n_1$	...	$n_i - n_1$	...	$n_N - n_1$	n_1
		$n_3 - n_2$		$n_i - n_2$		$n_N - n_2$	n_2
			$\vdots$			$\vdots$	$\vdots$
						$n_N - n_{N-1}$	n_{N-1}
							n_N

Любые два элемента $n_i - n_j$ и $n_k - n_l$ в матрице являются соседними, если они тождественны (идентичны) при любом $i = l$ или $j = k$. Для наглядности все соседние элементы расположены по диагонали. Таким образом, первая диагональ представлена первым элементом каждой строки, вторая диагональ – вторым элементом каждой строки и так далее. Два

любых элемента являются соседними, если, во-первых, имеют одинаковое значение, а во-вторых, если элемент расположен в j -й строке и в α диагонали, то его соседний элемент должен располагаться в $(j-\alpha)$ -й или $(j+\alpha)$ -й строке. (Данное утверждение для $(j-\alpha)$ -й строки не выполняется при $j-\alpha \leq 0$. И, аналогично, если $j+\alpha \geq N$).

На основании этого метода составлен алгоритм расчета комбинационных продуктов FWM. Алгоритм приведен на рис. 3.



Рис. 3

В соответствии с разработанным алгоритмом проведен расчет количества комбинационных продуктов FWM для стандартной сетки частот с $\Delta F = 100$ ГГц. При равномерном распределении каналов общее количество комбинационных продуктов $N = 2370$ для количества спектральных каналов $N_k = 20$, при этом реальная полоса каждого канала составит 200 ГГц.

При неравномерном распределении каналов, частотный интервал между ними должен составлять не менее 100 ГГц. Число комбинационных продуктов в зависимости от размещения каналов варьируется в пределах от 1200 до 1350, т.е. их количество уменьшается примерно в два раза по сравнению с равномерным размещением. Следует заметить, что при неравномерном распределении каналов эффективное уменьшение числа помех достигается уменьшением числа спектральных каналов и увеличением частотного интервала между ними.

Список литературы: 1. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М., 1999. 2. Kwong W. C., Yang G.C. An algebraic approach to the unequal-spaced channel-allocation problem in WDM lightwave systems, IEEE Trans. Commun, Vol. 45, Pp. 352 – 359, Mar. 1997. 3. Forgieri F., Tkach R.W. Craplyvy A.R., Marcuse D. Reduction of four-wave mixing crosstalk in WDM systems using unequally spaced channels, IEEE Photon. Technol. Lett. Vol. 6. Pp. 754 – 756, June 1994.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.05.2003

Л. И. НЕТИКОВА

МЕТОД РАСЧЁТА МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОГЛОЩАЕМОГО ТЕЛОМ ЧЕЛОВЕКА ПРИ РАБОТЕ АБОНЕНТСКИХ СТАНЦИЙ

Для последних пятидесяти лет характерно широкое использование источников электромагнитного излучения (ЭМИ) в различных сферах хозяйственной деятельности и в вооруженных силах.

В мировой литературе накоплены многочисленные данные о возможном неблагоприятном влиянии ЭМИ радиочастотного диапазона на живой организм. Эти излучения являются мощным физическим раздражителем, который может привести к развитию функциональных и органических нарушений со стороны нервной, эндокринной, сердечно-сосудистой, иммунной, кроветворной и других систем организма. ЭМИ могут усугублять уже имеющиеся хронические заболевания или служить фактором, способствующим возникновению заболеваний другой этиологии.

Известно, что эффект воздействия СВЧ ЭМИ на биологические объекты в известной степени определяется количеством проникающей в них и поглощаемой ими электромагнитной энергии. Значительная часть энергии ЭМИ поглощается тканями организма и превращается в тепло, что объясняют возникновением колебания ионов и дипольных молекул воды, содержащихся в тканях. Наиболее эффективное поглощение микроволн отмечается в тканях с большим содержанием воды: кровь, тканевая жидкость, слизистая желудка, кишок, хрусталик глаза и др. Нагрев тканей под воздействием ЭМИ является наиболее простым и очевидным эффектом действия микроволн на организм человека. Положение максимума температуры, его удаление от поверхности тела зависит от проводимости среды, а следовательно, и от частоты радиоволны, действующей на ткань: с увеличением частоты (укорочением волны) максимум температуры приближается к поверхности.

Облучение пользователя вызывает естественные опасения, и для контроля безопасного уровня излучения абонентских станций (АС) должны применяться специальные методы. Пользователь находится в так называемой ближней зоне излучения антенны, где волновая структура поля еще не сформирована. Поэтому обычные оценки интенсивности излучения по «поверхностной плотности потока мощности электромагнитной волны», для которых разработаны нормы и методы измерений, здесь неприемлемы.

В мировой практике для оценки влияния электромагнитного поля ближней зоны на тело человека применяют специальный коэффициент абсорбции (или коэффициент удельного поглощения) — SAR (SAR – specific absorption rate). При поглощении единицы SAR в течение 20 мин 1 г ткани нагревается на 1 °C. SAR можно определить как

$$SAR = \frac{|E|^2 \sigma}{2\rho}, \quad (1)$$

где E – напряжённость электрического поля; σ – удельная проводимость; ρ – удельная плотность поглощающего материала.

Способ непосредственного нахождения SAR при помощи выражения (1) трудно реализовать, так как для этого необходимы точные измерительные системы. Поэтому большое распространение получило моделирование поля АС в непосредственной близости от головы абонента при помощи метода моментов и метода конечных разностей во временной области (FDTD – Finite-Difference Time-Domain). В случае моделирования электромагнитного поля при помощи метода FDTD числовая модель тканей человека составлена из трехмерной сетки небольших кубиков (можно использовать вытянутые параллелепипеды), которые определя-

ют структуру, геометрию, а также электрические параметры объекта. При задании модели необходимо изначально определить величину пространства моделирования, учитывая следующие факторы:

- достаточно малый размер одной элементарной ячейки пространства моделирования по сравнению с длиной волны;
- достаточные размеры пространства для размещения модели и антенного устройства;
- в то же время количество ячеек необходимо ограничивать из-за большого времени расчета.

Пример модели головы представлен на рис. 1.

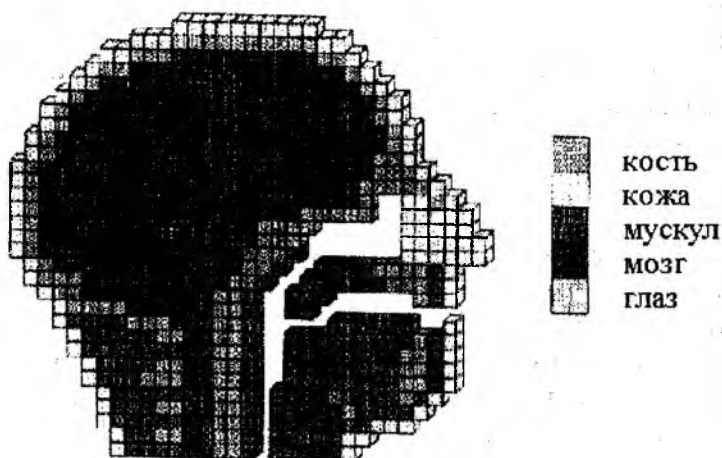


Рис. 1.

Каждой ячейке в сетке задают диэлектрическую проницаемость и удельную проводимость, соответствующую типу ткани, которая заполнила большую часть ячейки. Электрические параметры, соответствующие каждой ткани при частоте 915 МГц, приведены в табл. 1 [1].

Таблица 1

Ткань	Относительная диэлектрическая проницаемость	Удельная проводимость, См/м	Плотность потока мощности, кг/м ³
Мышцы	58,5	1,21	1040
Кожа	34,5	0.60	1100
Мозг	55,0	1.23	1030
Кость	8,0	0.105	1850
Глаз	44,5	0,80	1050

Метод FDTD основан на уравнениях Максвелла, которые могут быть выражены, как

$$\mu \frac{d\vec{H}}{dt} = -\nabla \times \vec{E}; \quad (2)$$

$$\varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} = \nabla \times \vec{H} - \sigma \vec{E}. \quad (3)$$

где E и H – напряженности электрического и магнитного поля; ε , μ и σ – электрическая проницаемость среды, магнитная проницаемость среды и электрическая проводимость среды, соответственно.

Пространственно-временная дискретизация позволяет перейти от непрерывного континуума пространства и времени к дискретному. Это означает, что всё пространство вычисления покрыто равномерной сеткой пространственных координат x , y , и z , а также времени t . Узлы сетки электрического и магнитного полей смещены по отношению друг к другу во времени и пространстве на половину шага дискретизации по каждой из переменных [2]. Конечно-разностные уравнения позволяют определить значения электрического и магнитного полей в данный момент времени на основании известных значений в предыдущий момент времени и при заданных начальных условиях. В классической постановке метод FDTD основан на дискретизации уравнений Максвелла, записанных в дифференциальной пространственно-временной формулировке:

$$\vec{H}^{n+1/2} = \vec{H}^{n-1/2} + \vec{\gamma} \cdot \{D_x(-\hat{x} \times \vec{E}^n) + D_y(-\hat{y} \times \vec{E}^n) + D_z(-\hat{z} \times \vec{E}^n)\}, \quad (4)$$

$$\vec{E}^{n+1} = \vec{\alpha} \cdot \vec{E}^n + \vec{\beta} \cdot \{D_x(\hat{x} \times \vec{H}^{n+1/2}) + D_y(\hat{y} \times \vec{H}^{n+1/2}) + D_z(\hat{z} \times \vec{H}^{n+1/2})\}, \quad (5)$$

где Δt шаг дискретизации по оси времени, а показатель степени обозначает временной шаг $t = n\Delta t$ и оператор D определен как

$$D_x \vec{f}(x, y, z) = \frac{\vec{f}(x + \Delta x/2, y, z) - \vec{f}(x - \Delta x/2, y, z)}{\Delta x} \quad (6)$$

где Δx , Δy , Δz – шаги дискретизации соответственно по осям координат x , y , z .

Операторы α , β и γ определены следующим образом:

$$\alpha_{pp} = \frac{\frac{\vec{e}_p - \vec{\sigma}_p}{\Delta t} - \frac{2}{\Delta t}}{\frac{\vec{e}_p - \vec{\sigma}_p}{\Delta t} + \frac{2}{\Delta t}}; \quad \beta_{pp} = \frac{1}{\frac{\vec{e}_p - \vec{\sigma}_p}{\Delta t} + \frac{2}{\Delta t}}; \quad \gamma_{pp} = \frac{\Delta t}{\mu_p} \quad (7)$$

для $p = x, y$, или z . Определим $\vec{e}_p$ как

$$\vec{e}_p = \frac{\int \Delta S e(\vec{r}) \vec{p} \cdot d\vec{S}}{\Delta S}, \quad (8)$$

где ΔS представляет собой грань ячейки, нормальную к единичному вектору p . Использование определений (6) и (7) позволяет достаточно точно моделировать неоднородные материалы.

