

Р 75  
МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ  
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

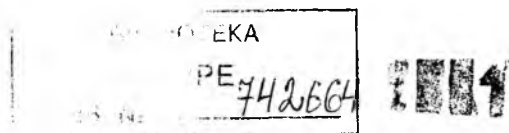
## **РАДИОТЕХНИКА**

**Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник**

**Тематический выпуск  
"ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ"**

Основан в 1965 г.

**ВЫПУСК 123**



Харківський національний  
університет радіоелектроніки

2001

УДК 621.396 (06)

Р 15

нов

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

В сборнике рассмотрены вопросы состояния современного уровня развития телекоммуникаций, математического моделирования телекоммуникационных систем и сетей, вопросы касающиеся проблем синтеза, анализа и управления в телекоммуникационных системах и сетях. Представлены исследования в области антенн, электромагнитной совместимости, обработки сигналов.

Ответственность за содержание статей несет автор.

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук, проф. А.И. Третьяков, зам. гл. ред., д-р техн. наук, проф. В.М. Шокато, секретарь, канд. техн. наук, доц. Ж.Ф. Пащенко, д-р физ.-мат. наук Б.М. Булгаков, д-р техн. наук, проф. И.Д. Горбачко, д-р техн. наук, проф. Б.Л. Кашеев, д-р техн. наук, проф. Н.И. Кравченко, д-р физ.-мат. наук, проф. В.М. Кузьмичев, акад. НАН Украины Л.Н. Литвиненко, член кор. акад. НАН Украины И.М. Неклюдов, д-р физ.-мат. наук, проф. В.А. Омельченко, канд. физ.-мат. наук, ст. преп. 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 К.В. 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 № 36 від 30.11.2001.

Адрес редакционной коллегии: Украина, 61166 Харьков-166, просп. Ленина, 14,  
Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), тел. 40-93-97.

Использование материалов сборника научных трудов без согласования с редакцией запрещено

© Харківський державний технічний  
університет радіоелектроніки, 2001

## ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ РАДІОТЕХНІКА Випуск 123

## СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ РАДИОТЕХНИКА Випуск 123

Редактор  
Компьютерная верстка

Денисова Л.Н.  
Карпинской Е.Д.

Підп. до друку 10.12.2001. Формат 60х90/8.  
Папір офсетний. Друк офсетний. Умов. друк. арк. 29,4. Обл. вид. арк. 12,1.  
Тираж 300 прим. Зам. № 40/2001. Ціна договірна.  
Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)  
Україна, 61166 Харків, просп. Леніна, 14.

Оригінал-макет збірника підготовлено і надруковано у видавництві "Медицина і..." (ПФ "Крокус")  
Україна, 61183, Харків, вул. Дружби народів, 277, к. 93



В. Поповский



С. Татарчук

Целью данного тематического выпуска «Радиотехника» явилось наше совместное со многими авторами решение и общее желание опубликовать накопившиеся после ряда летне-осенних научно-технических конференций и симпозиумов научные результаты по направлению телекоммуникаций, привязав их, по возможности, к задачам северо-восточного региона Украины. В 2002 году планируется выпустить очередной тематический сборник, в который будут помещены работы ряда ведущих специалистов, не вошедшие в данный сборник. Такие тематические сборники планируется выпускать ежегодно.

Рубрики были выбраны таким образом, чтобы максимально охватить в одном сборнике системную проблематику, которая в основном определяет современный уровень телекоммуникаций, традиционную тематику по теории связи, проблематику анализа и синтеза алгоритмов построения и функционирования элементов телекоммуникационных систем и сетей. При этом многие аспекты остались не освещенными. Данный недостаток мы попытаемся восполнить в следующем тематическом сборнике.

Очевидно, некоторые из представленных в сборнике мнений, решений и выводов могут оказаться спорными, особенно учитывая то, что современная теория и техника телекоммуникаций развивается стремительными темпами. Мы приглашаем возможных оппонентов на страницах наших тематических сборников принять участие в обсуждении этих мнений.

В результате былой закрытости нашего общества на протяжении ряда десятилетий в отрасли сложилось такое положение, при котором часто игнорировались мировые тенденции развития отрасли, в первую очередь – направление на цифровизацию. На сегодняшний день уровень теории и техники постепенно в нашей стране и за рубежом выравнивается. Для нынешнего этапа развития отрасли характерно, что в ряде случаев техника и практика опережают состояние нашей отечественной науки. Так, в городе Харькове внедряются современные на сегодняшний день передовые технологии, базирующиеся на создании транспортного кольца. При реализации такой программы возникает целый ряд сложных практических вопросов: по оптимальной конфигурации, по оптимальному размещению объектов связи, по выбору рациональных технологий, режимов и параметров оборудования и др. Многие из этих задач могут быть решены только с привлечением серьезных научных разработок. В отрасли назрела ситуация, когда наука и практика становятся неразделимы. Поэтому в качестве авторов были приглашены ведущие специалисты Харьковской дирекции ОАО «Укртелеком», что, по нашему мнению, придаст сборнику более «приземленный» характер.

Мы надеемся, что выпуски тематических сборников «Радиотехника» по направлению телекоммуникаций послужат ориентиром эксплуатационщикам, проектировщикам и разработчикам систем и сетей связи, специалистам по компьютерным технологиям и другим специалистам, занимающихся связью, этой интересной, увлекательной и современной деятельностью.

Заведующий кафедрой телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники,  
доктор технических наук,  
профессор

В. Поповский

Директор Харьковской дирекции  
открытого акционерного общества «Укртелеком»

С. Татарчук

**ОСНОВНЫЕ ТЕНДЕНЦИИ МИРОВОГО РАЗВИТИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

В прошлом веке мировая цивилизация приступила к созданию информационного общества. При этом современная телекоммуникация, которая обобщила понятие “Связь”, во многом теряет былое самостоятельное значение в обществе, являясь составной частью при решении более общих задач, происходящих процессов в обмене информации. По сути, телекоммуникационные системы в настоящее время становятся материальной основой информационных систем.

Характер научно-технического прогресса последних лет потребовал разработки и внедрения специфических информационных технологий для доставки, обработки и коммутации сообщений, разработки стандартных процедур обмена информацией и создания соответствующих технологий и аппаратно-программных решений, обобщенных в 7-й уровневой модели взаимодействия открытых систем, предложенной Международным союзом электросвязи (МСЭ). Этим же союзом предложен термин «инфокоммуникации», который как бы указывает на конвергенцию связи и информатики [1,2].

Характерно, что вследствие слияния связи и информатики потребовалось привлечение и системной проработки. Таким образом, возникла потребность создать на стыке теории связи, теории информатики и теории систем некую новую теорию систем связи, элементы которой создаются в настоящее время на наших глазах.

Примерный состав структуры будущей теории систем связи представлен на рис. 1.

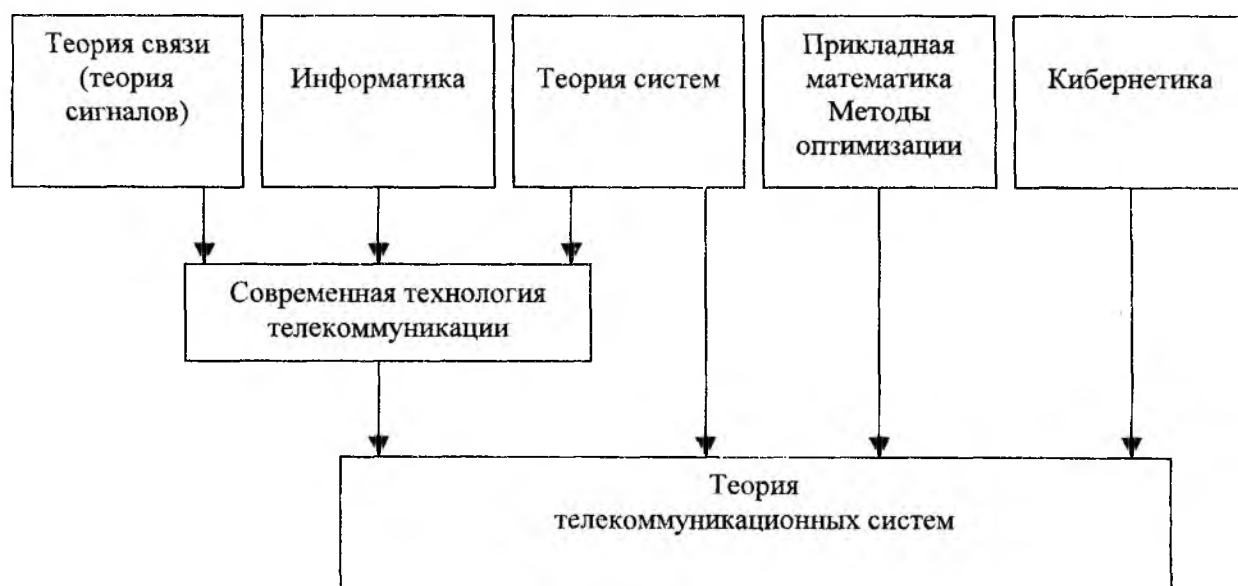


Рис. 1

Технологической основой новой теории является изучение законов, методов и способов передачи, обработки, принятия и представления информации. При этом указанная технология базируется на цифровых методах, широком использовании микропроцессорной техники и ЭВМ. Обновляется терминология, вводятся новые определения и понятия, во многих случаях в литературе можно встретить термины «компьютерные сети», «компьютерные технологии» и др., что только подчеркивает органическое слияние средств связи и методов информатики, где в качестве одних из исполнительных, управляющих или оконечных устройств используются компьютеры. Учитывая то, что терминологические споры, как правило, не имеют смысла, укажем все же, что те или иные комплексы, линии и системы связи часто называют по виду оконечной аппаратуры или характеру их использования: телефонные сети, радиорелейные, спутниковые, сотовые системы. В то же время все это относится к телекоммуникационным системам. В настоящее время все они в той или иной степени включают вычислительную или микропроцессорную технику, универсальные или специализированные контроллеры или компьютеры.

Очевидно, соответствующее смещение в сторону теории систем должна происходить и в учебных рабочих планах вузов при подготовке специалистов по направлению телекоммуникации.

Конвергенция связи и информатики происходит не только в направлении решения общих, единых системных задач, но и в направлении элементной, технической и технологической баз. Эта общность состоит не только в цифровизации информационных объектов и процессов, но и в решении задач по передаче, хранению и обработке информации.

Интересно отметить, что за последние годы наблюдается устойчивый рост производительности интегральных микросхем. Каждые 10 лет этот рост увеличивается на порядок. Общая же производительность вычислительной техники растет еще быстрее, в первую очередь за счет организации параллельных вычислений.

Уровень цифровизации магистральных сетей к концу 2000 года в США составил 96 %, в Италии и Великобритании – 100 %, в Японии 100 % уровень цифровизации будет достигнут к 2015 году, в Швеции – к 2003 году [20]. В России к концу 2005 года на первичных сетях число цифровых систем передачи составит 35 %, на внутризоновой – 87 %, на городской – 98 % и на сельской – 85 %.

Новая информационная индустрия развивается на существующих современных сетях электро-связи, и это является важным стимулом для развития самих этих сетей. Расширяется использование персональных компьютеров, другой современной оргтехники.

На магистральных линиях все больше металлические кабели заменяются на волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). В трех наиболее используемых окнах прозрачности, на длинах волн 1310, 1385, 1550 нм получены погонные затухания соответственно: 0,4; 2,1; 0,3 дБ/км. Перспективным является окно 1565 – 1625 нм. Получены также волокна с погонным затуханием 0,18 дБ/км на основе применения кварца с очень высокой степенью очистки, что значительно удорожает такие ВОЛС. За последние годы в технологии оптоволоконной связи произошли важные масштабные изменения. Была разработана технология спектрального мультиплексирования (Wave Division Multiplexing – WDM) и его развитие: плотное спектральное мультиплексирование (Dense WDM – DWDM), что позволяет уплотнять по частоте 16 и более независимых цифровых потоков, каждый из которых до 2,5 Гбит/с. Другая новая технология: появление оптических усилителей вместо электрических, использующих прямое и обратное преобразования. Таким образом, появились так называемые полностью оптические сети и линии, позволяющие без регенерации передавать оптические сигналы на расстояния до 4000 – 5000 км, где оптические мультиплексоры ввода-вывода (OADM, WADM) и кроссконнекторы обеспечивают все процедуры, характерные для узловых режимов, в том числе коммутацию каналов и пакетов.

Наряду с этим широко используются и радиотехнологии: радиорелейные линии и спутниковые системы, системы мобильной связи, абонентский доступ. При этом радиорелейные линии применяют не только на магистралях, где они обеспечивают скорости передач 10 и более Гбит/с, но и на линиях привязки, на ответвителях, для межстанционных соединений. Новые качественные свойства (технологичность изготовления, простота и компактность конструкции, высокие скорости передачи) приобрели радиорелейные станции миллиметрового диапазона. При этом проблема больших затуханий в дождях решается за счет сокращения протяженности интервалов до 5...10 км и, соответственно, большего запаса высокочастотного уровня сигнала до 40 – 50 дБ. Быстрота развертывания радиорелейной линии, особенно в зоне застройки или сложной физико-географической зоне оставляет по-прежнему привлекательным этот вид связи.

В частности, при развертывании мобильных систем сотовой или иной связи, организаторы часто предпочитают связь базовой станции с узлом осуществлять именно радиорелейными средствами даже в случае достаточно коротких расстояний, исчисляемых сотнями метров – километрами.

Спутниковые системы связи обеспечивают в настоящее время и на обозримую перспективу все традиционные виды связи: фиксированную, мобильную и мобильную с местопределением. Для этого используют в качестве основной геостационарную орбиту (GEO) с высотой около  $H = 36000$  км, где ИСЗ устанавливают с плотностью 0,5 и где все точки стояния распределены между странами мира. Достоинством GEO является возможность организации длительных, практически непрерывных сеансов связи без перехода с одного ИСЗ на другой, ибо сам ИСЗ, вращаясь вокруг Земли с угловой скоростью Земли, как бы висит над одной точкой экватора. Наряду с этим используются полярные орбиты, особенно в целях навигации, а также высокоэллиптические ( $H \approx 40000$  км) для обеспечения связи в высокоширотных, приполярных регионах. Кроме указанных все большее применение находят и более “приземленные” орбиты: средние (MEO) с  $H = 2000...10000$  км и низкие (LEO) с  $H = 1000...2000$  км. Использование MEO и LEO позволяет значительно улучшить энергетику в линии

за счет сокращения расстояния  $R$  до ИСЗ, что резко уменьшает затухание в свободном пространстве  $W_{CB} = (\lambda / 4\pi R)^2$ . Все это позволяет вести устойчивую связь через абонентские станции с ненаправленной или слабонаправленной антенной, то есть для потребителя связь становится близкой по организации к сотовой. Использование мобильной спутниковой связи через ИСЗ на LEO значительно расширяет область применения этого вида связи. Создаваемые системы Global Star, Teledesic и др. реализуют идею глобальной мобильной связи.

Учитывая такую важную, все возрастающую роль спутниковой и радиорелейной связи, становится неясно, почему учебно-методическая комиссия Минобразования исключила из учебных рабочих планов дисциплину “Спутниковые и радиорелейные системы передачи”.

Важное место занимают радиотехнологии и на линиях абонентского доступа, в системах мобильной связи, при создании беспроводных локально-вычислительных сетей (ЛВС). Недавно были приняты стандарты 802.11, 802.11a, 802.11b и на создание беспроводных сетей. Первый регламентирует работу в инфракрасном диапазоне, второй в диапазоне 2,4 ГГц, третий – 2,5 ГГц, то есть в нелицензируемых диапазонах. Скорость передачи данных – до 54 Мбит/с. Имеется множество аппаратуры различных производителей, реализующей данные протоколы. В частности, выпускаются радиомосты, способные обеспечить дальность связи до 40 - 50 км и пропускную способность радиointерфейса до 100 Мбит/с.

Разработана также WLL-технология, обеспечивающая радиодоступ абонента в ТФОП. Однако наиболее интенсивно развивается мобильная, в частности сотовая связь. В некоторых странах число мобильных телефонов уже превысило число фиксированных. Нынешний этап развития мобильной связи носит индекс G2, что соответствует мировому стандарту GSM. В настоящее время идет интенсивная подготовка к внедрению этапа G3, что будет связано с внедрением глобального стандарта 3G-UMTS, а глобальность обеспечат спутниковые системы LEO. Более дальняя перспектива G4 будет связана с увеличением скорости в абонентской линии до 10 Мбит/с, с упрощением управления абонентским терминалом “простым как гвоздь”, расширением его возможностей.

Общей тенденцией развития телекоммуникационных технологий, продиктованной поиском дополнительных доходов от реализации интеллектуальных услуг, является создание гибридных сетей, объединяющих на объединении различных видов терминального оборудования и обеспечивающих конвергенцию (сближение) сетей связи различной природы. К их числу стоит отнести традиционные телефонные сети общего пользования (ТФОП), мобильные сети различных стандартов (NMT, GSM, GPRS, CDMA, в перспективе IMT) в рамках их объединения при построении широкополосной сети UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), узко- и широкополосные цифровые сети с интеграцией мультимедиа (ISDN), а также IP – сети. Отсутствие единых стандартов в построении перечисленных сетей привело к необходимости дополнительных исследований в области межсетевого информационного, аппаратного и программного сопряжения.

Немаловажная роль в этом процессе отводится созданию качественных стандартов технологий управления сетями, отвечающих следующим основным требованиям: поддержка стандартов открытых систем и существующих типов оборудования различного производства; прозрачность архитектуры для пользователей и разработчиков приложений; гибкость, адаптируемость и низкая трудоемкость ведения новых услуг и т.д.

В этой связи в 1992-93 годах был создан Консорциум, объединяющий усилия целого ряда фирм компаний, заинтересованных в разработке основных принципов построения (стандартов) новой сетевой архитектуры TINA (Telecommunication Information Networking Architecture), основанной на объектно-ориентированном подходе к распределенной обработке информации в рамках интеграции технологий интеллектуальных сетей и управления сетями. Архитектура TINA должна обеспечить реализацию вышеперечисленных требований на основе интегрального использования хорошо себя зарекомендовавших системных методов и средств, таких как открытая распределенная обработка информации ODP (Open Distribution Processing), среда распределенной обработки DCE (Distributed Communication Environment), стандарт многоуровневого управления сетью TMN (Telecommunication Management Network), средства объектно-ориентированного анализа (COOA), методы управления объектами OMG (Object Management Group), многофункциональная сеть MSN (Multi-service network), интеллектуальная сеть IN (Intelligent Network), методы цифровых аудио и видеотехнологий DAVIC (Digital Audio-Video Council).



Конкретные показатели, характеризующие состояние телекоммуникаций по данным фирмы Siemens в 2000 году представлены в таблице.

Таблица

| Показатели                                      | Мир  | Промышленно-развитые страны |
|-------------------------------------------------|------|-----------------------------|
| Число телефонов (млн)                           | 903  | 554                         |
| Телефонная плотность ТА на 100 жит.             | 15,1 | 59,5                        |
| Число сотовых телефонов (млн)                   | 357  | 273                         |
| Плотность сотовых ТФ на 100 жителей             | 6,0  | 29,3                        |
| Число пользователей Интернет (млн)              | 190  | 152                         |
| Плотность пользователей Интернет на 100 жителей | 3,1  | 16,3                        |
| Число персональных ЭВМ (млн)                    | 440  | 330                         |
| Плотность ПЭВМ на 100 жителей                   | 7,3  | 35,4                        |

В сфере технологий связи и информатики основными тенденциями являются:

- повышение скорости передачи информации, которые достигнуты в настоящее время по волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС): десятки-сотни Гбит/с при использовании технологий АТМ (PDH / SDH), в то же время возможны и большие скорости, составляющие единицы Тбит/с. Теоретически при использовании спектральной эффективности 0,4 бит/с/Гц эта скорость может достичь величины 20 Тбит/с, с увеличением спектральной эффективности на порядок (например, с использованием многопозиционных QAM-сигналов) пропускная способность одного оптоволокна может составить до 200 Тбит/с, хотя эта последняя цифра направлена на перспективу;

- мультимедийность, предоставляющая абоненту широкий круг услуг, включая речевой обмен, обмен данными, передачу и прием аудиовизуальной информации, TV и др.;

- универсализм терминального оборудования, включая ПЭВМ, связанное и другое оборудование.

Общими тенденциями развития систем связи и информатики являются:

- создание глобальных телекоммуникационных сетей и систем, обеспечивающих каждого абонента персональным номером и возможностью доступа к сети в любой точке мира;

- обеспечение мобильной связью в любом транспорте, в любой точке Земли, чему посвящены последние разработки по программе ИМТ-2000 с интеграцией спутниковых и сотовых систем;

- повышение уровня и качества обслуживания ( $G_0S$ ), расширение числа услуг и их быстрого, эффективного и экономичного представления массовому потребителю, созданию интеллектуальных сетей (IN);

- широкое использование электронного бизнеса.

**Список литературы:** 1. Проживальский О.П. Что awaits развитию телекоммуникационного рынка услуг? // Зв'язок. 2001. №1. 2. Орленко И.П., Стародуб Н.М., Михайлов В.М. Новые тенденции в телекоммуникационном регулировании // Зв'язок. 2001. № 2. 3. Armitage G., Smlter P., York M. RFC 2492: IPv6 over ATM Networks / January. 1999. 4. Crawley E., Berger L., Berson S., Baker F., Borden M., Krawczyk J. RFC. 2382. A Framework for Integrated Services and RSVP over ATM. August 1988. 5. Алексеев И. Интегрированные услуги нового поколения Internet // Сети. 1999. №10. С.102-108.

Харьковский национальный университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

**РАЗВИТИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ В УКРАИНЕ И ХАРЬКОВСКОЙ ОБЛАСТИ****Общая обстановка**

Уровень телефонизации в Украине по состоянию на конец 2000 г. составляет 20,4 %. Эту цифру можно будет поднять до 30 %, что по расчетам специалистов потребует вложений в сумме около 8 млрд. долл. США. Состояние экономических расчетов между отдельными сегментами телекоммуникаций в Украине таково, что тарифы на услуги местной телефонной связи для населения ниже себестоимости и покрываются лишь 80 % стоимости предоставляемых услуг. Субсидирование же местной связи осуществляется за счет прибыли международной и междугородной связи.

В Харьковской области услуги местной телефонной связи обществу пользования обеспечивают 157 городских и 459 сельских АТС общей монтажной емкостью 57 000 тыс. номеров. Для нашей области плотность телефонов на 100 человек населения составляет 21,72.

Особенностью организации связи является наличие различных операторов, среди которых: традиционные, входящие в ОАО «Укртелеком» и новые, так называемые, альтернативные операторы, предоставляющие преимущественно новые типы услуг: сотовую связь, доступ в Интернет, IP-телефонию, передачу данных и др.

Следует отметить, что число операторов связи в Украине, имеющих лицензию, превышает 1000. Из них более половины получили лицензии на предоставление услуг местной связи. Особенно увеличилось число лицензиатов в 2000 году (более четверти).

Одновременно с этим на рынке предоставления услуг связи отмечается определенного рода нестабильность, неупорядоченность. Этот рынок еще не обрел должного развития, не сформировался. Не до конца проработана нормативная база в отношениях между операторами, практически отсутствует реальная конкуренция между ними. На сегодняшний день возникает целый ряд коллизий, таких, например, как неурегулированность порядка оплат за доступ к местным сетям, единого для всех операторов. Руководствуясь принципами социальной справедливости и социальной защищенности граждан, «Укртелекому» навязано жесткое регулирование цен на услуги связи. Такое регулирование цен не способствует широкому развитию местных сетей. Существующая в Украине очередь на квартирный телефон длиной 2,7 млн. заявлений еще длительное время будет иметь место, если не будет предоставлено право доминирующему оператору «Укртелекому» проводить гибкую тарифную политику. Альтернативные же операторы, не ограниченные такими жесткими рамками, имеют возможность отбирать более платежеспособных абонентов, получать большие доходы и быстрее развиваться. Кроме того, в отличие от других операторов, «Укртелеком» выполняет социальные программы государства (установка телефонов льготному контингенту), поддерживает нерентабельные направления (сельская связь, радиофикация) в которых нуждается государство, а также предоставляет услуги бюджетным организациям не получая за эти услуги оплаты.

Используя новые телекоммуникационные технологии, эти альтернативные операторы имеют возможность значительно снижать себестоимость услуг. При этом представители «Укртелекома» вынуждены констатировать факт прекращения роста своего международного трафика, в то время как в целом трафик растет, но этот рост происходит за счет тех же альтернативных операторов, получающих этот трафик незаконным путем, т.е. происходит воровство трафика.

Другой характерный пример - обеспечение доступа в информационную систему Интернет. Число пользователей, а также самих провайдеров, постоянно возрастает. Уровень пользования Интернетом во многом определяет уровень информатизации нашего общества и такой рост следует воспринимать как прогрессивное явление. Различные провайдеры Интернета активно используют местные телефонные линии. Это с одной стороны способствует развитию местных сетей, эксплуатируя их больше, чем при обычном речевом обмене, а с другой - пользователи часами занимают телефонные линии, устанавливая соответствующие соединения, перегружая эти сети без соответствующей компенсации.

Имеются также опасения, что традиционному оператору «Укртелекому» следует бояться конкуренции со стороны мобильных операторов, в первую очередь UMC и «Киевстар». Действительно, темпы роста числа абонентов этих операторов поражают. Если в 2000 году в Украине было 0,5 миллиона мобильных абонентов, то в мае месяце 2001 года только «Киевстар» поведаль, что их у него уже полмиллиона. Во многих странах Запада число мобильных абонентов превысило число стационарных. Однако для Украины, где услуги мобильной связи доступны далеко не всем желающим и где покрыты не все города, населенные пункты и дороги, до реальной конкуренции еще далеко.

Учитывая большую мобильность альтернативных операторов, более выгодное правовое положение и большие доходы, они быстрее осваивают новые телекоммуникационные технологии и реализуют их, минуя традиционных операторов. Доходы этих альтернативных операторов увеличиваются значительно быстрее, чем у операторов «Укртелекома». Традиционные операторы, являясь системообразующими организациями, формируют около 90 % инфраструктуры системы телекоммуникаций, при этом обеспечивают только около 50 % доходов отрасли.

Состояние связи Украины усложняется тем еще, что более половины парка АТС традиционных операторов составляют декадно-шаговые АТС «координатки», которые физически и морально устарели. Уровень цифровизации местных телефонных сетей составляет около 20 %. Существующие сети обладают низкой эффективностью использования сетевых ресурсов, узкой специализацией, отсутствием гибкости и адаптации к изменяющимся требованиям пользователей. Из около 200 видов услуг электросвязи традиционными операторами предоставляется менее 10.

Вместе с тем, рынок услуг начинает становиться, борьба за него будет обостряться. Как показывает опыт уже развитых рынков, там наблюдаются сходные проблемы. Не только «Укртелеком» оказывается в таком достаточно сложном положении. Даже немецкий «Дойчтелеком», в стране, где этот рынок сформирован, предполагает, что за счет либерализации этого рынка он может потерять около половины доходов.

Конкуренция между традиционными и альтернативными операторами на ниве предоставления телекоммуникационных услуг будет возрастать. И это хорошо для потребителя и нормально с правовых позиций. Надо только, чтобы эта конкуренция была открытой и честной, и по отношению к самим услугам следует применять единые правила и нормы, вне зависимости, на какой технологии они основываются.

«Укртелекому» следует проводить более гибкую политику по отношению к спросу услуг, успевая на этом рынке своевременно и качественно предоставлять свой «товар», постоянно обновляя услуги, осваивая новые прогрессивные технологии, пропагандируя их среди потребителей.

### **Перспективные планы Харьковской дирекции**

Учитывая сложившуюся обстановку, следует более ускоренными темпами переоснащать парк техники, радикально изменить тарифную политику, доведя стоимость услуг связи до уровня их себестоимости, обеспечить адаптацию по организации связи в условиях рыночной экономики, адаптацию тарифов. Так, в России на смену практики перекрестного субсидирования должен прийти фонд так называемой универсальной услуги, из которого предполагается финансировать слабодоходные направления, сельскую связь, радиофикацию, доставку телеграмм.

В Харьковской дирекции «Укртелеком» принимаются радикальные меры по внедрению современных высокоэффективных телекоммуникационных технологий, заменяются линии МСС, устанавливается волоконно-оптическое транспортное кольцо, к районным центрам области прокладываются ВОЛС, расширяется круг цифровых станций на базе зарубежного оборудования.

Центральным направлением развития Харьковской дирекции является разработка транспортной сети и двух ОПТС на базе общеканальной сигнализации №7, внедрение которой позволяет повысить качество соединений, предоставить спектр современных услуг цифровой сети с интеграцией обслуживания, интеллектуальной сети, обеспечивает более надежное сетевое управление, эксплуатацию и техническое обслуживание.

При построении транспортной сети города используется проверенная, достаточно универсальная современная технология АТМ с применением единой сигнализации, адресации, нумерации, системы управления, номенклатуры и качества услуг. Поверх контролируемой технологии второго уровня (АТМ) и независимо от нее функционирует логически маршрутизируемая IP-сеть. Коммутаторы второго уровня обеспечивают высокоскоростные соединения, в то время как IP-маршрутизаторы, связанные сетью виртуальных каналов, осуществляют интеллектуальную пересылку IP-пакетов. IP-телефония, или VoIP, используется не только для передачи речевых сигналов, а значительно шире, включая передачу данных, видео, интерактивные игры и др. На рынке СНГ VoIP находится с 1996 г. По данным МСЭ в 2000 году доля международного трафика VoIP составила 3,2 %, или в абсолютном исчислении 4 млрд. мин. По прогнозам того же МСЭ к 2004 году эта доля составит уже около 40 % от всего объема телефонного трафика. Особенно бурный рост потребления услуг VoIP осуществляется за счет относительно бедных перенаселенных стран: Китая, Индии, Бразилии. В России предполагается в ближайший год сравнять международный трафик по линиям «Ростелекома» и по каналам IP-телефонии.

VoIP не только расширяется, но и развивается. На смену массовому протоколу H.323 уже создан

ряд новых модернизаций, таких как SIP (RFC 2543), MGCP (RFC 2705), а также обобщающий их Megaco/H.248. С помощью этих протоколов упрощаются не только установление связи, но и сеансы мультимедиа, конференц-связь, дистанционное обучение и др. Кроме того, VoIP позволит реализовать ряд принципиально новых предложений, таких как унифицированная обработка сообщений, создание центров обслуживания клиентов, интегрированных с Web-службами и др. Учитывая, что VoIP представляет аналогичные обычной телефонии услуги то, очевидно, было бы логичным потребовать от провайдеров получение соответствующих лицензий, как это делается во многих западных странах.

Одновременно с этим следует отметить, что все возрастающие требования к качеству речевой информации будут в определенной мере сдерживать широкое внедрение VoIP. Суть в том, что в технологии VoIP отсутствуют стандартные механизмы приоритизации трафика и контроля задержек. При этом средства VoIP уступают по качеству обычным средствам передачи речи с коммутацией каналов. С появлением высококачественных цифровых речевых каналов число абонентов VoIP должно стабилизироваться.

Чрезвычайно важным представляется внедрение технологии xDSL, обеспечивающей высокоскоростной абонентский доступ к сети общего использования на базе существующих металлических линий. Так технология ADSL, которая использует обычную аналоговую телефонную линию, превращает ее в комбинированный канал связи. Дополнительно к телефонному речевому каналу пользователь получает высокоскоростной, до 8 Мбит/с в одну, и 1 Мбит/с в другую стороны. ADSL – канал может также организовываться поверх цифрового, например, поверх ISDN – канала.

Серьезную перспективу имеет создание сетей с интеграцией сервисов (СИС), что, очевидно, является также перспективным направлением, хотя по внедрению – это перспектива второго плана [3,4,5].

### **Концепция создания сетей с интеграцией сервисов**

Все возрастающие требования к качеству связи и все расширяющийся перечень услуг потребовали от операторов связи, разработчиков программно-аппаратных средств телекоммуникаций интенсивного поиска новых форм и новых технологий организации связи. Быстро стало ясно, что использование в качестве базовой телефонной сети общего пользования (ТФОП) не может полностью обеспечить все запросы по качеству и количеству сервисов. Создание параллельных сетей передачи данных (СПД) слишком дорого и также не решает все эти запросы. С появлением информационной системы Internet наиболее явно проявились недостатки как ТФОП, так и СПД, ибо перед первой возникли трудности в предоставлении качественного и эффективного доступа к СПД, а информационная система не гарантирует требований в режиме передачи в реальном масштабе времени. Возникшие противоречия удастся разрешить в рамках создания единой инфраструктуры, объединяющей ТФОП и СПД, и единой технологии, позволяющей передавать цифровые потоки данных, аудио, аудиовизуальную, мультимедийную информации в реальном масштабе времени. Достаточно удачной, удовлетворяющей многим требованиям, является технология АТМ, которая почти идеально подходит для создания такой объединенной инфраструктуры, для создания сетей с интеграцией сервисов (СИС).

Документ RFC 1633 определяет концепцию создания архитектуры интегрированных сервисов (Integrated Services Architecture). В соответствии с этим документом создаваемая СИС должна содержать в качестве главных 2 подсистемы:

- резервирования сетевого ресурса под нужды отдельных потоков;
- управления соединениями.

При этом маршрутизаторы должны допускать явное управление ресурсами этой сети с тем чтобы обеспечить требуемое качество обслуживания ( $Q_0S$ ).

Кроме того, данный документ предписывает создание единого семейства протоколов и единой сетевой инфраструктуры.

Для большинства интерактивных и мультимедийных приложений главным требованием, определяющим качество, является ограничение времени задержки данных в сети. Основной причиной таких задержек является буферизация пакетов при их передаче в сети. Эта задержка, при прочих равных условиях, однозначно зависит от качества работы подсистемы резервирования сетевого ресурса. Разработанный протокол RSVP (Resource Reservation Protocol) позволяет уйти от ручного управления и обеспечивает, в соответствии с требованиями  $Q_0S$ , автоматическое резервирование тех или иных ресурсов в сетевых устройствах, через которые проходит маршрут. Характерные свойства протокола RSVP:

- резервирование осуществляется лишь в одном направлении;
- резервирование инициализируется получателем данных;
- поддерживаются потребности многоадресной рассылки (multicasting).

Управление осуществляется по каналу поверх IP или путем инкапсуляции в сообщения UDP.

Само функционирование протокола осуществляется следующим образом. В начале сеанса передается RSVP-запрос на ближайший маршрутизатор. В запросе содержатся данные по информационному потоку, для которого запрашивается ресурс. В маршрутизаторе производится анализ нагрузки в сети на данный час и принимается решение о предоставлении ресурса или отказе. Процесс предоставления ресурса учитывает все участки дерева многоадресной рассылки, где для данного потока резервируется необходимый размер ресурса.

Протокол RSVP может быть реализован в виде библиотеки или отдельного процесса. В сетевых структурах он является частью операционной системы. На рис. 1 представлена структура управления по протоколу RSVP.

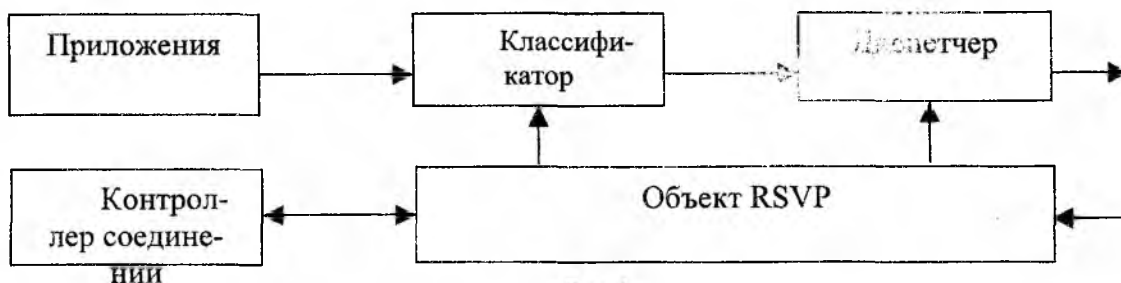


Рис. 1

В структурной схеме выделены соответствующие объекты: диспетчер (Packet scheduler), классификатор (Classifier), контроллер соединений (Admission control). Кроме своей прямой роли – обеспечения соединений – контроллер производит также учет и тарификацию использования ресурсов клиентами и сигнализирует администратору о возникающих проблемах с наличным ресурсом. Диспетчер распоряжается очередью для отдельных интерфейсов маршрутизатора. Диспетчер относится к каналному уровню эталонной модели ВОС и реализуется в месте, где происходит буферизация готовых к отправке пакетов. При недостатке ресурса (например, полосы частот) диспетчер может принимать соответствующее решение: задержать, снять и др. Классификатор обеспечивает разделение пакетов на соответствующие классы в зависимости от складывающейся обстановки, определяет приоритетность, управление буферизацией. При этом сетевые устройства, в дополнение к маршрутным таблицам, должны содержать базы управления ресурсами, с которыми взаимодействуют объекты СИС.

Для построения СИС целесообразно использовать в качестве сетевой технологии IP. Протокол и IPv4 и его модификация IPv6 с возможностью задания маршрута весьма удачно используются как для низких, так и гигабитных скоростей. IP-протоколы – по сути единственные, которые применяются на всех участках сети – от рабочего стола до скоростных магистралей. Эти протоколы объединяют все виды трафика: речь, данные, мультимедиа и т.д. на единой платформе. Кроме того, IP-протокол может выступать в роли интегратора доступа, обеспечивая единый универсальный интерфейс для сетевых приложений, транспортных протоколов и операционных систем.

В качестве основы подсети СИС очень хорошо подходит технология ATM. При этом интеграция сервисов может непосредственно следовать из самой технологии, ибо она создавалась для множества градаций QoS.

В создании СИС важную роль может сыграть технология MPLS (Multiprotocol Label Switching). Этот мультипротокол позволяет эффективно строить виртуальные частные сети не только на уровне ATM, но и в обычных сетях с коммутацией пакетов. При этом принципы передачи пакетов IPv6 по сетям ATM определены спецификацией RFC 2492.

Таким образом сети с интеграцией сервисов, являясь более гибкими и более эффективными по сравнению с другими известными сетями (ТФОП, ISDN, TCP и др.), объединяют в себе лучшие свойства этих известных сетей. Концепция СИС поддерживается как основными поставщиками сетевого оборудования, так и основными крупными операторами связи на Западе.

**Список литературы:** 1. Проживальский О.П. Что заважало развитию телекоммуникационного рынка услуг? // Зв'язок. 2001. №1. 2. Орленко И.П., Стародуб Н.М., Михайлов В.М. Новые тенденции в телекоммуникационном регулировании// Зв'язок. 2001. №2. 3. Armitage G., Smlter P., York M. RFC 2492: IPv6 over ATM Networks/ January. 1999. 4. Crawley E., Berger L., Berson S., Baker F., Borden M., Krawczyk J. RFC. 2382. A Framework for Integrated Services and RSVP over ATM. August 1988. 5. Алексеев И. Интегрированные услуги нового поколения Internet// Сети. 1999. №10. С.102-108.

**УСЛУГИ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ И ИНФОРМАЦИОННАЯ БИЛЛИНГОВАЯ СЛУЖБА (ИБС)**

Системы и сети электросвязи являются одним из основных компонентов телекоммуникационной инфраструктуры. Именно от эффективного использования существующих сетей связи, расширения новых услуг и улучшения качества электросвязи зависит эффективность обеспечения информационными услугами органов государственной власти, субъектов хозяйственной деятельности различных форм собственности, средств массовой информации и населения страны.

Рынок услуг связи Украины – это поддержание равновесия между спросом на услуги и их предлагаемым объемом и ассортиментом. Только за прошедший год предприятиями связи всех форм собственности предоставлено услуг на сумму более 5 млрд. грн. Среди услуг для населения наибольший удельный вес занимает городская телефония (32,7 %), междугородная (23,9 %) и международная (17,4 %) связь.

Развитие сетей и средств связи в мире претерпевает в настоящее время существенные, революционные изменения, в основу которых положены новейшие технологические решения, касающиеся объединения телекоммуникационных, информационных технологий и систем беспроводной связи. Строительство сетей нового поколения, способных обеспечить мультисервисные услуги, опирается на целый ряд новейших технологий и технических решений. В общих чертах новейшие технологии ознаменовали собой качественный переход от коммутационных сетей, ориентированных на установление физических соединений, новому поколению сетей, которые основываются на пакетной передаче цифровой информации и ориентированы на предоставление множества услуг.

Обзор услуг связи системы телефонной сети общего пользования - PSTN (Public Service Telephone Networks) подтверждает тот неоспоримый факт, что современное общество не может существовать без обмена информацией, объем которой непрерывно и весьма интенсивно растет. Телефонная связь является пока еще основным видом связи и предназначена для передачи речевых сообщений и предоставления разного рода услуг связи.

Услуга – набор функций, предоставляемых или реализуемых логическим объектом в одном уровне протокола по запросу логического объекта другого уровня.

PSTN предоставляет абонентам следующие виды услуг:

- конференц-связи;
- автоматического взимания платы с вызываемого лица;
- автоматического заказа разговора;
- автоматической передачи сведений об оплате;
- безусловной переадресации вызова;
- "вас вызывают";
- двойных телефонных номеров;
- идентификации видеотекстного пользователя/терминала;
- обмена сообщениями;
- обращения к банку данных;
- ограничения входящих вызовов;
- ограничения исходящих вызовов;
- односторонней конференц-связи;
- определения злонамеренных вызовов;
- определения номера вызывающего абонента;
- перевода вызова на другой номер в случае занятости номера;
- перенаправления вызовов;
- печатания сведений о продолжительности разговора и общей сумме платы за него;
- побудки: возможность для абонента обусловить вызов или вызовы побудки на своей линии в заранее установленный им час;
- подключения третьего абонента;
- регистрации входящих вызовов;
- соединения с занятым абонентом;
- сокращенного набора номера.

В Украине процесс использования новых технологий и внедрение новых видов услуг начался созданием сети передачи данных «Укрпак» по технологиям X-25 и Frame Relay и сетей Internet в «Укртелекоме». Сейчас в нашей стране создана цифровая сеть международной и междугородней телефонной связи. Осуществляется переоснащение местных сетей телефонной связи с использованием цифрового оборудования, созданы предусловия развития цифровой сети интегрального обслуживания (ЦИО). В данное время около 30 % номерной емкости телефонных сетей построено с использованием цифровых систем коммутации.

Цифровизация местных и междугородних сетей связи, внедрение ISDN (Integrated Services Digital Network), создание интеллектуальных сетей, бурный рост средств подвижной связи, развитие наложенных сетей передачи данных на базе технологий STM (Synchronous Transport Mode), ATM (Asynchronous Transport Mode), Frame Relay, xDSL (Digital Subscriber Line), ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), рост спроса на услуги Internet предъявляют новые требования к системам расчетов за услуги связи. В современных условиях расчетные отделы должны обеспечивать не только современные и точные начисления и прием оплат, но и предоставлять возможности экономического мониторинга, анализа состояния счетов, вести учет предоставленных услуг связи, как в целом акционерного общества, так и отдельного пользователя.

Работу современного предприятия связи невозможно представить без использования таких технологий, как биллинг, абонентское обслуживание на базе компьютерной телефонии, поддержка дилеров, складской учет. Как правило, эти системы поставляются разными производителями, их интеграция вызывает серьезные трудности и оказывается неэффективной.

Решая проблему совершенствования расчетов за услуги связи, телекоммуникационные операторы и разработчики этих систем, как правило, сосредотачивают свое внимание на аппаратно-программных комплексах биллинговых систем, включающих Автоматическую Систему Сервиса Абонентов (АССА), Интернет - Систему Сервиса Абонентов (ИССА), Корпоративную Автоматизированную Систему Комплексного Анализа Данных (КАСКАД) и др. - на основе формирования автоматической системы расчетов (АСР).

Биллинговая система оператора – объект, трудно формализуемый, в отличие, например, от бухгалтерских программ, если иметь в виду весь объем продуктов, который должен входить в него по нормативному документу «Общие технические требования на АСР с пользователями за услуги электросвязи». В условиях острой конкурентной борьбы – это не простая тарификация услуги связи, как было принято для PSTN до последнего времени, а тарификация с учетом категорий звонков и пользователей с весьма замысловатыми условиями. Это целостная система, обеспечивающая работу всех подразделений предприятий связи, участвующих в обслуживании и расчетах с абонентами, включая поддержку дилерской сети и подсистему складского учета.