Исходя из соображений безопасности пользователя АС, необходимо уменьшать долю СВЧ энергии, поглощаемой в теле человека (т. е. уменьшать параметр SAR [3]). Для этого необходимо перераспределить ближнее поле антенны так, чтобы вывести голову и руку пользователя из области наибольшей концентрации ЭМИ.

В [4] рассмотрены некоторые вопросы, касающиеся электромагнитного взаимодействия антенн АС и биологической ткани человека. В исследовании использована FDTD техника моделирования в соединении с детальными моделями различных типов антенн, моделями головы и руки, включающими в свой состав различные типы тканей. В данной статье рассмотрены вопросы воздействия головы и руки человека на режим работы антенны, поскольку они являются существенным фактором, влияющим на ближнее поле антенны. Из результатов моделирования следует, что ткани поглощают от 53 до 68 % мощности, излучаемой антенной АС, расположенной на расстоянии 2 см от головы пользователя. Помещая антенну (PIFA) на стороне АС, дальней от пользователя, поглощение мощности можно уменьшить до 48%. Полученные экспериментальные результаты во многих случаях подтверждают точность вычислений.

Моделирование такой сложной системы, как антенная система сотового телефона, реально только с помощью численных методов на электродинамическом уровне. Численные методы решения уравнений Максвелла, с учетом граничных условий: границ излучения, источников мощности, металлических и диэлектрических объектов, работают тем точнее, чем большими компьютерными ресурсами располагает исследователь. Добавление в качестве моделируемого объекта тела человека, представляющего собой диэлектрический материал с большими потерями, значительно усложняет задачу. Однако именно расчет и уменьшение мощности, поглощаемой в теле человека при работе АС, является одной из приоритетных задач проектирования безопасных для здоровья человека АС. Компания Zeland в 1997 г. представила электромагнитный имитатор FIDELITY. Программа FIDELITY использует метод FDTD и рассчитывает переходной процесс в реальной трехмерной конструкции. Программа требует предельных компьютерных возможностей. Так, для решения полной задачи по нахождению SAR время счета составляло 60 ч.

Основная часть мощности, излучаемой АС, поглощается в области уха. Поэтому для вычисления SAR можно использовать только часть модели головы, прилегающую к уху. В [5] было показано, что в случае моделирования электромагнитного поля при помощи метода FDTD объем модели тканей человека может быть сокращен до 4 % от первоначального объема. Таким образом, было достигнуто уменьшение необходимого для вычислений объема памяти на 82 %. Время выполнения расчетов составило не более чем 7 % первоначального значения. Этот подход позволяет выполнить вычисления SAR на обычном компьютере.

Параметр SAR очень важен для индустрии. Он служит для оптимизации технических характеристик АС. Есть три взаимосвязанных фактора, которые учитывают производители: качество работы АС в сетях операторов, её привлекательность для потребителя в плане размера, веса и дизайна и, наконец, SAR. Уменьшение габаритов телефона и улучшение качества связи приводит к увеличению SAR. Это физическая зависимость.

Список литературы: 1. *P. J. Dimbylow* Finite-difference time-domain calculations of SAR in a realistic heterogeneous model of the head for plane-wave exposure from 600 MHz to 3 GHz / *P. J. Dimbylow, O. P. Gandhi* // *Phys. Med. Biol.* 1991. Vol. 36. N. 1. P. 1075 – 1089. 2. *Мак-Кракен Д., Дорн У.* Численные методы и программирование на ФОРТРАНе. М.: Мир, 1977. 584 с. 3. *Li L.W.* Specific Absorbtion Rates in Human Head Due to Handset Antennas: A Comporative Study Using FDTD Method / *L.W. Li, M.S. Leong, P.S. Kooi, T.S. Yeo* // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications.* 2000. Vol. 14. P. 987 – 1000. 4. *Jensen M.A.* EM interaction of handset antennas and a human in personal communications / *M.A. Jensen, Y. Rahmat-Samii* // *Proc. IEEE.* 1995. Vol. 83. P. 7 – 17. 5. *Lazzi G.* Use of PML Absorbing Layers for the Truncation of the Head Model in Cellular Telephone Simulations / *G. Lazzi, Om P. Gandhi, Dennis M. Sullivan* // *Proc. Ieee transactions on microwave theory and techniques.* 2000. Vol. 48. P. 2033 – 2039.

УДК 621.391

Э. А. СУКАЧЁВ, д-р техн. наук, Е. М. РУДЫЙ, д-р техн. наук, В. А. ТАНЬКО

АНАЛИЗ ИЗМЕНЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ПОМЕХА ПРИ ДВИЖЕНИИ МОБИЛЬНОЙ СТАНЦИИ

Применение сотовой топологии для организации сетей радиосвязи с подвижными объектами позволяет многократно использовать одну и ту же выделенную полосу частот. Наряду с явным достоинством этой структуры – высокой спектральной эффективностью – следует отметить также присущий ей органический недостаток, выражающийся в наличии взаимных помех между сотами, где применяются одинаковые частотные каналы. Подобные помехи, называемые внутрисистемными, бывают двух видов.

К первому относятся помехи, поступающие на вход приемника мобильной станции (МС) от передатчиков базовых станций (БС), расположенных в соседних кластерах в сотах с совпадающими частотами. Борьбаться с такими помехами трудно, т. к. приемник МС настроен на частоту мешающего сигнала. Для уменьшения уровня внутрисистемных помех увеличивают расстояние между МС и теми БС, которые создают помехи. Практически это реализуется посредством увеличения размерности кластера.

Ко второму виду помех относятся помехи на входе приемника БС от передатчиков МС, которые находятся в соседних кластерах в сотах с совпадающими частотами. Для уменьшения этого вида помех также необходимо увеличивать размерность кластера.

Рассмотрим помехи первого вида.

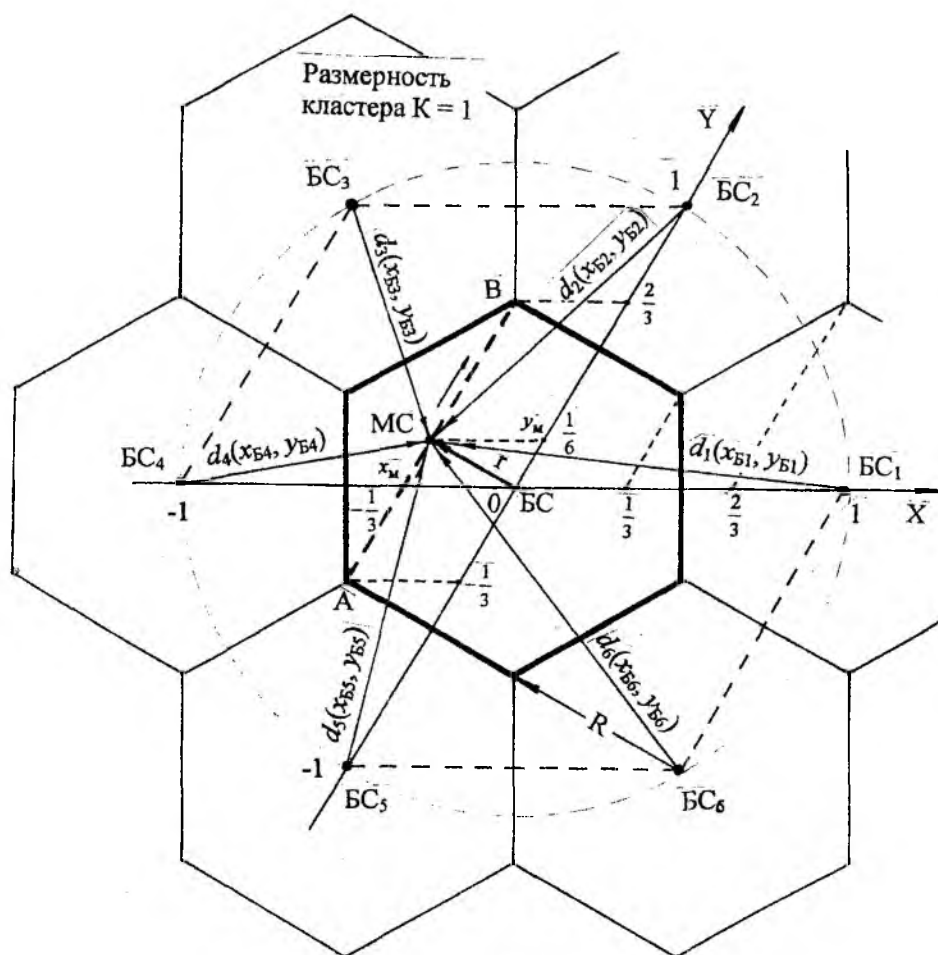


Рис. 1

На рис. 1 показан фрагмент плоской регулярной гексагональной решетки, совмещенной с косоугольной системой координат XOY . В качестве единицы измерения расстояния по осям координат выбрано расстояние между центрами сот, равное $R\sqrt{3}$, где R – радиус описанной окружности. Для удобства анализа и расчета помех вводят нормировку, вследствие чего расстояние между центрами принимают за единицу. Мобильная станция перемещается в центральной соте и принимает сигнал от БС, расположенной в начале координат – точке 0.

Если координаты МС $\{x_M, y_M\}$, то расстояние между приемником абонента и передатчиком БС равно [1, с. 14]

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M y_M + y_M^2}.$$

Согласно двухлучевой модели распространения радиоволн [1, с. 25], мощность сигнала на входе приемника МС может быть рассчитана по формуле

$$P_{пр.МС} = \alpha r^{-4}, \quad (1)$$

где $\alpha = P_{пер.БС} G_1 G_2 (h_1 h_2)^2$ – коэффициент пропорциональности; G_1, G_2 – коэффициенты усиления антенн БС и МС; h_1, h_2 – высоты закрепления антенн БС и МС; r – расстояние от БС до МС.

Кроме полезного сигнала на вход приемника МС поступают помехи от передатчиков БС, установленных в соседних кластерах. Если топология сети включает большое число кластеров, то необходимо учитывать все источники помех на совпадающих частотах. Центральный кластер, с которым связано начало координат, окружен шестью кластерами такой же структуры. Они образуют так называемый **первый круг**. За первым кругом расположен **второй круг**, который содержит 12 БС, создающих помехи на совпадающих частотах, и т. д. [2, 3].

Рис. 1 иллюстрирует топологию сети для $K=1$, т. е. структуру, где кластер состоит из одной соты.

Центральная сота и шесть соседних сот, входящих в **первый круг**, используют одни и те же частоты, поэтому помехи могут поступать от всех $БС_i, i=1, 2, \dots, 6$.

Этот предельный случай придаст анализу помеховой обстановки особую наглядность, поскольку внутрисистемные помехи достигают своего максимального уровня, который превышает допустимую величину помех для многих существующих систем связи с подвижными объектами. Тем не менее теоретически показано, что системы с кодовым разделением каналов (CDMA) при достаточно большой базе сигнала могут обеспечить в этих условиях надежную связь с качественными показателями, удовлетворяющими Res. ITU-R.

Кроме того, такая структура обеспечивает максимальную спектральную эффективность при прочих равных условиях [1, с. 88], что делает её особенно перспективной.

Расстояние между $БС_i$, создающей помехи, и приемником абонента можно определить следующим образом [3]

$$\begin{aligned} d_i(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi}) &= \sqrt{(x_M - x_{Bi})^2 + (x_M - x_{Bi})(y_M - y_{Bi}) + (y_M - y_{Bi})^2} = \\ &= \sqrt{K^2 + r^2 - x_M(2x_{Bi} + y_{Bi}) - y_M(x_{Bi} + 2y_{Bi})}, \quad i=1, 2, \dots, 6. \end{aligned}$$

Координаты источников помех из первого круга приведены в таблице. Приведенные координаты связаны с размерностью кластера K соотношением $K = i^2 + ij + j^2$, где $i, j = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3$.

Т а б л и ц а

Координаты БС, создающих помехи на совпадающих частотах

Базовая станция	Размерность кластера							
	$K = 1$		$K = 3$		$K = 4$		$K = 7$	
	x_{Bi}	y_{Bi}	x_{Bi}	y_{Bi}	x_{Bi}	y_{Bi}	x_{Bi}	y_{Bi}
BC_1	1	0	1	1	2	0	2	1
BC_2	0	1	-1	2	0	2	-1	3
BC_3	-1	1	-2	1	-2	2	-3	2
BC_4	-1	0	-1	-1	-2	0	-2	-1
BC_5	0	-1	1	-2	0	-2	1	-3
BC_6	1	-1	2	-1	2	-2	3	-2

Мощность помехи на входе приемника МС от i -ой БС в первом круге определяется по формуле

$$P_{np, \Pi i} = \alpha d_i^{-4}(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi}), \quad i = 1, 2, \dots, 6. \quad (2)$$

На основании (1) и (2) можно записать отношение сигнал/помеха на входе приемника МС:

$$\rho^2 = \frac{r^{-4}}{\sum_{i=1}^N d_i^{-4}(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi})}, \quad N = 1, 2, \dots, 6. \quad (3)$$

В технической литературе обычно рассматривается наихудший случай, когда МС находится на границе своей соты, т. е. когда $\{x_M, y_M\}$ принимают значения $\{1/3; 1/3\}$, $\{-1/3; 2/3\}$, $\{-2/3; 1/3\}$, $\{-1/3; -1/3\}$, $\{1/3; -2/3\}$ и $\{2/3; -1/3\}$.

Для практических и теоретических целей было бы желательно определять текущее значение отношения сигнал/помеха на входе приемника МС при движении абонента по любой траектории в пределах соты. Если такая задача будет решена, то появится возможность исследовать динамику помеховой обстановки.

Для получения функциональной зависимости ρ^2 от координат МС необходимо задать аналитическое выражение для траектории движения абонента. Тогда искомая зависимость может быть рассчитана в любой вычислительной среде, например, в Mathcad.

В качестве примера рассмотрим прямолинейное движение МС между точками A и B . В этом случае уравнение траектории имеет вид

$$x_M = -1/3, \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3.$$

Зависимость ρ^2 от координаты y_M , когда количество источников помех изменяется от 1 до 6, показана на рис. 2.

Для всех кривых максимумы лежат в интервале $0,1 < y_M < 0,17$, причем их граничные значения равны $\rho_1^2(y_M)_{\max} = 25,6$ дБ и $\rho_6^2(y_M)_{\max} = 12,35$ дБ. Кривая $\rho_6^2(y_M)$ строго симметрична относительно $y_M = 1/6$, а кривая $\rho_2^2(y_M)$ имеет наибольший перепад между наибольшим и наименьшим значениями, равный 21,2 дБ.

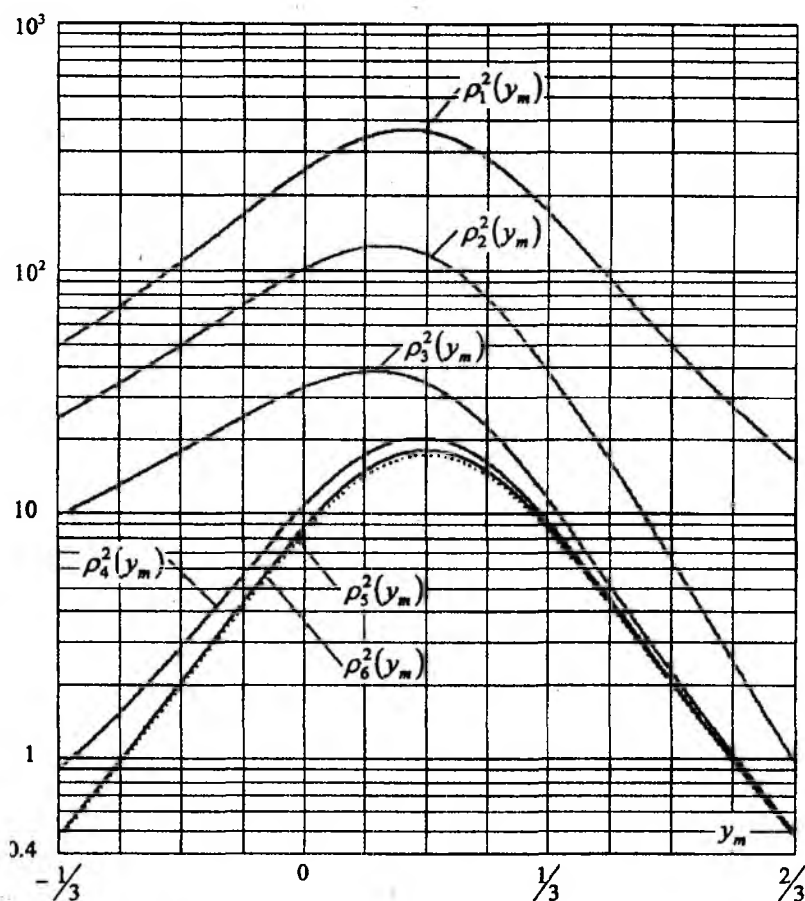


Рис. 2

Описанная методика позволяет анализировать динамику помеховой обстановки в пригородах или зонах с редкой застройкой. Она может быть использована также для территории с городской застройкой, где следует применить модель радиоканала Окумура (Okumura J.) и Хата (Hata M.) или метод, изложенный в Rec. ITU-R P.1546 [4].

Список литературы: 1. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: Учеб. пособие. – Изд. 2-е, испр. и доп. Одесса: УГАС, 2000. 119 с. 2. Сукачев Э.А., Танько В.А. Расчет помех на совпадающих частотах в сетях радиосвязи с подвижными объектами // Тр. 3-й Междунар. науч.-практ. конф. «Современные информационные и электронные технологии» (21 – 24 мая 2002 г.), г. Одесса. С. 26. 3. Сукачев Э.А., Рудый Е.М., Танько В.А. Обобщение понятия защитного интервала в сотовых сетях мобильной радиосвязи // Праці УНДІРТ. 2002. № 2(30). С. 50 – 52. 4. Подойницын Р.Н. Модели радиоканалов мобильной связи // Мобильные системы. – 2002. № 11. С. 34 – 41.

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396.74+621.397.2

Концепция применения миллиметровых и субмиллиметровых электромагнитных волн в телекоммуникационных информационных системах / Б.М. Булгаков, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник и др. // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 9 – 19. На рус. яз.

Обоснована целесообразность цифровых широкополосных систем связи миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов с короткими пролетами. Построению интегрированных телекоммуникационных информационных систем.

Ил. 10. Библиогр.: 16 назв.

УДК 621.396.74+621.397.2

Концепція застосування міліметрових і субміліметрових електромагнітних хвиль у телекомунікаційних інформаційних системах / Б.М. Булгаков, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник та ін. // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 9 – 19. Рос. мовою.

Обґрунтовано доцільність цифрових широкосмугових систем зв'язку міліметрового й субміліметрового діапазонів з короткими прольотами. Створення таких систем буде сприяти побудові інтегрованих телекомунікаційних інформаційних систем.

Іл. 10. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 621.396.74+621.397.2

The concept of application of millimeter and submillimeter electromagnetic waves in telecommunication information systems / B.M. Bulgakov, S.A. Kravchuk, T.N. Narytnik et al. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. 2003. N 133. P. 9 – 19. In Russ.

Expediency of creation of digital broadband communication systems of millimeter-wave and submillimeter-wave bands with short pass is proved. Creation of such systems will assist in building integrated telecommunication information systems.

10 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.391

Экспериментальное исследование динамической модели адаптивной маршрутизации в датаграммных телекоммуникационных сетях / О.Ю. Евсеева // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 20 – 26. На рус. яз.

Приведены результаты экспериментального исследования динамической модели адаптивной маршрутизации в датаграммных телекоммуникационных сетях, представленной системой линейных разностных управляемых уравнений состояния. Исследовано влияние отдельных параметров модели – периода перерасчета маршрутных переменных и периода прогнозирования. Произведена оценка показателей эффективности сети, в качестве которых были выбраны производительность сети и коэффициенты использования ее ресурсов.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Експериментальне дослідження динамічної моделі адаптивної маршрутизації в датаграмних телекомунікаційних мережах / О.Ю. Евсеева // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 20 – 26. Рос. мовою.

Наведено результати експериментального дослідження динамічної моделі адаптивної маршрутизації в датаграмних телекомунікаційних мережах, яку представлено системою лінійних різницевих керованих рівнянь стану. Досліджено вплив окремих параметрів моделі – періоду перерахунку маршрутних змінних і періоду прогнозування. Зроблено оцінку показників ефективності мережі, у якості яких були обрані продуктивність мережі та коефіцієнти використання її ресурсів.

Табл. 1. Іл. 6. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Experimental research of dynamic model of adaptive routing in datagram telecommunication networks / O.Y. Evseyeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 20 – 26. In Russ.

Results of experimental research of the dynamic model of adaptive routing in datagram telecommunication networks, introduced by the system of linear difference controlled equations of state are presented. Effect of separate parameters of the model i.e. recalculation period of route variables and forecasting period are investigated. Estimation of the network efficiency indices performed; the network capacity and its resources rate were chosen as these indices.