В настоящее время эффективно внедрять системы интерактивных расчетов, т.е. генерацию и предоставление пользователям счетов в электронном виде. Продукты для электронного биллинга предлагают широкий набор встроенных служб, надежную связь с серверной частью, масштабируемость и встроенные средства интеграции со службами обработки для генерации и предоставления пользователям счетов в электронном виде. Интерактивная оплата счетов имеет громадный потенциал для снижения цен, установления более тесных взаимоотношений с клиентами и увеличения прибыли.

Согласно оценкам консалтинговых фирм компании, использующие электронный биллинг, к 2002 г. могут сэкономить свыше 8 млрд. долл.

Заказчики также получают множество преимуществ от внедрения электронной оплаты счетов. Электронные платежи дают возможность снизить затраты на выполнение платежей, проводить более тщательный анализ и контроль за расходами, упрощение консолидации данных о прохождении средств по бухгалтерским счетам.

Рассмотрим место и роль АСР в региональной сервис - службе оператора и характерной системе отношений субъектов расчета, которые могут быть описаны следующей схемой. Поставщик услуг связи организует предоставление клиентам отдельных услуг из его полного номенклатурного перечня. АСР учитывает потребляемые клиентом услуги и обеспечивает формирование и высылку платежных документов клиенту, прием и учет поступившей оплаты в соответствии с объемом потребления.

К основным функциям (подсистемам) АСР относятся:

1. Функции работы с данными:

- прием данных с аппаратуры учета услуг связи в специфическом для каждого вида станционного оборудования так называемом исходном формате. Преобразование к унифицированному виду. Накопление, первичная тарификация и архивация унифицированного вида;

- в соответствии с договором клиента и установленным расчетным периодом проведение окончательной тарификации, печать и рассылка счетов для оплаты;
- прием данных об оплате и определение состава должников;
- ведение тарифных справочников, учетных данных о клиентах, перечней услуг и другой нормативно-справочной информации.

## 2. Функции непосредственной работы с клиентом:

- информационно-справочные функции, связанные с основным бизнес- процессом оказания услуг;
- уведомление должников о необходимости погашения задолженности, организация работ по приостановлению (или возобновлению) действия договора на пользование услугами, претензионная работа.

Однако главной идеей создания АСР стал принцип максимального возможного на сегодняшний день удовлетворения запросов абонентов. Поэтому, одновременно с разработкой и внедрением АСР, необходима реализация программы "Лицом к клиенту", сущность которой в переориентации деятельности операторов связи с преимущественно технических на технико-экономические показатели. Точкой приложения производственных процессов становятся не только показатели по вводу и задействованию оборудования связи, но и сам абонент со всеми его нуждами и заботами. Наряду с задачей повышения телефонной плотности, работа в условиях рыночной экономики показала, что виды сервиса по расчетам с абонентом — юридическим или физическим лицом — не менее значимы, чем наращивание номерной емкости.

Осуществление программы "Лицом к клиенту" свидетельствует, что при оплате услуг связи важна не только платежеспособность пользователя. Абонент будет платить за услуги, если процесс расчетов понятен и информационно прозрачен, форма расчетов удобна, а оператор связи предоставляет ему возможность оплачивать услуги связи по желанию или по реальному содержанию кошелька. Немало важна и территориальная близость пунктов приема платы к месту жительства абонента и клиента. Абонента, имеющего право на получение льгот от местных или республиканских органов власти, стимулирует своевременное получение законной скидки на оплату услуг связи. Наконец, абонент спокоен, если оператор связи в любой момент времени выдает справку о начислениях за текущий и прошлые расчетные периоды по телефону или в виде компьютерной распечатки.

Сегодня главные задачи в отрасли связи — это учет, контроль и анализ задолженностей в оплате услуг. Управление и структурный анализ просроченной дебиторской задолженности имеют такое же значение для оператора связи, как управление рисками в финансовой сфере.

Предприятия (операторы), оказывающие населению и юридическим лицам некоторые виды услуг связи, как правило, предоставляют их в кредит. В условиях, когда неплатежи - скорее правило, чем исключение, нарастает вал задолженности, затрудняющий экономическое положение таких предприятий. Одной из возможностей смягчения ситуации является использование АСР, которая позволяет значительно ускорить обработку информации об оказанных услугах и доведение ее до клиента, обеспечить эффективные механизмы анализа задолженности, сделать возможными прием и обработку различных видов платежей (полных, частичных, авансовых и пр.).

Такого рода АСР называют сервисными, биллинговыми, информационно-биллинговыми или тарификационными.

В общем случае Информационно-Биллинговая Служба (ИБС) предназначена для обеспечения основных технологических процессов финансово-расчетного обслуживания клиентов и выполняет (рис.1):

- учет информации о клиентах и предоставленных им услугах, расчет сумм оплат за услуги (тарификацию, начисление);
- регулярное формирование счетов клиентам (на английском языке bill - счет) или обеспечение механизмов их информирования о произведенных начислениях за потребленные услуги;
- обработку сведений о произведенных оплатах, поступающих от банков или пунктов обслуживания клиентов, принадлежащих поставщику услуг;
- ведение лицевых счетов (оборотных ведомостей) клиентов;
- мониторинг дебиторской задолженности клиентов;
- формирование необходимого спектра отчетов.



Рис. 1

В области телекоммуникационных услуг обычно различают два класса ИБС - учрежденные (локальные), предназначенные для контроля за поступающими платежами - внутрифирменного использования - и операторские, используемые компаниями - операторами телефонной, мобильной, пейджинговой и других видов связи. Первые предназначены для учета и тарификации телефонных переговоров в организациях, использующих офисные или учрежденные АТС. Вторые являются основным инструментом финансово-расчетных систем операторов связи. Операторские информационно-биллинговые системы отличаются от локальных не только многообразием учитываемых услуг (местные, междугородные, международные разговоры, телеграммы по телефону, платные справочные системы и пр.), но и масштабом (тысячи клиентов, десятки миллионов записей об оказанных услугах). И если для функционирования локальной ИБС достаточно одной-двух ПЭВМ, нескольких недель на установку и внедрение, то для функционирования операторской ИБС требуется развитая телекоммуникационная инфраструктура и мощные серверные комплексы. Внедрение операторской ИБС требует значительных трудозатрат и может продолжаться месяцы, а в полном объеме и годы.

Операторская информационно-биллинговая система построена по архитектуре клиент-сервер и, как видно из рис. 2, включает в себя следующие прикладные программные компоненты (модули):

- введение справочников и классификаторов. Обеспечивает ведение всей требуемой для функционирования нормативной информации. Предусмотрено большое количество справочников, классификаторов и кодификаторов, содержащих формализованную информацию о предметной области и обеспечивающих гибкие механизмы настройки на конкретные условия применения;
- ведение картотек. Обеспечивает поддержание в актуальном состоянии информации о клиентах и предоставленных им услугах. Актуальность этой информации для корректного начисления сумм за услуги очевидна;

- предварительная подготовка и обработка данных. Этот модуль можно настроить на различную структуру входной информации от АМТС, банковских систем и других источников информации, поступающей в систему в электронном виде. Особая актуальность вызвана тем, что информация, поступающая от АМТС, выдается всеми станциями совершенно в различных форматах. На сегодняшний день модуль обеспечивает обработку входных потоков данных, поступающих от АМТС (SIEMENS EWSD, ARM20, AT&T 5ESS, ИСКРА, ПОЛЕТ, МЕТАКОНТА, АХЕ-10 и др.), систем по временной оплате и ряда других источников;

- данные об услугах электросвязи любого типа преобразовываются в стандартизированный формат, содержащий всю необходимую информацию;

- ввод данных с бумажных документов. Осуществляет учет информации, поступающей в систему с бумажных носителей (квитанции о предоставленных услугах по междугородней и международной телефонной связи по заказу, корешки квитанций об оплате и пр.). Имеется возможность настройки модуля на различные структуры входных данных;

- ведение лицевых счетов клиентов. Здесь реализованы такие необходимые процедуры, как, например:

- занесение данных о начисленных суммах на лицевой счет клиента;
- учет произведенных оплат, перерасчет оплат, аннулирование пени;
- расчет полного сальдо клиента по группам услуг и др.;
- формирование оборотной ведомости, расшифровок оплат и начислений;

Необходимо отметить, что в ИБС обеспечивается поддержка следующих методов информирования клиентов:

- посредством формирования и доставки счетов (по почте или курьером с уведомлением);
- непосредственно в расчетном центре или пункте приема оплат;
- с использованием безбумажных технологий (автоответ, автообзвон, модем).

Информация, предоставляемая клиентам, содержит: входящее сальдо на начало расчетного периода (сумма долга или аванса за предыдущие расчетные периоды); сумму оплат, поступивших в текущем расчетном периоде; сумму начислений за текущий расчетный; значение сальдо текущего расчетного периода. Дополнительно к обязательной информации о суммарных начислениях по видам услуг предусматривается возможность выдачи подробной расшифровки начислений.

Предусматривается два типа оповещения клиентов: плановое (с использованием указанных методов) и внеплановое (применяется к клиентам, превысившим установленные для них уровни кредитов и обеспечения повторной высылки счетов).

Прием оплат и информирование клиентов. Обеспечивает прием оплат за услуги или авансовых сумм; оплат за дополнительные услуги, оказываемые непосредственно в пунктах обслуживания. Поддерживает информирование клиентов о состоянии их счетов; подготовку необходимых документов, сопровождающих операции приема/передачи наличности и отчетных документов по кассовому дню; прием претензий и информирование клиентов о результатах их рассмотрения.

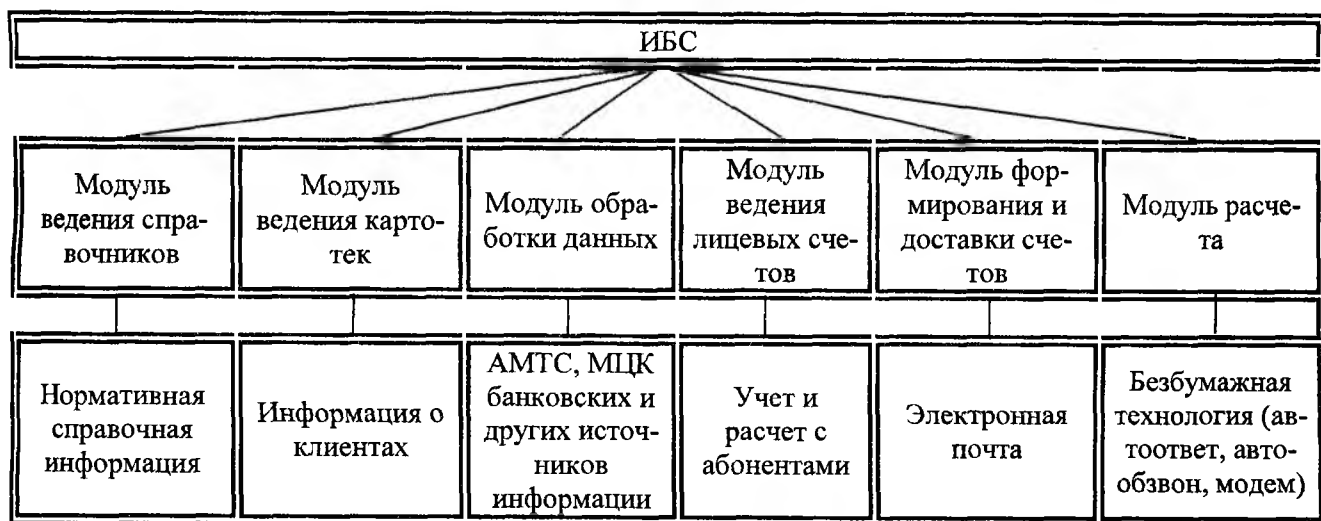
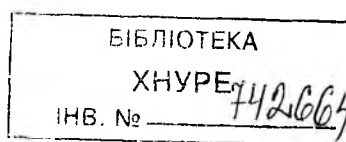


Рис. 2



Необходимым и особенно актуальным сегодня элементом биллинговых систем является модуль обеспечения работы с клиентами-дебиторами, позволяющий анализировать состояние дебиторской задолженности и планировать мероприятия по ее снижению. Ведение электронного журнала индивидуальной работы с дебиторами обеспечивает оперативное отслеживание дебиторской задолженности клиента (с учетом размера его «кредитного окна»), что позволяет выделять абонентов по требуемым условиям (для планирования и контроля мероприятий с дебиторами). При этом обеспечивается учет срока задержки оплаты, индивидуального по каждому клиенту (в зависимости от его рейтинга).

Прикладные серверы (бизнес-процедуры). В ИБС предусмотрены следующие прикладные серверы для обработки входных потоков данных:

- тарификация междугородних и международных телефонных разговоров;
- начисление оплаты за регулярно-периодические услуги (пользование телефоном, факсом и пр.); за услуги платных информационно-справочных систем; повторной оплаты за местные разговоры; за телеграммы, принятые по телефону;
- начисление за дополнительные услуги электронных АТС; за разовые услуги по ремонту и техническому обслуживанию; за платные услуги абонентов.

При выполнении операций тарификации и начислений обеспечивается учет информации о смене владельцев технического средства в течение расчетного периода и история изменения тарифов, классификаторов и справочников. Благодаря этому обеспечивается начисление сумм за неполные периоды, а также перерасчет ранее начисленных сумм при изменении характеристик клиентов или условий тарификации задним числом.

Управление работой прикладных серверов обеспечивается с использованием сервера технологических процессов, позволяющего запускать процессы вручную (операторский режим) и выполнять определенные сценарии запуска (автоматический режим).

Для обеспечения обмена информацией между системой и удаленными рабочими местами в случае, когда экономически невыгодно включать их в корпоративную сеть передачи данных, разработан специальный программный комплекс на базе протокола FTP, (МСЭ), обеспечивающий:

- работу как по коммутируемым, так и по выделенным каналам;
- автодозвон и автоматическое соединение после восстановления линии;
- механизм контрольной точки, обеспечивающий после возобновления связи передачу файлов с точки разрыва;
- автоматическое архивирование/ разархивирование передаваемой информации;
- автопрессинг, т. е. автоматизированное перемещение принятых файлов во входные очереди (каталоги) для дальнейшей обработки;
- протоколирование всех проводимых операций.

Условия эксплуатации ИБС не могут быть одинаковыми у различных операторов связи. Поэтому ИБС должны обеспечивать адаптацию к конкретным условиям путем настройки параметров и выбора нужной комбинации модулей в каждом проекте.

Технология клиент-сервер по праву считается одним из китов, на которых держится современный мир компьютерных сетей. Но те задачи, для решения которых она была разработана, постепенно уходят в прошлое, и на сцену выходят новые задачи и технологии, требующие переосмысления принципов клиент-серверных систем. Одна из таких технологий - World Wide Web (WWW).

Чтобы понять их преимущества, рассмотрим подробнее обычную клиент-серверную систему (рис. 3).

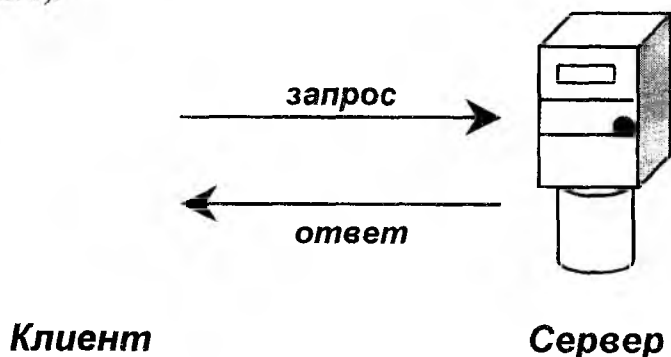


Рис. 3

Термин "клиент-сервер" означает такую архитектуру программного комплекса, в которой его функциональные части взаимодействуют по схеме "запрос-ответ" (рис. 3). Если рассмотреть две взаимодействующие части этого комплекса, то одна из них (клиент) выполняет активную функцию, т. е. инициирует запросы, а другая (сервер) пассивно на них отвечает. По мере развития системы роли могут меняться, например, некоторый программный блок бу-

дет одновременно выполнять функции сервера по отношению к одному блоку и клиента по отношению к другому.

Следует отметить, что любая информационная система должна иметь минимум три основные функциональные части - модули хранения данных, их обработки и интерфейса с пользователем. Каждая из этих частей может быть реализована независимо от двух других. Например, не изменяя программ, используемых для хранения и обработки данных, можно изменить интерфейс с пользователем таким образом, что одни и те же данные будут отображаться в виде таблиц, графиков или гистограмм. Не меняя программ представления данных и их хранения, можно изменить программы обработки, например, изменив алгоритм полнотекстового поиска. И, наконец, не меняя программ представления и обработки данных, можно изменить программное обеспечение для хранения данных, перейдя, например, на другую файловую систему.

При разбиении алгоритмов обработки данных необходимо синхронизировать поведение обеих частей системы. Все разработчики должны иметь полную информацию о последних изменениях, внесенных в систему, и понимать эти изменения. Это создает большие сложности при разработке клиент-серверных систем, их установке и сопровождении, поскольку необходимо тратить значительные усилия на координацию действий разных групп специалистов. В действиях разработчиков часто возникают противоречия, а это тормозит развитие системы и вынуждает изменять уже готовые и проверенные элементы.

Чтобы избежать несогласованности различных элементов архитектуры, пытаются выполнять обработку данных на одной из двух физических частей - либо на стороне клиента ("толстый" клиент), либо на сервере ("тонкий" клиент, или архитектура, называемая "2,5-уровневый клиент-сервер").

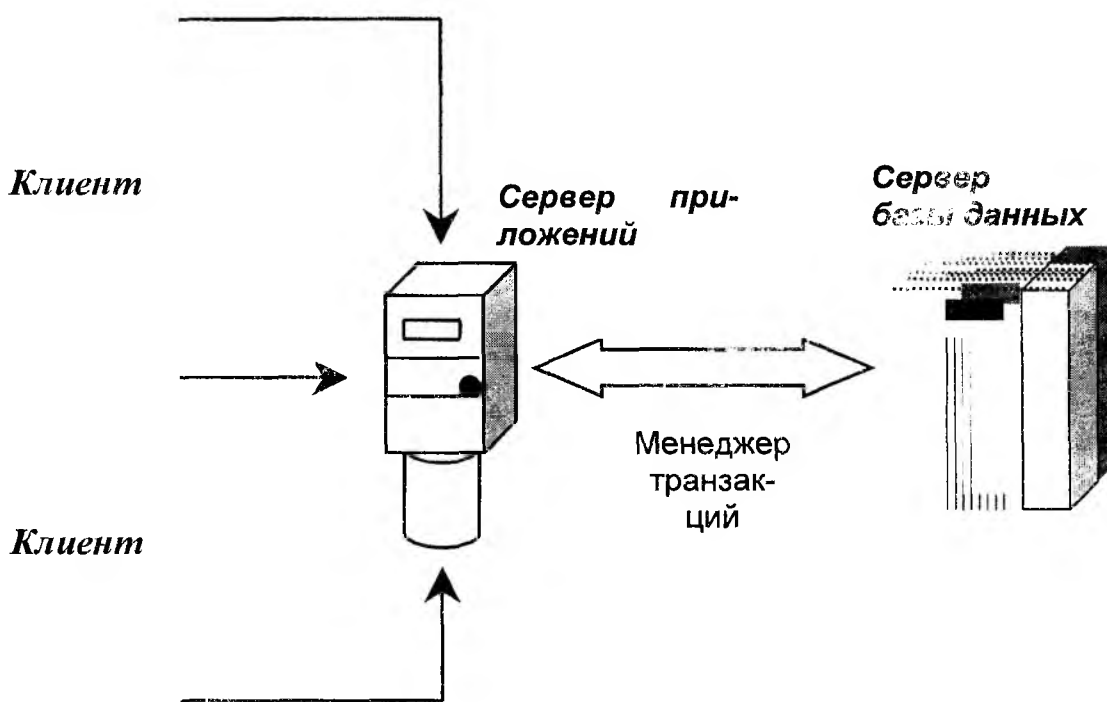
Каждый подход имеет свои недостатки. В первом случае неоправданно перегружается сеть, поскольку по ней передаются необработанные, а значит, избыточные данные. Кроме того, усложняется поддержка системы и ее изменение, так как замена алгоритма вычислений или исправление ошибки требует одновременной полной замены всех интерфейсных программ, а иначе могут возникнуть ошибки или несогласованность данных.

Большинство современных средств быстрой разработки приложений, которые работают с различными базами данных, реализует первую стратегию, т. е. "толстый" клиент обеспечивает интерфейс с сервером базы данных через встроенный SQL. Такой вариант реализации системы с "толстым" клиентом, кроме перечисленных выше недостатков, обычно обеспечивает недопустимо низкий уровень безопасности.

Для решения перечисленных проблем используются многоуровневые (три и более уровней) архитектуры клиент-сервер.

Такие архитектуры более разумно распределяют модули обработки данных, которые в этом случае выполняются на одном или нескольких отдельных серверах (рис. 4). Эти программные модули выполняют функции сервера для интерфейсов с пользователями и клиента - для серверов баз данных. Кроме того, различные серверы приложений могут взаимодействовать между собой для более точного разделения системы на функциональные блоки, выполняющие определенные роли. Например, можно выделить сервер управления персоналом, который будет выполнять все необходимые для управления персоналом функции. Связав с ним отдельную базу данных, можно скрыть от пользователей все детали реализации этого сервера, разрешив им обращаться только к его общедоступным функциям. Кроме того, такую систему очень просто адаптировать к Web, поскольку проще разработать форматы для доступа пользователей к определенным функциям базы данных, чем ко всем данным.

Многоуровневые клиент-серверные системы достаточно легко можно перевести на Web-технологии, для этого достаточно заменить клиентскую часть универсальным или специализированным браузером, а сервер приложений дополнить Web-сервером и небольшими программами вызова процедур сервера. Для разработки этих программ можно использовать как Common Gateway Interface (CGI), так и более современную технологию Java.



**Клиент**

Рис. 4

Следует отметить и тот факт, что в трехуровневой системе по каналу связи между сервером приложений и базой данных передается достаточно много информации. Однако это не замедляет вычислений, так как для связи указанных элементов можно использовать более скоростные линии. Таким образом увеличивается суммарная производительность системы - над одной задачей теперь работают два различных сервера, а связь между ними можно осуществлять по наиболее скоростным линиям с минимальными затратами средств. Правда, возникает проблема согласованности совместных вычислений, которую призваны решать менеджеры транзакций - новые элементы многоуровневых систем.

Особенностью многоуровневых архитектур является использование менеджеров транзакций (МТ), которые позволяют одному серверу приложений одновременно обмениваться данными с несколькими серверами баз данных. МТ используется для управления распределенными разнородными операциями и согласования действий различных компонентов информационной системы. Следует отметить, что практически любое сложное ПО, требует использования менеджера транзакций. Например, банковские системы должны осуществлять различные преобразования представлений документов, т. е. работать одновременно с данными, хранящимися как в базах данных, так и в обычных файлах, - именно эти функции и помогает выполнять МТ.

Менеджер транзакций - это программа или комплекс программ, с помощью которых можно согласовать работу различных компонентов информационной системы. Логически МТ делится на несколько частей:

- коммуникационный менеджер (Communication Manager), контролирует обмен сообщениями между компонентами информационной системы;
- менеджер авторизации (Authorisation Manager), обеспечивает аутентификацию пользователей и проверку их прав доступа;

- менеджер транзакций (Transaction Manager), управляет распределенными операциями;
- менеджер ведения журнальных записей (Log Manager), следит за восстановлением и откатом распределенных операций;
- менеджер блокировок (Lock Manager), обеспечивает правильный доступ к совместно используемым данным.

Первые менеджеры транзакций появились в начале 70-х гг. (например, CICS); с тех пор они незначительно изменились идеологически, но весьма существенно - технологически. Наибольшие идеологические изменения произошли в коммуникационном менеджере, так как в этой области появились новые объектно-ориентированные технологии (CORBA, DCOM и т.д.). Из-за бурного развития коммуникационных средств, в будущем следует ожидать широкого использования различных типов менеджеров транзакций.

Таким образом, многоуровневая архитектура клиент-сервер позволяет существенно упростить распределенные вычисления, делая их не только более надежными, но и более доступными. Появление таких средств, как Java, упрощает связь сервера приложений с клиентами, а объектно-ориентированные менеджеры транзакций обеспечивают согласованную работу сервера приложений с базами данных. В результате создаются все предпосылки для создания сложных распределенных информационных систем, которые эффективно используют все преимущества современных технологий.

Концептуальные модели баз данных ИБС региональной сервис службы развиваются на основе многоуровневой архитектуры клиент-сервер в составе центрального и резервного сервера БД АСР, серверов рабочих групп и рабочих мест пользователей АСР, выполненных на базе персональных компьютеров. В системе предлагается несколько развернутых серверов, выполняющих специфические функции. Организация взаимодействия серверов и клиентских машин показана на рис. 5. Серверы могут быть развернуты как каждый на отдельном компьютере, так и на двух достаточно мощных серверных платформах.

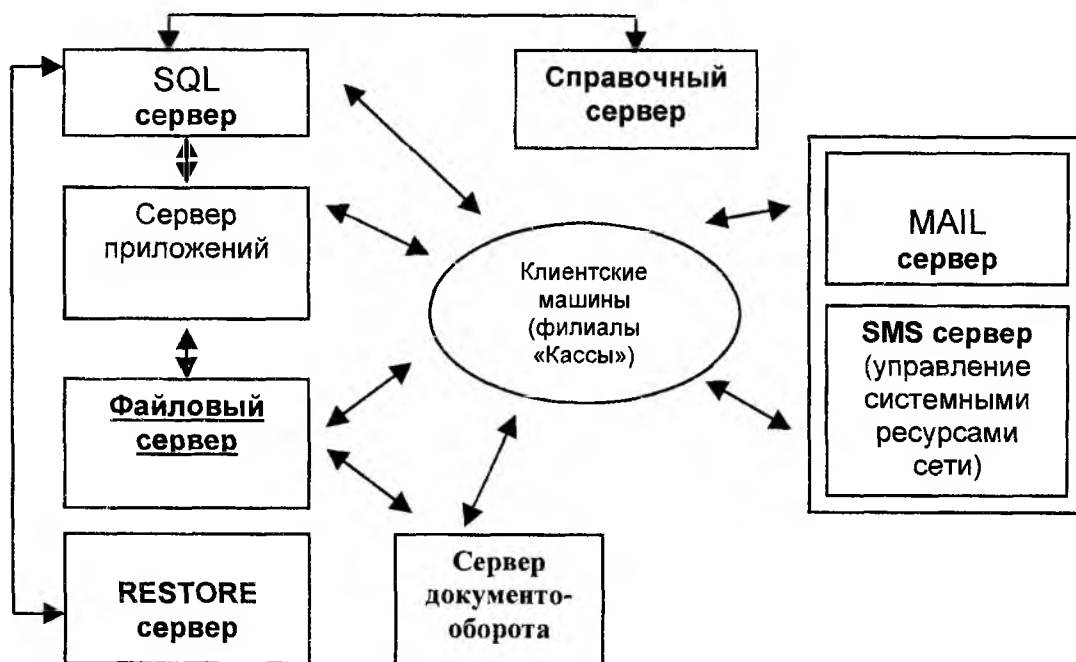


Рис. 5

Система имеет единый центр управления, любые события в сети журналируются и находятся под контролем администраторов. Система может работать поверх любых транспортных протоколов по любым каналам операторов связи или арендуемых PSTN.

При этом необходимо уделить внимание системе безопасности АСР. Всю сеть предлагается защитить технологией firewall (Cisco Systems). Рабочие группы изолированы в рамках локальной сети с помощью Vlan. Любые попытки взлома сети фиксируются, Пользователи имеют свои регулярно обновляемые пароли. Каждый пользователь имеет свои полномочия согласно выполняемым им функциям. Парольная защита – многоуровневая. Разработано специальное программное обеспечение по генерации паролей, организован учет, доставка и выдача паролей, их хранение и утилизация.

Система базируется на определенных концептуальных положениях. Одно из основных условий – непротиворечивость и интеграция в технологию TMN (Telecommunication Management Network). TMN предполагает наличие транспортной сети X.25 IP или FR. АСР строится на идеологии “открытых систем”, базируется на семиуровневой модели OSI, позиционируется как элемент уровня “управление обслуживанием”.

Региональная сервис служба (РИБС) создается для работы в структуре сервисного Центра обслуживания абонентов на уровне области, райцентров, города.

Численность региональной ИБС АСР не более 3-5 человек при емкости сети на 10 000 NN, задействованной емкости местной телефонной сети оператора. Доступ к функциям АСР должен обеспечиваться с рабочих мест операторов (рис. 6).



Рис 6

На рис. 7-9 представлены структурные и функциональные схемы систем с различными вариантами взаимодействия ИБС с операторами и пользователями услуг связи.

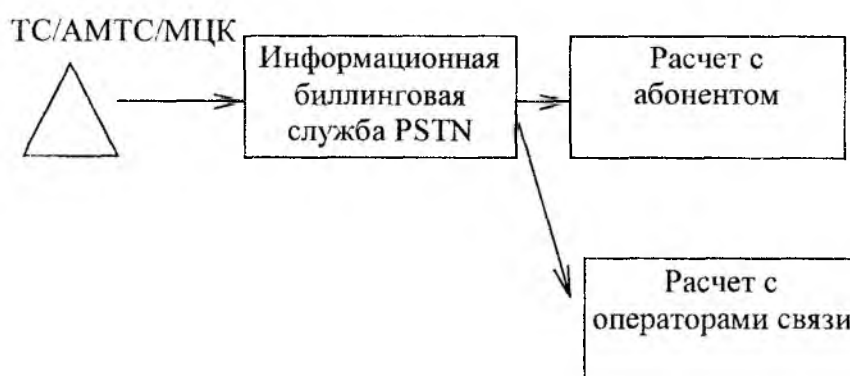


Рис. 7

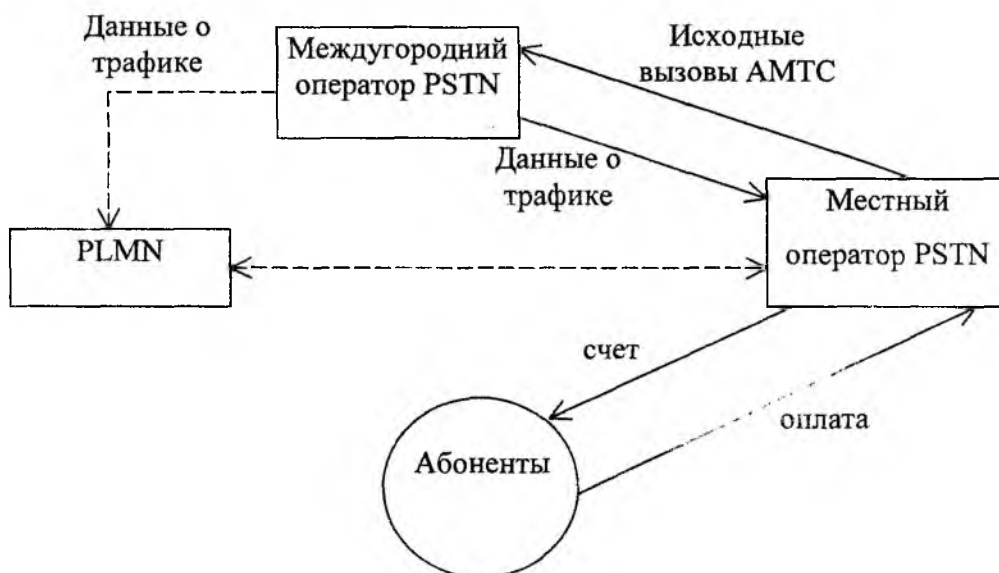


Рис. 8

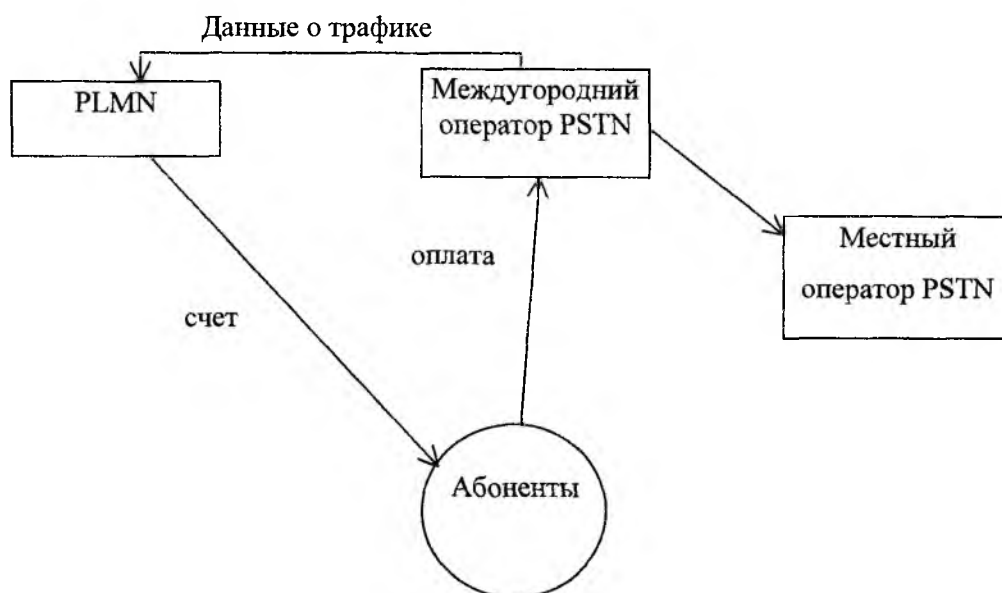


Рис. 9

Рассмотрим деятельность "Укртелекома" и его структурных подразделений в роли регионально-го поставщика услуг коммутуемого доступа в Internet (оператора PSTN), которого можно предста-вить в виде розничной продажи ресурсов, обеспечивающих доступ в Internet конечным пользова-телям или оптовой продажи этих ресурсов провайдерам Internet (рис.10). К продаваемым ресурсам от-носятся каналы в Internet, серийные телефонные номера и пучки соединительных линий (СЛ).

Цель данного примера - получение модели расчета повременной оплаты коммутуемого досту-па в Internet.

Архитектура модели расчета должна базироваться на взаимосвязях основных параметров надеж-ности узла доступа в Internet с критериями качества предоставляемых услуг при выполнении главных условий (рис.11). Факторы, определяющие качество доступа в Internet при расчете не учитываются, т.к. доступ обеспечивается существующей технологией PSTN, регламентируемой протоколами TCP/IP (МККТТ, МСЭ).

Для решения поставленной задачи в качестве основного показателя повременной оплаты за пре-доставление пользователю коммутуемого доступа в Internet будем рассматривать только доходы  $D$ , получаемые региональной дирекцией "Укртелекома" за фактически отработанное пользователями время в Internet.

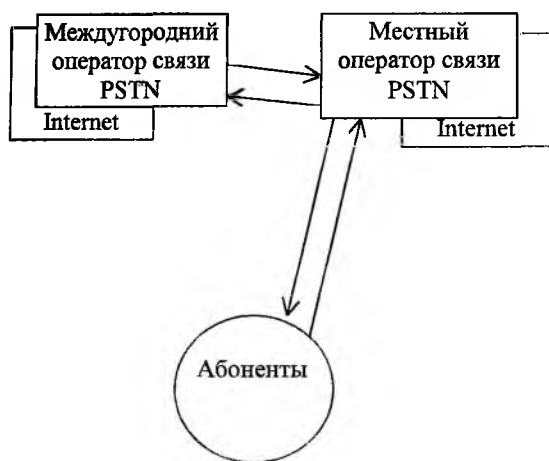


Рис. 10

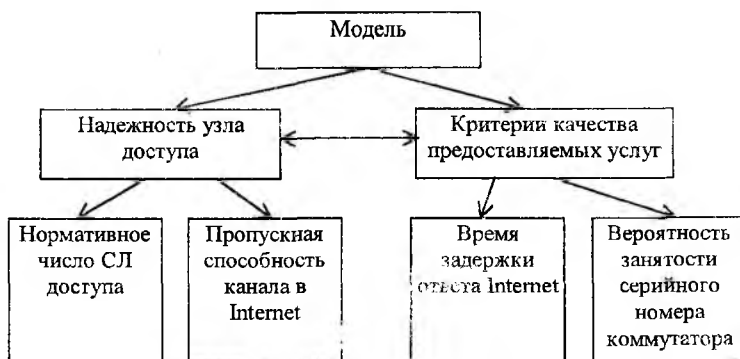


Рис. 11

В качестве расходов  $P$  - переменные расходы, связанные с арендой каналов доступа в сеть "Internet",  $P = P_{кан}$

Расходы  $P_{кан}$  зависят от требуемой пропускной способности каналов в Internet  $V$  и ежемесячной арендной платы  $\Pi_{кан}$  за единицу пропускной способности:

$$P_{кан} = V \cdot \Pi_{кан} \quad (1)$$

Рассмотрим, как связаны между собой заданные критерии качества обслуживания и заданные параметры узла доступа.

Величина пропускной способности  $V$ , заказываемая у международного провайдера Internet, определяется через среднюю скорость передачи информации  $V_{ср}$  по коммутируемым каналам:

$$V = \alpha \cdot N \cdot V_{ср}, \quad (2)$$

где  $\alpha$  - весовой коэффициент  $[0 < \alpha \leq 1,0]$ .

Величина  $\alpha$  влияет на величину времени задержки ответа при запросе пользователем информации с сервера оператора связи (чем больше  $\alpha$ , тем меньше время задержки). Эта величина зависит от соотношения служебной и полезной информации в запросах пользователей (чем меньше это соотношение, тем больше коэффициент), а также от коэффициентов использования коммутируемых каналов доступа для пользователей. Число коммутируемых каналов  $N$  на этапе инженерного проектирования определяется с помощью коэффициента  $\beta$ , соответствующего числу пользователей, приходящихся на один коммутируемый канал доступа в Internet. Однако на этапе предоставления услуг число коммутируемых каналов можно рассчитать с помощью формул теории массового обслуживания.

При простейших предположениях о входящем потоке (пуассоновский поток вызовов с произвольным распределением времени обслуживания и фиксированным средним) такая вероятность вычисляется по формуле Эрланга

$$p_0 = \frac{P^N / N!}{\sum_{k=0}^N P^k / k!} \quad (3)$$

где безразмерный параметр  $P$  в теории телетрафика соответствует интенсивности нагрузки в Эрланг [1]. При этом величина  $P$  выбирается в соответствии с рекомендацией МККТТ в час наибольшей нагрузки [2]. Число коммутируемых каналов  $N_{кан}$  ( $P_n, p_0$ ), которое для заданной интенсивности поступающей нагрузки  $P_n$  обеспечивает заданную  $p_0$ , определяется из (3). Определив число каналов и расходы на каналы, можно записать:

$$P_{кан} = \alpha N_{кан}(p_n, p_0) V_{ср} * \Pi_{кан}. \quad (4)$$

При повременной оплате каждый пользователь оплачивает время своей работы в Internet, и доходы оператора связи (региональной дирекции «УкрТелеком») определяются, исходя из обслуженной нагрузки (объем трафика), которую создают пользователи за месяц работы в Internet. Следовательно, доходы оператора связи за месяц можно определить из формулы

$$D = \sum_{i=1}^M P_{\text{обсл}_i} * \Pi_i, \quad (5)$$

где  $P_{\text{обсл}_i}$  – обслуженная нагрузка в  $i$ -й час месяца, численно равная суммарному времени работы абонентов за этот час;  $\Pi_i$  – оплата одного часа работы;  $M$  – количество рабочих часов в месяц.

Введение индекса в обозначениях нагрузки и оплаты необходимо вследствие возможного наличия у операторов связи нескольких тарифов в течение суток (дневной и ночной тариф), откуда прибыль для оператора связи будет определяться по формуле

$$\Pi = D - P. \quad (6)$$

На качественном уровне понимается, очевидно, что с увеличением нагрузки при фиксированном качестве доступа увеличивается потребность в пропускной способности каналов в Internet.

### Выводы

1. В период активного развития единой национальной сети связи Украины (ЕНССУ) важным требованием, предъявляемым к автоматизированной обработке на основе АСУ экономической информации, является системный подход к сбору исходных данных, их обработке и получению результатов о производственно-хозяйственной деятельности предприятий связи, в т.ч. на основе автоматизированных систем расчета (АСР) в сервисных центрах корпоративных сетей региональных дирекций «Укртелекома».

2. При работе с этой моделью особое внимание следует уделить точности полученной оценки прибыли при условии наличия информации о дебиторской задолженности, а также с учетом скидок по времени суток (дневное в ЧНН – высокий тариф, ночное – льготный тариф), а также в праздничные и выходные дни.

3. Льготный тариф не должен повлечь превышение расходов над доходами, что не выгодно оператору связи, предоставляющему коммутируемый доступ в Internet пользователям.

**Список литературы:** 1. Кормашев Ю.И., Пшеничников А.П., Харкевич А.Д. Теория телетрафика. М.: Радио и связь, 1996. 2. Рекомендации Е.500 МККТТ, 1988. (Управления сетью и расчет нагрузки, качество службы). 3. Резников Н.П. Маркетинг в телекоммуникациях. М.: Эко-Трейд, 1998. 4. Электросвязь №2, 2000г. С.30. 5. Николаев Н., Давыдов В. Действующие автоматизированные системы расчетов: результаты сертификационных испытаний // Вестник связи. 1999. №1. С. 3–7. 6. Скворов В., Кириллов А. Система расчетов «Марбил» // Вестник связи. 1999. №1. С.7–10. 7. Зверев Б., Кормилицын В., Прижуков Б. Эволюция взглядов на роль системы расчетов в бизнесе оператора // Вестник связи. 1999. №1. С.10–13. 8. Голомшток Л., Запасская Е., Самошкина Н. Биллинговые системы: проблемы, решения, испытания // Вестник связи. 1999. №1. С.14–16. 9. Летихов Ю., Жук Н., Земскова Н. Система расчетов «Старт» // Вестник связи. 1999. №1. С.17–19. 10. Нинбург С., Узилевский В., Щуко Е. Об одной технологии расчетов за телекоммуникационные услуги // Вестник связи. 1999. №1. С.21–24. 11. Кільчицький Є.В. Управління діяльністю в телекомунікаціях // Зв'язок. 2000. №6. С.17–21. 12. Абольников Ю. Связь в «пакетиках» // Мир связи. 2001. №1-2. С.12–17.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
Харьковская дирекция АО «Укртелеком»

Поступила в редколлегию 03.10.2001 г

## ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ И СЕТЯХ

Телекоммуникационные системы локальных объектов (регионов, стран) и в целом объектов глобального масштаба за последнее десятилетие претерпели существенное изменение. По сути, мы переживаем революционные сдвиги, проявляющиеся в резком росте потребностей и объемов информационного обмена, в расширении номенклатуры и качества услуг связи, в постоянной модернизации самих технологий. Как проявление последних явилось возникновение множества различных технологий [1], требующих тех или иных усилий для их конвергенции [2].

После получения практического опыта эксплуатации современных цифровых сетей стало очевидно, что без решения задач гибкого управления режимами, предоставлением услуг, трафиком, техническим и иным резервом в распределенной динамической системе телекоммуникации не обойтись. Характерно, что как бы тот или иной оператор не стремился получить систему телекоммуникации, состоящую из однородных, согласованных по технологии элементов, в силу открытости любая система становится мультитехнологичной. Именно проблема интеграции систем с учетом факта их мультитехнологичности затрудняет не только решение, но и постановку задачи создания автоматизированной системы управления в телекоммуникационных системах и сетях.