1 tab. 6 fig. Ref.: 5 items.

УДК. 621.391

Особенности развития абонентского обслуживания в сотовой сети GSM / С.А. Сабурова // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 27 – 32.

Рассмотрены основные методы организации и пути повышения качества обслуживания пользователей сотовой сети GSM. Представлен алгоритм работы, в котором отражены основные типы обращений абонентов и действия сотрудника абонентского отдела при работе с ними. Предложены методы формирования абонентской базы данных и классификация абонентов.

Ил. 1. Библиогр.: 3

УДК. 621.391

Особливості розвитку абонентського обслуговування в стільниковій мережі GSM / С.А. Сабурова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 27 – 32.

Розглянуто основні методи організації і шляхи підвищення якості обслуговування користувачів стільникової мережі GSM. Представлено алгоритм роботи, у якому відбиті основні типи звертань абонентів і дії співробітника абонентського відділу при роботі з ними. Запропоновано методи формування абонентської бази даних і класифікація абонентів.

Ил. 1. Библиогр.: 3

УДК. 621.391

Peculiarities of development of subscriber servicing in GSM mobile network / S.A. Saburova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 27 – 32.

Basic methods of organization and way of increasing efficiency of service quality of GSM mobile network users were considered. The algorithm of work, reflecting main types of user applications and actions of the subscriber department, when operating them was presented. The methods of forming the subscriber database and classification of the subscribers were presented.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Тензорный подход к моделированию мультисервисных сетей с поддержкой услуг связи гарантированного качества / А.В. Лемешко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 33 – 41. На рус. яз.

Приводится математическая модель мультисервисной сети связи, полученная с привлечением возможностей тензорного анализа сетей. В рамках предлагаемой тензорной модели синтезирован алгоритм многопутевой маршрутизации в многопродуктовых двухполюсных сетях, обеспечивающий учет приоритетности информационных трафиков, подлежащих обслуживанию с гарантированным качеством связи.

Табл. 5. Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Тензорний підхід до моделювання мультисервісних мереж з підтримкою послуг зв'язку гарантованої якості / О.В. Лемешко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 33 – 41. Рос. мовою.

Наведено математичну модель мультисервісної мережі зв'язку, що отримана з залученням можливостей тензорного аналізу мереж. У рамках запропонованої тензорної моделі синтезовано алгоритм багатопутевої маршрутизації в багатопродуктових двополюсних мережах, що забезпечує облік пріоритетності інформаційних трафіків, що підлягають обслуговуванню з гарантованою якістю зв'язку.

Табл. 5. Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.391

The tensor approach to modeling of QoS-based multiservice networks / A.V. Lemesko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 131. P. 33 – 41. In Russ.

The mathematical model of the multiservice network obtained with invoking of the network tensor analysis possibilities is cited. On the offered tensor model basis the algorithm of multipath routing in multiproduct bipolar networks ensuring the guaranteed quality of service taking into account the priority of information traffics is synthesized.

5 tab. 1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.677.49

Модификация результатов оценивания случайных процессов / В.В. Поповский, Ю.Ю. Коляденко, И.В. Стрелковская // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 42 – 51. На рус. яз.

Предложено восстановление результатов оценивания случайных сигналов методом кубических сплайнов. Проведен сравнительный анализ эффективности восстановления кубическими сплайнами и методом линейной аппроксимации.

Табл. 2. Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.677.49

Модифікація результатів оцінювання випадкових процесів / В.В. Поповський, Ю.Ю. Коляденко, І.В. Стрелковська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 42 – 51. Рос. мовою.

Запропоновано відновлення результатів оцінювання випадкових сигналів методом кубічних сплайнів. Проведено порівняльний аналіз ефективності відновлення кубічними сплайнами і методом лінійної апроксимації.

Табл. 2. Іл. 6. Бібліогр. 3 назв.

UDC 621.396.677.49

Updating of random processes estimations results / V.V. Popovsky, Yu.Yu. Kolyadenko, I.V. Strelkovskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 42 – 51. In Russ.

Restoration of random signals estimation results by the cubic splines method is offered. The comparative analysis of efficiency of the cubic splines restoration with the linear approximation method is carried out.

2 tab. 6 fig. Ref.: 3 items.

УДК. 681.513

Программная среда разработки и анализа моделей протоколов информационного обмена / Ю.И. Лосев, Е.В. Дуравкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 52 – 55. На рус. яз.

Рассматривается построение программной среды, позволяющей автоматизировать разработку и анализ моделей протоколов информационного обмена с использованием метода производящих функций. Разработан метод анализа «неприводимых» вероятностно-временных графов, позволяющий расширить возможности метода производящих функций при анализе протоколов информационного обмена.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК. 681.513

Програмне середовище розробки й аналізу моделей протоколів інформаційного обміну / Ю.І. Лосев, Є.В. Дуравкін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 52 – 55. Рос. мовою.

Розглядається побудова програмного середовища, що дозволяє автоматизувати розробку й аналіз моделей протоколів інформаційного обміну з використанням методу виробляючих функцій. Розроблено метод аналізу «неприводимих» ймовірно-часових графів, яким дозволяє розширити можливості методу виробляючих функцій при аналізі протоколів інформаційного обміну.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396

Programming environment for development and analysis of information transmission network protocols / Y.I. Losev, E.V. Duravkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 52 – 55. In Russ.

The procedure of building the program environment, which allows to develop and analyze protocols of information transmission network (PITN) models, using the producing functions method in the automated mode is considered. The technique for analysis of «irreducible» probabilistic time graphs is proposed to widen abilities of the producing functions method when analysing of PITN.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.2

Сравнение степеней приближения случайного процесса / Л.А. Титаренко, Б.Ю. Бордюгов // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 56 – 60. На рус. яз.

Проведен анализ среднеквадратической ошибки аппроксимации случайного процесса посредством различных базисных функций. В качестве последних исследованы собственные структуры, вейвлет-функции и базис Фурье. На основании полученных результатов можно сделать вывод, что ошибка аппроксимации вейвлетами занимает промежуточное значение между оптимальным – собственным разложением и разложением Фурье, что позволяет расширить область применения вейвлет-преобразования, в частности в телекоммуникациях.

Ил.4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.2

Порівняння ступеню наближення випадкового процесу / Л.О. Тітаренко, Б.Ю. Бордюгов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 56 – 60. Рос. мовою.

Проведено аналіз середньоквадратичної похибки апроксимації випадкового процесу із застосуванням різних базисних функцій. У якості останніх досліджено власні структури, вейвлет-функції та базис Фур'є. На підставі отриманих результатів можна зробити висновок, що похибка апроксимації вейвлетами займає проміжне значення між оптимальним – власним розкладенням та розкладенням Фур'є, що дозволяє поширити галузь застосування вейвлет-перетворення, зокрема у телекомунікаціях.

Іл.4. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.2

Comparison of random processes approximation degree / L.A. Titarenko, B.Y. Bordyugov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 56 – 60. In Russ.

Analysis of mean square approximation error in the stochastic process is performed using various basis functions. In the capacity of the latter the eigen structures, wavelet functions, Fourier basis were studied. On the basis of the obtained results it is possible to conclude that the error of approximation with wavelets occupies an intermediate value between the optimal i.e. eigen expansion and Fourier expansion, this allows to extend the wavelet transform application, in particular, in telecommunications.

4fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.315

Фрагмент радиодоступа в гибридной сети доступа / А.В. Колченко, Е.В. Кильчицкий // Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 61 – 65. На укр. яз.

Обсуждаются возможности, преимущества и рекомендации по реконструкции и построению сетей доступа гибридного типа с использованием медных кабелей, оптических кабелей и радиотехнологий.

Ил.1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.315

Фрагмент радіодоступу в гібридній мережі доступу / О.В. Колченко, Є.В. Кільчицький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 61 – 65. Укр. мовою.

Обговорюються можливості, переваги та рекомендації щодо реконструкції і побудови мереж доступу за гібридним принципом з використанням кабелів з мідними жилами, оптичних кабелів та радіотехнологій.

Іл.1. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.315

Fragment of radioaccess in a hybrid access network / A.V. Kolchenko, Ye.V. Kilchitsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 61 – 65. In Ukr.

The opportunities, advantages and recommendations for reconstruction and construction of a hybrid type access network with the use of copper cables, optical cables and radio technologies are discussed.

3 fig. Ref.: 6 items.

УДК. 621.391

Система контроля и тестирования в технологии Frame Relay / С.А. Сабурова // Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 66 – 73. На рус. яз.

Рассмотрена система контроля и тестирования в технологии Frame Relay, которая может полностью автоматизировать процесс идентификации, сбора и распределения данных с формированием статистической информацией о QoS.

Ил. 5. Библиогр.: 3

УДК. 621.391

Система контролю та тестування у технології Frame Relay / С.А. Сабурова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 66 – 73. Рос. мовою.

Розглянуто система контролю та тестування у технології Frame Relay, яка може повністю автоматизувати процес ідентифікації, збору та розподілення даних з формуванням інформації за QoS

Іл. 5. Бібліогр.: 3

UDK. 621.391

The system of monitoring and testing in Frame Relay technology / S.A. Saburova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 66 – 73. In Russ.

The system of monitoring and testing in Frame Relay technology can completely automate the process of identification, collection and distribution of data in combination with statistic by information about QoS.

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 004.378.5 : 621.395.3

Анализ характеристик речевого трафика в узле доступа провайдера / М.Ю. Ощепков // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 74 – 77. На рус. яз.

Предложена имитационная модель узла доступа с реализацией модели речевых источников, элементов Web технологии с использованием модели HTTP трафика, статистических методик оценки параметров Длинно-Протяженных Зависимостей (Long Range Dependences) с помощью аппарата вейвлет-анализа.

Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

УДК 004.378.5 : 621.395.3

Аналіз характеристик мовного трафіка у вузлі доступу провайдеру / М.Ю. Ощепков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 74 – 77. Рос. мовою.

Запропоновано імітаційну модель вузла доступу з реалізацією моделі мовних джерел, елементів Web технології з використанням моделі HTTP трафіка, статистичних методик оцінки параметрів Довго-Протяжних Залежностей (Long Range Dependences) за допомогою апарата вейвлет-аналізу.

Іл. 2. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 004.378.5 : 621.395.3

Voice traffic characteristics analysis in the provider access node / M.Y. Oshchepkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 74 – 77. In Russ.

The access node simulation model with voice sources and Web technology components is offered; parameters of Long-Range Dependences in real-time have been estimated.

2 fig. Ref.: 10 items.

PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND CONTROL IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.391 (075)

Алгоритмы функционирования адаптируемого канала связи в системах мобильной связи специального назначения / Б.Б. Поспелов // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 78 – 85. На рус. яз.

Рассматриваются возможные алгоритмы функционирования адаптируемого канала связи в системах мобильной связи специального назначения, обеспечивающих взаимодействие подвижных объектов в воздушном пространстве. Анализируются особенности реализации структурных схем адаптируемых каналов связи.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391 (075)

Алгоритми функціонування каналу зв'язку, що адаптується, в системах рухомого зв'язку спеціального призначення / Б. Б. Поспелов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 78 – 85. Рос. мовою.

Розглядаються можливі алгоритми функціонування каналу зв'язку, що адаптується, в системах рухомого зв'язку спеціального призначення, що забезпечують взаємодію рухомих об'єктів у повітряному просторі. Аналізуються особливості реалізації структурних схем каналів зв'язку, що адаптуються.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391 (075)

Algorithms of adaptive communication channel functioning in mobile systems for special purpose / B.B. Pospelov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 78 – 85. In Russ.

The possible algorithms of adaptive communication channel functioning in mobile systems of special purpose ensuring interaction, in air space are considered. The features of realization of the block diagrams of the adaptive communication channels are analyzed.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.515.62

Параметрический синтез цифрового регулятора системы ФАПЧ на базе нечеткой логики / И.П. Лесовой // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 86 – 91. На рус. яз.

Рассматриваются вопросы синтеза цифрового регулятора системы фазовой автоматической подстройки частоты на базе нечеткой логики. Обсуждаются полученные результаты.

Ил. 4. Библиогр.: 3 наим

УДК 681.515.62

Параметричний синтез цифрового регулятора системи ФАПЧ на базисі нечіткої логіки / І.П. Лесовой // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 86 – 91. Рос. мовою.

Розглядаються питання синтезу цифрового регулятора системи фазового автоматичного підстроювання частоти на базисі нечіткої логіки. Обговорюються отримані результати.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв

UDC 681.515.62

Parametric synthesis of the PAFF system digital regulator on the basis of fuzzy logic / I.P. Lesovoy // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 86 – 91. In Russ.

The problems of the frequency phase automatic tuning system's digital regulator synthesis are considered. The obtained results are discussed.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.931

Комбинированный алгоритм обучения адаптивных нерекурсивных фильтров в условиях межсимвольной интерференции / В.С. Михальчан // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 92 – 97. На рус. яз.

Предложен и исследован комбинированный алгоритм обучения нерекурсивных фильтров, предназначенных для компенсации межсимвольных искажений, возникающих в связи за счет многолучевого распространения радиосигналов. Показано, что использование предложенного алгоритма позволит в несколько раз уменьшить время адаптации по сравнению с алгоритмом скорейшего спуска.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.931

Комбінований алгоритм навчання нерекурсивних фільтрів в умовах міжсимвольної інтерференції / В.С. Михальчан // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 92 – 97. Рос. мовою.

Запропонований та досліджений комбінований алгоритм навчання нерекурсивних фільтрів, призначених для компенсації міжсимвольних перекручувань, виникаючих у зв'язку з рахунок багатопроменевого розповсюдження радіосигналів. Показано, що використання запропонованого алгоритму дозволить в декілька разів зменшити час адаптації в порівнянні з алгоритмом якнайшвидшого спуску.

Іл.2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.931

Combined training algorithm of adaptive nonrecursive filters under conditions of intersymbol interference / V.S. Mykhalchan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 92 – 97. In Russ.

The combined training algorithm of nonrecursive filters intended for compensation of intersymbol distortions, originating in communication at the expense of radio signals multipath transmission is offered and investigated. It is shown, that the use of the offered algorithm will make it possible to reduce time of adaptation in comparison with the quickest descent algorithm many – fold.

2. fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.375.7: 62-55

Синтез нечеткого регулятора радиотехнической следящей системы / В.И. Гостев, О.П. Коростелев, А.Е. Чуприн, О.В. Захарчук // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 98 – 106. На рус. яз.

Изложен синтез нечеткого регулятора радиотехнической следящей системы. Представлены результаты математического моделирования системы с нечетким регулятором при наличии помеховых воздействий и нелинейности типа «дискриминационная характеристика». Определены переходные процессы в системе при ручной настройке регулятора и при параметрах нечеткого регулятора, полученных в результате решения оптимизационной задачи.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.375.7: 62-55

Синтез нечіткого регулятора радіотехнічної стежучої системи / В.І. Гостев, О.П. Коростельов, А.Є. Чупрін, О.В. Захарчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 98 – 106. Рос. мовою.

Викладено синтез нечіткого регулятора радіотехнічної стежучої системи. Представлено результати математичного моделювання системи з нечітким регулятором при наявності завадових впливів і нелінійності типу «дискримінаційна характеристика». Визначено перехідні процеси в системі при ручному налаштуванні регулятора і при параметрах нечіткого регулятора, отриманих у результаті рішення оптимізаційної задачі.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.375.7: 62-55

Synthesis of radio engineering tracking system fuzzy controller / V.I. Gostev, O.P. Korosteliyov, A.E. Chuprin, O.V. Zaharchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 98 – 106. In Russ.

Synthesis of the radio engineering tracking fuzzy controller is set forth. The results of mathematical simulation of the system with a fuzzy controller in presence of noise disturbance and nonlinearity of «discriminator characteristic» are presented. The transient processes in the system are defined at a manual adjustment of the controller and the fuzzy controller parameters obtained as a result of the optimization problem solution.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391:681.5

Применение метода экспертных оценок к выбору критериев оптимизации системы управления телекоммуникациями / Е.В. Кильчицкий, Г.Ф. Колченко, О.Г. Варфоломеева // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 107 – 111. На укр. яз.

Предлагается методика экспертных оценок к выбору основных критериев построения оптимальной системы управления телекоммуникациями. Представлен набор характеристик для гипотетической системы управления. Рассмотрен порядок расчета экспертных оценок.

Табл. 3. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Застосування методу експертних оцінок для вибору критеріїв оптимізації системи управління телекомунікаціями / Е.В. Кільчицький, Г.Ф. Колченко, О.Г. Варфоломеева // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 107 – 111. Укр. мовою.

Пропонується методика експертних оцінок до вибору основних критеріїв побудови оптимальної системи управління телекомунікаціями. Представлено набір характеристик для гіпотетичної системи управління. Розглянуто порядок розрахунку експертних оцінок.

Табл. 3. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391:681.5

Methodology of expert estimations application for telecommunications management systems performance criteria selection / Ye.V. Kilchitsky, G.F. Kolchenko, O.G. Varfolomeyeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 107 – 111. In Ukr.

The methodology of expert estimations of telecommunications management systems is offered. The set of characteristics for a hypothetical control system is given. The procedure of expert estimations calculation is considered.

3 tab. Ref.: 4 items.

УДК 621.396: 681.5

Определение моментов переключения сигнала управления оптимальной по быстродействию двухсвязной системы фазовой автоподстройки при ограничении скорости изменения управляемой величины / Л.И. Нетудыхата // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 112 – 117. На рус. яз.

Предлагается структура двухсвязной оптимальной по быстродействию системы ФАП, оптимизирующей переходный процесс собственно управляемого объекта основной системы: последовательно соединенные усилитель-преобразователь, интегратор и фазовращатель.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396: 681.5

Визначення моментів перемикання сигналу управління оптимальної по швидкодії двозв'язної системи фазової автопідстройки при обмеженні швидкості зміни керованої величини / Л.І. Нетудихата // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 112 – 117. Рос. мовою.

Пропонується структура двозв'язної оптимальної за швидкодією системи ФАП, оптимізуючої перехідний процес власне керованого об'єкта основної системи: послідовно з'єднані підсилювач-перетворювач, інтегратор і фазообертач.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396: 681.5

Definition of the control signal switching moments of the double-mixer automatic communication system optimal in speed of action with limitation of the controlled value variation speed / L.I. Netudykhata // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 112 – 117. In Russ.

The structure of the two-coherent optimal in the fast-acting system FAP is offered, when the transitional process of the actually guided object of the basic system is optimized: consistently united amplifier – transformer the integrator and phase shifter.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396

Идентификация параметров распределенных нелинейных элементов в задачах анализа проводочных излучающих структур / Д.С. Гавва // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 118 – 124. На рус. яз.

Рассмотрены тонкопроводочные антенны произвольной конфигурации, на поверхности которых выполняются нелинейные граничные условия. Приведена система уравнений гармонического баланса и получена связь между нелинейным оператором этих уравнений, описывающим усредненные свойства поверхностного

импеданса, и нелинейным оператором граничных условий, описывающим свойства импеданса в каждой точке проводника.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.396

Идентифікація параметрів розподілених нелінійних елементів у задачах аналізу дротових випромінюючих структур / Д.С. Гавва // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 118 – 124. Рос. мовою.

Розглянуті тонкопроводові антени довільної конфігурації, на поверхні яких виконуються нелінійні граничні умови. Наведена система рівнянь гармонічного балансу й отримано зв'язок між нелінійним оператором цих рівнянь, який описує усереднені властивості поверхневого імпедансу, та нелінійним оператором граничних умов, який описує властивості імпедансу в кожній точці провідника.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.396

Identification of the distributed nonlinear elements parameters in the problems of wire radiating structures analysis / D.C. Gavva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 118 – 124. In Russ.

The thin-wire antennas of an arbitrary configuration on a surface, non-linear boundary conditions being met on their surface, are considered. The equations of harmonic balance are given and the link between the nonlinear operator of these equations describing average properties of the surface impedance, and nonlinear operator of boundary conditions describing properties of the impedance in each point of the conductor is obtained.

4 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.391: 681.5

Методика оценки информации, которая передается в системе управления; информационно-энтропийный метод расчета пропускной способности каналов системы управления / Е.В. Кильчицкий, С.И. Отрох, Ю.Г. Задоя, Н.Н. Лесна // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 125 – 134. На рус. яз.

В статье представлена методика расчета пропускной способности каналов системы управления по объему управляющей информации для телекоммуникационных сетей.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391: 681.5

Методика оцінки інформації, яка передається в системі управління; інформаційно-ентропійний метод розрахунку пропускної спроможності каналів системи управління / Є.В. Кільчицький, С.І. Отрох, Ю.Г. Задоя, Н.М. Лесна // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 125 – 134. Рос. мовою.

У статті представлено методику розрахунку пропускної спроможності каналів системи управління за обсягом управляючої інформації для телекомунікаційних мереж.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391: 681.5

The technique of information estimating, transferred in a control system; information-entropy method of estimating the control system channels transmission capacity / E.V. Kilchizhky, S.I. Otrokh, U.G. Zadoya, N.N. Lesna // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 125 – 134. In Russ.

Technique of estimating the control system channels transmission capacity in volume of the control information for telecommunication networks is presented.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.395.31

Управление нагрузкой и предотвращение перегрузок в интеллектуальной сети / Т.Н. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 135 – 143. На рус. яз.