Современные телекоммуникационные системы, являясь открытыми организационно-техническими системами, в процессе функционирования постоянно изменяют не только свою конфигурацию, но и режимы. Такая система является динамической, и при достаточно общих предположениях, ее динамическое состояние может быть представлено многомерным дифференциальным уравнением [3, 4]

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \Phi(\bar{x}(t), t) + G(\bar{x}(t), \bar{\xi}(t)), \quad (1)$$

где  $\Phi(\bullet)$ ,  $G(\bullet)$  – соответственно детерминированная и случайная компоненты, определяющие скорость изменения состояния системы, параметризованной через вектор  $\bar{x}^T = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ ,  $N = 1, 2, \dots, N$ ;  $\bar{\xi}^T(t) = (\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_n(t))$ ,  $n = 1, 2, \dots, n \leq N$  – вектор параметров, порождающих случайный характер системы, в частном случае  $\bar{\xi}_n(t)$  – вектор белых гауссовых шумов. Представление (1) является достаточно общим, а его оправданность и возможность выражения в виде аддитивной комбинации правой части объясняется с позиций теоремы Крамера-Линдбеттера [4].

Динамическая система (1), являясь нестационарной и нелинейной, не может выполнять функциональные задачи, не будучи управляемой. Управление состоянием  $\bar{u}(t)$  системы (1) можно представить третьим членом в правой части [4]:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \Phi(\bar{x}(t), t) + B(\bar{u}(t), \bar{x}(t), t) + G(\bar{x}(t), \bar{\xi}(t), t), \quad (2)$$

где  $B$  – матрица, определяющая уровень влияния управления  $\bar{u}(t)$  на состояние системы  $\bar{x}(t)$ .

Система (2) функционирует в соответствии с критерием качества [4]:

$$y = \frac{1}{2} M \left\{ \bar{x}^T(t_f) D \bar{x}(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} [\bar{x}^T(t) Q \bar{x}(t) + \bar{u}^T(t) R \bar{u}(t)] dt \right\}, \quad (3)$$

где  $M\{\bullet\}$  – знак получения математического ожидания;  $D$  – матрица, определяющая состояние вектора  $\bar{x}$  в конечный (финальный) момент времени действия управления  $\bar{u}(t)$ ;  $Q$  и  $R$  – матрицы, определяющие потери в системе при изменении состояния ( $Q$ ) и потери на самоуправление ( $R$ ). В линейном случае управление  $\bar{u}(t)$  является функцией состояния системы [3, 4]

$$\bar{u}(t) = C \bar{x}(t) \quad (4)$$

где  $C$  – матричный коэффициент, определяющий масштабность управляемых воздействий  $\bar{u}(t)$ .

Оставляя без обсуждения такие важные характеристики управляемых систем, как обеспечение условий наблюдаемости, управляемости, устойчивости всей системы и самого управления (4), остановимся на возможности получения и реализации алгоритма функционирования системы, определяемого уравнением состояния (2).

Достаточно просто система (2) реализуется в скалярном случае, при  $\dim x=1$ . С возрастанием размерности вектора состояния резко возрастают трудности параметризации и структуризации системы. Выбор значений отдельных элементов матриц  $D$ ,  $Q$  и  $R$  становится не однозначным, носящим значительный уровень субъективизма. Такие векторные многокритериальные задачи имеет смысл использовать для одношаговых процедур управления, когда за время  $\Delta t = t_f - t_0$  в момент  $t_f$  завершается процесс перевода системы из состояния  $\bar{x}(t_0)$  в  $\bar{x}(t_f)$ . Для динамических, развивающихся в течение времени наблюдения систем, необходимо переходить к многошаговым, типа динамического программирования, процедурам.

Многомерную, многокритериальную и многошаговую задачу управления в телекоммуникационных системах на практике реализуют в виде многоуровневых иерархических процедур, где в качестве координатора между отдельными блоками управления и уровнями иерархии выступает лицо, принимающее решение (ЛПР). Проблема синтеза управления еще более усложняется за счет распределенного характера телекоммуникационных систем. В этих условиях часто переходят к «ручным» методам управления с привлечением ЛПР. К числу таких методов можно отнести контроль за планом или графиком выполнения тех или иных работ, контроль за ритмом выполнения повторяющихся операций. К счастью, многие функции в телекоммуникационных системах поддаются параметризации и могут быть формализованы в виде задач оптимального управления. Рассмотрим более подробно программы, которые уже разработаны или разрабатываются по проблеме управления в современных телекоммуникационных системах и сетях ведущими разработчиками этих систем и сетей.

Существует несколько глобальных программ [5, 6, 7] наиболее значимые среди которых: концепция сети управления телекоммуникациями (Telecommunications Management Network - TMN), принятая в середине 80-х годов ITU – T; стандарт SNMP, предназначенный для администрирования корпоративных сетей передачи данных; программа Parlay, предложенная Европейским институтом стратегических исследований в области связи (EURESCOM); децентрализованная распределенная технология (CORBA, JAVA, DCOM); технология TINA (Telecommunication Information Networking Architecture), ориентированная на значительное расширение набора услуг связи, на рост бизнес-компонента.

Технология TMN [6], появившаяся раньше других, представляет собой систему управления электросвязью, имеющей гетерогенную структуру, реализуется полностью или частично автономно от информационной сети. При этом, данное отделение осуществляется как на физическом, так и на логическом уровнях. Задачи же управления решаются через соответствующие интерфейсы в ряде точек информационной сети. Данные задачи формулируются в рамках 4-х направлений:

- структура и принципы входа/выхода;
- средства взаимодействия (протоколы) между объектами управления;
- средства структурного описания наборов данных и операций (объектно-ориентированный, структурный язык описания данных);
- система поддержки работы распределенных объектов (информационная база данных и средства работы с ней).

Следует отметить, что в концепции TMN заложена стратегия централизованного управления. Для подключения объекта (сетевого приложения, элемента) к сети TMN используются принципы Агент/Менеджер, которые являются программами-посредниками, преобразующими структурные запросы приложения в поток данных. Функция Агента напоминает задачи сервера, то есть он обслуживает запросы со стороны приложения. Функция Менеджера напоминает функцию клиента, то есть программа формирует запросы к соответствующим объектам и получает от них ответы. Каждый элемент сети заменяется некоторой абстрактной информационной моделью, интерпретируемой как сетевой ресурс. Такая замена позволяет осуществлять контроль состояния данного объекта и управление им, абстрагируясь от его физической сущности. Задача структуризации таких информационных моделей является центральным моментом и наиболее трудоемкой процедурой разработки интерфейса сетевого элемента со средой TMN. Данная задача может успешно решаться с использованием упомянутой выше системы поддержки распределенных объектов. Информационная база данных присутствует не только в TMN, но и в остальных технологиях.

Технология TMN достаточно проработана, и в ряде стран она внедряется. Вместе с тем, эта проработка получила и отрицательное свойство: описание различных атрибутов чрезвычайно сложно и громоздко. Оборудование, выпускаемое рядом фирм, таких, как Vertel, HP, Sun и др., часто не совместимо.

Стандарт SNMP предназначен для работы в сетях распределенного обмена. Он реализует принцип взаимодействия Менеджер/Агент, является объектно-ориентированным, определяет структуру операций-примитивов, описания наборов данных на языке ASN.1. Он нашел широкое применение в системе Internet. Более применимым в телекоммуникационных сетях оказался новый протокол CMIP (Common Management Information Protocol). С появлением децентрализованных технологий (CORBA, JAVA, DCOM) стандарты SNMP и CMIP начали терять свою популярность, поскольку новые оказались более дешевыми и с большими возможностями.

Разработка Parlay началась в 1998 году по инициативе ряда производителей оборудования. Данная программа предполагает сделать попытку разработки нового интерфейса между традиционной ТФОП, расширенной до функций интеллектуальной сети, мобильными сетями различных стандартов (NMT, GSM, CDMA) и перспективной UMTS, а также сетью Internet. Попытка построить гибридные сети является актуальной, однако пока решения данной задачи не проработаны до конца.

Технология CORBA с использованием языка программирования JAVA и технологией доступа к распределенным объектам DCOM является технологией распределенных вычислений и по своей архитектуре обеспечивает связь между распределенными по сети объектами с использованием объектно-ориентированного подхода. Главными объектами CORBA являются:

- брокер запросов к объектам, представляющий собой своеобразную программную шину-интерфейс, обеспечивающую связь приложений с удаленными объектами. Это позволяет работать, не привлекая информации о том, где именно находится объект и в активном ли он состоянии;
- язык определения интерфейсов OMG IDL, позволяющий определять интерфейсы и их структуру, не зависящий от реализаций. Это дает возможность работы в гетерогенной среде;
- дополнительные услуги: динамическое формирование запросов (DII), депозитарий интерфейсов (IR), динамическая обработка запросов (DSI) и др.

Объектная модель CORBA позволяет производить разработку клиентской программы независимо от операционной системы и аппаратной платформы. Технология JAVA представляет собой открытую, стандартную, универсальную платформу для сетевых распределенных вычислений. Технология включает в себя новый язык программирования JAVA, виртуальную машину, в коды которой (байт-коды) транслируются JAVA-приложения, то есть программы на языке JAVA. DCOM является разработкой фирмы Microsoft и представляет собой развитие предыдущих разработок OLE и COM. В отличие от CORBA и JAVA технология DCOM – закрытая разработка фирмы.

Концепция TINA [5] направлена на разработку программной архитектуры для объединенного управления всей совокупностью телекоммуникационных и информационных услуг, для передачи высококачественного мультимедиа-трафика, мобильной связи и др. Подразделения TINA базируются на 2-х принципах разбиения: на уровне обработки и на уровне управления. Уровни обработки содержат уровни аппаратного обеспечения, операционной системы, среды распределенной обработки и приложений. Уровни управления соответствуют принципам TMN.

Это управление строится по иерархии, соответствующей специфике того или иного уровня и логике соподчиненности.

1. Самый низкий уровень управления осуществляется в сетевых элементах (NE), в оборудовании и средствах связи, где осуществляется выбор режимов, включение и выключение аппаратуры.

2. Управление элементами сети (EML), резервом, доступом, элементами технического обслуживания.

3. Управление сетью (NML), обеспечение заданного трафика, коммутация, маршрутизация.

4. Управление услугами (SML), биллинг, претензии, планирование.

5. Уровень делового управления (BML), бизнес-управление, маркетинг, планирование инвестиций, постановка целей.

Разработчики TINA опирались на новейшую методологию проектирования систем связи и прогрессивные технические решения существующих технологий: В – ISDN, TMN, IN и др. От интеллектуальной сети была позаимствована идея разделения функций предоставления услуг, функции коммутации и принципы функционального моделирования. От В – ISDN – идея разделения управления вызовом и управления соединением.

Концепция находится в стадии доработки, однако японская компания NTT уже внедрила TINA в вычислительных сетях [5].

**Список литературы:** 1. *Варакин Л.Е.* Направления развития инфокоммуникаций России на основе современных технологий и мировых тенденций// Труды Междунар. академии связи. 2001. №1.С.23 2. *Рамнат А, Лакими – Ротан.* Когда конвергенция становится реальностью// Электросвязь. 2001. №5.С.29 3. *Олійник В.Ф.* Основы теорії систем зв'язку. Математичні моделі телекомунікаційних систем. Київ: Техніка, 2000. 152 с. 4. *Сейдж Э.П., Уайт Ч.С.* 111. Оптимальное управление системами. М.: Радио и связь, 1982. 392 с. 5. *Hilson D., Harrison D.* TINA based Systems software architecture to support global transactional initiatives// IWN Network. 2001. 6. *Ерохин А.В., Корнева Н.А.* ТМН: надежда и реальность подходов// Вестник связи. 2000. №4.С 25 7. *Князев К.Г., Гурдус А.О.* Новые ракурсы сетевого управления// Труды Междунар. академии связи. 2001. №2.С 27

Харьковская дирекция АО «Укртелеком»

Получено в редколлегию 03.10.2001

## О ВЫБОРЕ НОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ МОДЕРНИЗАЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Развитие сетей связи в современном мире идет по пути перехода к широкополосным услугам и интеграции широкополосных систем передачи данных (СПД), телевидения и существующих сетей телекоммуникаций.

Внедрение современных технологий, как правило, осуществляется при наличии в сети старых и новых технологий, причем, новые технологии могут существенно отличаться своими протоколами, более того, в рамках одной технологии используется аппаратура различных поколений с разными возможностями и интерфейсами.

"Островная" стратегия внедрения новых технологий в телекоммуникационных сетях, как правило, выгодна по экономическим соображениям, но ставит ряд серьезных задач по модернизации сети:

1. Возможности взаимодействия оборудования на стыках сетей с различными технологиями.
2. Выбор новых технологий и оборудования при модернизации сетей со смешанными технологиями.
3. Влияние технологий на параметр качества сервиса QoS при прохождении информации через сегменты с разными технологиями.
4. Степень прозрачности сети с различными технологиями для приложений, представляющих услуги пользователям.
5. Выбор стратегии модернизации смешанной сети по прогнозируемым трафикам и услугам.

Имеется большое число публикаций по современным технологиям, например, [1-4]. Однако большой объем имеющейся информации затрудняет принятие решения на этапе разработки общей стратегии модернизации существующей сети. Целесообразно иметь базу данных с наиболее важными качественными показателями современных технологий.

Проанализируем наряду с классической цифровой технологией PDH перспективные технологии SDH, FR, ATM, AON. Будем учитывать, что LAN-технологии взаимодействуют с перечисленными выше технологиями при организации удаленного доступа к локальным сетям через городские (MAN) и глобальные (WAN) сети.

Технология ATM включает все семь уровней взаимодействия OSI и имеет следующие показатели:

- специально разработана для передачи смешанного широкополосного трафика (тональных сигналов, видеосигналов, сигналов изображения, данных);
- может объединять различные типы трафика и различные требования к его передаче, причем, возможно динамическое перераспределение трафика в процессе передачи;
- асинхронное мультиплексирование обеспечивает более гибкое использование полосы, поскольку предусматривает загрузку данных по мере их поступления от источника;
- используется пакетная коммутация;
- пакеты (ячейки) фиксированной длины, достаточно короткие (всего 53 байта), что позволяет уменьшить задержки при передаче голоса и видео (в большинстве других технологий пакеты имеют переменную длину и, как правило, очень велики, что обеспечивает качественную работу СПД, но приводит к появлению задержек);
- ATM менее эффективна и экономна для передачи данных, чем классические технологии, например, Frame Relay (для блоков данных в 32 байта эффективность ATM порядка 34 % и только для больших массивов в 4900 байт эффективность 89 % в сравнении с FR);
- сложная архитектура внутренних протоколов, охватывающих различные уровни OSI и интерфейсы взаимодействия (в отличие от большей части технологий, работающих не выше третьего уровня, ATM занимает все семь уровней);
- ATM объединяет все существующие и перспективные технологии в едином протоколе, что определяет достаточно сложную и разветвленную архитектуру ATM;
- возможно применение в любых по размеру сетях (в локальных LAN-сетях из-за своей сложности при низких трафиках применение не всегда оправдано);
- прозрачность сети ATM для других технологий, которая обеспечивается за счет применения двух протоколов: VC-мультиплексирования, при котором трафик от разных протоколов передается

по различным виртуальным каналам, и многопротокольной инкапсуляции (вложения) LLC, причем, в обоих случаях протоколы передачи данных, например, TCP/TP, переносятся в поле информационной нагрузки уровня CPCS PDV;

- возможна организация удаленного доступа к LAN-сетям через ATM-сети с помощью специальных протоколов LANE (LUNI и LENNI), реализуемых в шлюзах ATM/LAN, которые со стороны LAN выступают как устройства типа моста маршрутизатора, а также с помощью трехуровневого протокола MPOA для передачи трафиков от роутеров.

Frame Relay – наиболее распространенная технология глобальных WAN-систем передачи данных имеет следующие показатели:

- упрощенный в сравнении с X.25 протокол без обнаружения и исправления ошибок, обладающий низкой протокольной избыточностью;
- более высокая в сравнении с X.25 скорость передачи данных (кадры в коммутаторах не подвергаются преобразованиям и не передаются квитанции подтверждения между коммутаторами на каждый кадр);
- приспособленность к передаче пульсирующего трафика;
- обязательно наличие высококачественной линии связи, как правило, на основе оптического кабеля;
- способность гарантировать ряд параметров качества является ключевым достоинством FR;
- вместо установления приоритетов для трафика используется процедура заказа качества обслуживания при установлении соединения, отсутствующая в сетях X.25 и появившаяся в сетях TCP/IP в форме протокола RSVP, еще не поддерживаемого поставщиками услуг Internet;
- пользователь может заключить соглашение на предоставление при установлении виртуального соединения гарантированной скорости CIR, заданной пропускной способности порта  $B_c$  (гарантия качества, если предоставляется возможность пропустить дополнительную информацию), а также на дополнительный объем информации без гарантии качества  $B_e$  сверх  $B_c$ ;
- пользователь может заключить соглашение на QoS не только по формуле  $(CIR + B_e + B_c)$ , но и  $(CIR + B_c)$ , когда в сети без перегрузок кадры доходят до конечного узла даже, если пользователь постоянно нарушает соглашение, а также по формуле  $B_c (CIR = 0)$ , когда максимальная скорость обеспечивается без гарантии качества;
- пользователь платит не за пропускную способность, а за заказанные CIR,  $B_e$ ,  $B_c$ ;
- параметры качества обслуживания могут быть различными для разных направлений виртуального канала;
- FR могут представлять постоянные PVC и коммутируемые виртуальные каналы SVC;
- сумма CIR-виртуальных каналов не должна превышать пропускную способность порта коммутатора, для PVC это решает оператор сети, для SVC – программное обеспечение коммутатора;
- гарантий по задержке кадра FR не дает, что сдерживает применение FR для передачи голоса, а для видео кроме того недостаточна скорость доступа в 2 Мбит/с;
- при переходе в ATM-сеть вся служебная информация в информационных полях кадра FR преобразуется в информационные ячейки ATM.

В классической цифровой технологии PDH можно выделить один главный показатель – наличие плезиохронного мультиплексирования с выравниванием тактовых частот приходящих сигналов методом стаффинга, из-за этого PDH имеет серьезный недостаток – при демультиплексировании требуется пошаговое восстановление исходных каналов, а это в свою очередь делает невозможным непосредственно выделять требуемый канал без установки всего комплекса оконечного оборудования.

Современная скоростная цифровая технология SDH характеризуется следующими показателями:

- синхронное мультиплексирование входных цифровых потоков (трибов) позволяет идентифицировать и выделять сразу любой триб без последовательной разборки в отличие от PDH;
- могут загружаться и выгружаться трибы как PDH, так и SDH различных уровней иерархии и стандартов (европейского, американского, японского);
- входные трибы инкапсулируются (вкладываются) в синхронные контейнеры с соответствующими указателями и заголовками, причем, предусматривается наличие контейнеров различного объема, которые организуются по принципу: малый в большом, а большой в еще большем, что позволяет в зависимости от скорости триба загружать его в контейнеры соответствующего размера;
- иерархия базовых контейнеров-модулей STM стандартизирована (от STM-1 до STM-64 со скоростью от 155 Мбит/с до 10 Гбит/с);

– синхронное мультиплексирование намного сложнее псевдосинхронного, соответственно возросли требования к системе синхронизации, качеству среды передачи и параметрам системы передачи, увеличилось число параметров, существенных для работы сети;

– оборудование SDH имеет стандартные оптические и электрические интерфейсы, что обеспечивает совместимость оборудования различных производителей;

– имеется система самодиагностики первичной сети;

– большое количество сигналов о неисправностях, передаваемых по сети SDH, позволило создать эффективную систему управления на основе платформы TMN, которая обеспечивает управление сколь угодно разветвленной первичной сети из одного центра;

– сеть имеет высокую надежность за счет физического дублирования выходных потоков синхронных мультиплексоров (две оптические линии на выходе) и позволяет организовать резервированные по схемам 1+1 и 1:1, а также резервирование на уровне виртуальных контейнеров VC, распределенное по сегментам сети;

– в силу модульной конструкции SDH мультиплексоры SMUX, кроме мультиплексирования, могут за счет подбора модулей и системы управления выполнять задачи коммутации, концентрации и регенерации.

AON-технология полностью оптических сетей. Она является транспортной сетью, а ATM, SDH, PDH, Gigabit Ethernet и др. для AON – сетевые приложения.

AON технология имеет следующие качественные показатели:

– при коммутации, мультиплексировании, ретрансляции, обработке сигналов главную роль играют оптические технологии и, как правило, операции с сигналами выполняются только в оптическом диапазоне без преобразования в электрический;

– практически полная защита от электромагнитных влияний на линии, сложность несанкционированного доступа к передаваемой информации, электромагнитная совместимость с системами радиодиапазона;

– не требуется защита линий от влияний атмосферного электричества, высоковольтных линий;

– отсутствуют токи проводимости в оптических линиях, не требуется электрическая изоляция, линии могут находиться в воде и других проводящих средах;

– сложность организации дистанционного питания промежуточного оборудования (необходимость использования оптических кабелей с проводящими жилами или другие способы);

– сверхбольшие полосы пропускания и сверхбольшие скорости передачи цифровой информации, особенно в случае использования плотного волнового мультиплексирования DWDM (оптическое ЧРК с плотным расположением большого числа оптических несущих, для которого по ITU-T установлена сетка частот с интервалом 100 или 50 ГГц, например, 40 каналов STM-64 обеспечивают при шаге 100 ГГц скорость 400 Гбит/с на одно оптическое волокно);

– возможность организации оптической коммутации каналов и пакетов и соответственно – оптической маршрутизации как пассивной, так и активной;

– динамическая волновая оптическая маршрутизация с коммутацией каналов на основе волновой конверсии, т.е. смены оптической несущей после прохождения конвертора, обеспечивает большую гибкость сети и повышает эффективность использования ограниченного числа оптических каналов;

– электронное управление извлечением из общего оптического потока и добавлением в него оптических цифровых потоков на заданном программным образом множестве оптических несущих  $\lambda_i$ ;

– возможность использования оптической управляемой волновой конверсии для организации систем резервирования по аналогии с использованием виртуальных контейнеров SDH;

– прозрачность технологии для ATM, SDH, PDH, Gigabit Ethernet и других технологий низшего уровня.

В табл. 1 представлены основные требования к параметрам трафика некоторых широкополосных интерактивных служб. Данные являются результатом исследования по европейскому проекту RACE. В табл. 2-6 приведены базовые скорости передачи информации различных технологий. В современных LAN-сетях (табл. 2) могут использоваться скорости передачи от 2,5 до 1000 Мбит/с. В цифровых MAN и WAN-сетях наблюдается тенденция роста скоростей передачи (табл. 3-5). В традиционных технологиях, технологиях X.25 и Frame Relay скорости достаточно низкие (табл. 3), в псевдосинхронной технологии PDH европейского стандарта скорости достигают 564,992 Мбит/с (табл. 4), в синхронной

технологии SDH скорости еще выше – до 9953,28 Мбит/с (табл. 5). В оптических сетях скорости могут достигать 400 Гбит/с (табл. 6).

Таблица 1

| Служба               | Класс пользователей | В <sub>р</sub> , бит/с | Пачечность | Длительность пика или сеанса связи |                    | Входящая нагрузка в ЧНН, Эрл | Число вызовов в ЧНН |
|----------------------|---------------------|------------------------|------------|------------------------------------|--------------------|------------------------------|---------------------|
|                      |                     |                        |            | Т <sub>р</sub> , с                 | Т <sub>с</sub> , с |                              |                     |
| Телефония            | КС                  | 64К                    | 1          | 100                                | 100                | 0,1                          | 3,6                 |
|                      | ДС                  | 64К                    | 1          | 100                                | 100                | 0,4                          | 14,4                |
|                      | УАТС                | 64К                    | 1          | 100                                | 100                | 4,5                          | 162,0               |
| Факс (цветной)       | ДС                  | 2 М                    | 1          | 3                                  | 3                  | 0,01                         | 12,0                |
|                      | УАТС                | 2 М                    | 1          | 3                                  | 3                  | 0,03                         | 12,0                |
| Передача файлов      | ДС                  | 2 М                    | 1          | 1                                  | 1                  | 0,20                         | 10,8                |
|                      | УАТС                | 2 М                    | 1          | 1                                  | 1                  | 2,70                         | 10,8                |
| Видео-телефония      | КС                  | 10 М                   | 5          | 1                                  | 100                | 0,02                         | 0,72                |
|                      | ДС                  | 10 М                   | 5          | 1                                  | 100                | 0,02                         | 0,72                |
|                      | УАТС                | 10 М                   | 5          | 1                                  | 100                | 0,1                          | 3,60                |
| Поиск видео          | КС                  | 10 М                   | 54         | 10                                 | 540                | 0,03                         | 0,2                 |
|                      | ДС                  | 10 М                   | 18         | 10                                 | 180                | 0,10                         | 2,0                 |
|                      | УАТС                | 10 М                   | 18         | 10                                 | 180                | 0,40                         | 8,0                 |
|                      | Центр служб         | 10 М                   | 48         | 1                                  | 480                | 2,33                         | 46,2                |
| Поиск документов     | КС                  | 64 К                   | 200        | 0,25                               | 300                | 0,05                         | 0,6                 |
|                      | ДС                  | 64 К                   | 200        | 0,25                               | 300                | 0,25                         | 3,0                 |
|                      | УАТС                | 64 К                   | 200        | 0,25                               | 300                | 0,50                         | 6,0                 |
|                      | Центр служб         | 64 К                   | 200        | 0,25                               | 300                | 2,30                         | 39,6                |
| Данные по требованию | ДС                  | 64 К                   | 200        | 0,04                               | 30                 | 0,20                         | 24,0                |
|                      | УАТС                | 64 К                   | 200        | 0,04                               | 30                 | 0,60                         | 72,0                |

КС – квартирный сектор; ДС – деловой сектор; УАТС – учрежденческая АТС

Таблица 2

| Технология       | Archnet | Token Ring | Ethernet | Fast Token Ring | Fast Ethernet, 100-VG-AnyLAN, FDDI | Gigabit Ethernet |
|------------------|---------|------------|----------|-----------------|------------------------------------|------------------|
| Скорость, Мбит/с | 2,5     | 4          | 10       | 16              | 100                                | 1000             |

Таблица 3

| Технология       | Традиционные  | X.25          | FR                                            |
|------------------|---------------|---------------|-----------------------------------------------|
| Скорость, Кбит/с | От 7,4 до 9,6 | 9,6; 19,2; 56 | 64; 128; 252; 384; 512; 768; 1024; 1536; 2048 |

Таблица 4

| Уровень          | E1    | E2    | E3     | E4      | E5      |
|------------------|-------|-------|--------|---------|---------|
| Скорость, Мбит/с | 2,048 | 8,448 | 34,368 | 139,264 | 564,992 |

Таблица 5

| Уровень          | Sub-STM-1 (STM-0) | STM-1  | STM-4  | STM-16  | STM-64  |
|------------------|-------------------|--------|--------|---------|---------|
| Скорость, Мбит/с | 51,84             | 155,52 | 622,08 | 2488,32 | 9953,28 |

Таблица 6

| Технология       | FR    | Ethernet 10Base FL,FB, FX | FDDI, Ethernet 100 Base FX | STM-1 | STM-4 | Ethernet 1000 Base SX, LX | STM-16 | STM-64 | WDM (< 6-7 STM-64) | DWDM (40 STM-64 с шагом 100 ГГц) |
|------------------|-------|---------------------------|----------------------------|-------|-------|---------------------------|--------|--------|--------------------|----------------------------------|
| Скорость, Гбит/с | 0,002 | 0,01                      | 0,1                        | 0,155 | 0,622 | 1                         | 2,5    | 10     | < 60-70            | 400                              |

На рис. 1-7 даны информационные структуры, иллюстрирующие различные технологии телекоммуникационных сетей и примеры взаимодействия технологий между собой

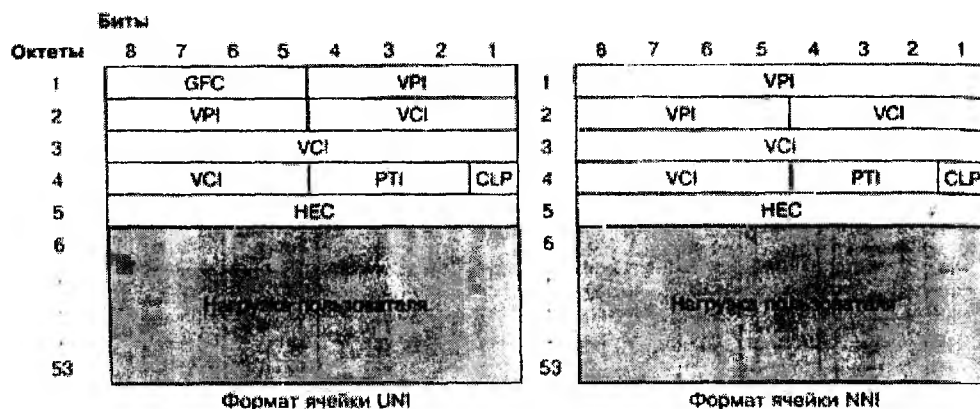


Рис. 1. Ячейки ATM

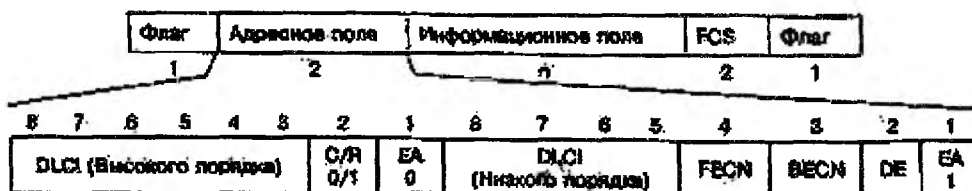


Рис. 2. Структура кадра Frame Relay с адресным полем

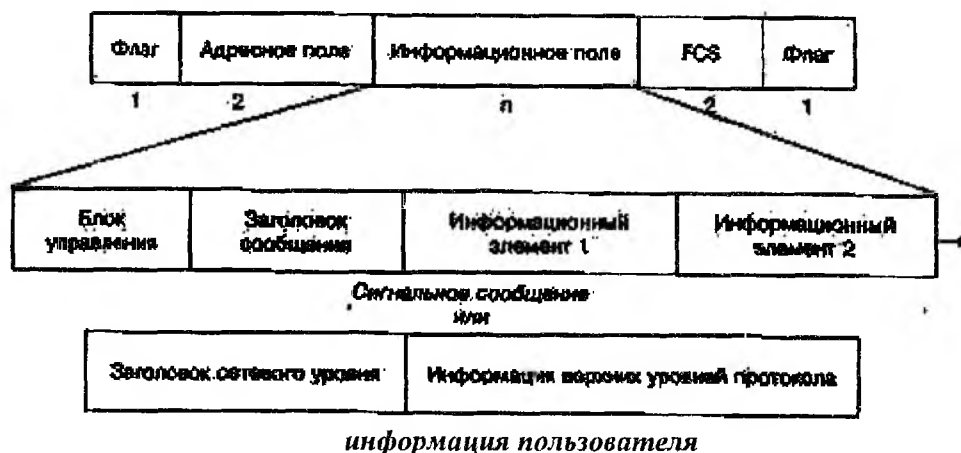


Рис. 3. Структура кадра Frame Relay с информационным полем

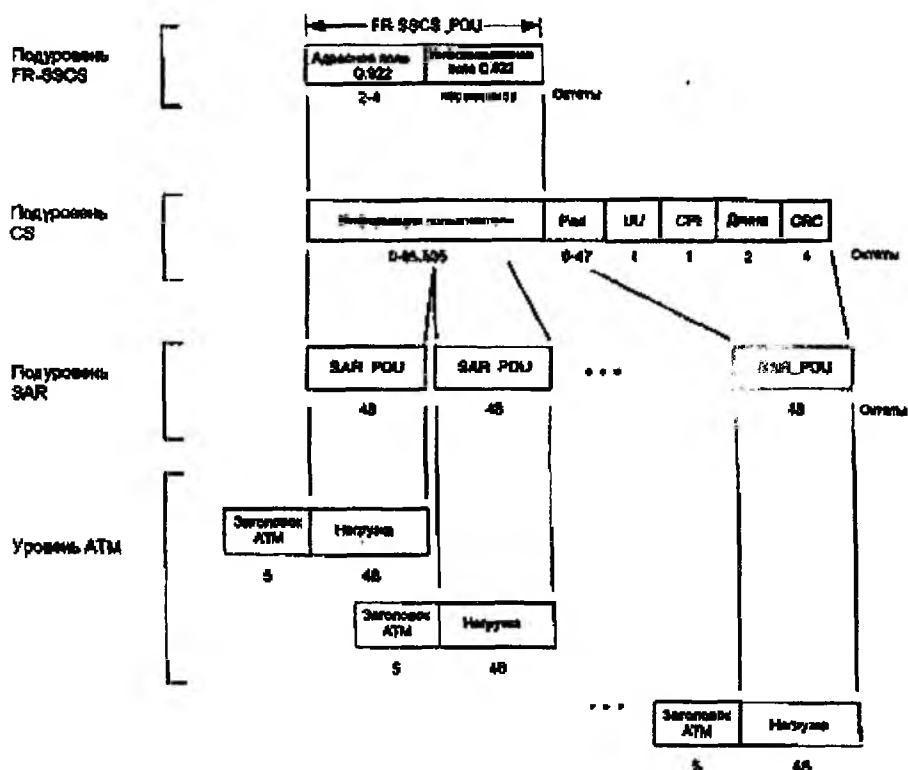


Рис. 4. Преобразование протокола Frame Relay в протокол АТМ

|                                 |                                  |                                           |                                                |                                       |                                                                  |                                                             |
|---------------------------------|----------------------------------|-------------------------------------------|------------------------------------------------|---------------------------------------|------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------|
| Преамбула длиной в семь октетов | Оклет "организатор" начала кадра | "Адрес получателя" длиной в шесть октетов | "Организационный адрес" длиной в шесть октетов | Поле длины данных длиной в два октета | Поле данных переменной длины (больше 46 октетов, но меньше 1462) | Контрольная последовательность кадра длиной в четыре октета |
|---------------------------------|----------------------------------|-------------------------------------------|------------------------------------------------|---------------------------------------|------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------|

Рис. 5. Кадр Ethernet стандарта IEEE 802.3

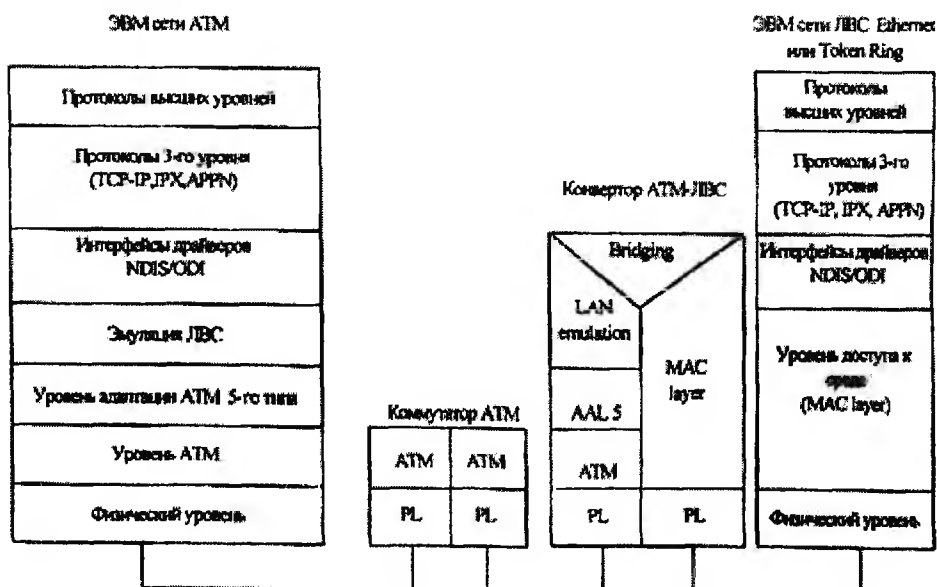


Рис. 6. Конвертирование АТМ – JIBC

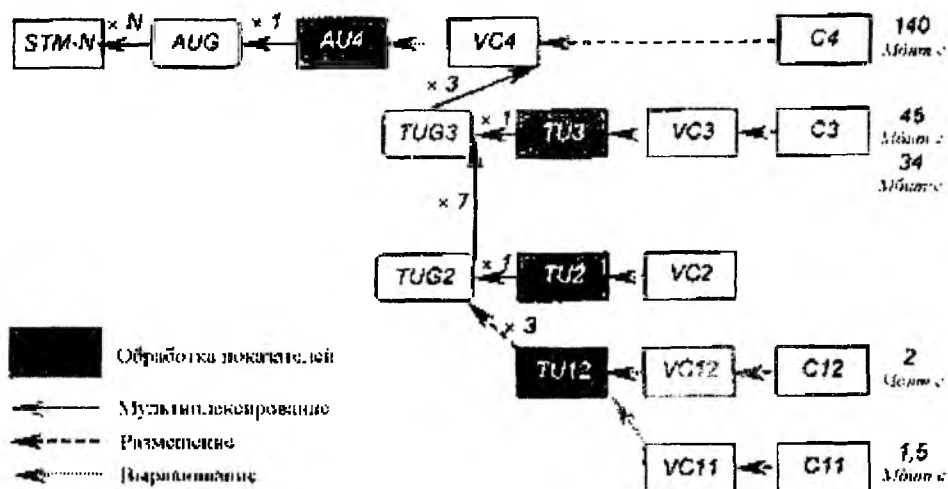


Рис. 7. Загрузка цифровых последовательностей PDH в синхронный модуль STM-N технологии SDH

**Список литературы:** 1. Назаров А.Н., Симонов М.В. АТМ: технология высокоскоростных сетей. М.: Эко-Трендз, 1998. 252с. 2. Н.Н. Слепов. Синхронные цифровые сети SDH. М.: Эко-Трендз, 1998. 252с. 3. Хендерсон Л., Дженкинс Т. Frame Relay. Межсетевое взаимодействие. М.: ЭНТРОП, 2000. 320с. 4. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. М.: Эко-Трендз, 2000. 267с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## **МЕТОДИКА СИНТЕЗА ГЕТЕРОГЕННОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОЛЬЦЕВОЙ СТРУКТУРОЙ НА МАГИСТРАЛЬНОМ УЧАСТКЕ**

### **Введение**

Современное общество характеризуется бурным развитием информационных технологий во многих областях человеческой деятельности. Внедрение этих технологий базируется на широком использовании компьютерной техники, техники связи, развитии методов и средств передачи информации, распределенной обработки и хранении данных.

Рост числа источников и потребителей информации, увеличение расстояния между ними, повышение требований к оперативности и надежности доставки информации выдвигают требования организации эффективного взаимодействия удаленных ЭВМ между собой путем объединения их в сети и построение на их основе крупных информационно-управленческих систем различного назначения.

Анализ принципов построения систем на основе применения сетей ЭВМ показывает, что удовлетворение требований, предъявляемых к ним, достигается, прежде всего, за счет эффективного проектирования транспортных сетей передачи данных, являющихся основой для построения любой сети ЭВМ.

При проектировании транспортной сети передачи данных возникает задача синтеза ее оптимальной структуры (топологии). При этом при проектировании сети с учетом реально допустимых значений пропускных способностей каналов связи для выбранной технологии возникает ситуация, когда на некоторых участках проектируемой сети необходимо организовать каналы связи с пропускной способностью, превышающей максимально возможную для данной технологии передачи данных. В данном случае приходится либо строить дополнительные линии связи, или переходить на более производительные технологии передачи данных. В ряде случаев новые более производительные технологии накладывают дополнительные ограничения на топологию сети, например, требуют организации топологии сети в виде кольца. Кроме того, возникает ситуация, когда организация сети передачи данных с высокоскоростными каналами передачи данных нецелесообразна по причине недостаточной величины информационного потока на передачу. В последнем случае целесообразна организация гетерогенной сети передачи данных, состоящей из высокоскоростного магистрального участка и низкоскоростного участка. Низкоскоростной участок позволяет организовать доступ абонентов сети к магистральному сегменту и передавать данные в пределах группы узлов обслуживаемой одним и тем же узлом доступа. При этом на разных сегментах сети применяются разные технологии передачи данных.

В данной статье предлагается решение задачи организации гетерогенной сети, в которой высокоскоростная технология передачи данных на магистральном участке требует организации кольцевой структуры.

### **Постановка задачи**

Рассмотрим постановку и математическую модель задачи синтеза структуры гетерогенной сети передачи данных (СПД) по критерию минимума стоимости.

Пусть имеется множество абонентов сети (АС)  $A = \{a_i\}$  - источников информационных потоков и задач. Обозначим:

$\{x_i, y_i\}$  - географические координаты пункта нахождения абонента  $a_i$ ;

$H = \|h_{ij}\|$  - матрица потребности в передаче трафика между АС  $a_i$  и  $a_j$ ;

$Z = \{z_m\}$  - возможные места размещения оборудования доступа (ОД) в магистральный сегмент сети,  $Z \subseteq A$ ;

$U = \{u_s\}$  - набор каналов связи (КС) определенной пропускной способности (ПС), применение которых возможно при организации низкоскоростного сегмента сети;

$V = \{v_k\}$  - набор каналов связи определенной пропускной способности, применение которых возможно при организации магистрального участка сети;

$D = \|d_{ij}\|$  - матрица приведенных затрат на строительство линии связи между АС  $a_i$  и  $a_j$ ;

$D^Z = ||d_{ij}^Z||$  – матрица приведенных затрат на строительство линии связи между пунктами, где установлено оборудование доступа (ОД) на магистральном участке сети;

$d^{LS}(u_s)$  – приведенные затраты на организацию канала связи пропускной способности  $u_s$  на низкоскоростном сегменте сети;

$d^{HS}(v_k)$  – приведенные затраты на организацию канала связи пропускной способности  $v_k$  на магистральном участке сети;

$d(z_m)$  – приведенные затраты на установку ОД

Требуется определить фактические места размещения ОД  $Z^* \subseteq Z$ , подмножества абонентов подключаемых к каждому из них  $A_z, z_j \in Z^*$  таким образом, чтобы минимизировать суммарные приведенные затраты на организацию сети в целом с учетом ограничений, связанных с использованием ОД и эксплуатационных параметров КС.

Введем следующие переменные:

$c_{ij} \in U$  – пропускная способность канала между АС  $a_i$  и  $a_j$  на низкоскоростном сегменте сети;

$c_{ij}^Z \in V$  – пропускная способность канала на магистральном участке сети;

$$b_{ij} = \begin{cases} = 1, \text{ если АС } a_i \text{ связана с } a_j \text{ низкоскоростным каналом связи,} \\ = 0 \text{ в противном случае;} \end{cases}$$

$$b_j^Z = \begin{cases} = 1, \text{ если в пункте } z_j \text{ установлено оборудование доступа,} \\ = 0 \text{ в противном случае;} \end{cases}$$

$$b_{ij}^Z = \begin{cases} = 1, \text{ если пункт } z_i \text{ связан с пунктом } z_j, \\ = 0 \text{ в противном случае.} \end{cases}$$

Требуется найти такие  $c_{ij}, c_z, b_{ij}, b_j^Z, b_{ij}^Z$ , при которых

$$W = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n \left[ d^{LS}(c_{ij}) + d_{ij} \right] \cdot b_{ij} + \sum_{i \in Z} \left[ d(z_i) b_i^Z + \sum_{j \in Z} \left[ d^{HS}(c_{ij}^Z) + d_{ij}^Z \right] \cdot b_{ij}^Z \right] \rightarrow \min \quad (1)$$

при условии:

$$f_{ij}^{LS} \leq c_{ij}, \quad c_{ij} \in U \quad \forall i, j \in A, b_{ij} \neq 0; \quad (2)$$

$$f_{ij}^{HS} \leq c_{ij}^Z, \quad c_{ij}^Z \in V \quad \forall i, j \in Z^*, b_{ij}^Z \neq 0; \quad (3)$$

$$c_{ij}^Z = c^Z, \quad \forall i, j \in Z^*, b_{ij}^Z \neq 0; \quad (4)$$

$$\sum_{j \in Z^*} b_{ij}^Z = 2, \quad \forall i \in Z^*, \quad (5)$$

где  $f_{ij}^{LS}$  – трафик в канале связи между АС  $a_i$  и  $a_j$  на низкоскоростном участке сети;  $f_{ij}^{HS}$  – трафик в канале связи между пунктами, где установлено ОД на высокоскоростном участке сети;  $c^Z$  – пропускная способность канала связи на магистральном участке сети.