Сформулированы основные задачи управления нагрузкой в IN. Описаны наиболее часто используемые механизмы предотвращения перегрузок на уровне сетевых элементов: ACG и управление на основе механизма окна. Представлен новый сетевой подход к управлению нагрузкой в IN, ориентированный на оптимизацию прибыли операторов связи. Проведен сравнительный анализ описанного в рекомендациях ITU-T механизма ACG и нового разработанного алгоритма. Показано, что новый алгоритм управления нагрузкой помимо защиты от перегрузки всех узлов SCP обеспечивает оператору более высокую прибыль, а также позволяет прогнозировать перегрузку на стадии её формирования и может быть адаптирован к различным скоростям изменения поступающей нагрузки. Рассмотрены перспективы дальнейшей работы в данном направлении.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.395.31

Керування навантаженням та запобігання перевантажень в інтелектуальній мережі / Т.Н. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 135 – 143. Рос. мовою.

Сформульовано основні задачі керування навантаженням в ІН. Описано найбільш часто використовувані механізми запобігання перевантажень на рівні елементів мережі: АСГ та керування на основі механізму вікна. Подано новий мережний підхід до керування навантаженням в ІН, орієнтований на оптимізацію прибутку операторів зв'язку. Проведено порівняльний аналіз описаного в рекомендаціях ІТУ-Т механізму АСГ та нового розробленого алгоритму. Показано, що новий алгоритм керування навантаженням крім захисту від перевантаження всіх вузлів SCP забезпечує оператору більш високий прибуток, а також дозволяє прогнозувати перевантаження на стадії його формування та може бути адаптований до різних швидкостей зміни поступаючого навантаження. Розглянуто перспективи подальшої роботи в даному напрямку.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.395.31

Load control and overload protection in Intelligent Network / T.N. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 135 – 143. In Russ.

The general objectives of IN load control are formulated. Commonly used node-based protection mechanisms are described, such as ACG and window-based control. A new network-based IN load control strategy, oriented on the telecommunication operator profits optimization, is presented. Comparative analysis of the ACG mechanism, described in ITU-T recommendations, and the new developed algorithm was carried out. It is shown, that the new load control algorithm along with overload protection of all SCP nodes guarantees a higher profit to an operator, and also it allows to foresee an emerging overload and may be adapted to different rates of incoming load changes. The aspects of further work in this domain were considered.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Исследование оптических мультиплексоров автоколлимационного типа на дифракционных решётках для оптических телекоммуникационных систем WDM и DWDM / В.С. Марчук, Т.В. Величко // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 144 – 148. На рус. яз.

Приведены результаты исследования затуханий в оптических каналах и межканальной защищённости в оптических мультиплексорах на дифракционной решётке. Показано, что такие мультиплексоры могут применяться в оптических телекоммуникационных системах WDM и DWDM. Для высокоскоростных SDH систем STM – 64 возможно обеспечить мультиплексирование 21 канала с разнесением оптических несущих на 200 ГГц и защищённость не менее 20 дБ между соседними оптическими каналами.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Дослідження оптичних мультиплексорів автоколімаційного типу на дифракційних ґратках для оптичних телекомунікаційних систем WDM та DWDM / В.С. Марчук, Т.В. Величко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 144 – 148. Рос. мовою.

Наведено результати досліджень згасань в оптичних каналах та міжканальної захищеності в оптичних мультиплексорах на дифракційній ґратці. Показано, що такі мультиплексори можливо використовувати в оптичних телекомунікаційних системах WDM та DWDM. Для високошвидкісних SDH систем STM – 64 можливо забезпечити мультиплексування 21 каналу з рознесенням оптичних носіїв на 200 ГГц та захищеність не менше 20 дБ між сусідніми оптичними каналами.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Research of optical multiplexers of an auto collimation type on diffraction lattices for optical telecommunication systems WDM and DWDM / V.S. Marchuk, T.V. Velichko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 144 – 148. In Russ.

The outcomes of research of fadings in optical channels and interchannel security in optical multiplexers on a diffraction lattice are cited. It is shown, that such multiplexers can be applied in optical telecommunication systems WDM and DWDM. For high-speed SDH STM – 64 systems it is possible to provide multiplexing of 21 channels with 200 GHz separation of optical carriers and protection no less than 20 dB between adjacent optical channels.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391.037.372

Использование теории игр при анализе групповых взаимодействий радиоэлектронных средств / В.В. Поповский, В.Ф. Олейник // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 148 – 154. На рус. яз.

Рассмотрена игровая ситуация, сводящаяся к состоянию равновесия Нэша. Показано, что при неантагонистических стратегиях формализация игровой задачи может быть осуществлена в рамках методов переменных состояния и классической теории линейного управления. Проанализирована эффективность решаемых задач при различных условиях наблюдения и задержки.

Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391.037.372

Використання теорії ігор при аналізі групових взаємодій радіоелектронних засобів / В.В. Поповський, В.Ф. Олійник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 148 – 154. Рос. мовою.

Розглянуто ігрову ситуацію, що зводиться до стану рівноваги Неша. Показано, що при неантагоністичних стратегіях формалізація ігрової задачі може бути здійснена в рамках методів змінних стану і класичної теорії лінійного керування. Проаналізовано ефективність розв'язуваних задач за різних умов спостереження й затримки.

Ил. 1. Бібліогр.: 7 назви.

UDC 621.391.037.372

Use of the theory of games at the analysis of group interactions of radioelectronic means / V. Popjvsky, V. Oleynik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 148 – 154. In Russ.

The game situation reduced to a condition of Nash balance is considered. It is shown, that with nonantagonistic strategy the formalization of the game task can be carried out within the framework of methods of a variable condition and classical theory of linear management. The efficiency of the task being solved is analysed under various conditions of supervision and delay.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.327.8

Mobile computing environment / J. Kurhinen // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 155 – 161. На англ. яз.

Мобильные вычисления интересуют компьютерную общественность и пользователи хотят получить к ним доступ. В то время как распространение мобильных вычислительных устройств быстро растёт, информация о них становится противоречивой. На многих обсуждениях и презентациях обсуждаются вопросы об отношении мобильных вычислений к области беспроводного либо мобильного доступа. Самым трудным вопросом является то, что все они классифицированы в одну группу. Однако, мобильные вычисления являются гибкими для различных видов устройств, сред пользователей и используемых решений. В этой статье я хочу обсудить некоторые аспекты мобильных вычислений, которые в первую очередь должны быть разделены на подкатегории.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 15 назв.

УДК 681.327.8

Mobile computing environment / J. Kurhinen // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 155 – 161. Англ. мовою.

Мобільні обчислення цікавлять комп'ютерну громадськість і користувачі бажають одержати до них доступ. У той час як поширення мобільних обчислювальних пристроїв швидко росте, інформація про їх стає суперечливою. На багатьох обговореннях і презентаціях обговорюються питання про відношення мобільних обчислень до області беспроводного або мобільного доступу. Самим важким запитанням є те, що усі вони класифіковані в одну групу. Однак, мобільні обчислення є гнучкими для різних видів пристроїв та середовищ користувачів. У цій статті я бажаю обговорити деякі аспекти мобільних обчислень, що у першу чергу повинні бути розділені на підкатегорії.

Табл. 1. Ил. 2. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 681.327.8

Mobile computing environment / J. Kurhinen // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 155 – 161. In Engl.

The mobile computers are about to take over the computing society and users are willing to accept it. While the diffusion of mobile computing devices is fast the common knowledge about them is still quite variable. In many conversations and presentations everything that has something to do with mobility or wireless access is considered belonging mobile computing. And what is most troublesome is that all that is classified into a one group. However the mobile computing is versatile with different kind of devices, user environments and usage purposes. In this paper I will discuss some aspects of mobile computing that previously has been considered as one but should be separated into subcategories.

1 tab. 2 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.394.6

Advertising Peer-To-Peer Networks over the Internet / M. Weber, J. Vuori, M. Vapa // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 162 – 170. На англ. яз.

Все peer-to-peer сети используют централизованный путь к сети или используют для этой цели вспомогательные методы. Это является неудовлетворительным, т.к. первый подход зависит от одиночной точки, которая может выйти из строя, что делает сеть уязвимой для ошибок, а второй подход также не даёт решения проблемы. Эта статья предлагает новый подход к этой проблеме, использующий уже имеющиеся системы, такие как Usenet, IRC и Web поисковые системы для отображения наличия оверлейной сети в Internet и, таким образом, облегчает соединение новых узлов в сеть, при этом приемлемо обрабатывая ошибки.

Ил. 2. Библиогр.: 17 назв.

УДК 621.394.6

Advertising Peer-To-Peer Networks over the Internet / M. Weber, J. Vuori, M. Vapa // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 162 – 170. Англ. мовою.

Усі peer-to-peer мережі використовують централізований шлях до мережі або використовують для цієї мети допоміжні методи. Це є незадовільним, тому що перший підхід залежить від одиночного пункту, що може вийти з ладу, що робить мережу уразливою для помилок, а другий підхід також не дає рішення проблеми. Ця стаття пропонує новий підхід до цієї проблеми, що використовує вже наявні системи, такі як Usenet, IRC і Web пошукові системи для відображення наявності оверлейної мережі в Internet і, таким чином, полегшує з'єднання нових вузлів у мережу, при цьому прийнятно обробляючи помилки.

Ил. 2. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 621.394.6

Advertising Peer-To-Peer Networks over the Internet / M. Weber, J. Vuori, M. Vapa // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 162 – 170. In Engl.

Most of the peer-to-peer overlay networks either provide a centralized way to join the network or rely on out-of-band methods for that purpose. None of them is satisfactory, since the first one relies on a single point which can fail, thus making the network vulnerable to failure and the second one gives no solution to the problem. This document proposes a new approach to the problem, using already existing systems such as Usenet, IRC and Web search engines to advertise the presence of an overlay network on the Internet and thus facilitate the binding of new nodes into such a network, in a fault tolerant way.

2 fig. Ref.: 17 items.

УДК 621.391

Определение внутреннего канального трафика передачи сообщений в распределенной транспортной сети / Т.Г. Калекина // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 171 – 173. На рус. яз.

Решается задача выбора кратчайших маршрутов и распределения внешнего трафика, поступающего в сеть, между всеми парами узлов в распределенной транспортной сети.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Визначення внутрішнього канального трафіка передачі повідомлень у розподіленій транспортній мережі / Т.Г. Калекіна // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 171 – 173. Рос. мовою.

Вирішується задача вибору найкоротших маршрутів та розподілення зовнішнього трафіка, що поступає в мережу, між усіма парами вузлів у розподіленій транспортній мережі.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC.621.391

Definition of the internal channel traffic of message transfer in distributed transport сети / T.G. Kalekina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 171 – 173. In Russ.