Поясним смысл ограничений. Неравенство (2) и (3) учитывают ограничение на трафик в канале и значение пропускной способности, которая должна выбираться из ряда допустимых значений. Условие (4) указывает на требование, чтобы все каналы связи на магистральном участке сети имели одинаковую пропускную способность. Условие (5) указывает на требование, чтобы магистральный участок имел кольцевую структуру и объединял все узлы, где установлено ОД.

### Решение задачи

Для решения данной задачи предлагается следующий алгоритм, построенный на основе алгоритма New Clust [1], позволяющий синтезировать сеть передачи данных с концентраторами с рядом модификаций, учитывающих специфику решаемой задачи.

Предлагаемый алгоритм состоит из следующих этапов:

На первом этапе определяются зоны наибольшей концентрации требований на передачу информации и синтезируется первоначальная структура магистрального участка сети путем объединения их в кольцо.

На втором этапе:

- 1) создаются подмножества АС, подключаемых к каждому из узлов, где установлено ОД;
- 2) рассчитывается трафик в каналах связи магистрального участка, выбирается ПС из ряда допустимых значений;
- 3) производится оценка достижимого минимума ПС, которая может быть использована на магистральном участке;
- 4) выравнивается трафик в кольце посредством перегруппировки АС подключаемых к каждому из ОД.

На третьем этапе оптимизируется подсеть подключения АС к каждому из ОД.

На четвертом этапе рассчитывается стоимость полученного варианта сети.

На пятом этапе производится оптимизация первоначальной структуры сети посредством удаления пунктов доступа к магистральному участку и перегруппировки подключенных к нему АС к другому ОД. При этом при каждом удалении пункта доступа заново выполняются пункты этапов 2 и 3 и заново рассчитывается стоимость варианта сети. Если после удаления пункта доступа удалось уменьшить стоимость сети, то данный вариант принимается или в противном случае отклоняется.

Рассмотрим алгоритм подробнее:

*Этап 1:* Определение мест размещения ОД. Для этого используется эвристическая процедура для выбора мест размещения ОД в зоне наибольшей концентрации требований на передачу. Данный этап включает следующие шаги.

1. Для каждого АС создадим список, в который заносим  $K$  его ближайших соседей, принадлежащих множеству  $Z$ , где  $K$  является параметром проектирования, который влияет на величину зоны анализа при определении концентрации требований на передачу в зоне данного узла. Обозначим множество этих списков через  $M = \{m_k\}$ .
2. Для каждого узла  $i \in Z$  определяем частоту его появления в списках других узлов  $f_i$ .
3. Обозначим  $F = \max f_i$ , тогда все узлы будут иметь одну из частот  $l, l = 0, 2, 3, \dots, F$ . Для каждого узла определим величину исходящего трафика в его зоне в случае установки в нем ОД:

$$S_i = \sum_{j=1, j \in Z}^N \sum_{k \in m_j} H_k + H_i, \quad H_i = \sum_{n=1}^N h_{ni}.$$

4. Определим  $s_{\max} = \left\lceil \frac{\max S_i}{\min c_s} \right\rceil + 1$  и пересчитаем  $S_i$  в количество каналов минимальной пропускной способности, необходимых для передачи всего исходящего трафика в зоне узла  $i \in Z$ :

$$S_i^c = \left\lceil \frac{S_i}{\min c_s} \right\rceil + 1.$$

5. Определим количество узлов с одинаковым параметром  $S_i^c$  и обозначим через  $X_S$ . Получим

$$\sum_{s=1}^{s_{\max}} X_S = N_Z, \text{ где } N_Z - \text{ количество пунктов, в которых возможна установка ОД.}$$

6. Вычислим взвешенное среднее исходящего трафика зоны каждого узла

$$S_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{S=1}^{s_{\max}} S_i \cdot X_S. \text{ Величина } S_{cp} \text{ определяет нижнюю границу исходящего трафика зоны узла,}$$

где необходимо установить ОД.

7. Используя найденную величину  $S_{cp}$ , определяем текущее множество  $Z^*$  следующим образом: узел  $i \in Z^*$ , если  $S_i > S_{cp}$

*Этап 2:* Разбиение узлов на подмножества и предварительное прикрепление АС к узлам, где установлено ОД.

1. Используя множество узлов, где установлено ОД  $Z^*$ , разбиваем исходное множество на подмножества узлов  $A_i^*$  закрепленных за  $z_i \in Z^*$ . Для этого должно выполняться условие:

$a_j \in A_i^*$ , если  $d_{ij} = \min_{z \in Z^*} d_{jz}$ , т.е. узел  $a_j$  прикрепляется к ближайшему к нему узлу, где установлено

ОД.

2. Объединяем узлы, где установлено ОД в магистральное кольцо. Для этого построим цикл минимальной стоимости, который проходит через все узлы, где установлено ОД. Для решения этой подзадачи можно использовать один из известных алгоритмов решения задачи коммивояжера [2].

3. Определяем матрицу потребностей в передаче трафика, который необходимо передать через магистральный сегмент сети для всех узлов, где установлено ОД:

$$h_{ij}^* = h_{ij} + \sum_m \sum_n h_{mn}, \quad m \in A_i^*, n \in A_j^*, i, j \in Z^*.$$

4. Определим для всех узлов, где установлено ОД, суммарную величину трафика, передаваемую через магистральный сегмент к другим узлам  $z_i \in Z^*$ :  $H_i^* = \sum_{j \in Z^*} h_{ij}^*$ .

5. Используя величины  $h_{ij}^*$ , определяем потоки в каналах магистрального сегмента  $f_{ij}^{HS}$  и определяем пропускную способность каналов  $c^Z$  магистрального сегмента, удовлетворяющих ограничениям (3) и (4).

6. Определяем минимально достижимый поток в каналах магистрального сегмента при равномерном распределении исходящего трафика узлов вдоль магистрального кольца как

$$f_{\min}^{HS} = H_{cp}^* \cdot l_{cp} = \frac{\sum_{i \in Z^*} H_i^*}{n_Z} \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{n_Z - 1}{2} + 1 \right), \text{ где } n_Z - \text{количество узлов в множестве } Z^*.$$

Определяем ближайшее допустимое значение пропускной способности каналов магистрального участка  $c_{\min}^Z$ .

7. Если  $c^Z = c_{\min}^Z$ , то переходим к этапу 3, а иначе необходимо перегруппировать привязку узлов к ОД.

8. Процедура перегруппировки заключается в том, что от самого нагруженного узла отсоединяются АС и подключаются к соседнему менее нагруженному. После каждой перегруппировки выполняются шаги 3..5. Если величина  $\max h_{ij}^*$  уменьшилась, то вариант принимается и процедура повторяется для другого АС.

**Этап 3:** Оптимизируется подсеть подключения АС к каждому из ОД. Для решения этой подзадачи можно использовать один из известных алгоритмов решения задачи синтеза сети с концентраторами [3, 4]. Рассчитываем трафик в каналах сети и пропускные способности каналов на низкоскоростном участке.

**Этап 4:** Рассчитываем стоимость (1) полученного варианта сети.

На этапе 5 выполняется окончательная оптимизация сети.

### Исследование предложенного алгоритма

Исследуем предложенный алгоритм. При проведении эксперимента будем анализировать два параметра работы алгоритма: затраты машинного времени  $T_{\text{рем}}(N)$  и результирующую стоимость синтезируемой сети  $W(N)$  в зависимости от количества АС в сети  $N$ . Также будет исследовано влияние на работу алгоритма параметра проектирования  $K$ , который, как видно из описания алгоритма, влияет на первоначально синтезируемый вариант сети, и, следовательно, может сильно влиять на результаты и время работы алгоритма. Так как при малом значении параметра  $K$ , при определении концентрации требований на передачи в зоне данного узла учитывается недостаточное количество соседних узлов, а при большом - увеличивается ошибка в оценке данной величины из-за того, что учитываются узлы из зон обслуживания соседних узлов. В этом случае будут анализироваться затраты машинного времени  $T_{\text{рем}}(K)$  и результирующая стоимость синтезируемой сети  $W(K)$  в зависимости от размера сети  $K$ . Кроме того, будем исследовать работу алгоритмов в зависимости от типа исходной матрицы приведенных затрат на строительство линий связи на низкоскоростном сегменте и на магистральном участке, а именно - матрицы затрат, которая пропорциональна кратчайшему расстоянию между узлами, т.е.

$$d_{ij} = v \cdot \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2}, \quad (6)$$

где  $v$  – затраты на единицу расстояния, и матрица затрат, которая пропорциональна расстоянию между узлами, найденному по правилу «городская планировка», т.е.

$$d_{ij} = v \cdot (|x_i - x_j| + |y_i - y_j|). \quad (7)$$

Данная серия экспериментов проводилась на ПЭВМ Pentium III 700 МГц 256 МБайт ОЗУ под управлением ОС Windows 2000. Алгоритмы были реализованы на языке программирования Object Pascal с применением визуальной среды программирования Delphi 4. Реализованные алгоритмы имеют ограничение на размер синтезируемой сети – 255 узлов, что связано с применяемой техникой программирования и использованными типами переменных при написании программы.

Для формирования матрицы приведенных затрат использовался следующий алгоритм: сначала формировалось множество АС, заданных своими координатами, равномерно распределенных в пределах заданной территории (прямоугольный участок); затем определялись элементы матрицы по правилам «кратчайшего расстояния» и «городская планировка» при помощи формул (6) и (7) соответственно.

Для формирования матрицы потребностей в передаче трафика между АС использовался следующий алгоритм: для каждого пункта случайным образом задавалась величина генерируемого в нем трафика  $H'_i$ , равномерно распределенного в заданном диапазоне, затем определялись элементы матрицы как

$$h_{ij} = H'_i \cdot \frac{H'_j}{\sum_{k \in A} H'_k}.$$

Для реализации алгоритма решения задачи коммивояжера использовался метод ветвей и границ, суть которого заключается в том, что поиск дальнейшего пути прекращается, если его текущая длина превышает ранее найденный путь.

Исходными данными для работы данного алгоритма являлись:

- матрица приведенных затрат на строительство линии между узлами сети на низкоскоростном и магистральном участке (элементы матрицы формируются по правилу «кратчайшего расстояния» и «городская планировка», узлы сети располагаются в пределах прямоугольника 650x950). При этом в качестве затрат на единицу длины линии связи принимаем 100 ед. для низкоскоростного участка и 300 ед. - магистрального;
- матрица требований на передачу информации формируется по описанному выше алгоритму (диапазон случайно генерируемых величин принимаем равным 1...1024 кбит/сек);
- в качестве возможных мест установки оборудования доступа к магистральному сегменту принимаем все узлы сети;
- приведенные затраты на установку ОД во всех узлах принимаем равным 100 ед.;
- в качестве набора каналов для низкоскоростного участка и магистрального сегмента, а также затраты на их организацию представлены в таблице:

Таблица

| Низкоскоростной участок |         | Магистральный сегмент  |         |
|-------------------------|---------|------------------------|---------|
| Пропускная способность  | затраты | пропускная способность | затраты |
| 128                     | 100     | 2 048                  | 1 500   |
| 256                     | 141     | 8 192                  | 2 121   |
| 512                     | 200     | 34 368                 | 3 000   |
| 1 024                   | 282     | 155 520                | 4 243   |
| 2 048                   | 400     | 622 080                | 6 000   |
|                         |         | 2 488 320              | 8 485   |

Исследование алгоритма проводилось в два этапа.

На первом этапе экспериментально определялось оптимальное значение для параметра проектирования  $K$ . Для этого при проведении эксперимента для каждого значения размера синтезируемой сети генерировалось 5 реализаций размещения АС, для каждого из которых генерировалось по 4 ре-

лизаций матриц требований на передачу, после чего запускался алгоритм с параметром  $K$ , величина которого менялась от 2 до одной трети количества АС. Число АС увеличивалось каждый раз на пять узлов. При этом контролировались время работы алгоритма и результирующая стоимость синтезируемой сети.

На втором этапе экспериментально определялись время работы алгоритма, результирующая стоимость синтезируемой сети и количество узлов, где установлено ОД, параметр  $K$  оставался постоянным. При этом для каждого значения размера синтезируемой сети генерировалось 7 реализаций размещения АС, для каждого из которых генерировалось по 6 реализаций матриц требований на передачу, после чего запускался алгоритм с параметром  $K$ , равным значению, определенному на первом этапе. Число АС увеличивалось каждый раз на пять узлов.

Данные работы алгоритмов регистрировались в файле, который затем были импортированы в программу MS Excel, с помощью которой были получены графические зависимости.

### Анализ полученных результатов

Применение различных методов синтеза (формирование по правилу «кратчайшего расстояния» или «городская планировка») исходной матрицы приведенных затрат на строительство линии связи между узлами сети не дало качественно отличающихся результатов в анализируемых параметрах, зависимость временных затрат от размера сети имеют одинаковый характер для обоих методов синтеза. Это связано с тем, что для матрицы приведенных затрат, сформированных обоими методами, выполняется правило треугольника

$$v \cdot l_{ij} \leq v \cdot l_{ik} + v \cdot l_{kj} \quad \forall i, j, k. \quad (8)$$

Поэтому, учитывая это, а также то, что метод «кратчайшего расстояния» дает возможность более наглядного контроля оптимальности решения задачи, для дальнейшего исследования применялся метод «кратчайшего расстояния».

Результаты эксперимента по определению оптимальной величины параметра  $K$  приведены на рис. 1 и рис. 2.

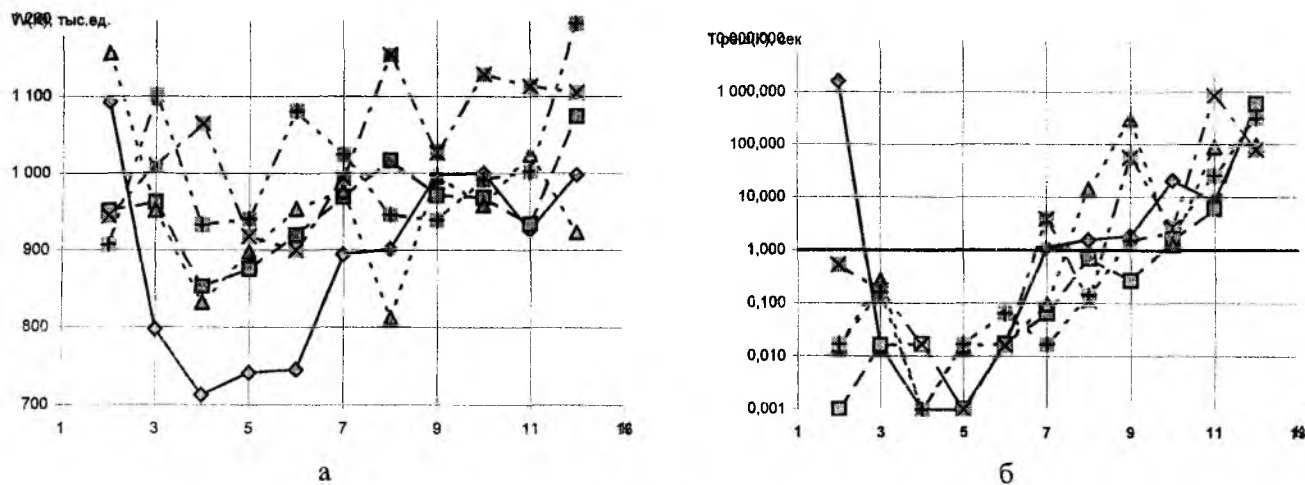


Рис. 1

На рис. 1 представлены графики контролируемых параметров (рис. 1, а – приведен график зависимости результирующей стоимости сети  $W(K)$ , рис. 1, б – зависимость времени работы алгоритма  $t_{\text{реш}}$ ) от параметра  $K$  для 5 реализаций исходных данных при  $N=35$ . Из этих графиков виден большой разброс контролируемых параметров ( $W(K)$  –  $\pm 20\%$ ) – это связано с недостаточной точностью предварительной оценки величины трафика обслуживаемого в каждом из узлов при синтезе начальной структуры магистрального сегмента. Время работы алгоритма ( $t_{\text{реш}}(K)$ ) имеет разброс от 0,001 сек до нескольких десятков минут, который можно объяснить применением алгоритма решения задачи коммивояжера, сложность которого пропорциональна факториалу количества узлов. На рис. 2 пред-

ставлены графики усредненных по всем реализациям исходных данных значений контролируемых параметров (на рис. 2, а приведен график зависимости результирующей стоимости сети  $W(K)$ , на рис. 2б – зависимость времени работы алгоритма от  $t_{\text{реш}}(K)$ ) в зависимости от параметра  $K$  для 4 значений размеров сети  $N=20, 25, 30, 35$ .

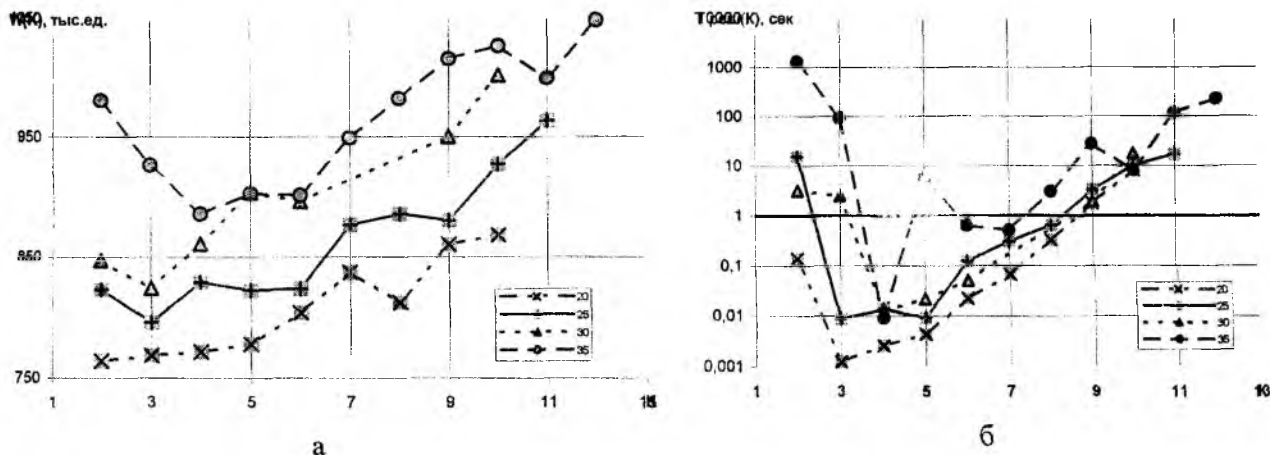


Рис. 2

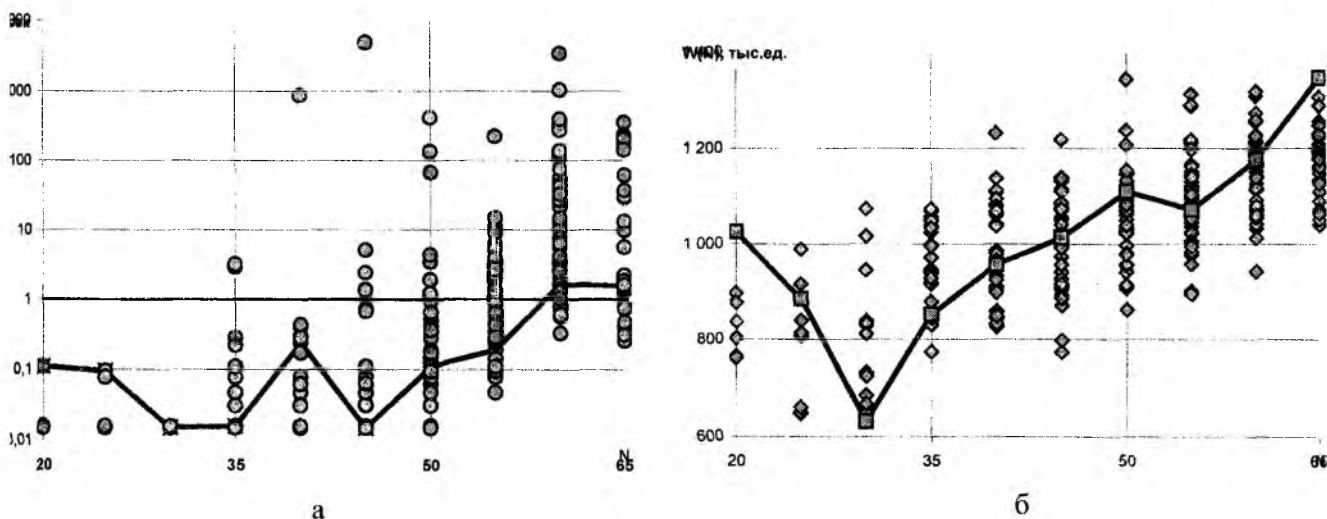


Рис. 3

Из этих графиков видно, что в среднем при  $K=3..4$  достигается минимум значения целевой функции и времени работы алгоритма. При проведении исследования на втором этапе примем значение параметра  $K=4$ .

Результаты исследования алгоритма на втором этапе при  $K=4$  представлены на рис. 3, на котором показаны отдельные реализации исходных данных, а также график усредненных по всем реализациям величин. На рис. 3, а представлена графическая зависимость результирующей стоимости синтезируемой сети  $W(N)$ , на рис. 3, б представлена графическая зависимость времени работы алгоритма  $t_{\text{реш}}(N)$ . Из графиков видно, что контролируемые параметры имеют тенденцию к возрастанию с ростом количества АС. Выброс в точке  $N=30$  для графика  $W(N)$  и  $N=40$  для графика  $t_{\text{реш}}(N)$  являются случайными, которые можно объяснить малым объемом выборки. Броски в области  $N < 40$  для графика  $t_{\text{реш}}(N)$  связаны с низкой точностью измерения в ОС Windows 2000 временных интервалов около 10 мсек. При  $N > 50$  заметно сильное увеличение времени работы алгоритма, которое можно объяснить применением при синтезе первоначальной структуры сети алгоритма решения задачи коммивояжера, сложность которого пропорционально факториалу от размерности решаемой задачи (количество узлов, где необходимо установить ОД).

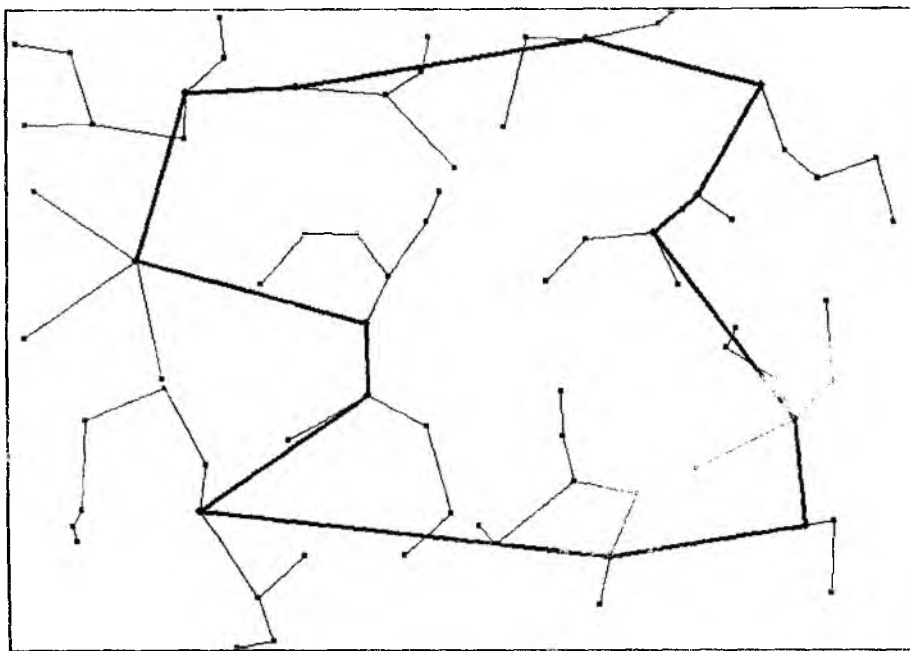


Рис. 4

На рис. 4 представлена результирующая топология сети передачи данных для размера сети  $N=75$  узлов,  $K=4$ , где жирной линией выделен магистральный сегмент, при этом стоимость сети  $W=1\,284\,562$  ед.,  $t_{\text{рем}}=26,25$  сек. Из рисунка видно как группируются АС в зонах обслуживания ОД, соединяются между собой линиями наименьшей длины как на магистральном участке (магистральное кольцо) так и на абонентском.

### Заключение

Предложенная в статье методика позволяет синтезировать оптимальную по критерию стоимости гетерогенную сеть передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке и произвести расчет пропускной способности каналов связи.

Данную методику рекомендуется применять в том случае, когда возникает ситуация в которой невозможно организация сети передачи данных с использованием одной технологии передачи из-за того, что на некоторых участках сети необходима организация каналов с пропускной способностью превышающей максимально возможное значение для выбранной технологии, а использование более производительной технологии экономически нецелесообразно. Сеть передачи данных синтезированная по описанной методике позволит сэкономить средства за счет минимизации расходов на строительство линий связи между узлами сети (отпадает необходимость строительства параллельных линий для увеличения пропускной способности между узлами) и оптимального выбора пропускных способностей каналов.

Предложенная в статье методика выбора мест для установки оборудования доступа в магистральный сегмент сети позволяет разбить задачу синтеза сети передачи данных на две подзадачи: подзадачу синтеза централизованной абонентской сети и подзадачу синтеза транспортной сети передачи данных, для которых применяются ранее известные методики решения данных задач. В результате данная методика может быть легко адаптирована для других комбинаций топологий сетей, например, кольцо на абонентском сегменте и «каждый с каждым» на магистральном, и др.

**Список литературы:** 1. Зайченко Ю.П., Гонта Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ. Киев: Техника, 1986. 168 с. 2. Эвристический алгоритм решения задачи коммивояжера // Тех. кибернетика. ГосИНТИ. 1974. № 2. С. 17-27. 3. Алгоритм решения задачи о размещении концентраторов // Передача информации. ГосИНТИ. 1977. № 46. С. 40-48. 4. Зайченко Ю.П., Швецов А.В. Исследование алгоритмов проектирования структуры абонентской сети передачи данных // Механизация и автоматизация упр. 1982. № 2. С. 18-23.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## ДИНАМИЧЕСКАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ С ГАРАНТИРОВАННЫМ КАЧЕСТВОМ ОБСЛУЖИВАНИЯ

Широкая и повсеместная реализация достижений научно-технического прогресса в области новых информационных технологий значительно повышает уровень требований к современным телекоммуникационным системам за счет увеличения числа пользователей, расширения спектра предоставляемых им услуг связи, а также ужесточения требований к качеству обслуживания. В этой связи все большее число пользователей, наряду с традиционными услугами (передача речи, обмен данными, факсимильная связь и др.), заинтересованы в новых видах услуг, требующих для воплощения широкополосные цифровые каналы. К их числу стоит отнести, прежде всего, видеоконференцсвязь, ТВ, видеотелефон, цветное факсимиле, видеопочту, поиск видеоинформации, большинство из которых являются услугами с комплексным предоставлением информации и в соответствии с рекомендациями ИТУ-T определяются как мультимедиа.

Основное место в качестве единой транспортной подсистемы, способной адаптивно к изменению уровня требований обеспечить интегральное обслуживание пользователей в рамках вышеперечисленных услуг, отводится сетям АТМ, реализующих принципы ячеечной коммутации и поддерживающих соединения виртуальных каналов (VCC) и путей (VPC). Неоспоримым достоинством таких сетей является встроенный механизм обеспечения гарантированного качества обслуживания (МОГКО) с требуемыми показателями QoS (например, вероятность обслуживания с заданным качеством, среднее или максимальное время обслуживания и др.), базирующийся на использовании протокола PNNI Phase 1 [1]. Однако относительная дороговизна, а также сложность настройки и сопровождения оборудования сетевой среды АТМ привели к необходимости ее совершенствования на аппаратном и программном уровнях и, одновременно, поиску приемлемых решений в области смежных телекоммуникационных технологий.

Бурное продвижение IP-технологий, связанное, прежде всего, с развитием Internet, совершенствованием инфраструктуры глобальных сетей и принятием ряда новых мультимедийных сервисов, например, аудио- и видео- по запросу, IP-телефонии, де-факто определило альтернативное направление развития концепции цифровых сетей интегрального обслуживания [2]. Этот шаг подтверждается некоторым расширением традиционной для IP-сетей дейтаграмной службы с принятием в качестве стандартов протокола передачи видео- и аудиоинформации в реальном масштабе времени RTP и протокола резервирования ресурсов RSVP, направленных на обеспечение заданного уровня QoS для обслуживаемых приложений. Заметное усложнение всегда отличавшихся своей простотой и прозрачностью протоколов IP-сетей создало условия для разработки и принятия эффективных концепций в области конвергенции IP и АТМ технологий, базирующихся на реализации схемы IP-over-АТМ [3], в рамках которой IP-сеть развертывается поверх высокоскоростной транспортной инфраструктуры канального уровня АТМ. Такое решение должно позволить отображать классы IP-трафика на различные сервисные категории сети АТМ и осуществлять передачу информации о резервировании ресурсов с уровня IP на уровень АТМ. Ярким примером подобного подхода в настоящее время является технология мультипротокольной коммутации меток MPLS, принятая в качестве отраслевого стандарта под эгидой IETF [4] и основанная на принципах разделения функций пересылки пакетов в транспортной подсистеме (уровень АТМ) и управления этим процессом (уровень IP).

Таким образом, претворение в жизнь новых телекоммуникационных технологий неразрывно связано с реализацией действенных МОГКО запросов пользователей, которые не должны представлять собой лишь компиляцию ранее известных разработок (RSVP, PNNI). Задачи адекватной оценки доступных ресурсов все еще требуют детальной системной проработки, являясь предметом многочисленных научных и прикладных исследований. Следует отметить, что применение МОГКО не является автономной прикладной задачей, а составляет обеспечивающий фундамент для решения не менее важных взаимосвязанных между собой задач маршрутизации, коммутации и управления в сети. В этой связи в настоящей работе будет предложен подход к решению задач динамической маршрутизации в пакетных сетях, ориентированных на виртуальные соединения, с реализацией МОГКО пользователей. Важность поставленных задач диктует необходимость применения для их решения целостного подхода, базирующегося на использовании системы математических моделей, адекватно описывающих структуру транспортной подсистемы (ТПС) и протекающие в ней процессы информа-

ционного обмена. В случае необходимости, системные решения могут дополняться эвристическими наработками, а не наоборот, что часто имеет место на современном этапе развития систем телекоммуникаций.

Основным требованием к математической модели решения поставленной задачи является необходимость учета особенностей механизмов резервирования сетевых ресурсов (пропускной способности цифровых трактов, емкости буферных устройств коммутаторов транспортной подсистемы, параметров виртуальных соединений и параметров сетевого контроля) на нужды отдельных пользовательских потоков и их взаимозависимости друг от друга.

Структурную модель транспортной подсистемы можно представить в виде ориентированного взвешенного графа  $\Gamma(R, L)$ , множество вершин которого  $R = \{R_i\}$ ,  $(i = \overline{1, N})$  составляют коммутаторы, где  $N$  - общее количество коммутаторов в ТПС, а множество дуг  $L = \{L_{i,j}\}$ ,  $(i, j = \overline{1, N}; i \neq j)$  - цифровые тракты между коммутаторами ТПС.

Учитывая высокую динамичность процессов информационного обмена, адекватно описать функциональную сторону ТПС возможно только на основе соответствующих динамических моделей. Анализ основных подходов к разработке функциональной модели ТПС определил приоритетное использование аппарата дифференциальных или разностных управляемых уравнений состояния [5,6]. Тогда динамику информационного обмена можно представить в виде следующей системы неавтономных уравнений загрузки буферов очередей на коммутаторах ТПС:

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

где  $b_{m,i}(k) = c_{m,i}(k) \cdot \Delta t$ ,  $y_{i,j}(k) = \zeta_{i,j}(k) \cdot \Delta t$ ,  $(k=0,1,2,\dots; \Delta t = t_{k+1} - t_k)$ ;  $x_{i,j}(k)$  - объем данных, находящихся на коммутаторе  $R_i$  и предназначенных для передачи коммутатору  $R_j$  в момент времени  $t_k$ , трактуемый в дальнейшем как переменная состояния;  $c_{i,j}(k)$  - скорость передачи данных от коммутатора  $R_i$  к коммутатору  $R_j$  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  $R_j$  в момент времени  $t_k$  и трактуемая в дальнейшем как маршрутная переменная;  $\zeta_{i,j}(k)$  - интенсивность поступления данных на коммутатор  $R_i$  в момент времени  $t_k$  с адресатом  $R_j$  от пользователей сети;  $\Delta t$  - период перерасчета маршрутных переменных.

С целью предотвращения перегрузки элементов ТПС, ввиду ограниченности буферов очередей на коммутаторах и пропускных способностей цифровых трактов передачи, на переменные состояния и маршрутные переменные накладываются ограничения вида

$$0 \leq x_{i,j}(k) \leq x_{i,j}^{\max}; \quad 0 \leq u_{i,l}^j(k); \quad \sum_{n=1}^N u_{i,l}^n(k) \leq 1, \quad (2)$$

где  $x_{i,j}^{\max}$  - емкость буфера очереди для трафиков с адресатом  $R_j$  на коммутаторе  $R_i$ .

С целью описания в рамках предлагаемой функциональной модели ТПС особенностей режима виртуальных соединений, используемого при реализации МОГКО, введем ряд дополнительных обозначений. Пусть также  $R_i^s = \{R_i^s(q)\}$  - множество всех виртуальных путей (маршрутов) доведения с гарантированным качеством пользовательских трафиков от коммутатора  $R_i$  до коммутатора  $R_s$  в рассматриваемой транспортной подсистеме, где  $R_i^s(q) = [R_i, R_j, \dots, R_k, R_s]$  - произвольный  $q$ -й виртуальный путь VPC длины  $v$ , т.е.  $|R_i^s(q)| = v$ . В соответствии с тем, что одновременно на комму-

таторе  $R_i$  ТПС может обслуживаться целый ряд пользовательских запросов  $M$ , то под  $y_{i,s}^{(n)}$  условимся понимать объем произвольного  $(n)$ -го пользовательского трафика от коммутатора  $R_i$  с адресом  $R_s$ , претендующего на обслуживание с определенным показателем качества QoS, причем

$y_{i,s} = \sum_{n=1}^M y_{i,s}^{(n)}$ ;  $R_i^s(q, n)$  - искомый виртуальный канал VCC передачи  $(n)$ -го пользовательского трафика по  $q$ -му VPC  $R_i^s(q)$ ;  $U_i^s(q, n) = [u_{i,j}^s, u_{j,l}^s, \dots, u_{k,s}^s]$  - вектор загрузки виртуального пути  $R_i^s(q)$

виртуальным каналом  $R_i^s(q, n)$  размерности  $v$ ;

Для наглядности последующего изложения в рамках рассматриваемого трафика  $(n)$  и рассчитанного виртуального канала нумерацию вершин будем производить относительно исходящей (первой) вершины виртуального пути, ограничиваясь его размерностью, т.е. вышевведенные обозначения примут вид:

$$R_1^v = [R_1, R_2, \dots, R_{v-1}, R_v], U_1^v = [u_{1,2}^v, u_{2,3}^v, \dots, u_{v-1,v}^v], y_{i,s}^{(n)} = y^{(n)}.$$

В качестве параметра QoS выберем максимальное время обслуживания (доставки)  $T_{обсл}^{\max}(n)$  пользовательского трафика  $(n)$  в транспортной подсистеме, представляющего собой граничную сумму задержек в коммутаторах и трактах ТПС вдоль маршрута доведения. Этот показатель используется применительно к заявкам категорий CBR (постоянная скорость передачи) и rt-VBR (переменная скорость передачи информации в реальном масштабе времени). При решении задачи динамической маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания в пакетных сетях, ориентированных на виртуальные соединения, в зависимости от значения  $T_{обсл}^{\max}(n)$  ниже рассмотрим следующие два случая.

В первом случае, пусть максимальное время обслуживания пользовательского трафика  $T_{обсл}^{\max}(n)$  не превышает период перерасчета маршрутных таблиц  $\Delta t$ , т.е. имеет место неравенство

$$T_{обсл}^{\max}(n) \leq \Delta t, \quad (3)$$

т.е. на каждом участке маршрута (тракте  $(i, i+1)$ ) будет выполняться неравенство

$$\frac{y^{(n)}}{u_{i,i+1}^v \cdot c_{i,i+1} \cdot \Delta t} < 1. \quad (4)$$

Тогда в дополнение к ограничениям (2) на маршрутные переменные накладываются комплексные ограничения вида

$$y^{(n)} \sum_{i=1}^{v-1} \frac{1}{u_{i,i+1}^v \cdot c_{i,i+1}} \leq T_{обсл}^{\max}(n). \quad (5)$$

Во втором случае, пусть максимальное время обслуживания пользовательского трафика  $T_{обсл}^{\max}(n)$  превышает период перерасчета содержимого маршрутных таблиц  $\Delta t$ , т.е. имеет место неравенство

$$T_{обсл}^{\max}(n) > \Delta t. \quad (6)$$

Условие (6) гарантирует, что на одном или более трактах рассчитанного виртуального канала условие (4) выполняться не будет, т.е. на этих участках произойдет перерасчет (и, возможно, неодно-

кратно) маршрутных переменных. Количество подобных перерасчетов  $m_{i,i+1}$ , где  $(i, i+1)$ - тракт в рассчитанном виртуальном пути, можно определить исходя из следующего выражения:

$$\frac{1}{m_{i,i+1}} \sum_{k=1}^{m_{i,i+1}} \frac{y_{i,i+1}^{(n)}(k)}{u_{i,i+1}^v(k) \cdot c_{i,i+1} \cdot \Delta t} \leq 1, \quad (7)$$

где  $y_{i,i+1}^{(n)}(k)$  - доля трафика  $y^{(n)}$ , передаваемого на  $k$ -м временном интервале в  $(i, i+1)$ - тракте виртуального канала, для которого равенство  $\sum_{k=1}^{m_{i,i+1}} y_{i,i+1}^{(n)}(k) = y^{(n)}$  гарантирует передачу всего пользовательского трафика  $(n)$  на протяжении всех  $m_{i,i+1} + 1$  интервалов существования маршрутных переменных (таблиц) через цифровой тракт  $(i, i+1)$ .

Результирующее ограничение, которое должно выполняться на всем протяжении рассчитываемого виртуального пути для второго случая (6), принимает вид

$$\sum_{i=1}^{v-1} \sum_{k=m_{i-1,i}}^{m_{i-1,i}+m_{i,i+1}} \frac{y_{i,i+1}^{(n)}(k)}{u_{i,i+1}^v(k) \cdot c_{i,i+1}} \leq T_{обсл}^{\max}(n), \text{ где } m_0 = 1. \quad (8)$$

Нетрудно заметить, что условие (5) представляет собой частный случай условия (8) для  $m_{i,i+1} < 1$ ,  $(i = \overline{1, v-1})$ .

Для нахождения искомых виртуальных путей  $R_i^S(q)$  и каналов  $R_i^S(q, n)$  доведения  $(n)$ -го пользовательского трафика в виде вектора загрузки  $U_i^S(q, n)$  в соответствии с ограничениями (5) или (8) представим систему разностных уравнений состояния (1) в векторно-матричной форме:

$$X(k+1) = X(k) + B(k) \cdot U(k) + Y(k), \quad (9)$$

где  $X(k) = [x_{1,2}(k), \dots, x_{i,j}(k), \dots, x_{N,N-1}(k)]^T$  - вектор загрузки буферных устройств на коммутаторах транспортной подсистемы в момент времени  $t_k$  размерности  $N \cdot (N-1)$ ;  $U(k) = [u_{1,2}^2(k), \dots, u_{i,l}^j(k), \dots, u_{N,N-1}^{N-1}(k)]^T$  - вектор маршрутных переменных размерности  $N \cdot (N-1)^2$ , в соответствии с которыми в ТПС реализуется процесс маршрутизации в момент времени  $t_k$ ;  $B(k)$  - матрица пропускных способностей трактов между коммутаторами ТПС в момент времени  $t_k$  размерности  $N \cdot (N-1) \times N \cdot (N-1)^2$ , а ее элементы формируются в виде линейных комбинаций  $b_{i,j}(k)$ , исходя из выражения (1);  $Y(k) = [y_{1,2}(k), \dots, y_{i,j}(k), \dots, y_{N,N-1}(k)]^T$  - вектор пользовательской нагрузки на коммутаторы ТПС в момент времени  $t_k$  размерности  $N \cdot (N-1)$ .

В качестве критерия оптимальности, проводимой в ТПС маршрутизации информационных потоков, выберем минимум квадратичного функционала вида

$$J = \sum_{k=0}^{a-1} [X^T(k) \cdot Q_X \cdot X(k) + U^T(k) \cdot Q_U \cdot U(k)], \quad (10)$$

где  $Q_X$  - диагональная неотрицательно определенная весовая матрица, определяемая приоритетностью очередей на коммутаторах ТПС;  $Q_U$  - диагональная неотрицательно определенная весовая матрица, определяемая важностью цифровых трактов передачи данных в ТПС;  $a$  - количество интервалов  $\Delta t$ , для которых осуществляется расчет маршрутных переменных.

Физически квадратичный функционал (10) характеризует суммарные затраты по загрузке буферных устройств коммутаторов, пропускных способностей трактов ТПС на протяжении цикла оптимизации  $T = a \cdot \Delta t$  и функционально связан с объемом своевременно переданных пользовательских данных. Формулировка оптимизируемого функционала (10) позволяет реализовать свойство прогнозирования проводимой в ТПС маршрутизации информационных потоков. Причем период прогнозирования совпадает по своему смыслу с величиной интервала оптимизации  $T$ .

На основании проведенного выше структурного и функционального описаний ТПС с помощью соответствующих математических моделей (1-9) выбранного критерия оптимальности процесса маршрутизации (10) решение исходной прикладной задачи по расчету маршрутных переменных можно свести к решению многошаговой оптимизационной задачи по минимизации векторного функционала (10) с учетом динамических ограничений (9), а также ограничений на переменные состояния и маршрутные переменные (2), (8). И хотя наличие перечисленных ограничений существенно затрудняет получение искомых решений в аналитическом виде, для получения необходимых и достаточных условий существования оптимума (10) воспользуемся иерархическо-координационным методом целевой координации [6,7]. Его реализация нацеливает на значительное снижение вычислительных затрат при расчете маршрутных переменных за счет возможности распараллеливания вычислений.

В соответствии с выбранным методом решение исходной задачи минимизации функционала (10) может быть заменено решением двойственной задачи максимизации по  $\lambda$  функционала  $\Phi(\lambda)$ , где

$$\Phi(\lambda) = \min_{x,u} L(X, U, \lambda),$$

$$L(X, U, \lambda) = \sum_{k=0}^{a-1} \{ X^T(k) \cdot Q_X \cdot X(k) + U^T(k) \cdot Q_U \cdot U(k) + \lambda^T(k) \cdot [-X(k+1) + X(k) + B(k) \cdot U(k) + Y(k)] \}. \quad (11)$$

Многоуровневый характер решения задачи позволяет обеспечить вычисление лагранжиана  $L(X, U, \lambda)$  для заданных на вышестоящем уровне  $\lambda = \lambda^*$  независимо для каждого момента времени, определяемого индексом  $k$ . С этой целью определим гамильтониан

$$H(k) = X^T(k) \cdot Q_X \cdot X(k) + U^T(k) \cdot Q_U \cdot U(k) + \lambda^T(k) [X(k) + B(k) \cdot U(k) + Y(k)]. \quad (12)$$

Тогда с учетом выражения (12) уравнение (11) принимает вид

$$L(X, U, \lambda) = \min_{x,u} \sum_{k=0}^{a-1} [H(k) - \lambda^T(k-1) \cdot X(k)] = \sum_{k=0}^{a-1} L_k(\lambda),$$

$$L_k(\lambda) = \min_{x,u} [H(k) - \lambda^T(k-1) \cdot X(k)]. \quad (13)$$

Для получения численного решения задачи необходимо рассчитать независимо друг от друга значения функций  $L_k$  для заданных  $\lambda = \lambda^*$  и затем максимизировать  $L$ , используя градиентные процедуры, где градиент функции  $L$  имеет вид

$$\nabla L(\lambda) \Big|_{\lambda = \lambda^*} = -X^*(k+1) + X^*(k) + B(k) \cdot U^*(k) + Y(k). \quad (14)$$

Здесь  $X^*, U^*$  - решения, минимизирующие  $L_k$  при  $\lambda = \lambda^*$ .

Задача минимизации  $L_k$  в выражении (13) при наличии ограничений (2) и (8) в отсутствии динамических ограничений (9) является задачей параметрической оптимизации и решается методами математического программирования.

Таким образом, задача минимизации целевого функционала (10) может быть решена с помощью следующей двухуровневой процедуры. На нижнем иерархическом уровне при заданных  $\lambda = \lambda^*$  ми-

минимизируются вне зависимости друг от друга функции  $L_k$ ,  $k = \overline{0, a-1}$  в выражении (13). Полученные оптимальные решения  $X^*$ ,  $U^*$  используются на верхнем уровне для вычисления градиента (14), который, в свою очередь, применяется для нахождения вектора  $\lambda$ , максимизирующего  $L$ . Общий оптимум функционала  $J$  достигается при близости градиента (14) к нулю.

В результате расчета маршрутных переменных, составляющих содержание искомых маршрутных таблиц, будет получен ответ на следующих два основных вопроса. Во-первых, существует ли решение задачи по гарантированному обслуживанию запросов пользователей. Во-вторых, по какому виртуальному пути будет происходить доведение принятого к обслуживанию трафика и каким образом будет производиться резервирование буферов очередей на коммутаторах и пропускных способностей тактов передачи вдоль рассчитанного VCC.

Достоинства предложенного подхода к решению задач динамической маршрутизации обусловлены преимуществами применяемых моделей и методов решения. Введение понятия вектора загрузки виртуального пути, ограничений (5) или (8) с выбранным в качестве показателя QoS максимальным временем обслуживания  $T_{обсл}^{max}(n)$  пользовательского трафика позволяет сориентировать применяемую модель на учет особенностей маршрутизации в пакетных сетях с виртуальными соединениями и реализованными механизмами обеспечения гарантированного качества обслуживания. Наличие интегральных ограничений на маршрутные переменные (2) позволяет в явном виде обеспечить учет влияния на выбор маршрута доведения уже существующих виртуальных путей и каналов.

Реализация предложенных моделей и процедур решения маршрутных задач может быть проведена как для случая централизованного управления в ТПС, так и на случай распределенного и требует информированности элементов управляющей подсистемы о существующих и создаваемых виртуальных путях и каналах, а также их основных характеристиках: времени существования и задействованных (зарезервированных) ресурсах. Подобная информированность позволяет максимально эффективно использовать свойство прогнозирования принятых моделей, критериев и процедур расчета при нахождении вектора загрузки виртуального пути. Это достигается путем варьирования величин использования пропускных способностей трактов передачи данных за счет рационального использования вновь освободившихся ресурсов, которые на момент расчета искомого VCC были заняты смежными приложениями пользователей.

Как известно [1], для работы протокола PNNI Phase 1 требуется в 10 раз больше процессорного времени, чем для известного протокола OSPF, применяемого в маршрутизаторах IP-сетей. В этой связи неоспоримым достоинством предложенной двухуровневой процедуры расчета маршрутных переменных является возможность распараллеливания вычислений. Это в сумме с использованием многопроцессорных вычислительных комплексов на коммутаторах ТПС позволит значительно сократить расход процессорного времени при доведении особо чувствительных к задержкам пользовательских трафиков, например, с категорией обслуживания rt-VBR.

Предложенный вариант организации процесса динамической маршрутизации с МОГКО не претендует на законченность и может, при необходимости, быть дополнен другими важными показателями QoS, придавая механизму гарантированного обслуживания комплексный характер путем введения дополнительных ограничений на переменные состояния и маршрутные переменные в рамках принятых моделей за счет изменения вида или формы критериев оптимальности маршрутизации в ТПС или применения более эффективных процедур расчета маршрутных переменных.

**Список литературы:** 1. ATM Forum. Private Network-network Interface Specification. Version 1.0, AF-PNNI-0055.000. Math 1996. 2. Алексеев И. Интегрированные услуги нового поколения Internet // Сети. Network World: глобальные сети и телекоммуникации. 1999. №10. С.102-108. 3. Сатовский Б.Л. MPLS – технология маршрутизации: нового поколения сетей общего пользования // Сети и системы связи. 2001. №3. С.56-65. 4. Вудс Д. MPLS: новый регулировщик движения на сетевых магистралях // Сети и системы связи. 2000. №12. С.80-83. 5. Segall A. The modeling of adaptive routing in data-communications networks. // IEEE Trans. on communications, 1975. Vol. 25. №1. P.85-95. 6. Лемешко А.В. Многопроцессорные вычисления при решении задач динамической маршрутизации информационных потоков в сетях передачи данных // Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та. 1998. №15. С.95-98. 7. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с.

Харьковский институт ВВС  
Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2001

**РАСЧЕТ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЖИВУЧЕСТИ СИНХРОННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ SDH**

Информационная живучесть системы связи - это способность системы выполнять свои функции по передаче информации в заданном минимальном объеме и заданных минимальных показателях качества в условиях воздействия заданного множества факторов. Количественной мерой живучести является вероятность выживания системы в указанном выше смысле. Аналогично определяется живучесть элементов системы.

Условная вероятность выживания элементов системы связи определяет живучесть элемента в предположении, что воздействие фактора состоялось,

$$P_y(\varepsilon_i) = P[U_c(\varepsilon_i) > U_3(\varepsilon_i)]$$

где  $U_c(\varepsilon_i)$ ,  $U_3(\varepsilon_i)$  - сохранившийся и заданный уровни работоспособности  $i$ -го элемента.

Безусловная вероятность выживания элементов системы связи характеризует живучесть элемента в течение определенного периода времени:

$$P_\delta(\varepsilon_i, \Delta t) = P_{PB}(\varepsilon_i, \Delta t) \cdot P_y(\varepsilon_i),$$

где  $P_{PB}(\varepsilon_i, \Delta t)$  - вероятность того, что в течение времени  $\Delta t$  элемент подвергнется предполагаемому воздействию.

Задание минимальных требований по объемам и качеству передаваемой информации является обязательным в обоих случаях.

В качестве дополнительного показателя живучести можно ввести коэффициент относительной живучести, определяющий структурную живучесть системы,

$$K_0 = n_{\min} / N,$$

где  $n_{\min}$  - минимальное число структурных частей элемента, повреждение которых приводит к полному отказу элемента;  $N$  - общее число структурных частей элемента.

По этому показателю можно судить о чувствительности элемента к отказам отдельных его частей.

Первоначально живучесть системы (элемента) вычисляется по каждому из анализируемых факторов  $\Phi_i$ , а затем по формуле суммы вероятностей совместных событий находится интегральная вероятность выживания системы (элемента).

Вопросы живучести сетей связи изложены во многих публикациях, например [1-5]. Однако широкое внедрение современных технологий в телекоммуникационных сетях ставит новые задачи по теоретическому исследованию живучести сетей. В современных протоколах функционирования таких сетей заложен ряд особенностей, которых не было в традиционных сетях.

Проанализируем факторы, влияющие на живучесть современных цифровых синхронных сетей SDH.

Факторы, определяющие информационную выживаемость SDH-сети можно разделить на две группы: классические, присущие сетям старого поколения, и факторы SDH-технологии.

Выживаемость традиционных сетей связи, в основном, определяется организацией физического резервирования и алгоритмом маршрутизации, который осуществляется в кросс-коммутаторах систем оперативного переключения сетевым центром управления SDH-сети (рис. 1).

Особенностью SDH-технологии является наличие функциональных методов защиты синхронных потоков [6].

Наличие двух агрегатных выходов в синхронных мультиплексорах SMUX, дублирующих передачу информации между двумя точками сети (рис. 2), позволило организовать две схемы резервирования: 1+1 и 1:1.

В первом случае участки между двумя узлами сети соединяются по двум разнесенным трассам (сто процентное резервирование), сигналы по которым распространяются одновременно, анализируются, и выбирается тот, который имеет наилучшее соотношение параметров.

Во втором случае альтернативным маршрутам назначаются приоритеты - низкий и высокий; ветвь с низким приоритетом находится в режиме горячего резерва, переключение на нее происходит по аварийному сигналу от системы управления.

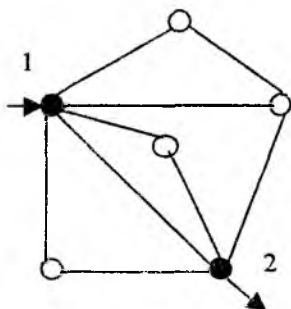


Рис. 1



Рис. 2

В SDH-сетях часто применяется кольцевая топология. В этом случае также могут применяться схемы 1+1 и 1:1. Однако такая топология позволяет организовать защиту кольца путем исключения поврежденного участка (рис. 3) и путем организации обходного пути (рис. 4).

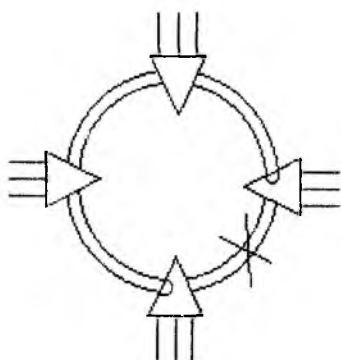


Рис. 3

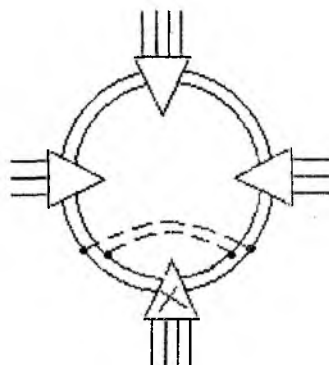


Рис. 4

Защита в двоянном кольце SDH-сетях организуется на уровне трибных блоков TU-n, передаваемых одновременно в одном направлении, но по разным кольцам. Система управления, осуществляющая постоянный мониторинг колец, автоматически выбирает блок из одного из колец. Эта защита носит распределенный по кольцу характер.

Второй метод – это организация передачи сигнала в двух противоположных направлениях, причем одно направление основное, а другое резервное. В этом случае блоки TU-n исходно имеют доступ только к основному кольцу. В случае сбоя происходит замыкание основного кольца на резервное в синхронном мультимплексоре, прилегающем к поврежденному участку сети.

В SDH-сетях восстановление работоспособности может осуществляться также за счет резервирования на уровне трибных интерфейсов. В этом случае схема резервирования N:1, что позволяет обеспечить резервирование от 100 % (1:1) до меньшей степени, например, 25 % (4:1), когда на 4 основные трибные интерфейсные карты используется одна резервная, которая автоматически выбирается системой кросс-коммутации при отказе одной из основных.

Выживаемость SDH-сети за счет выбора виртуальных контейнеров на каждом сегменте сети можно иллюстрировать схемой, представленной на рис. 5.

Рассмотрим метод электронного моделирования классических телекоммуникационных сетей для расчета живучести [4] и преобразуем его для решения поставленной задачи.

Для адекватного перехода от аналитической модели последовательной структуры сети, в которой общая живучесть канала  $P_{kl}$  определяется как

$$P_{kl} = \prod_{i,j=1}^n p_{i,j},$$

где  $p_{i,j}$  -вероятность выживания последовательных элементов канала как независимых событий, к электронной модели, представляющей собой электронную цепь из последовательно соединенных резисторов с сопротивлениями  $R_{ij}$ , чтобы функция перехода обладала свойством

$$F\left(\prod_{i,j=1}^n p_{i,j}\right) = \sum_{i,j=1}^n F(p_{ij}).$$

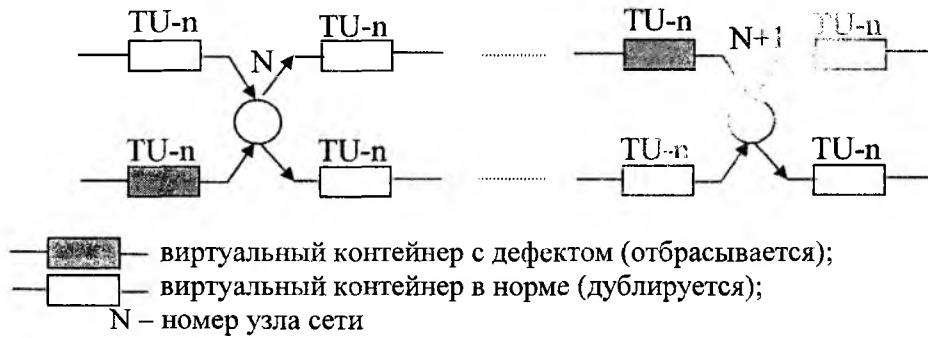


Рис. 5

Из элементарных функций таким свойством обладает логарифмическая функция  $F(P_{ij}) = \log_a P_{i,j}$ , для которой

$$\log_a \prod_{i,j}^n p_{i,j} = \sum_{i,j=1}^n \log_a p_{i,j}.$$

Выбрав значения сопротивления равными

$$R_{i,j} = \log_a p_{i,j}$$

и измерив общее сопротивление цепи

$$R_{kl} = \log_a P_{kl},$$

можно определить живучесть по формуле

$$P_{kl} = a^{R_{kl}}.$$

Для удобства моделирования введем коэффициент  $k$ . В этом случае

$$R_{ij} = k \log_a p_{ij}.$$

$$R_{kl} = \sum_{i,j=1}^n R_{ij} = k \sum_{i,j}^n \log_a p_{ij} = k \log_a \left( \prod_{i,j}^n p_{ij} \right) = k \log_a P_{kl},$$

$$P_{kl} = a^{R_{kl}/k}.$$

При параллельной структуре сети для перехода к электронной модели параллельно соединенных резисторов  $R_{ij}$  необходимо и достаточно, чтобы функция аналогового перехода  $G_{ij} = F(q_{ij})$  обладала свойством

$$F\left(\prod_{i,j}^n q_{ij}\right) = \sum_{i,j}^n (q_{ij}), \quad (1)$$

где  $q_{ij} = 1 - p_{ij}$  -вероятность поражения элемента;  $G_{ij} = 1/R_{ij}$  -проводимость резистора модели.

Для перехода к сопротивлениям резисторов необходимо, чтобы функция  $G_{ij}$  обладала дополнительным свойством:

$$R_{ij} = \frac{1}{G_{ij}} = F(p_{ij}) = F(1 - q_{ij}) = \frac{1}{F(q_{ij})} = \frac{1}{F(1 - p_{ij})}. \quad (2)$$

Для смешанной сети необходимо, чтобы функция перехода одновременно удовлетворяла условиям (1), (2), а значения моделирующих резисторов должны определяться одновременно из двух условий:

$$R_{ij} = k \log_a p_{ij}, \quad R_{ij} = \frac{1}{\log_a (1 - p_{ij})}.$$

Если учесть, что  $R_{ij} \geq 0$ , а  $0 \leq p_{ij} \leq 1$ , то из анализа  $a = f(p_{ij})$  следует, что при  $0 \leq p_{ij} \leq 1$  величина  $a$  изменяется в пределах  $0,5 \leq a \leq 0,61$ .

Если исходить из того, что в сложной разветвленной сети произведения и суммы элементарных событий встречаются примерно в равной степени, то целесообразно, чтобы приближенная функция перехода удовлетворяла условию:

$$R_{ij} \approx F_1(p_{ij}) = \frac{\log_a p_{ij} + \log_c p_{ij}}{2}.$$

Для области значений  $0,2 \leq p_{ij} \leq 0,8$  при  $c = 0,5$  погрешность расчетов живучести  $\leq 2\%$ . При  $0,01 \leq p_{ij} \leq 0,99$  величину  $c$  следует брать больше (например  $c = 0,7$ ). В этом случае погрешность увеличивается и может достигать 15 %.

Для SDH-технологии модель сети представлена на рис. 6, где:

$R_i/2$  - элементы модели узла;  $R_{ij}^{(1)}$  - элементы модели классической линии связи;  $R_{ij}^{(2)}$  - элементы модели сети SDH, обусловленные бинарным оптическим агрегатным выходом SMUX;  $R_{ij}^{(3)}$  - элементы модели сети SDH, обусловленные резервированием на уровне виртуальных контейнеров.

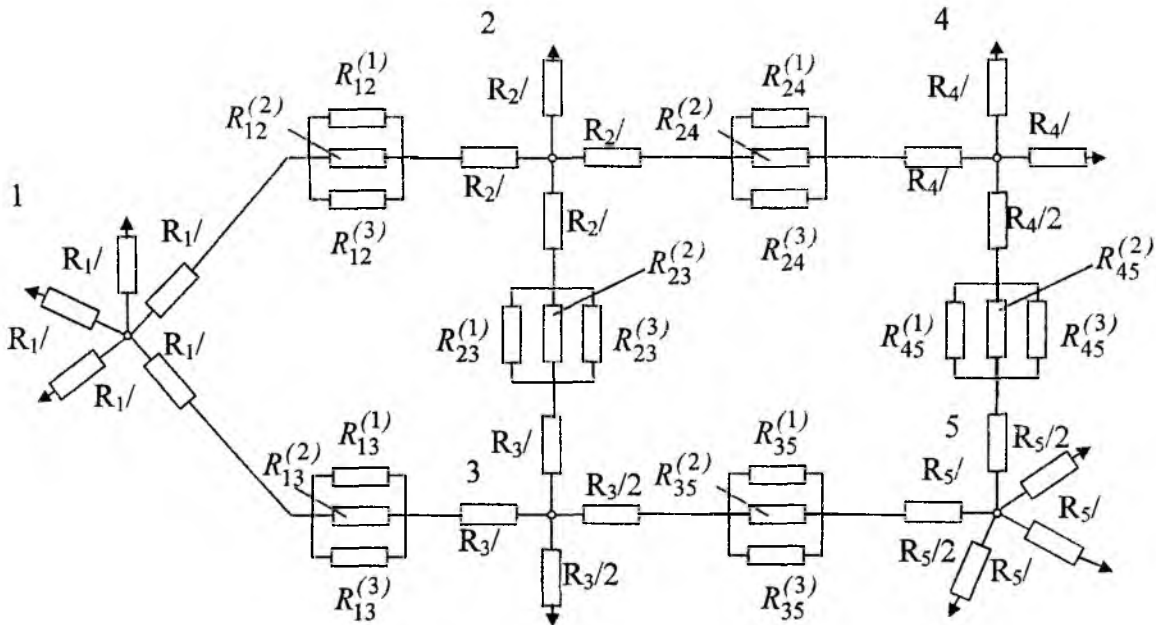


Рис. 6

Элементы  $R_{ij}^{(m)}$  пересчитываем в

$$R_{ij} = 1 / \sum_{m=1}^3 (1 / R_{ij}^{(m)}).$$

Для упрощенной модели сети элементы узлов введем в элементы линий

$$R_{ij}' = R_{ij} + \frac{R_i}{2} + \frac{R_j}{2}.$$

Таким образом, расчет живучести сети SDH заключается в:

- задании графа сети матрицей связности  $M = \|m_{ij}\|$ , где  $m_{ij} = 1$ , если между узлами  $i, j$  есть линия связи, и  $m_{ij} = 0$ , если таковой связи нет;
- задании вероятностей выживания элементов сети SDH  $P^{(m)} = \|p_{ij}^{(m)}\|$ , где  $m=1,2,3$ ;
- анализе пределов изменения  $p_{ij}$  и выборе оснований логарифмов  $a$  и  $z$ ;
- свертке  $R_{ij}^{(m)}$  в  $R_{ij}$ ;
- для упрощенной модели в дополнительной свертке  $R_{ij}, R_i, R_j$  в  $R_{ij}'$ ;
- создании электронной модели сети из  $R_{ij}'$  из  $R_{ij}, R_i, R_j$ ;
- определении  $R_{kl}$  между требуемыми узлами  $k$  и  $l$  в сети;
- пересчете  $R_{kl}$  в  $P_{kl}$ .

Следует обратить внимание на то, что в статье, кроме преобразования метода электронного моделирования традиционных сетей в метод моделирования SDH-сетей, предлагается физическое моделирование заменить на программное с использованием стандартных программ схемотехнического моделирования.

В таблицах 1, 2 приведены результаты моделирования примера SDH-сети.

Таблица 1

| $P_i$                 | $P_1=1,0$ | $P_2=0,3$ | $P_3=0,1$ | $P_4=0,3$ | $P_5=0,7$ | $P_6=0,3$ | $P_7=1,0$ |
|-----------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $R_{i/2}, \text{кОм}$ | 0         | 1,30      | 2,78      | 1,30      | 0,39      | 1,30      | 0         |

Таблица 2

| $ij$                  | 1-2  | 1-3  | 1-4  | 1-7  | 2-3  | 2-5  | 2-7 | 3-4  | 3-5  | 4-6 | 5-6  | 5-7  | 6-7  |
|-----------------------|------|------|------|------|------|------|-----|------|------|-----|------|------|------|
| $P_{ij}$              | 0,3  | 0,2  | 0,7  | 0,7  | 0,1  | 0,9  | 0,2 | 0,7  | 0,7  | 0,2 | 0,7  | 0,9  | 0,3  |
| $R_{ij}, \text{кОм}$  | 2,61 | 3,60 | 0,77 | 0,77 | 5,56 | 0,25 | 3,6 | 0,77 | 0,77 | 7,6 | 0,77 | 0,25 | 2,61 |
| $R_{ij}', \text{кОм}$ | 3,91 | 6,38 | 2,07 | 0,77 | 9,61 | 1,95 | 4,9 | 3,85 | 3,94 | 6,2 | 2,46 | 0,65 | 3,91 |

Использовано программное обеспечение Electronics Workbench v.5.12. Получено на мультиметре  $R_{17}=0,68 \text{ кОм}$ . Пересчет  $R_{17}$  в  $P_{17}$  дает  $P_{17}=0,73$ .

### Выводы

1. Разработана модель живучести SDH-сети.
2. Предложен метод компьютерного электронного моделирования для расчета живучести телекоммуникационных сетей.
3. Компьютерное моделирование в сравнении с физически позволяет сделать задачу моделирования живучести телекоммуникационной сети простой, наглядной, лишенной существующих погрешностей в условиях номиналов резисторов и измерительных приборов; не требует резисторов, физической сборки схемы, измерительных приборов; не создает проблем как при изменении параметров модели, так и ее технологии; легко документируется.

**Список литературы:** 1. Захаров Г.П. Методы исследования сетей передачи данных. М.: Радио и связь, 1982. 208 с. 2. Гнеденко Б.В., Беляев Ю.К., Соловьев А.Д. Математические методы в теории надежности. М.: Наука, 1965. 524 с. 3. Флейшман Б.С. О живучести сложных систем//Техническая кибернетика. 1966. №5. 4. Холан А.В. Физическое моделирование сетей связи. М.: Наука, 1980. С.133-137. 5. Б.Я. Дудник, В.Ф. Овчаренко, В.К. Орлов и др. Надежность и живучесть систем связи. М.: Радио и связь, 1984. 216 с. 6. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети SDH. М.: Эко-Трендз, 1998. 252 с.

## АНАЛИЗ КОЛЬЦЕВЫХ СТРУКТУР ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Среди качественных показателей телекоммуникационных сетей (ТКС) важное место занимают характеристики надежности (ненадежности), достоверности и живучести. Живучесть сети можно определить по характеристике связности сети, под которой понимается вероятность существования хотя бы одного пути без петель для любых двух узлов  $a_i$  и  $a_j$  при заданных показателях надежности [1].

В настоящее время при реализации SDH- и ATM-технологий принято использовать кольцевые структуры на базе оптоволоконных линий, поскольку за счет огромного числа виртуальных каналов структура становится информационно полносвязной. Наряду с такими факторами, как порыв волоконно-оптического кабеля, изменение его физических свойств, а также возникновение перегрузки сети, резко сокращается число виртуальных соединений. При этом возникает задача обеспечения (сохранения) высокой надежности функционирования сети [2].

Существует ряд методов резервирования ТКС. Одним из методов повышения структурной надежности сети является резервирование с использованием "сдвоенных" колец: основного и резервного, а также различные варианты работы сети с использованием N- оптических волокон. В случае сбоя или перегрузки в одном из колец система управления сети замыкает резервное кольцо либо полностью, либо в рамках дефектного участка. Вместе с тем использование двух колец является дорогостоящим.

Другим методом повышения структурной надежности является использование перемычек. Введение дополнительной перемычки в кольцевой структуре ведет к повышению связности схемы, а следовательно, к увеличению надежности и живучести сети.

Вместе с тем, установленная перемычка приводит к образованию двух колец с общей перемычкой. Чтобы данная перемычка не оказалась самым узким звеном, ее логично сделать двойной, при этом сдвоенность может быть параллельной и перекрестной. Рассмотрим, каким образом изменяется надежность и живучесть при различной реализации перемычек.

В настоящее время известны точные и приближенные методы расчета структурной надежности сетей. Для расчета должны быть заданы структура сети и показатели надежности всех ее элементов (линий и узлов связи). Вычисления надежности сети точным методом на практике является достаточно трудоемким, поскольку решение сводится к прямому перебору всех путей для любых двух узлов  $a_i$  и  $a_j$  и определению корреляции между ними. Между тем, на практике нет необходимости в абсолютно точном расчете надежности сети, т.к. исходные данные о надежности элементов задаются, как правило, с некоторой точностью и, кроме того, проектировщикам необходимо лишь убедиться, что надежность сети, с одной стороны, не ниже заданной на разработку, с другой – не имеет экономически необоснованного запаса [2].

Будем считать, что известно множество всех путей  $M = \{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n\}$  и всех сечений  $S = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_l\}$  относительно заданной пары узлов. Обозначим вероятность того, что исправны все элементы, входящие в s-й путь, через  $\rho_s$ , а вероятность наличия хотя бы одного исправного элемента в t-м сечении — через  $\pi_t$ . Если отказ отдельных элементов сети можно считать независимыми, то легко выразить  $\rho_s$  и  $\pi_t$  через показатели  $p_{is}$ ,  $p_{it}$  надежности элементов сети, входящих в s-й путь или в t-е сечение:

$$\rho_s = p_{1s} p_{2s} \dots p_{ws}, \quad (1)$$

$$\pi_t = 1 - (1 - p_{1t})(1 - p_{2t}) \dots (1 - p_{qt}). \quad (2)$$

Если бы все пути были независимы и включены параллельно, то надежность связи составила бы:

$$H_\mu = 1 - (1 - \rho_1)(1 - \rho_2) \dots (1 - \rho_n). \quad (3)$$

При последовательном включении всех сечений, если они независимы, получим следующее значение надежности связи:

$$H_\sigma = \pi_1 \pi_2 \dots \pi_l. \quad (4)$$

Показано, что при расчете по формулам (3), (4) можно получить точное значение надежности и в случае зависимых путей и сечений, если при подстановке (1), (2) в (3), (4) и раскрытии скобок принимать:

$$p_{iq} \cdot p_{iq} = p_{iq} \quad (5)$$

для любых  $i, q$ . Так, аналогично (3), получим:

$$Q_\mu = 1 - (1 - p_1)(1 - p_2) \cdots (1 - p_n), \quad (6)$$

где  $Q_\mu = 1 - H_\mu$ . (7)

Обозначим через  $Q_\mu^{(k)}$  результат, полученный при перемножении вероятностей  $(1 - p_i)$  отказов первых  $k$  путей. Тогда с учетом следующего  $(k + 1)$ -го пути получим уточненную оценку  $Q_\mu^{(k+1)}$ :

$$Q_\mu^{(k+1)} = Q_\mu^{(k)} - p_{k+1} Q_\mu^{(k)}. \quad (8)$$

Проведем анализ кольцевых структур, изображенных на рис. 1 и рис. 2.

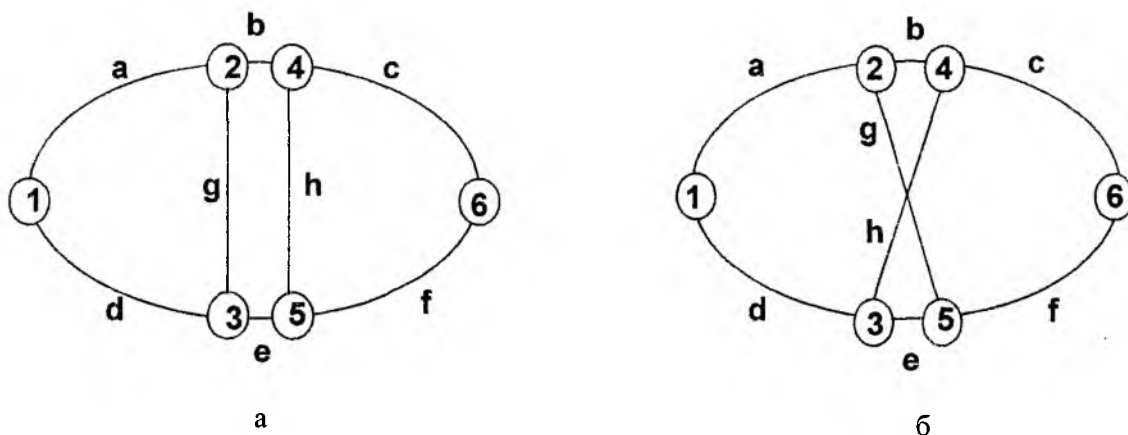


Рис. 1

На кольцевой структуре (рис. 1 а и б) надежность ребер обозначена как  $a, b, c, d, e, f, g, h$ .

На основании вышесказанного можно показать, что ненадежность на 1-м шаге выражается:

$$Q_\mu^{(1)} = 1 - H_\mu^{(1)} = 1 - abc = \overline{abc}$$

На втором - согласно (8):

$$Q_\mu^{(2)} = Q_\mu^{(1)} - p_2 Q_\mu^{(1)} = \overline{abc} - def \cdot \overline{abc} = \overline{abc} \cdot \overline{def},$$

на третьем -

$$Q_\mu^{(3)} = Q_\mu^{(2)} - p_3 Q_\mu^{(2)} = \overline{abc} \cdot \overline{def} - abhf \cdot \overline{abc} \cdot \overline{def} = \overline{abc} \cdot \overline{def} - abhf \cdot c \cdot \overline{de}.$$

В результате перебора всех путей и осуществления оптимизации выражений на каждом шаге такого вида как  $aed \cdot \overline{abc} = aed \cdot \overline{bc}$  можно найти конечную (суммарную) ненадежность сети  $Q_\mu^{(8)}$ . Зная конечную (суммарную) ненадежность сети, согласно (9), конечная надежность сети выражается:

$$\begin{aligned}
H_1 = & (1 - p_a p_b p_c)(1 - p_d p_e p_f) - p_a p_b p_h p_h (1 - p_c)(1 - p_d p_e) - \\
& - p_a p_g p_e p_f (1 - p_b p_c)(1 - p_d) + p_a p_b p_g p_e p_h p_f (1 - p_c)(1 - p_d) - \\
& - p_a p_g p_e p_h p_c (1 - p_b)(1 - p_d p_f) + p_a p_g p_e p_h p_c p_f (1 - p_b)(1 - p_d) - \\
& - p_d p_g p_b p_c (1 - p_a)(1 - p_e p_f) - p_d p_g p_b p_h p_f (1 - p_a p_c)(1 - p_e) + \\
& + p_d p_g p_b p_h p_a p_f (1 - p_c)(1 - p_e) + p_d p_g p_b p_h p_c p_f (1 - p_a)(1 - p_e) + \\
& + p_d p_e p_h p_c (1 - p_a p_b)(1 - p_f) + p_d p_e p_h p_c p_a p_g (1 - p_b)(1 - p_f) + \\
& + p_d p_e p_h p_c p_g p_b (1 - p_a)(1 - p_f).
\end{aligned} \tag{9}$$

Если вероятность выхода из строя каждого ребра одинакова, то выражение (9) примет вид:

$$H_1 = (1 - p^3)^2 - 4p^4(1 - p^2)(1 - p) - 2p^5(1 - p^2)(1 - p) + 6p^6(1 - p_c)^2. \tag{10}$$

Аналогично для схемы на рис. 2 можно показать ненадежность на 1 шаге:

$$Q_\mu^{(1)} = 1 - H_\mu^{(1)} = 1 - abc = \overline{abc}$$

на втором шаге - согласно (8):

$$Q_\mu^{(2)} = Q_\mu^{(1)} - p_2 Q_\mu^{(1)} = \overline{abc} - def \cdot \overline{abc} = \overline{abc} \cdot \overline{def},$$

на третьем шаге:

$$Q_\mu^{(3)} = Q_\mu^{(2)} - p_3 Q_\mu^{(2)} = \overline{abc} \cdot \overline{def} - agf \cdot \overline{abc} \cdot \overline{def} = \overline{abc} \cdot \overline{def} - agf \cdot \overline{bc} \cdot \overline{de}.$$

Производя процедуру нахождения ненадежности на каждом пути, получим суммарную ненадежность  $Q_\mu^{(8)}$ . В результате выражение конечной надежности для структуры, сети представленной на рис. 2, принимает вид:

$$\begin{aligned}
H_1 = & (1 - p_a p_b p_c)(1 - p_d p_e p_f) - p_a p_g p_f (1 - p_b p_c)(1 - p_d p_e) - \\
& - p_d p_h p_c (1 - p_a p_b)(1 - p_e p_f) + p_a p_d p_h p_c p_g p_f (1 - p_b)(1 - p_e) - \\
& - p_a p_g p_e p_h p_c p_d (1 - p_b)(1 - p_f) + p_a p_g p_e p_h p_c p_f (1 - p_b)(1 - p_d) + \\
& + p_a p_g p_e p_h p_c p_d (1 - p_b)(1 - p_f) - p_d p_g p_b p_h p_f (1 - p_a p_c)(1 - p_e) + \\
& + p_a p_d p_h p_b p_g p_f (1 - p_c)(1 - p_e) + p_d p_g p_b p_h p_c p_f (1 - p_a)(1 - p_e) - \\
& - p_a p_b p_h p_e p_f (1 - p_c)(1 - p_d) + p_a p_b p_h p_g p_e p_f (1 - p_c)(1 - p_d) - \\
& - p_d p_e p_g p_b p_c (1 - p_a)(1 - p_f) + p_d p_e p_g p_b p_c p_h (1 - p_a)(1 - p_f).
\end{aligned} \tag{11}$$

Полагая, что вероятность выхода из строя каждого ребра одинакова, выражение надежности сети представленной на рис. 1, а примет вид:

$$H_1 = (1 - p^3)^2 - 2p^3(1 - p^2)^2 - 2p^5(1 - p^2)(1 - p) + 4p^6(1 - p)^2. \tag{12}$$

Далее проанализируем обе рассматриваемые структуры при различных значениях вероятности отказа перемычек. При одинаковых значениях вероятности отказа перемычек  $p_g = p_h$  выражения (9), (11) примут вид:

$$H_1 = (1 - p^3)^2 - 4p^3 p_{gh}(1 - p^2)(1 - p) - 2p^3 p_{gh}^2(1 - p^2)(1 - p) + 6p^4 p_{gh}^2(1 - p)^2, \tag{13}$$

$$H_2 = (1 - p^3)^2 - 2p^3 p_{gh}(1 - p^2)^2 - 2p^5 p_{gh}(1 - p^2)(1 - p) + 4p^6 p_{gh}(1 - p)^2. \tag{14}$$

Используя (10 – 14) можно получить конечные значения надежности при различных значениях вероятности отказа перемычек для исследуемых структур. Результаты анализа приведены в таблице.

Таблица

| № | Вероятность от-<br>каза ребер<br>a,b,c,d,e,f- $p_{is}$ | Вероятность<br>отказа<br>перемычек<br>g,h- $p_{gh}$ | Надежность<br>структуры 1<br>(рис. 1, а)- $H_1$ | Надежность<br>структуры 2<br>(рис. 1, б)- $H_2$ |
|---|--------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|-------------------------------------------------|-------------------------------------------------|
| 1 | 0,9                                                    | 0,6                                                 | 0,9555993                                       | 0,9574491                                       |
| 2 | 0,9                                                    | 0,7                                                 | 0,9596227                                       | 0,9645366                                       |
| 3 | 0,9                                                    | 0,8                                                 | 0,9634128                                       | 0,9721782                                       |
| 4 | 0,9                                                    | 0,9                                                 | 0,9669361                                       | 0,980352                                        |
| 5 | 0,9                                                    | 1,0                                                 | 0,9702931                                       | 0,9891234                                       |

По данным таблицы построим зависимость надежности сетевых структур от вероятности отказа перемычек.

Анализ результатов таблицы и графика (рис. 2) показывает, что кольцевая структура с перекрестным построением перемычек, изображенная на рис. 1, б, имеет более высокую структурную надежность по сравнению со структурой с параллельным построением перемычек, изображенной на рис. 1, а, остается более надежной при увеличении вероятности отказа перемычек, и может быть рекомендована в качестве основной структуры для практического использования.

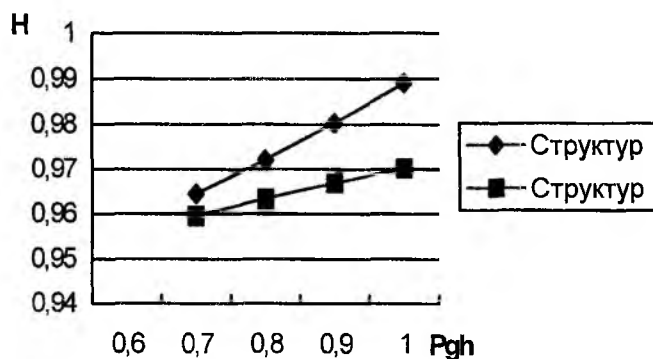


Рис. 2

**Список литературы:** 1. Мизин И.А. Передача информации в сетях с коммутацией сообщений. М.: Связь, 1977.  
2. Татарчук С.И., Москалец Н.В. Надежность и живучесть технологических структур телекоммуникационных сетей. // Тезисы МНТК Теория и техника передачи, приема и обработки информации. Харьков–Туапсе. 2001.  
3. Богатырев В.А., Рогинский В.Н. Расчет с заданной точностью надежности связи в сети передачи информации. М.: Наука, 1983. С.39-42

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
Харьковская дирекция АО «Укртелеком»

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## МЕТОДИКА ОПТИМАЛЬНОГО РАЗМЕЩЕНИЯ КОНЦЕНТРАТОРОВ НАГРУЗКИ xDSL

Технология xDSL предназначена для организации цифровых абонентских линий (Digital Subscriber Line- DSL) с использованием в качестве среды передачи медных витых пар существующих абонентских телефонных кабельных систем. На сегодняшний день существует большое количество разновидностей данной технологии, из которых можно выделить основные [1, 2]:

- симметричные технологии HDSL, SDSL, MSDSL, IDSL;
- асимметричные технологии ADSL, UADSL, RADSL, VDSL.

Технологии xDSL основаны на использовании широкого спектра частот, не пересекающегося со спектром канала тональной частоты, используя при этом всю возможную пропускную способность телефонных линий. Именно это позволяет увеличить скорость передачи цифровой информации, однако ограничивает применение этих технологий по коммутируемым линиям. Применение xDSL возможно только на участке между абонентом и маршрутизатором провайдера Internet, между двумя абонентами или двумя локальными сетями без участия АТС.

Оборудование xDSL, находящееся у абонента, может быть в виде встраиваемой в компьютер платы xDSL или внешнего модема xDSL (рис.1). Наличие делителя (splitter) позволяет вести телефонные переговоры одновременно с передачей данных, однако существуют технологии, способные работать без делителя на абонентской стороне (например, CDSL) [3]. Исключение составляет технология IDSL, в которой не предусмотрена поддержка аналоговых телефонных линий. Эта технология реализует интерфейс BRI-ISDN, и осуществление телефонной связи предполагается по цифровым каналам ISDN.

На стороне поставщика услуг находятся мультиплексоры цифровых абонентских линий DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexer), называемые также концентраторами нагрузки [3]. DSLAM всегда располагается на сетевой стороне соединения. Обычно DSLAM имеет в своем составе встроенный делитель, в котором происходит разделение сигналов по спектру, и речевой сигнал направляется далее по каналу ТЧ на АТС для дальнейшего обслуживания. Передаваемая цифровая информация поступает на IP-маршрутизатор, откуда направляется по указанному адресу. Кроме маршрутизаторов TCP/IP, со стороны сетевых служб DSLAM может подключаться к коммутаторам ATM, серверам коммутируемого цифрового видео (SDV), локальным сетям и другим службам.

Максимально допустимая длина абонентской линии определяется несколькими факторами:

- вариант применяемой технологии;
- требуемая скорость передачи;
- диаметр жилы кабеля.

Так, технология VDSL, реализованная в модеме CopperTrunk фирмы Orckit Communications Ltd и обеспечивающая самые высокие скорости передачи данных, имеет дальность связи 1,5 км для скорости 12,96 Мбит/с и 1,0 км для скорости 25,92 Мбит/с (для жил с диаметром 0,5 мм). Технологии с более низкими скоростями имеют значительно большую дальность: технология HDSL передает симметричный поток со скоростью до 768 кбит/с на расстояния до 8 км при диаметре жил 0,9 мм; оборудование RADSL обеспечивает передачу данных со скоростями в диапазоне 82,66-1080 кбит/с от абонента и 608-3168 кбит/с к абоненту на расстояние до 6 км (оборудование серии Megabit Access фирмы PairGain Technologies, Inc) [2]. Эти ограничения можно свести в общий блок-вектор  $\{M_j\}$ , где  $j$  определяет оборудование xDSL и параметры среды передачи.

При использовании технологий xDSL оборудование доступа (DSLAM) должно располагаться по возможности ближе к абонентским линиям. В идеале оборудование DSLAM и маршрутизатор провайдера Internet должны находиться в здании АТС. Однако такое размещение не всегда возможно. Кроме того, существуют районы, особенно в пригородной зоне, в которых степень телефонизации очень низка, что выражается в малом количестве абонентских линий.

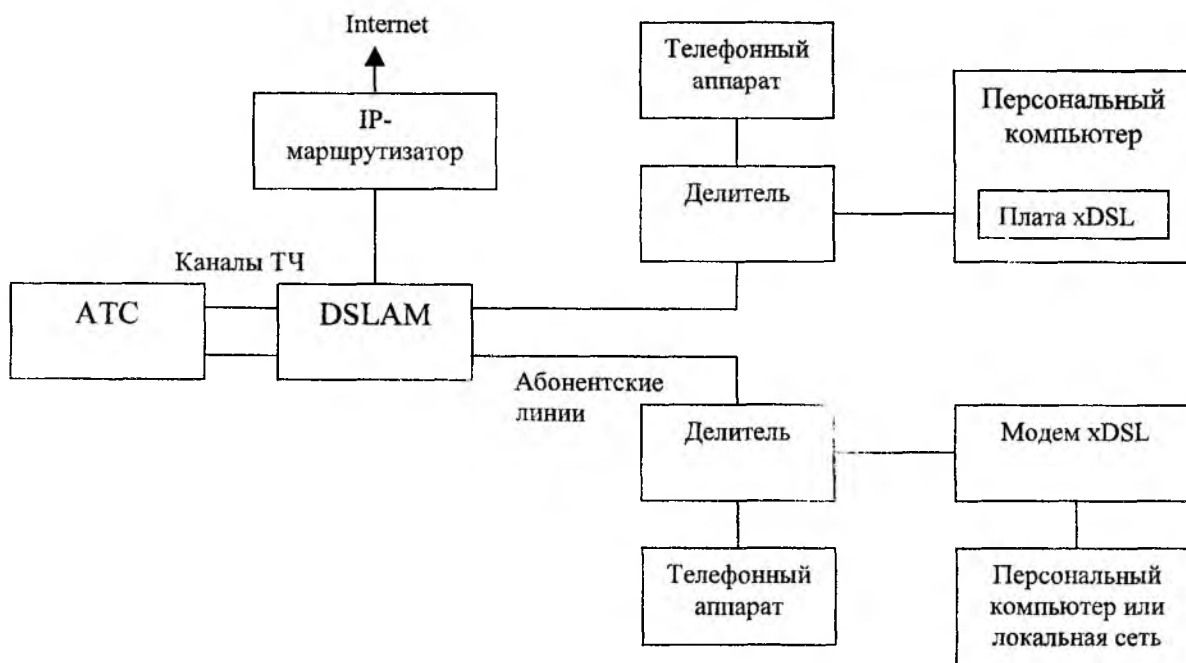


Рис. 1

Постоянный рост спроса на услуги ТФОП и сети Internet влечет за собой необходимость расширения, которое возможно путем размещения новой АТС или только размещением концентратора нагрузки DSLAM. В каждом из этих вариантов необходимо прокладывать новые абонентские линии, стоимость которых составляет значительную часть всех затрат. Поэтому задача размещения DSLAM (или новой АТС) должна быть решена исходя из минимума суммарной длины абонентских линий. При этом необходимо учесть все потребности абонентов в передаче данных. Таким образом, возникает оптимизационная задача размещения оборудования DSLAM (АТС), где в качестве целевой функции выступает суммарная длина абонентских линий, а в качестве ограничений - расположение абонентских пунктов и интенсивность создаваемой ими нагрузки.