The problem of the shortest routes choice and distribution of the external traffic acting in a network, between all pairs of units in the distributed transport network is solved.

Ref.: 5 items.

УДК 621.391:681.5

Метод векторного синтеза систем управления разнородными телекоммуникационными сетями / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, Б.Я. Костик // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 174 – 181. На укр. яз.

Положено решение задачи многокритериальной оптимизации систем управления телекоммуникационными сетями: с помощью минимаксного метода находится обобщенный критерий, а с помощью методов линейного программирования – частные критерии. Представлен алгоритм метода последовательных уступок.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Метод векторного синтезу систем управління різнорідними телекомунікаційними мережами / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, Б.Я. Костік // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 174 – 181. Укр. мовою.

Запропоновано розв'язання задачі багатокритеріальної оптимізації систем управління телекомунікаційними мережами: за допомогою мінімаксного методу знаходиться узагальнений критерій, а за допомогою методів лінійного програмування – частинні критерії. Подано алгоритм методу послідовних поступок.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391:681.5

Method of dissimilar telecommunication network control systems vector synthesis / V.K. Steklov, L.N. Berkman, B.J. Kostik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 174 – 181. In Ukr.

Solution of the problem of telecommunication network control systems' multicriteria optimization is offered: the generalized criterion is found with the minimax method, individual criteria is found with linear programming methods. An algorithm of the sequential concessions method is presented.

Fig. 1. Ref.: 4 items.

THEORY OF SIGNALS AND THEIR PROCESSION

УДК 621.391.256

Методика оценок вероятности ошибки в каналах с быстрыми замираниями сигналов на базе функций Уолша / О.П. Батеев, Р.И. Дёшин, В.П. Поляков // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 182 – 189. На рус. яз.

Предложена методика оценки вероятности ошибки в каналах с кратковременными замираниями сигналов, формируемых на базе функций Уолша. Приведены расчетные формулы и получены графики зависимостей вероятности ошибки, обусловленной параметрами канала связи для случаев, когда поражается один и два импульса в групповом сигнале.

Ил. 4. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391.256

Методика оцінки імовірності помилок в каналах з швидкими завмираннями сигналів на базі функцій Уолша / О.П. Батаєв, Р.І. Дьошин, В.П. Поляков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 182 – 189. Рос. мовою.

Запропоновано методику оцінки імовірності помилок в каналах з короткочасними завмираннями сигналів, формованих на базі функції Уолта. Приведено розрахункові формули й отримані графіки залежностей імовірності помилки, обумовленої параметрами каналу зв'язку для випадків, коли уражається один і два імпульси в груповому сигналі.

Іл. 4. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391.256

The procedure estimating the probability of an error in channels with signals short-term fadings based on the Walsh functions / O.P. Bataev, R.E. Dioshin, V.P. Polyakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 182 – 189. In Russ.

The procedure of estimating the probability of an error in channels with short-term fadings of signals on the basis of the Walsh functions is presented. The calculation formulas and the diagrams of dependence of an error probability on a communication channels parameters for the casses, when one and two impulses in a group signal is damaged, are presented.

4 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.373-187.4; 621.39.072.9; 621.396.9

Синхронизация в CDMA-сетях / В.И. Вакась, И.Л. Поляков // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 190 – 197. На рус. яз.

Изложены принципы построения сети синхронизации для базовых станций CDMA-сети, приведены практические результаты измерений параметров нестабильности предлагаемых устройств, функционирующих на основе использования сигналов спутниковых радионавигационных систем GPS и ГЛОНАСС. Рассмотрены некоторые особенности технологии CDMA, а именно, – методика оценки качества адресных кодовых последовательностей при наличии рассинхронизации в исследуемом канале связи.

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.373-187.4; 621.39.072.9; 621.396.9

Синхронізація в cdma-мережах / В.І. Вакась, І.Л. Поляков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 190 – 197. Рос. мовою.

Викладено принципи побудови мережі синхронізації для базових станцій CDMA-мережі, наведені практичні результати вимірів параметрів нестабільності запропонованих пристроїв, функціонуючих на основі використання сигналів супутникових радіонавігаційних систем GPS і ГЛОНАСС. Розглянуто деякі особливості технології CDMA, а саме, – методика оцінки якості адресних кодових послідовностей при наявності розсинхронізації в досліджуваному каналі зв'язку.

Іл. 6. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.373-187.4; 621.39.072.9; 621.396.9

Synchronization in CDMA-networks / V.I. Vakas, I.L. Poliakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 190 – 197. In Russ.

The principles of constructing a synchronization network for the base stations of the CDMA-network are outlined, the practical results of measurements instability parameters of the offered devices functioning based on the satellite radionavigation systems GPS and Glonass signals are given; some features of CDMA technology are also considered, namely the technique of estimating quality of address code sequences is considered with desynchronization in the communication channel being studied.

6 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.37/39

Аналитическое решение многомерной задачи Клопера-Пирсона / Н.Ф. Казакова, А.Н. Мухин, А.А. Скопа // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 198 – 203. На укр. яз.

Приводится аналитическое решение классической многомерной задачи Клопера-Пирсона, которое позволяет в явном виде решить задачу планирования объема испытаний последовательно-параллельных систем телекоммуникаций.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.37/39

Аналітичне вирішення багатовимірної задачі Клопера-Пірсона / Н.Ф. Казакова, О.М. Мухін, О.О. Скопа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 198 – 203. Укр. мовою.

Приводиться аналітичне вирішення класичної багатомірної задачі Клопера-Пірсона, яке дозволяє в явному вигляді вирішити задачу планування обсягу випробувань послідовно-паралельних систем телекомунікацій.

Іл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.37/39

The analytical solution of Kloppe-Pearson multidimensional problem / N.F. Kazakova, O.M. Muhin, O.O. Skopa // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 198 – 203. In Ukr.

The analytical solution of Kloppe-Pearson classic problem is offered. It makes it possible to solve the problem of planning the amount of tests of serial-to-parallel telecommunications systems in the explicit form.

3 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.072

Минимизация среднеквадратической ошибки в двухконтурных итерационных системах фазовой автоподстройки / В.К. Стеклов, В.В. Коробко, Д.В. Охрушак // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вип. 133. С. 204 – 207. На рус. яз.

Дан сравнительный анализ двухконтурных итерационных систем ФАП с дополнительными разомкнутыми связями и системы без связей – с точки зрения минимизации СКО. Предложена методика синтеза оптимальных параметров итерационной системы из условия минимизации СКО.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.072

Мінімізація середньоквадратичної помилки в двухконтурних ітераційних системах фазової автопідстройки / В.К. Стеклов, В.В. Коробко, Д.В. Охрушак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 204 – 207. Рос. мовою

Подано порівняльний аналіз двоконтурних ітераційних систем ФАП з додатковими розімкнутими зв'язками і без зв'язків – з точки зору мінімізації СКВ. Запропоновано методику синтезу оптимальних параметрів ітераційної системи з умови мінімізації СКВ.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.072

Minimization of mean square error in two-circuit iterative systems of phase-locking / V.K. Steklov, V.V. Korobko, D.V. Ohruschak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 204 – 207. In Russ.

The comparative analysis of two-circuit iterative system of PL with additional broken communications and the same systems without communications is given in terms of MQE minimization. Procedures of the iterative system optimum parameters synthesis from the MQE minimization condition is offered.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.2.: 621.316.2

Обобщенная модель скользящего среднего негауссовых процессов / В.А. Тихонов // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 208 – 211. На рус. яз.

Анализ негауссовых характеристик случайных процессов позволяет получать более полную информацию о процессе, дополнить и улучшить результаты, полученные в рамках корреляционной теории, найти новые решения проблем статистического анализа. Исследования в этой области, как правило, ограничиваются кумулянтным или моментным анализом и соответствующими Фурье-спектрами высших порядков. Предложен способ построения обобщенных моделей линейного предсказания на основе моментных функций. Конструктивные достоинства моделей линейного предсказания позволяют значительно расширить возможности анализа негауссовых процессов.

Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.396.2.: 621.316.2

Узагальнена модель ковзного середнього негаусових процесів / В.А.Тихонов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 208 – 211. Рос. мовою.

Аналіз негаусових характеристик випадкових процесів дозволяє отримувати більш повну інформацію щодо процесу, доповнити і покращити результати, отримані у рамках кореляційної теорії, знайти нові вирішення проблем статистичного аналізу. Дослідження в цій області, як правило, обмежуються кумулянтним або моментним аналізом та відповідними Фур'є-спектрами вищих порядків. Запропоновано спосіб побудування узагальнених моделей лінійного передбачення на основі моментних функцій. Конструктивні переваги моделей лінійного передбачення дозволяють значно розширити можливості аналізу негаусових процесів.

Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.396.2.: 621.316.2

Generalized moving average model of non-gaussian processes / V.A. Tykhonov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 208 – 211. In Russ.

Analysis of non-Gaussian characteristics of stochastic processes makes it possible to acquire more complete information about process, complete and improve results received using correlation theory, find new solutions of statistical analysis problems. Researches in this as a rule are limited by cumulative or moment analysis and corresponding high-orders Fourier spectrums. The method for generalized linear prediction models building on the basis of moment functions is proposed in this article. Constructive advantages of linear prediction models allow significantly extend analysis capabilities of non-Gaussian processes.

Ref.: 13 items.

УДК 519.216.8

Анализ продуктов нелинейностей радиотрактов / Ю.Ю. Коляденко, К.А. Селиванов, Л.Н. Холод // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 212 – 217. На рус. яз.

Проведены исследования продуктов нелинейных искажений в радиоприемном тракте. Количественно оценены уровни нелинейных искажений с помощью коэффициентов гармоник для различных видов нелинейностей, характерных для радиотрактов.

Ил. 7. Библиогр.: 11 назв.

УДК 519.216.8

Аналіз продуктів нелінійностей радіотрактів / Ю.Ю. Коляденко, К.О. Селіванов, Л.Н. Холод // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 212 – 217. Рос. мовою.

Проведено дослідження продуктів нелінійних перекручувань у радіоприймальному тракті. Кількісно оцінено рівні нелінійних перекручувань за допомогою коефіцієнтів гармонік для різних видів нелінійностей, характерних для радіотрактів.

Іл. 7. Бібліогр. 11 назв.

UDC 519.216

The analysis of radio pathes nonlinearities products / Yu.Yu. Kolyadenko, K.A. Selivanov, L.N. Holod // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 212 – 217. In Russ.

The study of nonlinear distortions products in a radio reception path is carried out. The levels of nonlinear distortions are estimated quantitatively with harmonics factors for various kinds of nonlinearity, typical for radio pathes.

7 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.396.6

Отображение процессов проявления технологической наследственности электронной техники / И.Ш. Невлюдов, Ю.М. Роздоловский // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 218 – 221. На рус. яз.