Пусть существует  $n$  абонентских пунктов  $C_1, C_2, \dots, C_n$ , тогда расстояние от DSLAM (АТС) с координатами  $x_1, x_2$  к каждому из уже существующих абонентских пунктов определяется как

$$l_i = \sqrt{(x_1 - c_{1i})^2 + (x_2 - c_{2i})^2}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где  $c_{1i}, c_{2i}$  - координаты объекта  $C_i$ .

Тогда целевую функцию, в роли которой выступает суммарная длина абонентских линий, можно записать в следующем виде

$$f(X) = \sum_{i=1}^n l_i(x_1, x_2). \quad (2)$$

В данном случае наименее удаленной от заданной совокупности абонентских пунктов  $(c_{1i}, c_{2i})$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) является точка  $X(x_1, x_2)$  такая, что

$$X = \arg \min_{x_1, x_2} f(X). \quad (3)$$

Задача оптимального размещения одного объекта связи, наименее удаленного от заданной совокупности абонентских пунктов, является разновидностью задачи Штейнера-Вебера и решается многими методами. В данном случае представляется возможным применить к решению задачи метод вариационно-взвешенных квадратичных мажорант [4,5], преимущества которого заключаются в простоте его реализации, отсутствии ограничений на выбор начального приближения, высокая размер-

ность решаемых задач В основу данного метода положена аппроксимация минимизируемой функции в некоторой точке  $X^k(x_1^k, x_2^k)$  квадратичной параболой, проходящей через эту точку и мажорирующей функцию  $f(X)$ . Минимум построенной таким образом параболы принимается за начальное приближение на следующем шаге. В [4,5] доказано, что этот итерационный процесс приводит к отысканию экстремума функции  $f(X)$ .

Каждое из слагаемых в (2) при произвольных  $x_1^0$  и  $x_2^0$  мажорируется параболоидом [4]

$$F_i(x_1, x_2) = \frac{l_i^2(x_1, x_2)}{2|l_i(x_1^0, x_2^0)|} = \frac{(x_1 - c_{1i})^2 + (x_2 - c_{2i})^2}{2\sqrt{(x_1^0 - c_{1i})^2 + (x_2^0 - c_{2i})^2}}. \quad (4)$$

Так как сумма мажорант отдельных слагаемых является мажорантой суммы, то получаем параболоид  $F(X) = \sum_{i=1}^n F_i(X)$ , мажорирующий целевую функцию  $f(X)$ . Таким образом процесс поиска оптимальной точки сводится к применению рекуррентной формулы

$$X^{k+1} = \arg \min_{x_1, x_2} \left( \sum_{i=1}^n \frac{(x_1 - c_{1i})^2 + (x_2 - c_{2i})^2}{2\sqrt{(x_1^k - c_{1i})^2 + (x_2^k - c_{2i})^2}} \right). \quad (5)$$

Выражение (5) можно записать в более удобной для расчетов форме

$$X^{k+1} = \arg \min_{x_1, x_2} \left( \sum_{i=1}^n P_i^k [(x_1 - c_{1i})^2 + (x_2 - c_{2i})^2] \right), \quad (6)$$

где  $P_i^k = \frac{1}{2\sqrt{(x_1^k - c_{1i})^2 + (x_2^k - c_{2i})^2}},$

причем в процедуре (5) на выбор начальных условий  $x_1^0, x_2^0$  не накладывается никаких ограничений.

Формулы (5) и (6) являются вполне приемлемыми при решении задачи размещения АТС без учета оборудования DSLAM, когда нагрузку, создаваемую всеми абонентами, можно считать одинаковой. Однако, если учитывать потребности абонентов в передаче данных (а на сегодняшний день такая потребность существует), то требования к обеспечиваемым скоростям обмена данными у всех абонентов могут быть различны. От требуемой скорости передачи цифровой информации будет зависеть не только выбор варианта технологии xDSL, появляются ограничения на максимально допустимую длину абонентской линии. Указанные требования и ограничения необходимо учесть при решении задачи размещения DSLAM.

Для того, чтобы указать различия в требуемых скоростях, необходимо ввести в (6) весовые коэффициенты  $W_i$ , которые можно выбирать пропорционально скорости обмена данными, предоставляемой  $i$ -му абоненту. В общем случае весовой коэффициент необходимо выбирать с учетом экономического фактора, т. е. стоимости оборудования для  $i$ -го абонента, предоставляемых ему услуг, а также стоимости строительных работ. Правильный выбор коэффициента  $W_i$  позволит значительно сократить объем вычислений.

Ограничение на максимально допустимую длину абонентской линии можно ввести в виде неравенства, выполнение которого должно проверяться на каждой  $k$ -й итерации в процессе решения задачи,

$$\sqrt{(x_1^k - c_{1i})^2 + (x_2^k - c_{2i})^2} < M_i, \quad (7)$$

где  $M_i$  - максимальная длина  $i$ -й абонентской линии, допускаемая выбранным оборудованием при известных параметрах среды передачи.

Если итерационный процесс прекращается из-за нарушения условия (7) в  $j$ -й абонентской линии, то необходимо увеличить весовой коэффициент  $W_j$  и начать итерационный процесс заново.

Рассмотрим применение данной методики для  $n = 6$  абонентов (точки №1- №6 на рис. 2), требования которых к скоростям обмена данными следующие: 272 кбит/с (абоненты № 1,2,3), 784 кбит/с (№6), 1168 кбит/с (№ 5,6). Если применять технологию HDSL при диаметре жил телефонного кабеля 0,4 мм, то вектор ограничений на максимально допустимую длину абонентской линии будет следующим:  $\{M_i\} = (5,2;5,2;5,2;3,7;3,9;3,7)$  км. На рис. 2 приведено решение задачи оптимального размещения объекта связи  $X(x_1, x_2)$  без учета технологии xDSL (рис. 2, а) и с учетом различий в требуемых скоростях передачи данных (рис. 2, б), для чего в выражение (6) был введен вектор весовых коэффициентов  $\{W_i\} = (1;1;4;3;4)$ , выбранных пропорционально требуемой скорости. При этом значения целевой функции составили  $f(X) = 16,51$  и  $f(X) = 17,66$  км для случаев, рассмотренных на рис. 2, а и рис. 2, б соответственно.

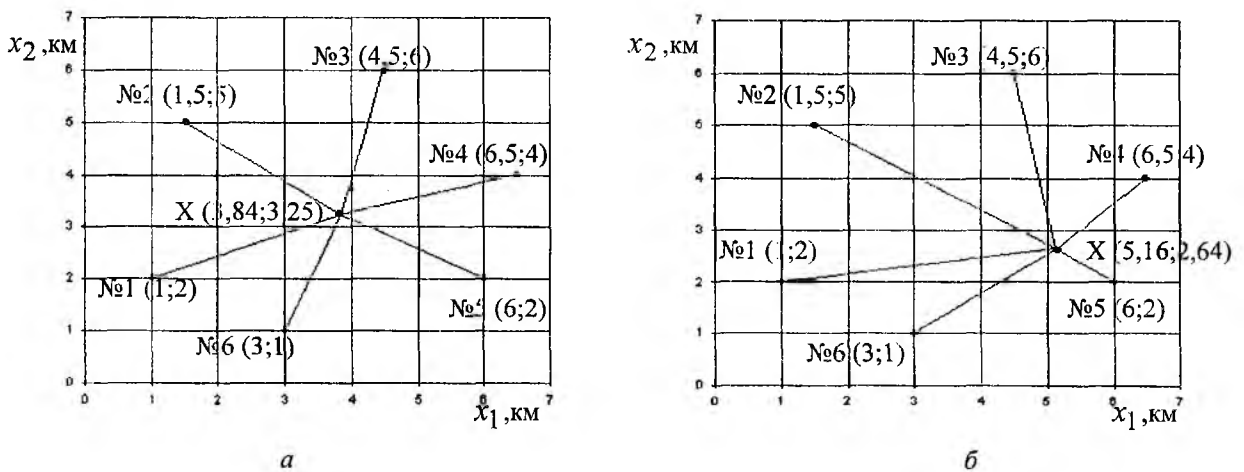


Рис. 2

В приведенном примере все ограничения, заложенные в векторе  $\{M_i\}$ , выполняются. Если же возникает ситуация, когда задача не имеет решения при заданных ограничениях, то следует рассмотреть варианты работы не по одной витой паре, а по нескольким, а также учесть возможность использования в линии повторителей.

**Список литературы:** 1. Блушке А., Матевс М., Панченко Н. «Родословная» xDSL // Технологии и средства связи. 1999. №5. С.37-44. 2. Нечипоренко А.Н. xDSL: технологии высоких скоростей // Технологии и средства связи. 2000. №1. С.18-28. 3. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для «последней мили». М.:Эко-Трендз-НТЦ НАТЕКС, 1999. 4. Мудров В.И., Ивлев А.А. Мажоранты Ньютона в прикладных задачах. Теория, алгоритмы, программы. М.: Радио и связь, 1987. 144 с. 5. Татарчук С.И. Методика оптимального размещения объектов связи //Труды УНИИРТ. 2001. №2. С.69-72.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
Харьковская дирекция АО «Укртелеком»

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## ОСОБЛИВОСТІ ВЕКТОРНОГО СИНТЕЗУ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

Система управління (СУ) сучасними телекомунікаційними мережами має такі характерні ознаки: великі розміри, складність, розвинуті функціональні можливості, конкурентоспроможність, жорстку вимогливість до забезпечення захисту інформації; високу чутливість до помилок.

Згідно з прогнозами, при підвищенні якості та збільшенні обсягу наданих послуг кількість управляючої інформації в СУ стрімко зростає. Внаслідок цього СУ може поглинути основну мережу.

СУ адекватно поняттю - "велика система". Останнє характеризується кількома специфічними ознаками. Це, насамперед, багатомірність розмаїття структури, багатозв'язність елементів (взаємозв'язок підсистем на одному рівні та між різними рівнями ієрархії), різномірність бази елементів, багатократність зміни складу і стану (змінність структури, зв'язків і складу системи), багатокритеріальність, багатоплановість.

Оптимізація систем такого типу містить у собі оптимізацію як самої системи управління, так і процесу її проектування. Обидва напрямки оптимізації взаємозалежні. Показники якості розроблюваної системи істотно залежать від оптимальності процесу та терміну часу розробки, засобів устаткування. У свою чергу, час і засоби, затрачені на процес розробки системи, в значній мірі визначаються структурою системи та її параметрами. Проте задача одночасного вирішення оптимізації системи управління і процесу її розробки - складна. Тому в розділі основна увага буде приділена оптимізації системи управління. В процесі розробки будемо враховувати лише оптимальну характеристику показника вартості -  $C_p$  ( $C_p$  враховує також затрати на проектування).

Знаходженням оптимальної системи управління будемо називати процес синтезу системи. Задача синтезу полягає в знаходженні такої СУ, яка компромісно оптимізує показники якості при обмеженні вхідних даних та спектра визначених умов. Зазначимо, що синтез СУ такого типу повинен бути векторним, тобто виконуватися з урахуванням значень сукупності (векторів) показників якості, включаючи й економічні, які заздалегідь враховані (прогнозуються) в критерії переваги (критерії оптимальності системи).

Синтез інформаційних мереж управління може бути векторним чи глобальним.

Векторним називається синтез, який виконується з урахуванням декількох показників якості, тобто на основі векторів  $K(k_1, k_2, \dots, k_m)$ . Це обумовлено властивостями багатокритеріальної складної системи, якою і є СУ. На відміну від векторного, синтез, проведений за одним показником якості, називається скалярним.

Глобальним називається синтез, який виконується з урахуванням всіх суттєвих показників якості, включаючи й економічні. Отже, при проведенні векторного синтезу потрібно визначити такі значення управляючих змінних  $x \in D$ , які забезпечують одночасно мінімум всіх введених критеріїв оптимальності  $Q_k(x)$ ,  $k=1, 2, \dots, s$ . Звичайно ці критерії суперечливі, оптимізація за кожним з них призводить до різних значень управляючих змінних. У зв'язку з цим для врахування всієї сукупності часткових критеріїв необхідно проаналізувати векторний критерій оптимальності  $Q(x)=[Q_1(x), \dots, Q_s(x)]$ , який призводить до розв'язування задачі багатокритеріальної оптимізації.

Рішення задачі оптимального синтезу – це процес вибору управляючих змінних  $x$ , що належать до допустимої області  $D$  і забезпечують оптимальне значення характеристики СУ  $Q(x)$ . Характеристика, яка показує відносну "перевагу" одного варіанту порівняно з іншими, називається критерієм оптимальності (цільовою функцією, критерієм ефективності, функцією корисності тощо).

Екстремальне значення критерію оптимальності  $Q(x)$  (кількісне значення) характеризує одну з найбільш важливіших властивостей СУ. У залежності від конкретного завдання потрібно отримати або максимум, або мінімум цієї функції.

Таким чином, для кожного критерію  $Q_1(x), Q_2(x), \dots, Q_s(x)$  необхідно знайти вектор  $x=(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , що забезпечує мінімальне (максимальне) значення критерію оптимальності:

$$Q_i=Q_i(x_1, x_2, \dots, x_n), i=1, 2, \dots, m; \quad (1)$$

при рішенні системи нерівностей

$$Q_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \geq 0, i=1, 2, \dots, m, \quad (2)$$

$$x_j^- \leq x_j \leq x_j^+, j=1, 2, \dots, n. \quad (3)$$

Отже, розв'язування задачі оптимізації СУ зводиться до вирішення умови оптимізації - виразів (1)-(3), тобто до визначення оптимального значення  $x^*$ , що задовольняє нерівностям (2), (3), та знаходження мінімального (максимального) значення критерію оптимальності.

Для СУ, наприклад, маємо такі часткові критерії:

$Q_1(x)$  - функція, яка характеризує кількість інформації, що забезпечує заданий спектр послуг;

$Q_2(x)$  - функція, що характеризує затримку управління інформації при визначеній кількості контрольованих вузлів швидкодії центрів комутації пакетів СУ;

$Q_3(x)$  - функція, яка характеризує надійність структури при заданих обмеженнях;

$Q_4(x)$  - функція, котра характеризує достовірність переданої інформації;

$Q_5(x)$  - функція, що характеризує вартість СУ з урахуванням усіх перерахованих властивостей.

При однокритеріальному рішенні таких задач оптимізації мереж перевага надавалася одному з вищенаведених критеріїв, а для інших визначалася область припустимих рішень.

Для сучасної СУ такий підхід недостатньо ефективний, оскільки перераховані часткові критерії суперечать один одному.

Наприклад, критерій  $Q_2$  - "мінімум затримки" управляючої інформації суперечить критерію  $Q_4$  - "максимум достовірності". А виконання всіх критеріїв  $Q_1$ -  $Q_4$  суперечать критерію  $Q_5$ - "мінімум вартості".

Рішення задачі багатокритеріальної оптимізації в загальному випадку неоптимальне для жодного з часткових критеріїв, але є компромісним для вектора  $Q(x)$  у цілому. Потрібно зазначити, що рішення задачі багатокритеріальної оптимізації (компромісне рішення)  $x^* \in D$  є ефективною точкою, якщо для неї справедлива нерівність  $Q(x^*) \leq Q(x)$  при  $x \in D$ . Тобто будь-який компонент  $Q_k(x^*) \leq Q_k(x)$ , де  $k=1, 2, \dots, s$ , але хоча б для одного з  $s$ -чисел знайдеться точка  $x \in D$ , в якій виконується жорстка нерівність  $Q_j(x^*) < Q_j(x)$ . З визначення ефективної точки випливає, що вона не єдина. Множиною всіх ефективних точок називається область визначення, або область рішень. Оптимальність векторного критерію  $Q(x)$  означає, що не можна далі зменшувати значення одного з часткових критеріїв, не збільшуючи значення хоча б одного з інших.

Для визначення мінімуму векторного критерію  $Q(x)$  необхідно перейти від задачі векторної оптимізації до задачі нелінійної оптимізації з спеціально сформульованою цільовою функцією:

$$Q(x) = \Phi[Q_1(x), Q_2(x), \dots, Q_s(x)] \quad (4)$$

Процес пошуку скалярної функції (4), який є узагальненням критерієм для задачі багатокритеріальної оптимізації, називається об'єднанням (згортанням) векторного критерію оптимальності.

У цьому розділі описані різні об'єднання часткових критеріїв і одержання узагальненого критерію. Це дозволяє здійснити глобальний синтез системи управління з урахуванням часткових критеріїв, необхідних для забезпечення заданої точності параметрів мережі.

### Об'єднання, кількісно, сумісних критеріїв

Критерії оптимальності  $Q_k(x)$ ,  $k=1, 2, \dots, s$  будемо вважати кількісно сумісними, якщо вони характеризують важливість кожного з них у порівнянні з іншими критеріями. Параметри  $\lambda_k$  називаються ваговими коефіцієнтами (ступенем корисності  $k$ -го критерію, вагою критерію і т.д.). Розмірності вагових коефіцієнтів  $\lambda_k$  такі: в чисельнику - загальна розмірність, а в знаменнику - розмірність часткового критерію  $Q_k(x)$ . Це дозволяє одержати узагальнений скалярний критерій  $Q(x)$ , який називається адитивною функцією корисності, шляхом підсумування часткових критеріїв та множенням на свої вагові коефіцієнти (метод зважених сум).

$$Q(x) = \sum_{k=1}^S \lambda_k Q_k(x), \quad (5)$$

де  $\lambda_k \geq 0$ .

У деяких випадках припускається порівняння не критеріїв оптимальності, а втрат кожного з них. Втрати визначаються як різниця між  $Q_k(x)$  і його оптимальною величиною  $Q_k^*$ .

$$Q_k^* = \min_{x \in \Delta} Q_k(x).$$

У цьому випадку адитивна функція корисності має вигляд:

$$Q(x) = \sum_{k=1}^S \lambda_k [Q_k(x) - Q_k^*]. \quad (6)$$

Вираз (5) об'єднує часткові критерії  $Q_k(x)$  різних розмірностей, а рівність (6) приводить ці критерії до загального початку відліку і до однієї розмірності.

Недоліком методу зважених сум є те, що компромісне та оптимальне рішення у складі узагальненого критерію  $Q(x)$  може виявитися незадовільним за одним з часткових рішень  $Q_k(x)$ . Тобто, при забезпеченні мінімального значення для  $Q(x)$  може виявитися, що один критерій компенсується за рахунок інших, які можуть виявитися дуже великими. Наприклад, в цьому випадку затримка управляючої інформації чи ймовірність помилки можуть бути надто великими. Для усунення цього недоліка необхідно ввести параметр  $C_{kl}$ , що дозволяє визначити відхилення оптимального значення одного з часткових критеріїв від його значення, отриманого оптимальним рішенням для інших критеріїв:

$$C_{kl} = \frac{|Q_k(X_k^*) - Q_k(X_l^*)|}{Q_k(X_k^*)}.$$

Значення параметра  $C_{kl}$  характеризує вплив вектора  $X_l^*$  на критерій  $Q_k(x)$ .

#### Об'єднання критеріїв, для яких визначено співвідношення переваги за вагомістю

Нехай задано перевагу за вагомістю для часткових критеріїв оптимальності  $Q_k(x)$ . Причому, ця перевага задана умовою, при якій критерій  $Q_1(x)$  більш вагомий, ніж критерій  $Q_2(x)$ , а  $Q_2(x)$  більш вагомий, ніж  $Q_3(x)$  і т.д.

У цьому випадку об'єднання часткових критеріїв може бути здійснено за допомогою введення найбільш вагомого - основного критерію  $Q(x) = Q_1(x)$ , тобто потрібно зменшити при заданих граничних значеннях  $Q_k^+$  інших часткових критеріїв:

$$\min_{x \in \Delta} Q_1(x) \quad (7)$$

Одним із способів упорядкування критеріїв за вагомістю є введення оцінок пріоритету  $\mu_{ij}$  часткових критеріїв. Наприклад,  $10/1$  - переважна вагомість  $i$ -го критерію у порівнянні з  $j$ -м критерієм,  $5/1$  - значно більша вагомість,  $2/1$  - велика вагомість і  $1/1$  - приблизно рівна вагомість.

Ця інформація про ступінь порівняння (переваги за вагомістю) критеріїв наводиться у вигляді матриць  $S \times (S+1)$ , у кожний рядок яких вноситься оцінка пріоритетів  $\mu_{ij}$ , які характеризують вагомість критерію  $Q_i(x)$  відносно інших критеріїв.

Нехай оцінка  $\mu_{23} = 5/1$ , тобто критерій  $Q_2(x)$  має ще більшу вагомість, ніж критерій  $Q_3(x)$ . Тоді на перетині другого рядка і третього стовпчика ставимо цифру 5, а на перетині третього рядка та другого стовпчика - 1 і т.д. У останньому  $(S+1)$ -м стовпчику матриці знаходяться суми оцінок за стовпчиками  $\pi_k$ ,  $k=1, 2, \dots, S$ . Відносна вагомість кожного часткового критерію у цьому випадку може бути визначена з системи рівнянь:

$$\lambda_k / \lambda_i = \pi_k / \pi_i, \quad i, k=1, 2, \dots, S, \quad i \neq k, \quad \sum_{k=1}^S \lambda_k = 1. \quad (8)$$

Нехай, наприклад, відомо, що критерій  $Q_1(x)$  має переважну вагомість у порівнянні з  $Q_2(x)$ , а критерій  $Q_2(x)$  має ще більшу вагомість, ніж  $Q_3(x)$ . Зазначимо, наприклад, що  $Q_1(x)$  - це мінімальна

кількість інформації СУ, яка забезпечує задану точність параметрів мережі при забезпеченні властивостей адаптивності та інваріантності системи управління.

$Q_2(x)$  - це достовірність управляючої інформації;  $Q_3(x)$  - затримка управляючої інформації. Інформація про часткові критерії дозволяє звести оцінки пріоритетів:

$$\mu_{12} = \frac{10}{1}, \mu_{13} = \frac{10}{1} \text{ і } \mu_{23} = \frac{5}{1}.$$

У цьому випадку матриця пріоритетів має вигляд:

|       | $Q_1$ | $Q_2$ | $Q_3$ | $\pi_k$ |
|-------|-------|-------|-------|---------|
| $Q_1$ | 0     | 10    | 10    | 20      |
| $Q_2$ | 1     | 0     | 5     | 5       |
| $Q_3$ | 1     | 1     | 0     | 2       |

Для визначення вагових коефіцієнтів  $\lambda_1, \lambda_2$  і  $\lambda_3$  маємо систему рівнянь:

$$\lambda_1 / \lambda_3 = \frac{20}{2}, \lambda_2 / \lambda_3 = \frac{6}{2},$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1.$$

Звідки  $\lambda_1 = 0,72$ ,  $\lambda_2 = 0,216$  і  $\lambda_3 = 0,072$ , тобто адитивна функція корисності має вигляд

$$Q(x) = 0,72Q_1(x) + 0,216Q_2(x) + 0,072Q_3(x).$$

При відсутності інформації про вагомість часткових критеріїв можна припустити, що вони рівноцінні. Це дозволяє у якості узагальненого критерію використовувати суму відносних відхилень часткових критеріїв від їх оптимальних значень:

$$Q(x) = \sum_{k=1}^S [Q_k(x) - Q_k^*] / Q_k^* \quad (9)$$

Розв'язок задачі нелінійної оптимізації з цільовою функцією, заданої виразом (9), забезпечує одержання компромісного рішення, тобто - найкращого "середнього". Для отримання рішення, яке забезпечує найкраще наближення до критерію, найбільш віддаленого від свого оптимального значення, необхідно розглянути узагальнені критерії:

$$Q(x) = \max_{1 \leq k \leq S} | [Q_k(x) - Q_k^*] / Q_k^* | \quad (10)$$

Якщо про вагові коефіцієнти  $\lambda$  відомо тільки те, що вони належать до множини:

$$\Delta_\lambda = \{ \lambda / \lambda_k \geq 0, k = 1, 2, \dots, S; \sum_{k=1}^S \lambda_k = 1 \},$$

тоді узагальнений критерій оптимальності можна представити як:

$$Q(x) = \max_{\lambda \in \Delta_\lambda} \sum_{k=1}^S \lambda_k Q_k(x) \quad (11)$$

Розв'язок задачі нелінійної оптимізації з критерієм оптимальності (11) дозволяє одержати найкраще рішення  $x^*$  для найгіршого розкладу вагових коефіцієнтів  $\lambda_k$ .

**Список літератури:** 1. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Лев Ю.О. Проектування інтелектуальних мереж // Зв'язок.-1997. №3. С.36-38. 2. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Системный метод оптимального проектирования интеллектуальной сети // Зв'язок.1998. № 4. С.28-32. 3. Стеклов В.К. Беркман Л.Н. Оценка параметров системы управления интеллектуальной сети // Праці наук.-практичн. конф. Стратегія входження України в світовий інформаційний простір. Київ. 1997. С.82-84. 4. Стеклов В.К., Стародуб Н.М. Беркман Л.Н. Объединение векторных критериев оптимальности систем управления телекоммуникационными сетями // Матеріали доповідей учасників Ювілейної міжн. наук.-практ. конф. К.: Тов. "Знання України". 2000. С.90-92.

## МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕЧЕВОГО КАНАЛА В СЕТЯХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ

В настоящее время происходит интенсивное развитие рынка передачи речевого трафика по сетям с коммутацией пакетов. При этом характеристики транспортной сети могут значительно влиять на качество передачи речевого сигнала. Одним из перспективных методов исследования характеристик передачи речевого трафика является имитационное моделирование. В данной статье рассматривается методика имитационного моделирования пакетной передачи речи, которая была использована при исследовании характеристик пакетной передачи речи через IP-сети.

### 1. Программные средства моделирования

В качестве базового был выбран пакет имитационного моделирования LBL Network Simulator (NS) v 2.1b8 [1], работающий под управлением ОС Linux RH 6.2. Данное программное обеспечение (ПО) используется для моделирования IP-сетей. Пакет позволяет моделировать элементы реальных сетей передачи данных (СПД): агенты протоколов уровня 4-7, каналы передачи данных с ошибками, протоколы маршрутизации, дисциплины обслуживания очереди заявок и др. Важно также, что пакет имеет открытый код, что позволяет добавлять свои компоненты. Базовые компоненты написаны на C++, интерфейс и некоторые элементы – на языке Tool Command Language (TCL). На рис. 1 представлен структура взаимодействующих элементов пакета NS..

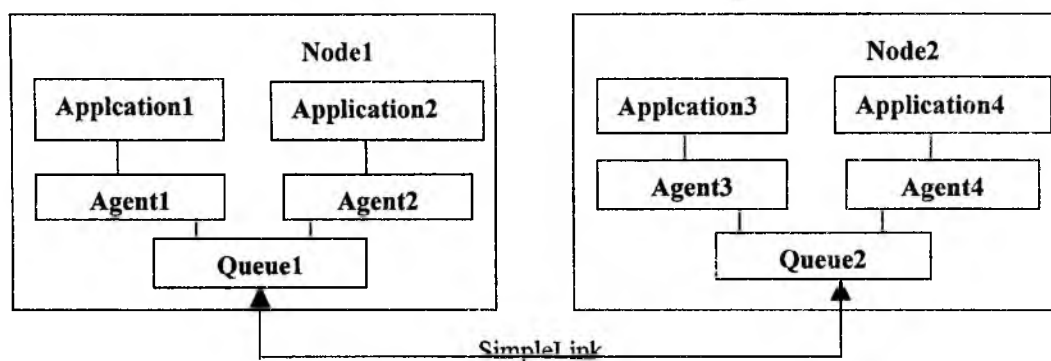


Рис. 1

Элементы модели представленные на рис. 1, имеют следующее назначение:

**Node** - элемент соответствующий оконечному оборудованию данных (ООД), имеет уникальный адрес в сети;

**Application** (Приложение) - моделирует прикладной процесс, являющийся источником информации, которую он генерирует в соответствии с определенным алгоритмом, при этом данные передаются на нижние уровни;

**Agent** (Агент) - моделирует протокол транспортного уровня (в модели TCP, UDP, RTP/RTCP), который служит для формирования сегментов, содержащих заголовки протокола и данные от приложения, управляет потоком, обнаруживает и восстанавливает поврежденные сегменты и т.д;

**Queue** (Очередь) - моделирует буфер (накопитель), в котором сегменты протокола транспортного уровня ожидают передачи по каналу связи. Очередь может иметь дисциплину обслуживания, отличную от FIFO (RED,ERED,FQ,WRR);

**SimpleLink** (Канал передачи) - моделирует канал передачи с задержкой, интенсивностью обслуживания, источником ошибок.

Агенты алгоритмов маршрутизации (как unicast, так и multicast) расположены в узлах либо реализованы централизованно в объекте Simulator.

Для визуализации процесса моделирования использовался пакет LBL Network Animator (NAM). Применение NAM особенно эффективно при анализе маршрутов передачи пакетов и состояния очередей заявок каналов связи.

Стек протоколов транспортного уровня, используемых при передаче речи и реализованный в NS, соответствует стандарту RTP/RTCP (Real Time Protocol / Real Time Control Protocol) [2]. На приклад-

ном уровне к каждому агенту привязывается источник речевого сигнала, определенный ниже. В сессии RTP/RTCP участвуют два агента (хотя моделирование конференц-связи в режиме multicast также возможно). Количество источников речи изменяется как параметр моделирования. Размер пакета RTP выбирался из таких соображений: 12 байт заголовок RTP [10], при использовании FEC заголовок увеличивается на 4 байта для каждой копии, с учетом капсуляции в сегмент UDP (заголовок 20 байт) общий размер пакета, передаваемого на сетевой уровень [3]:

$$L = 20_{UDP} + 12_{RTP} + N_{main} + k \cdot 4 + N_{red} + 1$$

## 2. Моделирование источников речевого трафика

При выборе модели речевого трафика необходимо учитывать лингвистические особенности передаваемой речи, такие как значения среднего времени пауз и активности речи для данного языка.

При исследовании были реализованы два вида моделей источника на основе "быстрого детектора" [4], моделируемого марковским процессом с тремя состояниями, и модель на основе реального речевого трафика. Диаграмма переходов модели источника речевого сигнала приведена на рис. 2.

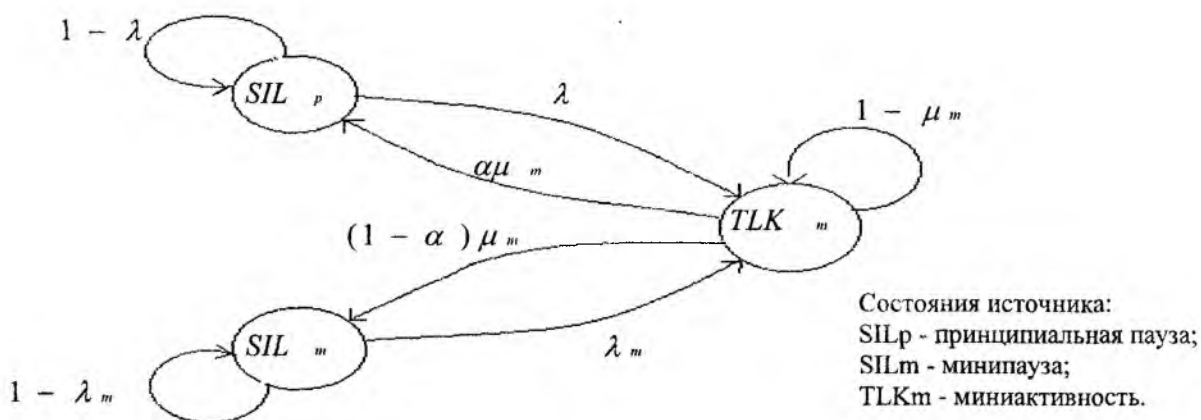


Рис. 2

При этом интенсивности переходов определяются:

$$\lambda = 1 - e^{-t/t_2}$$

$$\mu_m = 1 - e^{-t/t_3}$$

$$\lambda_m = 1 - e^{-t/t_4}$$

среднее количество миниактивностей:

$$\alpha = (t_3 + t_4) / t_1,$$

где:  $t$  - длительность временного интервала формирования пакетов во время речевой активности (в дальнейшем 20 мс);  $t_1, t_2, t_3, t_4$  - параметры экспоненциально распределенных случайных величин представляющих [11]:

$t_1$  - принципиальную активность (1,0 с);

$t_2$  - принципиальную паузу (1,35 с);

$t_3$  - миниактивность (0,275 с);

$t_4$  - минипаузу (0,05 с).

Идея источника на основе реального трафика состоит из предварительной записи речевого фрагмента, полученного использованием стандартного пакета передачи речи по IP сетям (при моделировании применялся RAT 4.2.9). При этом выбирается тип кодера, параметры FEC и др. Трафик собирается с помощью утилиты rtpdump из пакета RTPTOOLS в виде последовательности RTP/RTCP-пакетов. На втором этапе путем обработки записанного трафика создается файл данных для источника, содержащий время генерации, тип пакета, размер пакета. На следующем этапе пакет моделирова-

ния фактически производит модификацию исходного файла трассировки с учетом полученных в ходе моделирования потерь и запаздывания пакетов. На рис. 3 представлена схема формирования данных источника реального речевого трафика

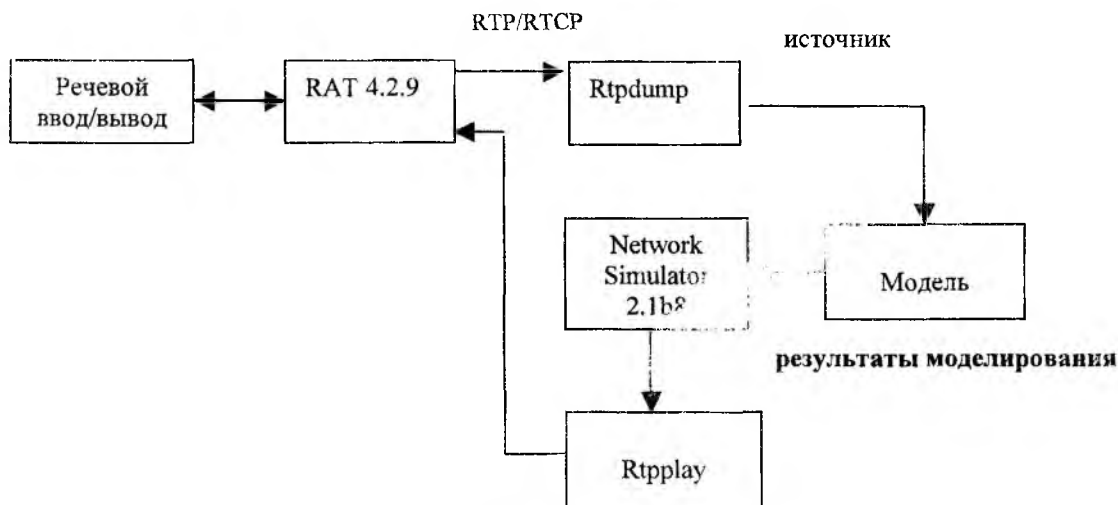


Рис. 3

В пакет NS был добавлен класс Session/RTP\_RED, использующий средства штатного класса Session/RTP. Трафик RTCP формируется вместе с RTP. Данный подход позволяет моделировать передачу речи в различных условиях, используя все элементы Network Simulator.

После моделирования производится определение QoS передачи речи путем субъективной оценки по шкале MOS. Для этого с помощью утилиты rtpplay производится "воспроизведение" восстановленного фрагмента.

При моделировании большого количества речевых источников эффективным является совместное использование двух видов источников, при этом количество источников реального трафика может быть минимальным, так как они будут использоваться для контроля QoS.

### 3. Моделирование источников фонового трафика

В случае совместной передачи речи и данных для модели передачи речевого трафика кроме речевого источника необходимо учитывать характер фонового трафика. При моделировании источника возможно определить тип протокола прикладного и транспортного уровней. Важной характеристикой протокола транспортного уровня является наличие механизма определения перегрузки сети. Обычно они реализованы в TCP различных версий. На прикладном уровне передача данных обычно моделируется агентом протокола FTP. При этом интенсивность передачи данных в сеть определяется агентом протокола TCP, а характеристики трафика значительно зависят от характеристик протокола транспортного уровня, например, от версии протокола TCP (RFC793, Tahoe, Reno, Newreno, Sack, Vegas и др.).

Источники с постоянной скоростью передачи (CBR) и изменяемой скоростью передачи (VBR) принято также характеризовать бертностью [5].

При использовании агентов TCP необходимо учитывать наличие элементов предотвращения перегрузки сети в агенте данной версии TCP и влияние агентов данной версии на QoS. В настоящее время разработаны и широко применяются несколько алгоритмов предотвращения перегрузок сети, их можно классифицировать по способу реализации: в объектах протоколов транспортного уровня агентов и в маршрутизаторах СКИ. Среди первой группы можно выделить используемые в различных версиях протокола TCP [6]:

- Slow start;
- Congestion avoidance;
- Fast retransmit;
- Fast recovery;

Недостатком методов первой группы является ограничение интенсивности источников нагрузки при обнаружении признаков перегрузки в сети, при этом к ограничениям приводят как значительные

флуктуации нагрузки, так и кратковременные перегрузки в сети, что при передаче речевого трафика может вызвать значительную деградацию качества передаваемого сигнала [6].

Среди алгоритмов второй группы широко используются:

- Random Early Detect (RED);
- WRR (Weight Round Robin);
- CBQ (Class Basic Queueing);
- RSVP (Resource reSerVation Protocol).

При этом первые три фактически являются вариантами дисциплины обслуживания очереди заявок и реализуются в КСв.

#### 4. Моделирование восстановления потерянных речевых сегментов и формирования задержки воспроизведения речи

При моделировании важно учесть влияние алгоритмов восстановления потерянных речевых сегментов и алгоритмов формирования задержек воспроизведения речи, так как они оказывают значительное влияние на QoS. Одним из широко используемых методов компенсации потерь, вызванных кратковременными перегрузками сети, является прямое исправление ошибок без повторной передачи (FEC Forward Error Correction) [7]. При этом используется проверочное кодирование с использованием различных алгоритмов (например, проверки по четности или код Рида-Соломона). Одним из недостатков данного алгоритма является дополнительная задержка, вносимая в процессе восстановления. Достоинством является точное восстановление потерянных сегментов и независимость от типа носителя (т.е. типа передаваемой информации).

В [7] предложена модификация FEC, учитывающая тип носителя - SFEC (Signal Forward Error Correction). Принцип действия SFEC основан на передаче в одном пакете основной части, содержащей данные текущего интервала ( $k$ ), кодируемые с базовой скоростью, и дополнительной части, содержащей  $r$  блоков данных предшествующих интервалов ( $k-r$ ), кодируемых с меньшей скоростью.

Пояснение принципа действия SFEC приведено на рис. 4.

В [7] приведены результаты имитационного моделирования SFEC в случае  $r=1$ .

В предлагаемой методике реализация SFEC зависит от модели источника речевого трафика. В случае марковской модели модифицируется размер пакета RTP и при восстановлении учитываются характеристики используемого FEC алгоритма.

В случае модели реального трафика параметры FEC алгоритма указываются в настройках пакета RAT до начала генерирования трафика.

Основной задачей алгоритмов второй группы [8] является формирование задержки воспроизведения  $d_i$  с целью уменьшения потери данных интервалов кодирования из-за запаздывания сегментов, для чего производится оценка сетевой задержки, при этом время воспроизведения первого сегмента определяется как:

$$p_i = t_i + d_i + \mu v_i, \quad (1)$$

где:  $t_i$  – время генерации сегмента;  $d_i$  – оценка сетевой задержки;  $v_i$  – оценка дисперсии сетевой задержки.

Значения  $d_i$  и  $v_i$  обновляются по данным каждого прибывающего пакета, вычисление  $v_i$  одинаково для всех алгоритмов:

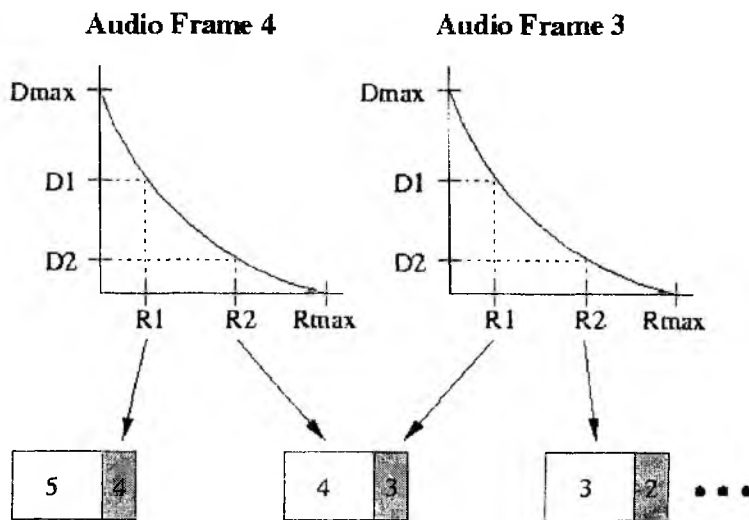


Рис. 4

$$v_i = \alpha v_{i-1} + (1 - \alpha) |d_i - n_i| \quad (2)$$

где  $n_i$  - текущая сетевая задержка пакета.

Кратко рассмотрим существующие алгоритмы [8].

1. Exp-Avg.

При этом  $d_i$  вычисляется по (2),  $d_i$  вычисляется по формуле:

$$d_i = \alpha d_{i-1} + (1 - \alpha) n_i \quad (3)$$

2. Fast Exp-Avg,

В отличие от первого алгоритма (3), более быстро адаптируется к увеличению задержки, используя меньший весовой коэффициент  $\beta \leq \alpha$ .

$$d_i = \begin{cases} \beta d_{i-1} + (1 - \beta) n_i & n_i > d_{i-1} \\ \alpha d_{i-1} + (1 - \alpha) n_i & n_i \leq d_{i-1} \end{cases}$$

3. Min-Delays.

Использует минимальную задержку среди всех пакетов речевой активности.

$$d_i = \min_{j \in S} (n_j)$$

При моделировании в качестве базового используется алгоритм Exp-Avg,  $d_i$  вычисляется по (3).  
Время воспроизведения речевого фрагмента вычисляется по (1).

## 5. Критерии оценки потерь и задержек сегментов при передаче речи

При исследовании передачи речевого сигнала также необходимо произвести оценку значений потерь и задержек пакетов. При этом необходимо учитывать специфику передачи и восстановления речевого сигнала (например, влияние алгоритмов FEC). Определение параметров моделей потерь производится путем анализа статистики сетевого трафика [9-11].

Рассматриваются следующие характеристики потерь речевых сегментов:

$$P(X = k) = \frac{o_k}{a}, \quad (4)$$

$$E[X] = \frac{1}{a} \sum_{k=1}^{\infty} k o_k, \quad (5)$$

$$P(X \geq k) = \frac{1}{a} \sum_{n=k}^{\infty} o_n, \quad (6)$$

$$P(X \geq k | X \geq k-1) = \frac{\sum_{n=k}^{\infty} o_n}{\sum_{n=k-1}^{\infty} o_n}, \quad (7)$$

$$P(Y = k) = \frac{o_k}{\sum_{n=1}^{\infty} o_n}, \quad (8)$$

$$E[Y] = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} k o_k}{\sum_{k=1}^{\infty} o_k}, \quad (9)$$

где  $o_k$  - число групп с последовательной потерей  $k$  речевых пакетов.

Учитывая значительное влияние групповых потерь пакетов на качество передачи речи в [10] предложены характеристики (4)-(9), определяющие длину и период появления групповых потерь речевых сегментов.