Рассмотрены методы отображения информации о развитии дефектов, проявляемых как технологическая наследственность электронной техники. Предлагается модель процесса развития дефектов, разработанная на основе термодинамического подхода, который устанавливает соответствие между реальным и отображаемым объектами. Приведенный алгоритм дает возможность наблюдать процесс на экране монитора и принимать решения о корректировке технологии производства изделий электронной техники.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.6

Відображення процесів прояву технологічної спадковості електронної техніки / І.Ш. Невлюдов, Ю.М. Роздоловський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 218 – 221. Рос. мовою.

Розглянуто методи відображення інформації про розвиток дефектів, які виявляються як технологічна спадковість електронної техніки. Пропонується модель процесу розвитку дефектів, розроблена на основі термодинамічного підходу, який встановлює відповідність між реальним і відображуваним об'єктами. Наведений алгоритм дає можливість спостерігати процес на екрані монітора і приймати рішення щодо корегування технології виробництва виробів електронної техніки.

Бібліогр.: 2 назв.

UDK 621.396.6

Representation of technological heredity manifestation processe of electronic devices / I. SH. Nevlyudov, YU.M. Rozdolovskiy // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 218 – 221. In Russ.

Methods of representing information on defects development which appear as technologic heredity of electronic technique are considered. Model of process defects progress based on thermodynamic principles, which determine conformity between real and reflected objects, is offered. This algorithm gives possibility to see the process on the screen of monitor and make decision on correct technology of industrial electronic devices production.

Ref.: 2 items.

PROCESSES IN TELECOMMUNICATION TECHNIQUE ELEMENTS

УДК 621.391:681.5

Система фазовой автоподстройки с нелинейной обратной связью / Л.И. Нетудыхата, С.Б. Гордиенко, О.Л. Недашковский // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 222 – 227. На рус. яз.

Рассматривается система фазовой автоподстройки с управлением по отклонению и нелинейной местной обратной связью. Использование обратной связи позволяет улучшить показатели качества переходного процесса.

Ил. 3. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Система фазового автопідстроювання з нелінійним зворотнім зв'язком / Л.І. Нетудыхата, С.Б. Гордієнко, О.Л. Недашковський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 222 – 227. Рос. мовою.

Розглядається система фазового автопідстроювання з керуванням по відхиленню і нелінійним місцевим зворотнім зв'язком. Використання зворотного зв'язку дозволяє поліпшити показники якості перехідного процесу.

Іл. 3. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391:681.5

System of phase auto tuning with nonlinear feedback / L.I. Netudykhata, S.B. Gordienko, O.L. Nedashkovsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 222 – 227. In Russ.

The system of phase auto tuning with control in deviation and nonlinear local feedback is considered. Feedback use makes it possible to improve parameters of transient process quality.

3 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391:681.5

Двухконтурные комбинированные системы фазовой автоподстройки / Д.В. Охрушак // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 228 – 233. На рус. яз.

Рассматриваются двухконтурные итерационные системы фазовой автоподстройки с дополнительным каналом управления по задающему воздействию основного контура управления или по сигналу ошибки основного контура для дополнительного контура. Введение разомкнутых каналов управления позволяет дополнительно повысить точность операционной системы ФАП.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Двоконтурні комбіновані системи фазового автопідстроювання / Д.В. Охрушак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 228 – 233. Рос. мовою.

Розглядаються двоконтурні ітераційні системи фазового автопідстроювання з додатковим каналом керування по задавальному впливу основного контуру керування або по сигналу помилки основного контуру для додаткового контуру. Введення розімкнутих каналів керування дозволяє додатково підвищити точність операційної системи ФАП.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391:681.5

Two-circuit combined systems of phase auto tuning / D.V. Ohruschak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 228 – 233. In Russ.

Two-circuit iterative systems of phase auto tuning with an additional channel of control by specifying action of the basic control circuit or by a signal of the basic circuit error for an additional circuit are considered. Introduction of the opened channels of control makes it possible in addition to increase of operational PAT system.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396:681.5

Синтез передаточной функции связи по задающему воздействию в системе фап при наличии ограничений / В.К. Стеклов, Н.В. Катасова, Л.А. Кирпач // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 234 – 238. На рус. яз.

Предложена методика синтеза передаточной функции связи по задающему воздействию в классе комбинированных систем ФАП при наличии ограничений. Приведены примеры синтеза.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396:681.5

Синтез передаточної функції зв'язку по впливу, що задає, у системі фап за наявності обмежень / В.К. Стеклов, Н.В. Катасова, Л.А. Кирпач // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 234 – 238. Рос. мовою.

Запропоновано методику синтезу передатної функції зв'язку по впливу, що задає, у класі комбінованих систем ФАП за наявності обмежень. Наведено приклади синтезу.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396:681.5

Synthesis of transfer function of communication by specifying influence in PAT system with restrictions / V.K. Steklov, N.V. Katasova, L.A. Kirpach // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 234 – 238. In Russ.

Of synthesis of communication transfer function by specifying action on the PAT combined systems class with restrictions is offered. The examples of synthesis are given.

10 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.316.729:621.395

Фазовый детектор для комбинированной системы ФАПЧ / А.В. Дробик, В.В. Топчий, А.Л. Недашковский // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 239 – 241. На рус. яз.

Предложена схема фазового детектора с зоной нечувствительности для комбинированных систем фазовой автоподстройки частоты.

Ил. 1. Библиогр.: 1 назв.

УДК 621.316.729:621.395

Фазовий детектор для комбінованої системи ФАПЧ / О.В. Дробик, В.В. Топчий, О.Л. Недашківський // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 239 – 241. Рос. мовою.

Запропоновано схему фазового детектора з зоною нечутливості для комбінованих систем фазового автопідстроювання частоти.

Ил. 1. Бібліогр.: 1 назв.

UDC 621.316.729:621.395

Phase detector for PFT combined system / A.V. Drobyk, V.V. Topchiy, A.L. Nedashkovsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 239 – 241. In Russ.

The circuit of the phase detector with a zone of tolerance for the combined systems of phase frequency automatic tuning is offered.

1 fig. Ref.: 1 items.

УДК 621.396: 681.5

Двухконтурная система фазовой автоподстройки с устройством управления в разомкнутом канале управления дополнительного контура / В.К. Стеклов, Д.В. Охрушак, И.В. Шерепа // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 242 – 245. На рус. яз.

Положено решение задачи структурного синтеза двухконтурной итерационной системы фазовой автоподстройки, оптимальной по быстродействию. Уточнена структура системы в соответствии с принципом максимума.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396: 681.5

Двоконтурна система фазової автопідстройки з пристроєм управління в розімкненому каналі управління додаткового контура / В.К. Стеклов, Д.В. Охрушак, І.В. Шерепа // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 242 – 245. Рос. мовою.

Запропоновано розв'язання задачі структурного синтезу двоконтурної ітераційної системи фазової автопідстройки, оптимальної за швидкістю. Уточнено структуру системи відповідно до принципу максимуму.

Ил. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396: 681.5

Two-circuit system of phase automatic tuning with control unit in the broken control channel of the additional circuit / V.K. Steklov, D.V. Ohrushak, I.V. Sherepa // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 242 – 245. In Russ.

The problem of structural synthesis of two-circuit iterative system of phase automatic tuning, optimal in speed is solved. The structure the of system is specified according to the principle of maximum.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Расчет количества продуктов четырехволнового смешивания в системах с плотным оптическим мультиплексированием / В.К. Ковальчук, Ю.Б. Несен, Т.Г. Шевченко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 246 – 250. На рус. яз.

Рассмотрен эффект четырехволнового смешивания в системах с DWDM. Разработан алгоритм расчета количества продуктов в этих системах. Проведены расчеты количества продуктов FWM для равномерного и неравномерного распределения спектральных каналов.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Розрахунок кількості продуктів чотирьоххвильового змішування у системах з щільним оптичним мультиплексуванням / В.К. Ковальчук, Ю.Б. Несен, Т.Г. Шевченко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 246 – 250. Рос. мовою.

Розглянуто ефект чотирьоххвильового змішування у системах з DWDM. Розроблено алгоритм розрахунку кількості продуктів у цих системах. Проведені розрахунки кількості продуктів FWM для рівномірного та нерівномірного розподілу спектральних каналів

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391

Calculation of products of four-wave mixing in DWDM lightwave systems / V.K. Kovalchuk, J.B. Nesen, T.G. Shevchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 246 – 250. In Russ.

Four-wave mixing (FWM) crosstalk in DWDM lightwave systems is considered. Determination of FWM products algorithm was developed. It can determine the total number of FWM signals falling onto the operating band for the uniformly distributed and nonuniformly distributed DWDM systems.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.946

Метод расчёта мощности электромагнитного излучения поглощаемого телом человека при работе абонентских станций / Л.И. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 251 – 254. На рус. яз.

Рассмотрено моделирование поля абонентской станции в непосредственной близости от головы пользователя при помощи метода конечных разностей во временной области (FDTD – Finite-Difference Time-Domain).

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.946

Метод розрахунку потужності електромагнітного випромінювання поглинутого тілом людини при роботі абонентських станцій / Л.І. Нетікова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 251 – 254. Рос. мовою.

Розглянуто моделювання поля абонентської станції у безпосередній близькості від голови користувача за допомогою методу кінцевих різниць у часовій області (FDTD – Finite-Difference Time-Domain).

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.946

Method for calculation of electromagnetic radiation power absorbed by a person in the process work of the user's stations operation / L.I. Netikova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 251 – 254. In Russ.

Simulation of the user's station field in the immediate proximity to a user's head is considered by means of FDTD (Finite-Difference Time-Domain) method.

1 tab. 1 fig. Ref: 5 items.

УДК 621.391

Анализ изменения отношения сигнал/помеха при движении мобильной станции / Э.А. Сукачев, Е.М. Рудый, В.А. Танько // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 255 – 258. На рус. яз.

Для пригородной зоны анализируются источники помех и их уровней, которые постоянно изменяются. Разработана методика анализа такой динамической обстановки.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Аналіз зміни відношення сигнал/завада при русі мобільної станції / Е.О. Сукачев, Е.М. Рудий, В.А. Танько // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 133. С. 255 – 258. Рос. мовою.

Для приміської зони проведено аналіз джерел завад та їх рівнів, які постійно міняються. Розроблена методику аналізу такої динамічної обстановки.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

The analysis of change of the attitude a signal/handicap at movement of mobile station / E.A. Sukachyov, E.M. Rudyj, V.A. Tanko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 133. P. 255 – 258. In Russ.

The analysis of sources of handicapes and their levels which constantly change is made for a residential suburb. The technique of the analysis of such dynamic conditions is developed.

4 fig. Ref.: 4 items.