Задержки, возникающие при передаче речи, классифицируются следующим образом [11]:

- сетевая, состоящая из задержки передачи, распространения, ожидания в очередях;
- вызываемая Операционной Системой приемной или передающей сторон;
- устройств преобразования, например, звуковых картах;
- вызываемые некоторыми алгоритмами кодирования;
- вызываемые приложениями, например, задержками воспроизведения речи на приемной стороне.

Для характеристики задержек пакетов в сети возможно использовать условные распределения ccdf (Conditional Cumulative Delay Distribution) [11], определяемые как

$$f(t) = P[d_i \geq t | d_{i-1} \geq t], l = 1, 2, 3, \dots,$$

$$f(t) = P[d_i | d_{i-1} \in (t_1, t_2)],$$

где  $l$  – определяет значение смещения между поступающими пакетами.

## 5. Моделирование потерь сегментов при передаче речевого трафика

Одной из задач при исследовании алгоритмов FEC является определение значения количества передаваемых копий данных предыдущих интервалов кодирования, передаваемых в данном RTP пакете и скорости их кодирования, оптимальных для данных условий передачи. В [11] для моделирования потерь речевых пакетов предложено использовать простую модель Гильберта, которая фактически является Марковской с 2-мя состояниями. На рис. 5 показан граф переходов для моделей Гильберта.

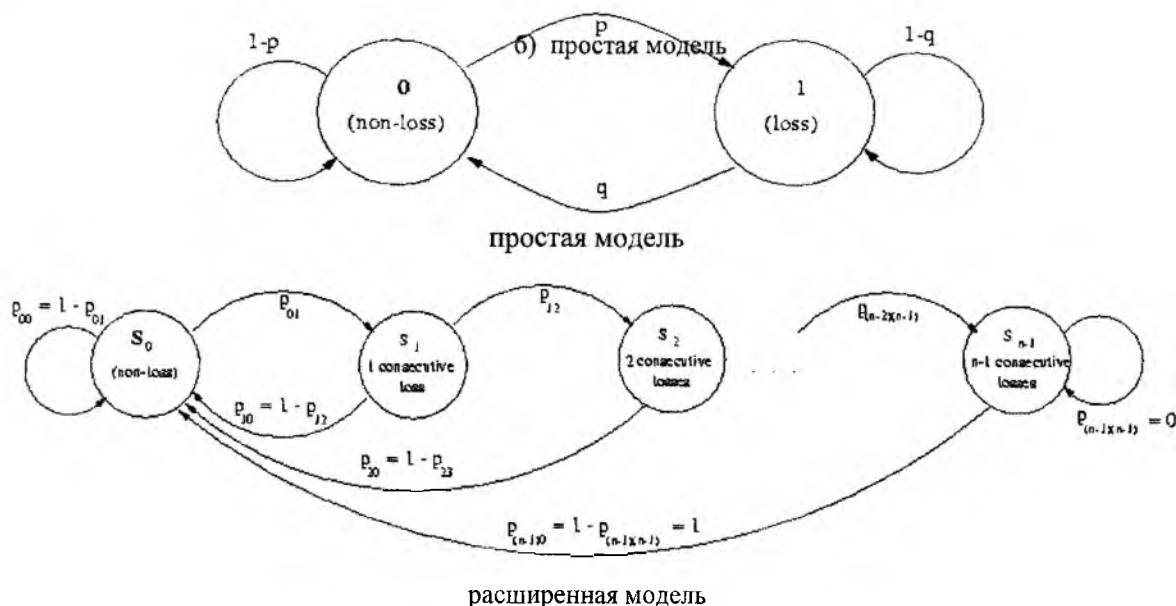


Рис. 5

Стационарные вероятности для модели Гильберта имеют вид:

$$\pi_0 = \frac{q}{p+q}, \quad \pi_1 = \frac{p}{p+q},$$

где  $p$  - вероятность потери следующего пакета, если предыдущий был доставлен;  $q$  - вероятность доставки следующего пакета, при условии, что предыдущий был потерян.

Параметры  $p$  и  $q$  модели могут быть определены из статистики потерь:

$$p = \left( \sum_{i=1}^{n-1} o_i \right) / o_0,$$

$$q = 1 - \left( \sum_{i=2}^{n-1} o_i \cdot (i-1) \right) / \left( \sum_{i=1}^{n-1} o_i \cdot i \right),$$

Для расчета стационарных вероятностей  $(\pi_0, \pi_1, \dots, \pi_{n-1})$  расширенной модели Гильберта, используется матрица [9]

$$\begin{vmatrix} P_{00} & P_{10} & P_{20} & \dots & P_{(n-2)0} & P_{(n-1)0} \\ P_{01} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & P_{12} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & P_{(n-2)(n-1)} & P_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \pi_0 \\ \pi_1 \\ \pi_2 \\ \dots \\ \pi_{(n-1)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \pi_0 \\ \pi_1 \\ \pi_2 \\ \dots \\ \pi_{(n-1)} \end{vmatrix}$$

Интенсивности переходов между состояниями определяются:

$$P_{01} = \left( \sum_{i=1}^{n-1} o_i \right) / o_0, \quad P_{(k-1)(k)} = \left( \sum_{i=k}^{n-1} o_i \right) / \left( \sum_{i=k-1}^{n-1} o_i \right)$$

где  $o_0$  количество доставленных сегментов.

Используя аналитические модели потерь речевых сегментов, возможно определить требуемое количество  $k$  копий [12],[13] для заданной финальной вероятности потерь для данных интервала кодирования речи.

В [12] предложен вариант определения  $k$ . Задается таблица вариантов комбинаций, для определения используемой комбинации применяется следующий алгоритм:

1. Рассчитывается вероятность потерь пакетов после восстановления  $P_a$ .
2. Рассчитывается вероятность потерь пакетов перед восстановлением  $P_b$ .
3. Если  $P_a > \text{HIGH}$ , то обновляем значение количества потерянных в группах пакетов и повторно рассчитываем  $P_a$ .
4. Если  $P_a > \text{HIGH}$ , то увеличиваем на 1 номер комбинации.
5. Если  $P_a < \text{LOW}$ , то вычисляем:

$$\Delta = P_b(i-1) - P_b(i).$$

6. Если  $\Delta > \text{MINIMUM\_THRESHOLD}$ , то уменьшаем на 1 номер комбинации.
7. Присваиваем  $P_b(i-1) := P_b(i)$ .

Значения **HIGH** и **LOW** определяют соответственно требуемую максимальную и минимальную вероятности потери сегментов.

Таблица

| Номер | Комбинация |
|-------|------------|
| 0     | 0          |
| 1     | 0,1        |
| 2     | 0,2        |
| 3     | 0,1,2      |
| 4     | 0,1,3      |
| 5     | 0,1,2,3    |
| 6     | 0,1,2,4    |
| 7     | 0,1,3,4    |
| 8     | 0,1,2,3,4  |

В потерянных пакетах выделяются потерянные в группах (10). Количество пакетов, не относящихся к теряемым в группах, определяется как разность количества пакетов, потерянных после реконструкции и количества потерянных в группе. В случае, если количество потерянных после восстановления пакетов меньше **LOW**, вычисляется разница количества потерянных пакетов в данном интервале и предыдущем интервале приема RTP-пакета. Если эта разница меньше **MINIMUM THRESHOLD**, номер используемой комбинации уменьшается на 1. Например, вероятность потери данных интервала кодирования после FEC-алгоритма для комбинации 0,1,3 [13].

$$P_{0,1,3} = (p(1-q)(pq+1-2q+q^2)) / (p+q)$$

Комбинация 0,1,3 означает, что в одном RTP пакете передаются данные текущего  $i$ -го (0),  $i-1$  (1),  $i-3$  (3) интервалов кодирования.

## 6. Критерии оценки качества передачи речи

В настоящее время отсутствуют общепризнанные методы объективной оценки качества пакетной передачи речи. Из известных можно указать [7],[14],[15],[16]. МСЭ в [15] рекомендует использовать субъективные оценки при определении качества речевого сигнала. Для этого разработан метод средних субъективных оценок (MOS - Mean Opinion Score), использующий пятибалльную шкалу оценок. Независимыми исследователями разработаны инструментальные средства определения качества речевого сигнала на основе субъективных оценок, например, [17]. При данном исследовании использован метод оценки R-D [7], в нем применяется зависимость Скорость Кодирования-Искажения Сигнала (Rate-Distortion R-D), при этом принимается нелинейная зависимость:

$$D(R) = c_1 e^{-\alpha R} + c \quad (11)$$

где  $c_1$  и  $c_2$  выбираются таким образом, что:  $D(64 \text{ кбит/с}) = 0$ ;  $D(0 \text{ кбит/с}) = 1$ ;  $R$  определяет скорость, с которой кодируются данные, коэффициент  $\alpha = 16$ .

Как указывается в [14], искажение  $D$  обратно пропорционально ОСШ (отношению сигнал/шум) SNR:

$$10 \lg([\sum x(n)^2] / [\sum (x(n) - \hat{x}(n))^2]).$$

При обработке данных трассировки модели определяются вероятности:

$P_s$  - успешной доставки пакета;

$P_{rl}$  - восстановления потерянного пакета;

$P_{ul}$  - потери и невозможности восстановления пакета.

Суммарное искажение  $D$  с учетом (11), определяется как:

$$D = P_s \cdot D(R_{source}) + P_{rl} \cdot D(R_{red}) + P_{ul} \cdot D(0),$$

где  $R_{source}$  - скорость основного кодирования;  $R_{red}$  - скорость восстановительного кодирования.

## Выводы

Использование методов имитационного моделирования пакетной передачи речевого трафика позволяет исследовать эффективность базовых алгоритмов используемых при организации пакетной передачи речи в условиях совместной передачи речи и данных и при различных характеристиках потерь и задержек сегментов. Использование предложенного метода формирования модели речевого трафика позволяет определять не только характеристики потерь и задержек речевых сегментов, но и оценку разборчивости речи после моделирования, а также эффективность существующих программных средств передачи речевого и видео трафика.

**Список литературы:** 1. *McCanne S., Floyd S.* The LBNL Network Simulator. Lawrence Berkeley Laboratory. <http://www-mash.cs.berkeley.edu/ns/>. 2. *Schulzrinne H., Caner S., Frederick R., Jacobson V.* RTP: A Transport Protocol for Real-Time Applications. Internet Engineering Task Force, Audio-Video Transport Working Group, January 1996. RFC-1889. 3. *Perkins C., Kouvelas I., Hardman O.* RTP Payload for Redundant Audio Data. Internet Engineering Task Force, Network Working Group, September 1997. RFC-2198. 4. *Wen J., Chen Y., Wang J.* NC-PRMA in Microcellular Systems. Communication Systems, vol 11, 1998, pp.183-188. 5. *Еришов В.А., Еришова Э.В., Ковалев В.В.* Метод расчета пропускной способности звена Ш-ЦСИС с технологией АТМ при мультисервисном обслуживании // Электросвязь. 2000. №3. С 19-23. 6. *Jacobson V.* Congestion avoidance and control. SIGCOMM Symposium on Communications Architectures and Protocols, pp. 314-329, 1988. 7. *Podolsky M., Romer C., McCanne S.* Simulation of FEC-based error control for packet audio on the Internet. In Proc. IEEE INFOCOM, volume 2, pp. 505-515, San Francisco, CA, March 1998. 8. *Jonathan D. Rosenberg, Lili Qiu, Henning Schulzrinne.* Integrating packet FEC into adaptive voice playout buffer algorithms on the internet. In Proceedings of the Conference on Computer Communications (IEEE Infocom), 2000. 9. *Sanneck H., Carle G., Koodli R.* A framework model for packet loss metrics based on loss runlengths. In SPIE/ACM SIGMM Multimedia Computing and Networking Conference, January 2000. 10. *Koodli R., Ravikanth R.* One-way loss pattern sample metrics. Internet Engineering Task Force, June 1999. 11. *Wenyu Jiang, Henning Schulzrinne.* QoS measurement of internet real-time multimedia services. Technical Report CUCS-015-99, Columbia University, New York, December 1999. 12. *Padhye C., Kenneth J. Christensen.* A New Adaptive FEC Loss Control Algorithm for Voice over IP Application. Proceedings of 19th IEEE International Performance, Computing and Communication Conference, pp. 307-313, February 2000. 13. *Bolot J.-C., Fosse-Parisis S., Towsley D.* "Adaptive FEC-Based Error Control for Internet Telephony", Proceedings of IEEE INFOCOM, March 1999. 14. *Горелов Г.В., Казанский Н.А., Лукова О.Н.* Методика оценки качества пакетной передачи речи в интегральных цифровых сетях. // Электросвязь. - 1992. №9. С 31-33. 15. CCITT Recommendation of P Series, "Method for the Evaluation of Service from the Standpoint of Speech Transmission Quality". CCITT Red Books Volume V - VIIIth Plenary Assembly, 1984. 16. *Vorán S.* "Objective Estimation of Perceived Speech Quality - Part I: Development of the Measuring Normalizing Block Technique", IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, Vol. 7, No. 4, July 1999. 17. *Bouch A., Watson A., Sasse M.A.* QUASS - a tool for measuring the subjective quality of real-time multimedia audio and video. In May HCI'98 Conference Comparison, P. 94-95, 1998.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## РАСЧЁТ НАГРУЗКИ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СЕТИ

### Введение

В последние годы во взаимоотношениях пользователей и операторов при предоставлении телекоммуникационных услуг происходят значительные изменения. Сегодня абонентам необходим широкий спектр современных услуг, основанных на новейших технологиях. Да и операторы в известных экономических условиях вынуждены интенсивнее искать источники новых доходов, что теснейшим образом связано с возможностью предоставления качественно новых услуг. При оперативного развертывания новых услуг при максимально эффективном использовании существующей инфраструктуры сетей общего пользования была разработана архитектурная концепция интеллектуальной сети (Intelligent Network – IN). Однако внедрение IN порождает определенные трудности: концепция IN предусматривает установку дополнительных узлов, что, безусловно, повлияет на характеристики сети. С другой стороны, нужно учитывать дополнительную нагрузку, создаваемую на некоторые ресурсы существующей сети. Так, например, нагрузка, возникающая при обмене данными между элементами IN при обслуживании пользователей, может создать ощутимую дополнительную нагрузку на сеть общеканальной сигнализации ОКС № 7, что в свою очередь может повлечь увеличение вероятности перегрузки системы. Поэтому расчёт этой нагрузки и определение требуемого числа каналов сигнализации очень важен при проектировании IN.

### Общие сведения об интеллектуальной сети

Архитектурная концепция IN подробно описана в рекомендациях ITU-T серии Q.1200 [1]. Отметим только, что основополагающим требованием к архитектуре IN является отделение функций предоставления услуг от функций коммутации и распределение их по различным функциональным подсистемам. Функции коммутации, как и для традиционных сетей, остаются в базовой сети связи, а функции управления, создания и внедрения услуг выносятся в создаваемую отдельно от базовой сети "интеллектуальную" надстройку, взаимодействующую с базовой сетью посредством стандартизованных интерфейсов. Коммутационное оборудование, оснащенное необходимыми функциональными модулями, и специализированные программно-аппаратные средства называются узлами IN.

Распределение сетевых функций по узлам IN может иметь следующий вид:

1) SSP (Service Switching Point): узел коммутации услуг, представляет собой коммутационную систему, за которой сохраняются все функции по управлению процессом предоставления основных услуг связи, оснащенную дополнительным программным обеспечением. Узел коммутации услуг SSP обеспечивает абонентам сети общего пользования доступ к услугам и поддержку протоколов взаимодействия с другими элементами IN. Узел коммутации услуг определяет, что вызов относится к IN, и посылает запрос на активацию услуги в узел, выполняющий функции управления услугами (SCF), например, узел управления услугами SCP. Это сообщение может включать в себя номер вызывающего абонента, набранные цифры номера, код требуемой услуги и некоторые другие параметры.

2) SCP (Service Control Point): узел управления услугами, содержит программы, централизованно реализующие логику услуг для всей сети IN, программное обеспечение протоколов взаимодействия с другими элементами сети, системное программное обеспечение, а также может содержать базу данных реального времени. Узел управления услугами, в числе прочего, реализует функции доступа к базе данных для трансляции номера и проверки кодов услуг.

SCP принимает запрос и возвращает в SSP инструкции по дальнейшей обработке вызова в соответствии с логикой затребованной услуги. Вызов в SSP приостанавливается до тех пор, пока первый набор инструкций не достигнет узла коммутации услуг. Узел управления услугами отвечает за обработку вызова до тех пор, пока управление не передастся обратно в узел коммутации услуг. В течение времени, пока SCP отвечает за управление вызовом, SSP может посылать ему отчеты в виде сообщений о результатах выполнения требуемых операций. Для поддержки перечисленных функций SCP должен выполнять высокопроизводительную обработку сообщений сети общеканальной системы сигнализации ОКС №7.

SCP имеет прямой доступ к узлу поддержки данных SDP либо может подсоединяться к нему через сеть сигнализации. При этом узел SDP может входить как в ту же сеть, что и узел SCP, так и в другие сети. Через сеть сигнализации SCP может быть связан с узлом коммутации услуг SSP и интеллектуальной периферией (IP).

3) SDP (Service Data Point): узел поддержки данных. Данный узел содержит данные, необходимые для предоставления индивидуализированных услуг, т.е. выполняет функцию поддержки данных. Доступ к SDP может быть получен либо через сеть сигнализации, либо через узел управления услугами SCP или узел обеспечения услуг SMP. Различные узлы поддержки данных могут быть связаны друг с другом.

4) IP (Intelligent Peripheral): узел интеллектуальной периферии. Интеллектуальная периферия содержит средства, делающие услуги сети удобными для пользователей, обеспечивая для SSP вспомогательные функции по ведению диалога с абонентом, такие как посылка приглашения к набору дополнительных цифр, прием посылаемых абонентом двухчастотным способом цифр, распознавание речи и некоторые другие возможности. Оборудование IP может быть как интегрированным с SSP, так и отдельно стоящим оборудованием. IP управляется по протоколу INAP со стороны SCP. Подключение к SSP осуществляется по соединительным линиям, управляемым подсистемой пользователя ISUP ОКС №7, или по первичному доступу ЦСИО, управляемому цифровой абонентской сигнализацией DSS1.

5) AD (Adjunct): вспомогательный узел управления. Данный узел аналогичен узлу управления услугами SCP, но имеет непосредственную связь с узлом коммутации услуг SSP. Связь между вспомогательным узлом управления и узлом коммутации услуг поддерживается по высокоскоростному каналу.

6) SN (Service Node): узел услуг. Данный узел напрямую связан с одним или более узлами коммутации услуг SSP и выполняет функции управления услугами SCF, поддержки данных SDF, специализированных ресурсов SRF, а также функции коммутации услуг SSF и управления вызовом CCF. При этом функции SSF/CCF в узле услуг тесно связаны с функцией управления услугами SCF и недоступны из других узлов, выполняющих функцию управления услугами. Данный узел имеет возможности как у узлов коммутации услуг, управления услуг и интеллектуальной периферии, вместе взятых.

7) SSCP (Service Switching and Control Point): узел коммутации и управления услугами. Данный узел объединяет узлы коммутации и управления услугами и выполняет функции коммутации услуг SSF, управления вызовом CCF, управления услугами SCF, поддержки данных SDF, управлением дос-  
тупа вызова CCAF и, возможно, функцию специализированных ресурсов SRF.

8) SMP (Service Management Point): узел обеспечения услуг. Данный узел выполняет функции SMF, SMAF и функцию среды создания услуг SCEF. Он может быть связан с любым узлом IN. Этот узел может управлять базами данных, тестировать сеть, управлять нагрузкой и проводить измерения различных характеристик сети.

9) SCEP (Service Creation Environment Point): узел среды создания услуг. Данный узел выполняет функцию среды создания услуг и служит для разработки, формирования, тестирования и внедрения услуг в пункте их обеспечения SMP.

Протоколы взаимодействия между SMP, SCEP и SCP в рамках первого набора возможностей CS1 не определены, однако стандартными протоколами де-факто стали X.25 и TCP/IP.

10) SMAP (Service Management Access Point): узел доступа к системе эксплуатационной поддержки и администрирования услуг. Данный узел дает некоторым избранным пользователям доступ к узлам обеспечения услуг SMP.

Таким образом, архитектурная концепция IN состоит в концентрации интеллекта, требуемого для реализации услуг, в выделенных узлах сети, доступных из любой её точки. Кроме того, предполагается четкое разделение всех функций создания, модификации, предоставления, технического обслуживания и эксплуатации дополнительных услуг на небольшое число программных модулей со строго определенным перечнем функций, взаимодействие между которыми также производится по стандартным интерфейсам.

### **Модель взаимодействия узлов IN**

Из описанной выше концепции IN мы видим, что архитектура интеллектуальной сети предполагает передачу значительного количества сообщений между узлами SSP и SCP для выполнения даже самой простой услуги. Вся информация при этом передаётся по сети общеканальной сигнализации ОКС № 7, что может создавать ощутимую дополнительную нагрузку на эту сеть. Поэтому определение величины этой нагрузки, а также требуемого числа звеньев ОКС № 7 между узлами SSP и SCP является, пожалуй, одной из наиболее важных задач при проектировании интеллектуальной сети.

Обобщённая модель взаимодействия узлов SSP и SCP при предоставлении услуг IN представлена на рис. 1.

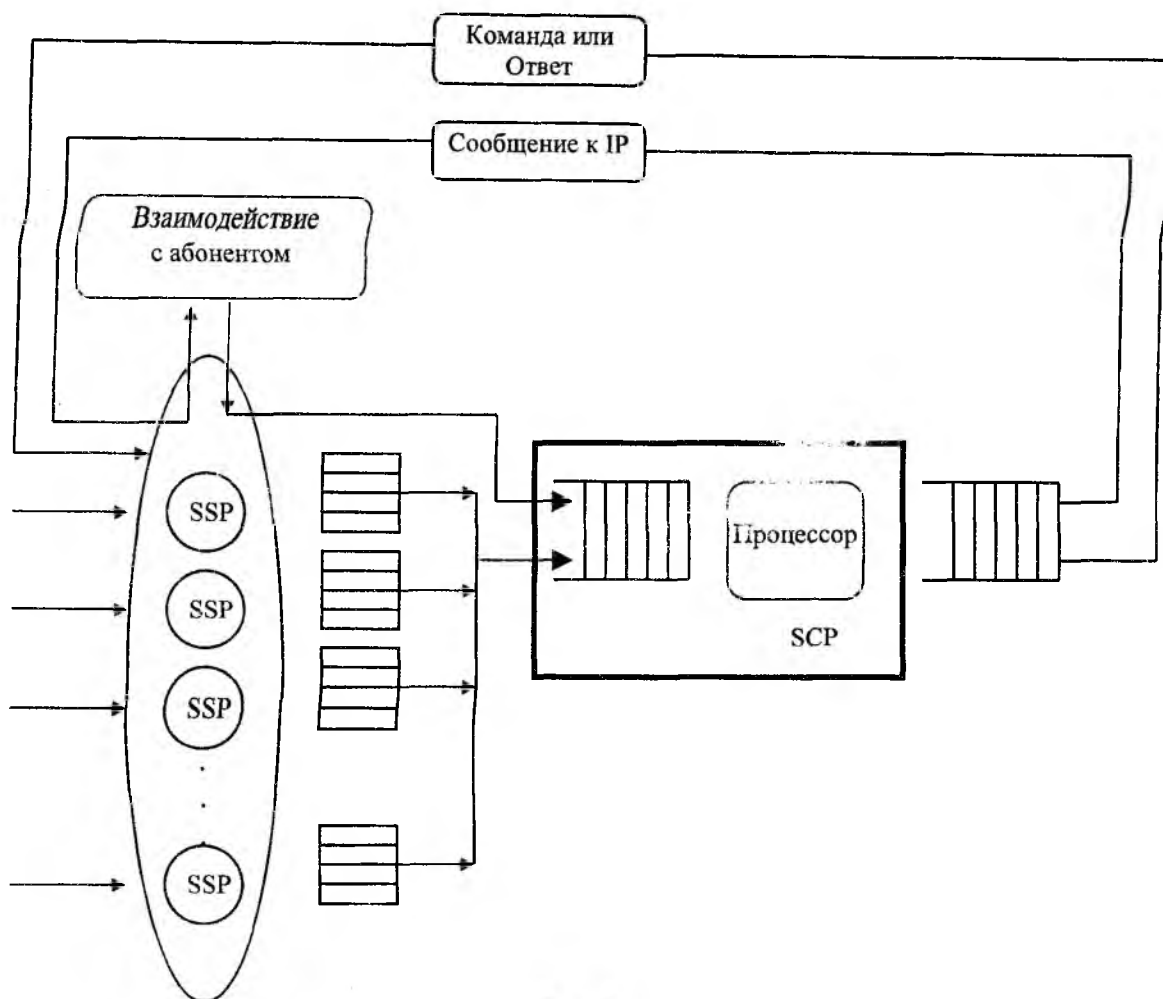


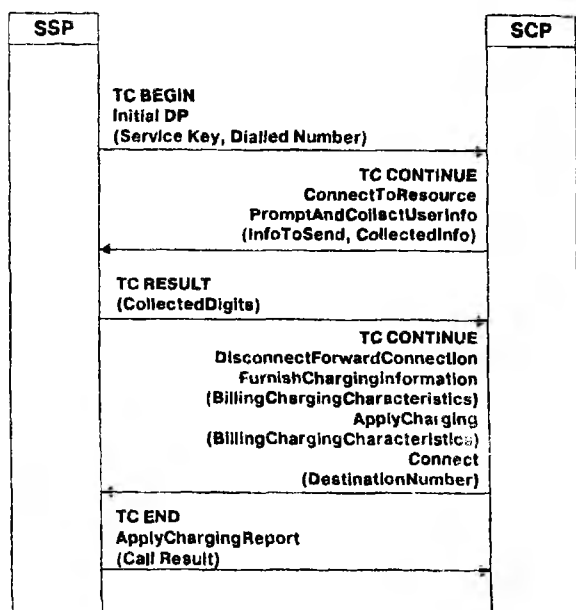
Рис. 1

Взаимодействие узлов начинается с момента поступления на станцию, содержащую SSP, последней цифры набора кода и номера услуги. SSP осуществляет анализ полученной информации, инициирует запрос услуги в виде сообщения IDP и передаёт его посредством протокола INAP по каналу OKC №7.

Сообщение, полученное SCP, анализируется, обрабатывается компьютерами, в результате чего SSP получает ответ из SCP, в котором содержится информация о том, как произвести услугу. В общем случае, подобный диалог может состоять из нескольких транзакций, т.е. из нескольких циклов запрос-ответ, обеспечивающих выполнение требуемой услуги. Диаграммы обмена сообщениями TCAP/INAP для пяти услуг IN первой очереди внедрения показаны на рис. 2. Это следующие пять услуг:

- а) ACC, CCC – Account (Credit) Card Calling – вызов по виртуальной телефонной карте (предоплаченной или кредитной);
- б) VOT – Televoting – телеголосование;
- в) FPH – Freephone – бесплатный вызов, PRM – Premium Rate – вызов с дополнительной оплатой.

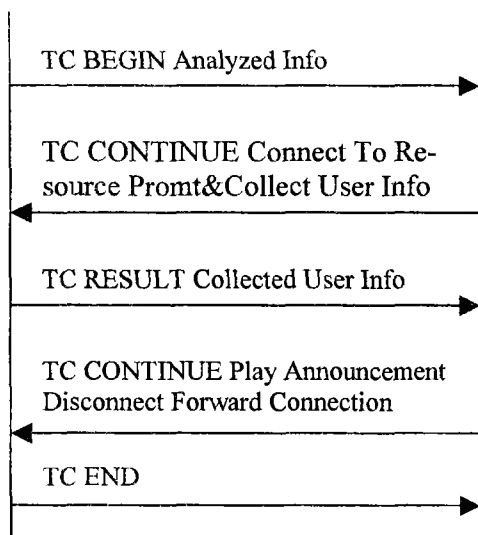
После получения сообщения BEGIN, инициирующего запрос на услугу IN, SCP обрабатывает указанный запрос и, спустя некоторый промежуток времени, выдает в сторону SSP сообщение CONTINUE и другую информацию, необходимую для осуществления коммутации и обслуживания запрошенной услуги. После получения указанной информации SSP сообщением END информирует SCP об окончании обмена, а SCP сообщением DEND подтверждает отсутствие ошибок и согласие на завершение обмена.



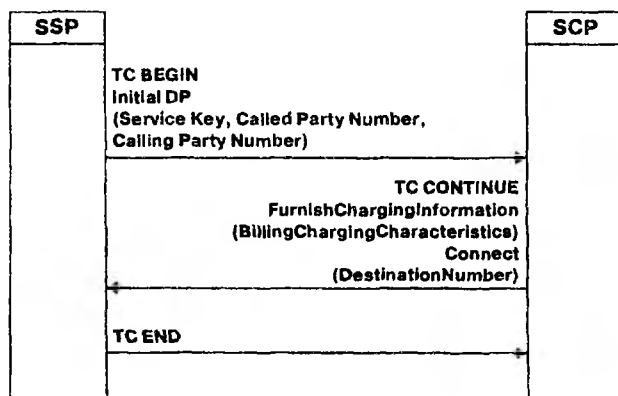
a

SSP

SCP



б



в

Рис. 2

Сообщения о вызываемой услуге, поступающие от телефонной сети на SSP, прежде чем будут переданы в звено ОК № 7, анализируются вычислительными средствами SSP. Проанализированные сообщения могут образовывать очереди, ожидающие освобождения канала ОК № 7 в сторону SCP. После передачи сообщений по звену ОК № 7 от SSP к SCP, перед поступлением на обработку, они могут также образовывать очереди, ожидающие освобождения процессора SCP. В конце, результаты обработки запросов услуги перед их передачей в обратном направлении – из SCP в SSP могут также образовывать очереди, ожидающие освобождения звена ОК № 7.

Поскольку все сообщения возникают в случайные моменты времени, процесс их обработки и передачи рассматривается как процесс массового обслуживания, а вычислительные системы SSP и SCP, а также канал ОК № 7 – как некоторые системы массового обслуживания (СМО). При этом предполагается, что поступающие транзакции образуют простейшие пуассоновские потоки (на самом деле это не так, но принятие экспоненциального распределения обеспечивает некоторый дополнительный запас при расчётах).

### Методика расчёта нагрузки при проектировании IN

Для расчёта нагрузки в интеллектуальной сети необходимо определить количество абонентов, которым будут предоставляться услуги IN. Принимать их число равным числу абонентов сети, на базе которой осуществляется построение платформы IN, некорректно, так как не все абоненты этой сети проявляют интерес к новым услугам, а количество пользователей разных услуг будет различным. Кроме того, по мере роста осведомлённости абонентов о новых услугах число их пользователей будет увеличиваться. Чтобы спрогнозировать неизбежный при этом рост нагрузки на сеть сигнализации, необходимо провести расчёт сегментов рынка для различных услуг IN – с этой целью можно использовать методику, описанную в [3], согласно которой ожидаемое число абонентов в момент времени  $t$  в сегменте  $i$  рынка равно:

$$N_{it} = P_{it} \tilde{n}_{it} = P_{it} a_{it}^2 \tilde{n}_{it}, \quad (1)$$

где  $P_i$  – доля пользователей в сегменте  $i$  рынка,  $P_i$  которые, как ожидается, станут

абонентами услуги (см. [3]);  $a_{ii}$  – функция проникновения, отражающая осведомленность об изменениях рынка и принятие услуги с течением времени в сегменте  $i$  рынка (см. [3]);  $n_i$  – размер сегмента  $i$  рынка (измеряемый, например, числом пользователей в сегменте  $i$  рынка).

Основой для расчёта требуемого числа звеньев сети ОКС № 7 между SSP и SCP служит интенсивность осуществления транзакций между этими узлами, которую мы и будем понимать под нагрузкой на сеть сигнализации. Эта интенсивность определяется из формулы:

$$\lambda_{TP} = n_{TPS} \lambda, \quad (2)$$

где  $n_{TPS}$  – среднее число транзакций на одну услугу с учётом необходимой передачи статистики;  $\lambda$  – суммарная интенсивность поступления запросов на все виды услуг, предоставляемых сетью.

Среднее число транзакций на услугу можно найти из соотношения:

$$n_{TPS} = \sum_{i \in M_y} n_{TPi} P_{yi} (1 + S_i / 100), \quad (3)$$

где  $M_y$  – количество услуг  $y_i$ , предоставляемых интеллектуальной сетью;  $n_{TPi}$  – число транзакций, обеспечивающих реализацию услуги  $y_i$ ;  $P_{yi}$  – вероятность появления услуги  $y_i$ ;  $S_i$  – процент услуг, требующих передачи дополнительной статистической информации.

Суммарная интенсивность поступления запросов определяется по формуле:

$$\lambda = \sum_{i \in M_y} N_{yi} \Delta_i / 3600, \quad (4)$$

где  $N_{yi}$  – количество пользователей услуги  $y_i$ ;  $\Delta_i$  – количество запросов на услугу  $y_i$ , поступающее от одного пользователя в ЧНН (интенсивность поступления запросов).

Количество каналов ОКС № 7 от SSP к SCP определяется исходя из требования максимальной загрузки канала  $\rho_{OKC}$ , значение которой выбирается в пределах 0,2 Эрл [4]:

$$n_K = \lambda_{TP} \tau_{TP} / \rho_{OKC}, \quad (5)$$

где  $\tau_{TP}$  – средняя длительность группы значащих сигнальных единиц, передаваемой в одном направлении в течение одной транзакции.

При проектировании IN необходимо определить также время обслуживания запроса на услугу IN на участке SSP-SCP, т. е. временную задержку на этом участке при обработке вызова. Она обусловлена задержками, связанными с передачей сообщений в обоих направлениях, которые включают в себя время анализа и обработки сообщений в узлах SSP и SCP, а также время ожидания в очередях. Отметим, что задержки, возникающие при взаимодействии пользователя с IP в процессе обработки поступившего запроса на услугу IN, в расчёте общей задержки не учитываются, так как при подключении IP пользователь получает ответ из сети даже если обработка услуги ещё не завершена.

Полное время обслуживания запроса на услугу IN можно представить в виде двух составляющих:

$$T_y = T_{yП} + T_{yO}, \quad (6)$$

где  $T_{yП}$  – полное время передачи и обработки запроса на услугу IN на участке SSP-SCP;  $T_{yO}$  – время ожидания начала запроса на услугу IN в очередях в регистрах SSP.

На рис. 3 показана временная диаграмма, поясняющая последовательность временных задержек, возникающих на участке SSP-SCP при реализации одной транзакции.

Всего при обработке запроса на услугу IN необходимо выполнить в среднем  $n_{TPS}$  таких транзакций. Следовательно, полное время передачи и обработки запроса на услугу IN на участке SSP-SCP, определяется соотношением:

$$T_{yП} = n_{TPS} (2t_{TP} + t_{SCP} + t_{SSP}). \quad (7)$$

Составляющие  $T_{yП}$  определяются следующими соотношениями:

$$t_{TP} = \frac{\rho_1 \tau_{C3} + \rho_2 \tau_{TP} + \rho_3 \tau_{3П}}{2(1 - R_1)(1 - R_2)} + \tau_{TP}, \quad (8)$$

$$t_{SCP} = \frac{R_{ПД} \tau_{ПД} (1 + \nu_{ПД}^2)}{2(1 - R_{ПД})} + \tau_{ПД}, \quad (9)$$

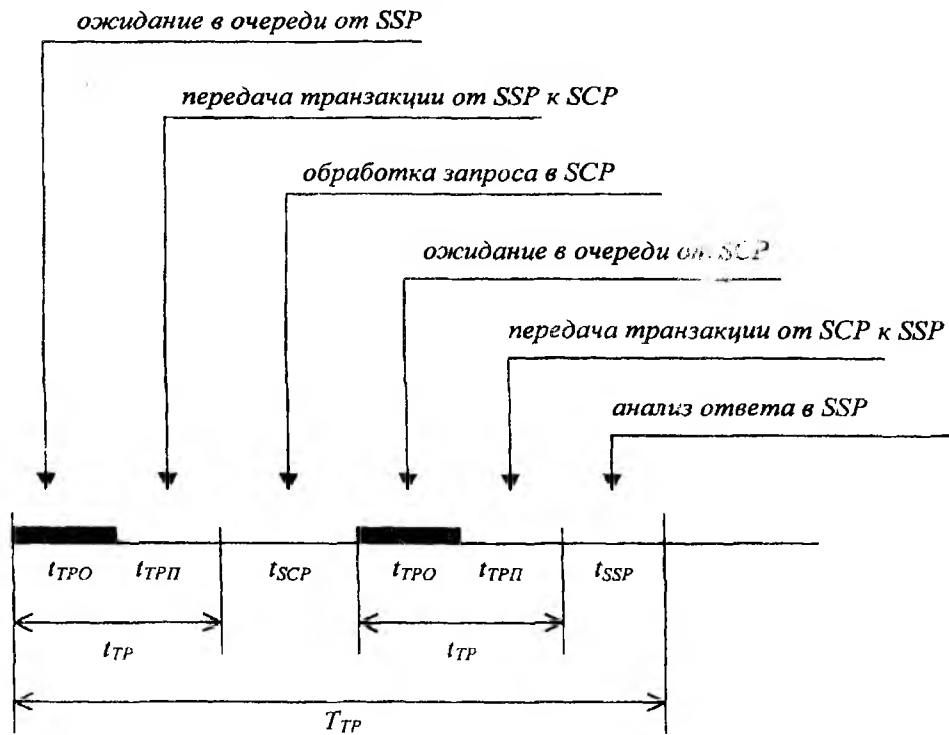


Рис. 3

где  $\rho_1 = \lambda_{СЗ} \tau_{СЗ}$  – коэффициент загрузки канала сигнальными единицами состояния звена (СЗСЕ);  $\lambda_{СЗ}$  и  $\tau_{СЗ}$  – средняя интенсивность поступления СЗСЕ и средняя длительность передачи одной СЗСЕ соответственно;  $\rho_2 = \lambda_{ТР} \tau_{ТР} / n_K$  – коэффициент загрузки канала значащими сигнальными единицами (ЗНСЕ);  $\rho_3 = 1 - (\rho_1 + \rho_2)$  – коэффициент загрузки канала заполняющими сигнальными единицами (ЗПСЕ);  $\tau_{ЗП}$  – средняя длительность передачи одной ЗПСЕ;  $R_K = \rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_K$ ;  $R_{ПД}$  – суммарный коэффициент загрузки процессорной системы;  $\tau_{ПД}$  – время обработки информации, соответствующей каждой транзакции, процессорной системой SCP;  $\nu_{ПД}$  – коэффициент вариации  $\tau_{ПД}$ , для пуассоновского потока  $\nu_{ПД} = 1$ .

При реализации вызовов на различные услуги IN необходимо передавать и обрабатывать различное число транзакций, поэтому величина  $T_{УП}$  носит случайный характер. Если предположить, что значения этой величины распределены по экспоненциальному закону ( $\sigma_{T_{УП}} = T_{УП}$ ), то коэффициент вариации времени  $T_{УП}$  окажется равным единице ( $\nu_{УП} = 1$ ).

Время ожидания начала запроса на услугу IN в очереди определяется соотношением:

$$T_{УО} = \frac{\rho_{ПД} \cdot T_{УП}}{1 - \rho_{ПД}}, \quad (10)$$

где  $\rho_{ПД} = \lambda T_{УП} / n_K$  – средний коэффициент загрузки каждого из каналов ОКС № 7.

### Постановка задачи

В Харьковском регионе платформа IN с наименьшими материальными затратами может быть реализована на базе существующей сети оператора «Велтон Телеком», в которой установлены две цифровые коммутационные станции: Alcatel 1000 E 10 и 5ESS 2000 VCDX, а межстанционная сигнализация между ними организована по ОКС № 7. Обе коммутационные станции могут функционировать в качестве SSP при введении в них дополнительных модулей ПО без прерывания их работы. Для реализации IN к SSP Alcatel 1000 E 10 по ОКС № 7 необходимо подключить SCP Alcatel 1420, SSP

5ESS 2000 VCDX подключается к SCP транзитом через SSP Alcatel 1000 E 10. При этом дополнительная нагрузка на существующую сеть ОКС № 7 между узлами Alcatel 1000 E 10 и 5ESS 2000 VCDX будет меньше, чем в случае подключения SCP к SSP 5ESS 2000 VCDX, так как число абонентов, обслуживаемых станцией Alcatel 1000 E 10 значительно больше. Для реализации в проектируемой сети IN услуг первой очереди внедрения [2], к SSP Alcatel 1000 E 10 по ОКС № 7 подключено оборудование IP, а к SCP – оборудование Alcatel 1430 (SMP). Узел SCEP Alcatel 1432 не является необходимым при предоставлении услуг, но наличие этого узла обеспечивает возможность создания новых услуг и модификации старых под потребности абонентов. Архитектура платформы IN показана на рис. 4.

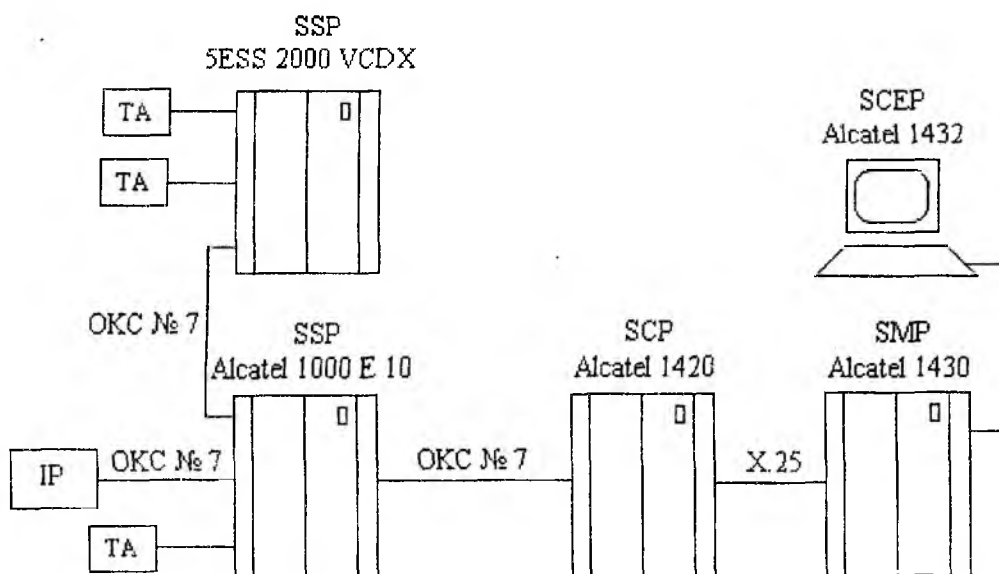


Рис. 4

Необходимо рассчитать интенсивность осуществления транзакций в сети сигнализации при предоставлении сетью пяти услуг IN первой очереди внедрения, определить требуемое число каналов ОКС № 7 между узлами SSP Alcatel 1000 E 10 и SCP Alcatel 1420, SCP Alcatel 1420 и SSP 5ESS 2000 VCDX, а также полное время обслуживания запроса на услугу IN.

Для удобства проведения расчётов вся сеть была представлена в виде двух фрагментов, абоненты каждого из которых обслуживаются одним SSP. Число абонентов, обслуживаемых каждой из станций, в расчётах было принято равными 34 и 16 тыс. соответственно. Время, за которое осведомлённость об услугах достигнет 100 %, принималось равным трём годам. В течение этих трёх лет количество пользователей будет возрастать. Таким образом, все величины, которые необходимо рассчитать, имеют зависимость от времени.

В таблице приведены параметры трафика для пяти услуг первой очереди внедрения по данным исследований, проведенных в ряде европейских стран [5], а также некоторые данные, которые определяются из сценариев этих услуг согласно временным диаграммам на рисунке 2.

Средняя длина одной транзакции, исходя из имеющихся статистических данных, равна 140 байт, допустимая загрузка канала ОКС №7 составляет 0.2 Эрл [4], а средняя интенсивность поступления СЗСЕ в расчётах принята равной 2. Характеристики оборудования Alcatel: среднее время одного обращения к памяти – 15 мс, время обработки одной транзакции базовой процессорной системой – 10 мс, среднее время анализа ответа на каждую транзакцию в SSP – 0.2 мс, число зеркальных дисков – 3, коэффициент использования процессорного времени – 0.2, коэффициент вариации длительности обработки транзакций процессорами – 1.

| Параметры                                                          | FPH                 | PRM                 | ACC               | CCC               | VOT                 |
|--------------------------------------------------------------------|---------------------|---------------------|-------------------|-------------------|---------------------|
| Количество звонков в ЧНН на одного пользователя                    | $5,4 \cdot 10^{-3}$ | $4,5 \cdot 10^{-3}$ | $3 \cdot 10^{-3}$ | $3 \cdot 10^{-3}$ | $2,5 \cdot 10^{-3}$ |
| Число транзакций на одну услугу                                    | 1                   | 1                   | 3                 | 3                 | 2                   |
| Процент услуг, требующих обработки статистики, %                   | 100                 | 100                 | 0                 | 0                 | 100                 |
| Среднее число обращений к памяти при записи                        | 0                   | 0                   | 1                 | 1                 | 1                   |
| Среднее число обращений к памяти при чтении                        | 2                   | 2                   | 2                 | 2                 | 1                   |
| Доля абонентов, которые очень заинтересованы в услуге              | 0,3                 | 0,2                 | 0                 | 0,1               | 0,2                 |
| Доля абонентов, которые заинтересованы в услуге                    | 0,4                 | 0,3                 | 0,3               | 0,3               | 0,3                 |
| Доля абонентов, которые не могут решить, интересуется ли их услуга | 0,25                | 0,2                 | 0,3               | 0,4               | 0,4                 |
| Доля абонентов, которые не заинтересованы в услуге                 | 0,05                | 0,3                 | 0,2               | 0,2               | 0,1                 |
| Параметр $b$                                                       | 8                   | 6                   | 7                 | 4                 | 5                   |

### Результаты математического моделирования

Результаты расчётов, проведенных с помощью программы Mathcad, представлены в виде графиков зависимостей рассчитываемых величин на рисунках 5-8. Так, рост числа абонентов, ставших пользователями услуг IN и обслуживаемых SSP 5ESS 2000 VCDX и SSP Alcatel 1000 E 10, показаны на рис. 5 и 6 соответственно. Из них мы видим, что наиболее интенсивно количество абонентов увеличивается в первые полтора года, а в дальнейшем оно практически не изменяется. По истечении трёх лет после начала внедрения услуг рынок достигает точки насыщения, причём первое место по числу абонентов занимает услуга FPH, за ней идут услуги VOT, ACC и PRM, количество пользователей услуги CCC наименьшее.

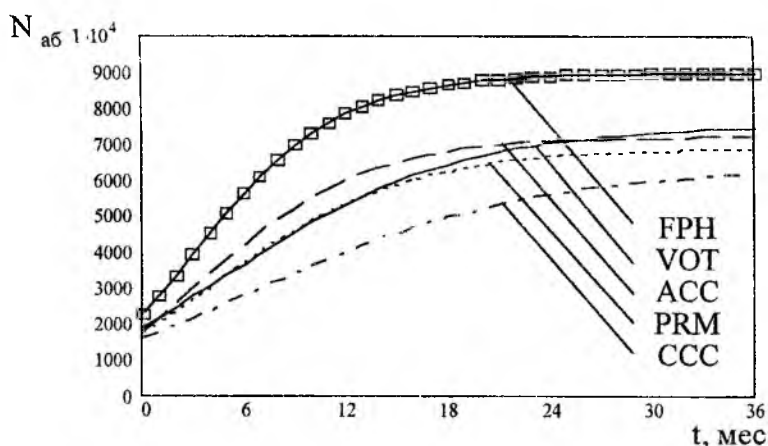


Рис. 5

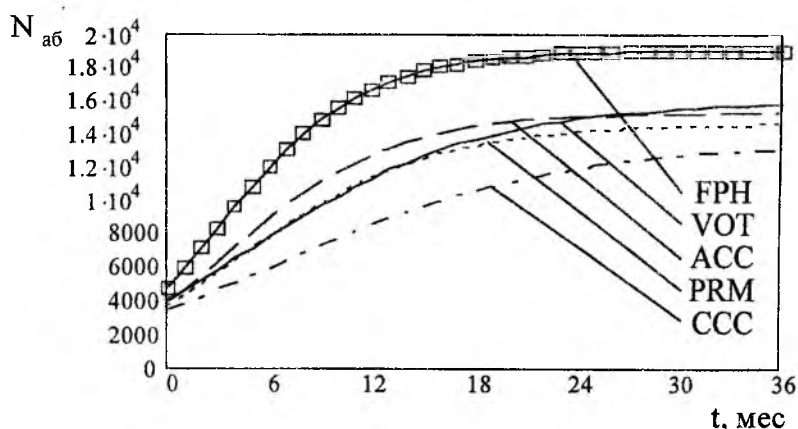


Рис. 6

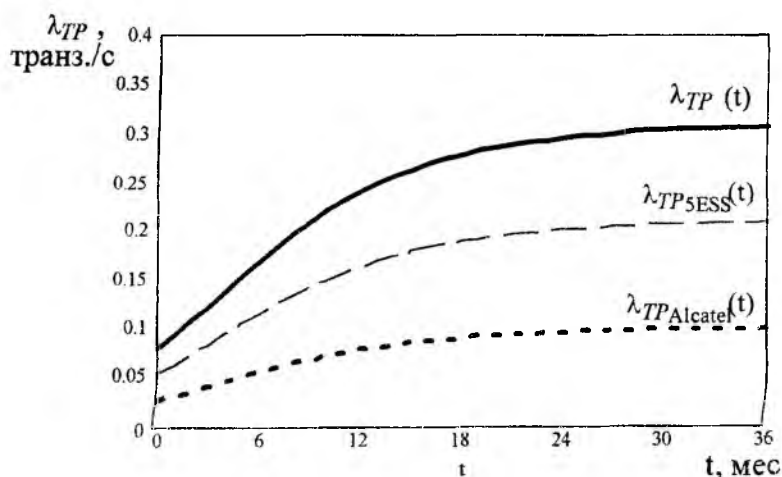


Рис. 7

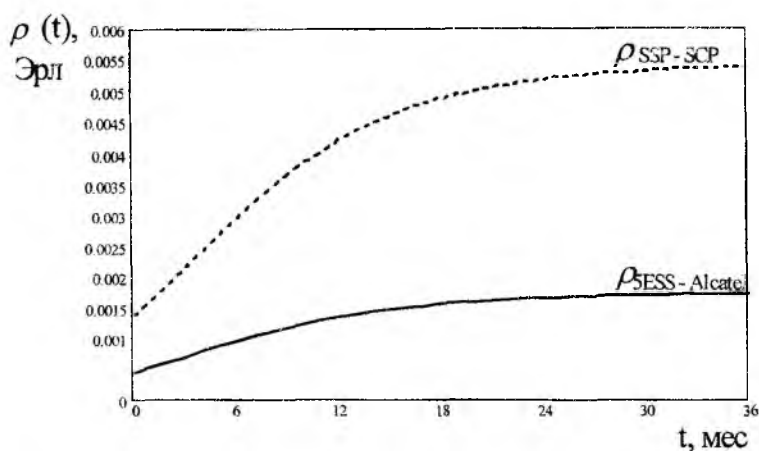


Рис. 8

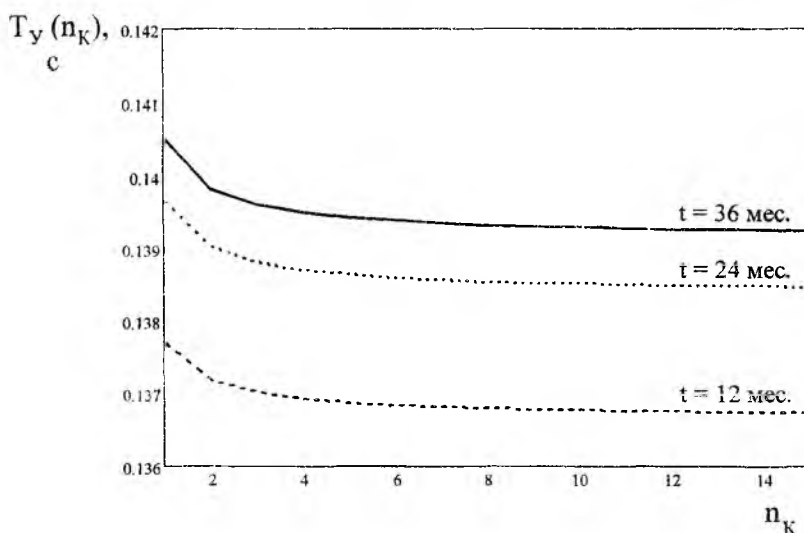


Рис. 9

Рост интенсивности осуществления транзакций и увеличение нагрузки на сеть ОКС № 7 со временем представлен на рис. 7 и 8 соответственно. На них  $\lambda_{TP5ESS}(t)$  – интенсивность транзакций для SSP 5ESS,  $\lambda_{TPAlcatel}(t)$  – интенсивность транзакций для SSP Alcatel,  $\lambda_{TP}(t)$  – суммарная интенсивность транзакций;  $\rho_{5ESS-Alcatel}(t)$  – нагрузка на сеть ОКС № 7 на участке SSP 5ESS – SSP Alcatel,  $\rho_{SSP-SCP}(t)$  – нагрузка на сеть ОКС № 7 на участке SSP Alcatel 1000 E10 – SCP Alcatel 1420. Обе зависимости имеют такой же характер, что и рост числа пользователей услуг IN, причём поскольку число пользователей услуг IN, обслуживаемых SSP Alcatel, значительно больше, чем число пользователей, обслуживаемых SSP 5ESS, то и интенсивность осуществления транзакций первым узлом примерно в два раза выше, а суммарная интенсивность достигает 0,31 транз/с. Из рисунка 8 видно, что нагрузка на участке SSP Alcatel 1000 E 10 – SCP Alcatel 1420 значительно превышает нагрузку на участке SSP 5ESS – SSP Alcatel, так как она представляет собой сумму нагрузок, поступающих от обоих SSP, но всё же максимальное её значение достигает всего 0,006 Эрл., что значительно меньше допустимого значения 0,2 Эрл., а следовательно, на обоих участках сети достаточно по одному каналу ОКС № 7.

На рисунке 9 показан график зависимости задержки на обработку вызова от числа каналов для моментов времени спустя год, два и три года после

начала введения услуг в эксплуатацию. Из него можно сделать вывод, что максимальная задержка на обслуживание запроса на услугу IN на участке SSP-SCP не превышает 150 мс. По характеру кривой видно, что увеличение числа каналов ОКС №7 поначалу способствует уменьшению полного времени обработки запроса на услугу IN на участке SSP-SCP, однако при дальнейшем увеличении числа сигнальных каналов задержка на обработку вызова практически не уменьшается, что связано с недостаточной производительностью SCP.

## Выводы

1. Архитектурная концепция IN позволяет развивать независимо сети связи и базы данных / услуг, но с четким взаимодействием их в соответствии со стандартами, протоколами и интерфейсами ITU-T.

2. Важной особенностью этой концепции является то, что она может быть реализована на любой существующей сети связи, хотя более эффективным является ее внедрение на цифровых сетях с использованием ОКС № 7 – распределенной обработки данных, а также управления базами данных.

3. Внедрение сразу всех услуг, которые может предоставлять IN, на начальном этапе сложно, дорого и нецелесообразно. В настоящее время наибольшей популярностью пользуются пять услуг: FPH, PRM, ACC, CCC, VOT. На основе анализа мирового опыта именно эти пять услуг выбраны в качестве услуг первой очереди внедрения. Из них на первом месте по количеству пользователей стоит услуга FPH.

4. Проведенные по пяти услугам первой очереди внедрения расчеты показывают, что дополнительная нагрузка на сеть сигнализации невелика, однако ввиду длительности процесса передачи и обработки запросов на услугу IN, в выходных регистрах SSP могут образовываться значительные очереди запросов, приводящие к существенному увеличению полного времени обслуживания запросов со стороны SSP и SCP. Поэтому в расчетах при проектировании IN необходимо не только определять требуемое количество каналов ОКС №7, но и оценивать задержку на обслуживание запросов на услуги IN на участке SSP-SCP, которая должна удовлетворять требованиям, предъявляемым к IN.

5. Даже незначительное увеличение интенсивности поступления запросов на услугу IN может привести к возникновению весьма больших очередей в выходных регистрах SSP и потере управляемости всей системы в целом. Единственным средством борьбы с указанным явлением служит увеличение числа звеньев ОКС –  $n_k$ . Однако при этом необходимо иметь достаточно мощные вычислительные системы в SCP с тем чтобы увеличение интенсивности поступающих сообщений не привело бы к существенному увеличению времени  $\tau_{SCP}$  их обработки SCP. При проектировании IN производительность вычислительных средств и число звеньев ОКС необходимо выбирать исходя из того, чтобы значения задержки на обработку вызова удовлетворяли предъявляемым требованиям.

Трафик IN в сети сигнализации подлежит дальнейшему изучению. В частности, это расчёт той части нагрузки на сеть ОКС № 7, которая создаётся после установления соединения и связана с междоузеловой сигнализацией, а также определением нагрузки на участке SSP-IP. Наиболее перспективным в данном направлении является имитационное моделирование на основании сценариев предоставляемых услуг.

Исходя из сказанного, представляется весьма перспективным создание в Украине интеллектуальной сети связи, тем более что идеология IN применима для всех операторов независимо от их статуса и формы собственности.

**Список литературы:** 1. ITU-T. Recommendations Q.1200 - Q.1208. Helsinki, 1993. 2. Лихтциндер Б.Я., Кузякин М.А., Росляков А.В., Фомичев С.М. Интеллектуальные сети связи. М.: Эко-трендз, 2000. 206 с. 3. ITU-T. Recommendation F.15. Helsinki, 1992. 4. Росляков А.В. Общеканальная система сигнализации №7. М.: Эко-трендз, 1999. 178 с. 5. Кучерявый А.Е., Миков А.С., Ревелова З.Б., Пармонов А.И. Характеристики нагрузки интеллектуальной сети // Электросвязь. 2000, № 11. с.7-9.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

# ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ, ГЕНЕРИРУЕМОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ

В настоящее время исследователи, занимающиеся физической информатикой, системами сбора и обработки данных, проявляют растущий интерес к вопросам использования хаотических колебаний и последовательностей (детерминированного хаоса) для решения задач маскировки, конфиденциальной передачи данных и повышения помехоустойчивости информационно-измерительных систем [1-3]. Основная проблема использования хаотических сигналов - недостаточная устойчивость работы в условиях шумов и априорной неопределенности некоторых параметров сигнально-помеховой обстановки. Например, даже незначительная погрешность в задании начального значения хаотической последовательности, из-за экспоненциального разбегания траекторий хаотических последовательностей не позволяет провести когерентный прием - синхронизировать состояние нелинейной динамической системы на приёмной стороне с хаотическим сигналом. Поэтому указанную проблему необходимо серьезно рассмотреть с позиций статистической теории обработки сигналов при наличии помех [4].

В ряде работ [4-6] на основе свойства "экспоненциальной разбеганности" хаотических процессов сделано предположение о том, что по мере увеличения глубины интерполяции можно обеспечить экспоненциальное увеличение точности оценки элементов последовательности. Данное утверждение не имело строгого теоретического доказательства, однако было подтверждено математическим экспериментом.

Целью настоящей работы является теоретическое обоснование высказанных предположений и результатов математических экспериментов.

Традиционно задача восстановления последовательности  $\{x_n\}$  состоит в оценке любого её члена  $x_n$  по наблюдениям объема  $N$

$$y_n = x_n + \xi_n, \quad n \in 1, \dots, N, \quad (1)$$

где  $n$  - дискретное время,  $\xi_n$  - некоррелированный шум, распределенный по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_0^2$ ,  $x_n$  - элемент сигнальной последовательности  $\{x_n\}$ .

Рассмотрим точность интерполяционной оценки  $x_n$  с учетом наблюдений, полученных в следующие моменты времени. Применение метода максимального правдоподобия для оценки  $x_n$  приводит к необходимости минимизации критериальной функции, которая с учетом  $I$  последующих наблюдений имеет вид:

$$F(x, \lambda) = \sum_{i=0}^I \left( y_{n+i} - f^{(i)}(x_n, \lambda) \right)^2, \quad f^{(i)}(x_n) = x_{n+i} = f(f(f(\dots f(x_n) \dots))). \quad (2)$$

Численная процедура поиска глобального минимума критериальной функции показывает, что при увеличении глубины интерполяции  $I$  качество оценки улучшается, то есть дисперсия ошибок уменьшается.

Точность квазилинейной фильтрации хаотической последовательности расширенным фильтром Калмана определяется выражением [6]

$$\frac{1}{\sigma_n^2} = \frac{1}{\sigma_0^2} \left[ 1 + \sum_{i=1}^n \prod_{k=0}^{i-1} \frac{1}{A_{n-k}^2} \right], \quad A_n = f'(x_n). \quad (3)$$

Текущая точность (3) фильтрации хаотической последовательности имеет случайный характер и конечное значение, а для периодической - уменьшается с увеличением номера элемента последовательности.

Поведение потенциальной точности интерполяционной оценки элемента последовательности  $x_n$ , полученной с помощью критериальной функции вида (2), представляется выражением

$$\frac{1}{\sigma_{nKP}^2} = \frac{A_n^{(I)}}{\sigma_0^2}, \quad (4)$$

где

$$A(x_n, I) = A_n^{(I)} = 2 \left( \sum_{i=1}^I \left( \prod_{k=1}^i A_{n+k} \right)^2 + 1 \right) \quad (5)$$

и качественно отличается от точности её фильтрации.

При выводе этого выражения была использована формула для производной сложной функции (цепное правило):

$$\mu(\beta) = \frac{\partial f^{(i)}(x, \lambda)}{\partial x} \bigg|_{x_n} = f'(x_{n+1}) f'(x_{n+2}) \dots f'(x_{n+i}), \quad A_{n+k} = f'(x_{n+k}). \quad (6)$$

Произведение (6) называют мультипликатором цикла, если множество  $\beta = \{x_{n+1}, \dots, x_{n+i}\}$  состоит из элементов цикла.

В дальнейшем воспользуемся свойством коммутативности итераций

$$x_{i+n} = f^{(i+n)}(x_0) = f^{(i)} f^{(n)}(x_0) = f^{(n)} f^{(i)}(x_0). \quad (7)$$

В качестве примера вычислим потенциальную точность оценки элемента последовательности порождаемой треугольным отображением

$$x_{n+1} = \Delta(x_n) = r \left( 1 - 2 \left| \frac{1}{2} - x_n \right| \right), \quad r \in (0, 1). \quad (8)$$

Функция  $\Delta(x_n)$  служит удобной моделью, поскольку величины  $\{A_{n+k}\}$ , характеризующие точность оценки, можно вычислить аналитически  $\{A_{n+k} = 2r\}$ . Тогда (4) принимает вид

$$\frac{1}{\sigma_{nKP}^2} = \frac{1}{\sigma_0^2} 2 \left( (2r)^2 \frac{(2r)^{2I} - 1}{(2r)^2 - 1} + 1 \right). \quad (9)$$

При  $r > 1/2$  отображение (8) порождает хаотическую последовательность, определенную на упорядоченном наборе интервалов  $\{J, fJ, \dots, f^{(l-1)}J\}$ ,  $l = 2^{p(r)}$ , который называется циклом интервалов и порождается периодическим интервалом  $J$ , содержащимся внутри единичного интервала. У динамической системы, описываемой этим отображением, нет траекторий, устойчивых по Ляпунову. Однако наблюдается возвращаемость точек в окрестности, задаваемые набором интервалов  $\{J, fJ, \dots, f^{(l-1)}J\}$ , которая характеризует устойчивость по Пуассону [8]. Точность оценки элементов этой последовательности с ростом  $I$  увеличивается как показательная функция.

При  $r < 1/2$  элементы последовательности притягиваются к точке  $x = 0$ , а потенциальная точность её оценки быстро насыщается с ростом  $I$ .

В общем случае для периодической последовательности, когда число наблюдений, участвующих в формировании оценки  $x_n$ , кратно её периоду, выражение (5) удобно представить в виде

$$A_n^{(I)} = 2 \left( G_n \left( \sum_{q=0}^{Q-1} B_n^q \right) + 1 \right), \quad (10)$$

где  $G_n = \sum_{i=1}^p \left( \prod_{k=1}^i A_{n+k} \right)^2$ ,  $B_n = \prod_{k=1}^p (A_{n+k})^2$ ,  $p$  - период последовательности, который удовлетворяет соотношению  $I = Qp$ . Число слагаемых в (10) может быть выражено через количество наблюдений  $Q = I/p$ . В результате потенциальная точность оценки  $x_n$  представляется в виде

$$\frac{1}{\sigma_{nKP}^2} = \frac{1}{\sigma_0^2} 2 \left( G_n \frac{B_n^{I/p} - 1}{B_n - 1} + 1 \right) \quad (11)$$

При получении (11) было учтено, что  $\left( \sum_{q=0}^{Q-1} B_n^q \right)$  задает сумму геометрической прогрессии.

На характер зависимости (11) существенно влияет значение величины  $B_n$ . При значениях  $B_n < 1$ , характерных для бифуркационного (периодического) режима  $1 < \lambda < \lambda_\infty$ , точность оценки элементов последовательности быстро насыщается с увеличением  $I$  для всех управляющих параметров  $\lambda_p = \text{const} \delta^{-p} + \lambda_\infty$ , при которых число устойчивых периодических точек удваивается и становится равным  $2^p$  ( $\delta = 4,6692016091\dots$  - константа Фейгенбаумана,  $\lambda_\infty = 3,5699456\dots$ ). Это свойство нарушается для большинства значений  $\lambda$  в хаотическом режиме, когда  $\lambda_\infty < \lambda \leq 4$ .

Потенциальную точность можно выразить через параметр Ляпунова  $\Lambda$ , характеризующий количественную характеристику хаотичности последовательности, порожденной одномерным отображением. Напомним определение показателя Ляпунова для одномерного отображения [9]

$$e^{\Lambda_n(I)} = \left( \prod_{i=0}^{I-1} \left| \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} \right| \right)^{1/I}, \quad e^\Lambda = \lim_{I \rightarrow \infty} e^{\Lambda_n(I)}. \quad (12)$$

Число итераций отображения  $I = Qp$  ( $Q \rightarrow \infty$ ). Тогда (12) можно переписать в виде

$$e^{\Lambda_n(I)} = \left( Q^p \sqrt[p]{\prod_{i=1}^p \left| \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} \right|} \right)^Q = \sqrt[p]{\prod_{i=1}^p \left| \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} \right|}. \quad (13)$$

С учетом (13) выражение (8) перепишем в виде

$$\frac{1}{\sigma_{nKP}^2} = \frac{1}{\sigma_0^2} 2 \left( G_n \frac{e^{I2\Lambda_n(p)} - 1}{e^{p2\Lambda_n(p)} - 1} + 1 \right), \quad (14)$$

где  $\Lambda_n(p) = \ln B_n^{1/p}$  - значение ляпуновского показателя, который отрицателен при  $1 < \lambda < \lambda_\infty$ , и имеет большинство положительных значений при  $\lambda > \lambda_\infty$  [9].

Отметим, что хаотический режим прерывается окнами, где последовательности в пределе оказываются периодическими и вновь  $B_n < 1$ .

В хаотическом режиме выражение (10) не описывает потенциальную точность оценки элементов последовательности, так как  $Q = 1$ , а произведение  $B_n = \left( \prod_{k=1}^i A_{n+k} \right)^2$ , как показано в [7], всегда больше единицы и зависит от реализации элементов последовательности. Поэтому выполнить стро-

гий расчет точности оценки элемента  $x_n$  хаотической последовательности затруднительно. Чтобы получить представление о качественном характере потенциальной точности, не зависящей от реализации последовательности, определим среднее значение модуля производной логистического отображения  $\langle |A_{n+k}| \rangle = m_A$  и подставим его в (5). Тогда потенциальную точность оценки текущих значений хаотической последовательности  $x_n$  можно определить следующим выражением:

$$\frac{1}{\sigma_{nKP}^2} = \frac{2 \sum_{i=1}^I (m_A)^{2i} + 2}{\sigma_0^2} = \frac{2}{\sigma_0^2} \frac{m_A^{2I} - 1}{m_A - 1} = \frac{2}{\sigma_0^2} \frac{e^{2I \ln m_A} - 1}{m_A - 1}, \quad (15)$$

из которого видно, что точность оценки элементов хаотической последовательности экспоненциально растет с увеличением числа наблюдений  $I$ . Заметим, что в выражении (15) с учетом инвариантной плотности распределения логистического отображения  $p(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{x(1-x)}}$  [10] среднее значение модуля производной логистического отображения определяется выражением

$$m_A = \frac{2}{\pi} \int_0^4 \frac{AdA}{\sqrt{(16-A^2)}} = \frac{8}{\pi}, \quad (16)$$

а для треугольного отображения  $m_A = 2$  при  $r \rightarrow 1$ .

Таким образом, потенциальная точность интерполяционной оценки элементов хаотических последовательностей экспоненциально возрастает с увеличением числа наблюдений, участвующих в оценке (глубины интерполяции) и определяется показателями Ляпунова. Потенциальная точность интерполяционной оценки элементов периодических последовательностей имеет тенденцию к быстрому насыщению с увеличением глубины интерполяции и зависит от периода последовательности.

**Список литературы:** 1. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. Динамический хаос как парадигма современных систем связи // Зарубежная радиоэлектроника. 1997. №10. С. 4-26. 2. Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Панас А.И., Старков С.О. Эксперименты по передаче информации с использованием хаоса через радиоканал // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43, №9. С. 1115-1128. 3. Аносов О.Л., Бутковский О.Я., Кравцов Ю.А. Минимаксная процедура идентификации хаотических систем по наблюдаемой временной последовательности. - Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, №3. С. 313-319. 4. Тратас Ю.Г. Применение методов статистической теории связи к задачам приема хаотических колебаний // Зарубежная радиоэлектроника. 1998. №11. С.57-80. 5. Тратас Ю.Г. Оптимальный прием аналоговых сигналов, передаваемых с использованием динамического хаоса // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, №5. С. 617-623. 6. Костенко П.Ю., Минюков Д.В., Сивашенко С.И. Особенности нелинейной фильтрации хаотического процесса, заданного логистическим отображением // Зарубежная радиоэлектроника. 1999. №12. С.62-65. 7. Бутенин Н.В., Неймарк Ю.И., Фуфаев Н.А. Введение в теорию нелинейных колебаний. М.: Наука, 1976. 384 с. 8. Шарковский А.Н., Коляда С.Ф., Сивак А.Г., Федоренко В.В. Динамика одномерных отображений. Киев: Наукова думка, 1989. 216 с. 9. Шустер Г. Детерминированный хаос. М.: Мир, 1988. 240 с. 10. Климонтович Ю.Л. Турбулентное движение и структура хаоса. М.: Наука, 1990. 320 с.

Харьковский институт ВВС

Поступила в редколлегию 02.10.2001

# ПРОСТОЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ СО СЛУЧАЙНЫМ МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ ПРИ РАЗРЕШЕНИИ КОНФЛИКТОВ НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ

Асимптотические методы анализа протоколов случайного множественного доступа (СМД) [1,2 и др.] позволяют в ряде случаев получать взаимосвязь между пропускной способностью (обслуженной нагрузкой) и средним временем задержки до начала успешной передачи, однако достаточно громоздки и как правило, требуют применения численных методов для анализа полученных решений. Можно предположить, что для определения только пропускной способности всегда целесообразно использование методов, учитывающих возникновение очереди повторных заявок. Допустим здесь, что входной поток в исследуемую систему массового обслуживания (СМО) стационарен, а неуспешно обслуживаемые заявки никак не влияют на его параметры. Рассмотрим для примера протокол  $\mu$  - ALOHA, детально проанализированный [1,2].

При неразрешимых конфликтах вероятность успешной передачи контрольного пакета

$$P_{\text{усп}}^{(1)} = P_0 \int_0^{\infty} \mu e^{-\mu t} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\frac{\lambda}{\mu} + 1} e^{-\frac{\lambda}{\mu}} = (1 - \frac{\rho}{\rho + 1}) e^{-\rho}.$$

Здесь  $\rho = \frac{\lambda}{\mu}$ . При введении предположения о разрешимости парных конфликтов вероятность успешной передачи представима в виде

$$P_{\text{усп}}^{(2)} = P_0 \int_0^{\infty} \mu e^{-\mu t} f_0(t) dt + P_1 \int_0^{\infty} \mu e^{-\mu t} f_1(t) dt. \quad (1)$$

Здесь  $P_0$  и  $P_1$  - вероятности состояния канала в момент прихода контрольной заявки, в данном случае стационарные. Модифицируя решение, приведенное в [3], к случаю бесконечного числа обслуживающих приборов (ОП) легко получить

$$P_k = \frac{(\lambda/\mu)^k}{k!} P_0; P_0 = e^{-\lambda/\mu}, \quad (2)$$

далее, в (1)  $f_0(t)$  и  $f_1(t)$  - условные по состоянию канала (по числу обслуживаемых заявок - 0 или 1) распределения состояний канала как функции времени, отсчитываемого с момента прихода контрольной заявки. Распределение  $f_0(t)$  соответствует ситуациям, когда в момент  $t=0$  в канале ничего не было, а затем до момента  $t$  в канале не было парных конфликтов. Распределение  $f_1(t)$  описывает ситуации, когда в момент  $t=0$  в канале была одна заявка, и затем до момента  $t$  в канале не было парных конфликтов.

Для определения функций  $f_0(t)$  и  $f_1(t)$  запишем систему дифференциальных уравнений. В силу ординарности имеем

$$\begin{cases} f_0(t + \Delta t) = f_0(t)(1 - \lambda\Delta t) + \lambda\Delta t f_1(t); \\ f_1(t + \Delta t) = f_1(t)(1 - (\lambda + \mu)\Delta t) + \mu\Delta t f_0(t), \end{cases}$$

откуда

$$\begin{cases} f_0'(t) = -\lambda f_0(t) + \lambda f_1(t); \\ f_1'(t) = \mu f_0(t) - (\lambda + \mu) f_1(t) \end{cases} \quad (3)$$

с начальными условиями  $f_0(0)=f_1(0)=1$ .

Данную систему уравнений можно получить и непосредственно из известной [3] системы уравнений для процесса размножения и гибели, записав безусловные распределения через условные и стационарные вероятности и затем подставив последние в явном виде:

$$\begin{cases} P_0 f_0(t + \Delta t) = P_0 f_0(t)(1 - \lambda \Delta t) + P_1 f_1(t) \mu \Delta t; \\ P_1 f_1(t + \Delta t) = P_0 f_0(t) \lambda \Delta t + P_1 (1 - (\lambda + \mu) \Delta t) f_1(t). \end{cases}$$

Слагаемое  $2P_2(t)\mu\Delta t f_2(t)$  в правой части второго уравнения опущено, так как плотность  $f_2(t)$  формально делает систему уравнений незамкнутой. По сути описываемого процесса присутствие названного слагаемого не позволит трактовать плотность  $f_1(t)$  как плотность распределения интервалов, внутри которых нет парных конфликтов - в таком случае в  $f_1(t)$  попадут и те ситуации, когда в интервале  $(0, t)$  парные конфликты присутствуют и, возможно, исчезают. Подставив в последнюю систему уравнений стационарное решение  $P_0 = e^{-\lambda/\mu}$ ,  $P_1 = \frac{\lambda}{\mu} e^{-\lambda/\mu}$ , получаем предыдущую систему уравнений (3).

Рассуждая аналогично для произвольной кратности  $k$  разрешимого конфликта, можно записать

$$\begin{cases} P_0 f_0(t + \Delta t) = P_0 f_0(t)(1 - \lambda \Delta t) + P_1 f_1(t) \mu \Delta t; \\ P_1 f_1(t + \Delta t) = P_0 f_0(t) \lambda \Delta t + P_1 [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_1(t) + 2P_2 \mu \Delta t f_2(t); \\ \dots\dots\dots \\ P_{k-1} f_{k-1}(t + \Delta t) = P_{k-2} f_{k-2} \lambda \Delta t + P_{k-1} [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_{k-1}(t) + kP_k \mu \Delta t f_k(t); \\ P_k f_k(t + \Delta t) = P_{k-1} f_{k-1}(t) \lambda \Delta t + P_k [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_k(t), \end{cases}$$

или с учетом (2)

$$\begin{cases} f_0(t + \Delta t) = f_0(t)(1 - \lambda \Delta t) + f_1(t) \mu \Delta t; \\ \frac{\lambda}{\mu} f_1(t + \Delta t) = f_0(t) \lambda \Delta t + \frac{\lambda}{\mu} [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_1(t) + \frac{(\lambda/\mu)^2}{2!} 2\mu \Delta t f_2(t); \\ \dots\dots\dots \\ \frac{(\lambda/\mu)^{k-1}}{(k-1)!} f_{k-1}(t + \Delta t) = \frac{(\lambda/\mu)^{k-2}}{(k-2)!} f_{k-2}(t) \lambda \Delta t + \frac{(\lambda/\mu)^{k-1}}{(k-1)!} [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_{k-1}(t) + \\ + \frac{(\lambda/\mu)^{k-1}}{k!} k\mu \Delta t f_k(t); \\ \frac{(\lambda/\mu)^k}{k!} f_k(t + \Delta t) = \frac{(\lambda/\mu)^{k-1}}{(k-1)!} f_{k-1} \lambda \Delta t + \frac{(\lambda/\mu)^k}{k!} [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_k(t). \end{cases}$$

И в предположении  $0 < \lambda/\mu < \infty$

$$\begin{cases} f_0(t + \Delta t) = f_0(t)(1 - \lambda \Delta t) + f_1(t) \mu \Delta t; \\ f_1(t + \Delta t) = f_0(t) \lambda \Delta t + [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_1(t) + \mu \Delta t f_2(t); \\ \dots\dots\dots \\ f_{k-1}(t + \Delta t) = (k-1) \lambda \Delta t f_{k-2}(t) + [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_{k-1}(t) + \mu \Delta t f_k(t); \\ f_k(t + \Delta t) = k \lambda \Delta t f_{k-1}(t) + [1 - (\lambda + \mu) \Delta t] f_k(t), \end{cases}$$

откуда

$$\begin{cases} f_0'(t) = -\lambda f_0(t) + \mu f_1(t); \\ f_1'(t) = \lambda f_0(t) - (\lambda + \mu) f_1(t) + \lambda f_2(t); \\ \dots\dots\dots \\ f_{k-1}'(t) = (k-1)\lambda f_{k-2}(t) - (\lambda + \mu) f_{k-1}(t) + \mu f_k(t); \\ f_k'(t) = k\lambda f_{k-1}(t) - (\lambda + \mu) f_k(t). \end{cases}$$

Методы решения систем линейных однородных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами исчерпывающе разработаны и не содержат принципиальных трудностей [4].

Вернемся к рассматриваемому примеру (3). Решение данной системы уравнений единственно и имеет вид:

$$\begin{aligned} f_0(t) &= e^{-\alpha t} \left[ \text{ch} \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \text{sh} \beta t \right]; \\ f_1(t) &= e^{-\alpha t} \left[ \text{ch} \beta t + \frac{\mu}{2\beta} \text{sh} \beta t \right], \end{aligned} \quad (4)$$

где применены обозначения  $\alpha = \lambda + \frac{\mu}{2}$ ,  $\beta = \sqrt{\lambda\mu + \frac{\mu^2}{4}}$ . Подставляя полученное решение (4) в исходное соотношение (1), получаем:

$$P_{\text{усп}}^{(1)} = \frac{\mu(2P_0(\lambda + \mu) + P_1(\lambda + 2\mu))}{\lambda^2 + 2\lambda\mu + 2\mu^2}.$$

Полученный результат автоматически распространяется на задачу определения вероятности успешной передачи заявки с первой попытки, когда поток требований дополняется повторными требованиями. Пусть в очереди повторных заявок находится  $i$  задолженных заявок. Тогда при вероятности  $\sigma$  повторной передачи любой из них

$$P_{\text{усп}}^{(2)} = \left( 1 + \frac{2 \frac{\lambda + \mu \sigma}{\mu}}{\left( \frac{\lambda + \mu \sigma}{\mu} \right)^2 + 2 \frac{\lambda + \mu \sigma}{\mu} + 2} \right) e^{-\frac{\lambda + \mu \sigma}{\mu}}.$$

Применяя введенное выше обозначение для  $\rho$ , окончательно получаем

$$S^{(2)} = \lambda P_{\text{усп}}^{(2)} = \lambda \left( 1 + \frac{2\rho}{(\rho^2 + 2\rho + 2)} \right) e^{-\rho}.$$

Отсюда, в частности, следует, что дополнительное приращение в обслуженной нагрузке за счет разрешения парных конфликтов имеет вид

$$\Delta S = \lambda(P_{\text{усп}}^{(2)} - P_{\text{усп}}^{(1)}) = \lambda \frac{\rho(\rho + 2)^2}{(\rho^2 + 2\rho + 2)(\rho + 1)} e^{-\rho}.$$

Результаты расчета приведены на рис. 1.

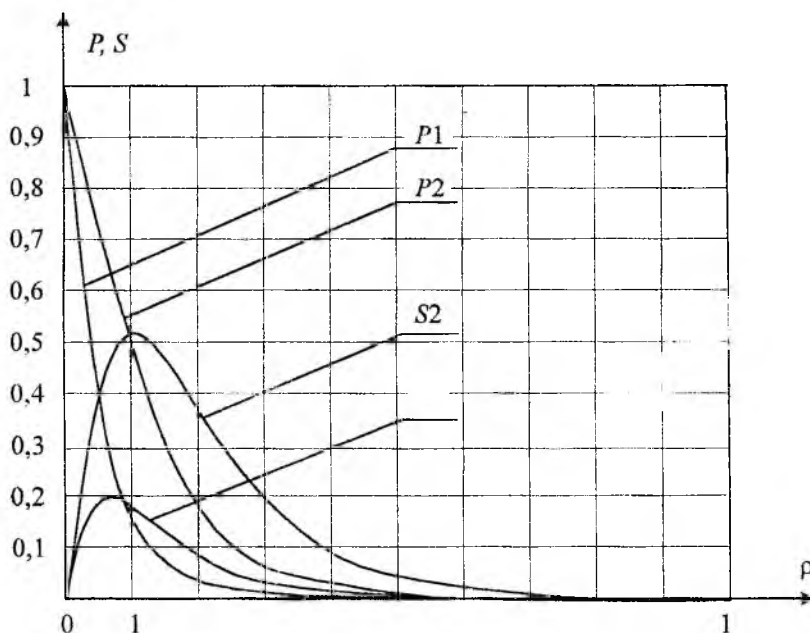


Рис. 1.

Отметим, что пропускная способность протокола  $\mu$  – *ALOHA* при внедрении процедур разрешения парных конфликтов на физическом уровне возрастает более чем вдвое – с  $0,208\mu$  до  $0,515\mu$ .

Таким образом, для оценки пропускной способности протоколов СМД совсем необязательно применение относительно сложных асимптотических методов. Отметим, что точность совпадения результатов, полученных в [1,2] асимптотическим методом и в настоящей работе – не менее 3 значащих цифр, что представляется достаточным.

**Список литературы:** 1. Назаров А.А. Асимптотический анализ марковизируемых систем. – Томск, ТГУ, 1991. – 158 с. 2. Ерохин В.Ф. Математические модели случайного множественного доступа при разрешении конфликтов на физическом уровне // Электронное моделирование. – К.: 1996, №2, с.24-28. 3. Гнеденко П.В., Коваленко И.Н. Введение в теорию массового обслуживания. – М.: Наука, – 1987. – 336 с. 4. Справочник по математике / Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. – Лейпциг-Москва. 1981. – 718 с.

Научный центр управления связи и радиоэлектронной борьбы

Поступила в редколлегию 02.10.2001

# РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ АЛГОРИТМУ ВХОДЖЕННЯ В СИНХРОНІЗМ РАДІОЛІНІЇ З ПОВІЛЬНИМ ПСЕВДОВИПАДКОВИМ ПЕРЕСТРОЮВАННЯМ РАДІОЧАСТОТИ

Одним із основних шляхів досягнення необхідної завадозахищеності систем радіозв'язку (СРЗ) під час дії навмисних завад є використання сигналів з псевдовипадковим перестроюванням радіочастоти (ППРЧ) [1, 2].

Завадозахищеність радіолінії з ППРЧ на етапі пошуку складного сигналу визначатиметься завадозахищеністю алгоритму входження в синхронізм такої радіолінії. В [3, 4] проаналізована завадозахищеність і вирішена задача вибору оптимальних за критерієм максимальної завадозахищеності параметрів алгоритму входження в синхронізм радіолінії з повільною ППРЧ для типової інформаційної швидкості передачі у каналі 19,2 кбіт/с. Продовження досліджень у цьому напрямку є актуальним, бо стосується розробки завадозахищених засобів і комплексів радіозв'язку для потреб Міністерства оборони України в сучасних умовах розбудови Збройних Сил України.

В [5] запропонований принципово новий підхід до вирішення проблеми завадозахищеності синхронізації радіолінії з ППРЧ на етапі входження в синхронізм. Описаний у [5] метод змінних наборів частот входження в синхронізм дасть змогу оптимізувати показник оцінки завадозахищеності, в якості якого звичайно обирається імовірність входження в синхронізм за відведений (допустимий) час  $P_{\text{синхр.}}(t_{\text{в}})$ , як з боку імовірності  $P_{\text{синхр.}}$ , так і відведеного (допустимого) часу  $t_{\text{в}}$ .

Ціллю статті є визначення для заданих технічних характеристик радіолінії значень основних параметрів алгоритму входження в синхронізм, які забезпечили б  $P_{\text{синхр.}}(t_{\text{в}} \leq 10^3 \text{ мс}) = 0,99 \dots 0,999$  при змінних значеннях імовірностей ураження частот випромінювання  $p_{\text{ураж.}} = 0 \dots 0,4$  та помилковому прийманні елемента сигналу на неуразених частотах  $p_{\text{пом}} = 10^{-5} \dots 2 \times 10^{-1}$  і вироблення рекомендацій до створення таких алгоритмів. Відразу обмовимося, що алгоритм входження в синхронізм – типовий, – описаний у [4, 6]. Основними параметрами вважатимемо такі [4, 6]: кількість частот входження в синхронізм передавача в одному підциклі входження  $k$ ; кількість підциклів входження в синхронізм передавача у одному циклі входження  $l$ ; тривалість часу випромінювання парціальної частоти  $t_{\text{ч}}$ , мс; тривалість часу випромінювання передавачем одного підциклу частот входження в синхронізм  $t_{\text{пц}}$ , мс; тривалість часу, відведеного для входження в синхронізм  $t_{\text{в}}$ , мс; довжина синхрокадра  $m_{\text{ск}}$ , біт; довжина синхромітки (синхропослідовності) синхрокадра  $m_{\text{см}}$ , біт; довжина службової інформації синхрокадра  $m_{\text{сл.інф.}}$ , біт; порогова кількість біт у синхромітці, яку допускається прийняти неправильно  $m_{\text{пор}}$ , біт. Із перерахованих параметрів усі, крім  $m_{\text{пор}}$ , задаються, а ефективне значення  $m_{\text{пор}}$  визначається в процесі досліджень.

Дослідження проводитимемо для таких технічних характеристик радіолінії: швидкості передачі даних у каналі  $R_{\text{д}} = 25$  кбіт/с, тривалостях часу випромінювання парціальної частоти  $t_{\text{ч}} = 2$  мс, часу перелаштування передавача з однієї частоти на іншу  $t_{\text{прл.пер.}} = 1$  мс. При цьому кількість скачків у секунду становитиме  $N = 1/(t_{\text{ч}} + t_{\text{прл.пер.}}) \approx 333$  ск/с. Для більшої точності подальших розрахунків обумовимось також, що час перелаштування приймача декілька менший часу перелаштування передавача і становить  $t_{\text{прл.пр.}} \approx 0,5 t_{\text{прл.пер.}} = 0,5$  мс.

Використовуючи запропонований у [5] метод та результати, отримані у [3, 4], дослідження проводитимемо для варіантів алгоритмів з наступними основними параметрами (табл. 1).

Таблиця 1

| Основні параметри                                                                                            |                                     | Варіант №1  | Варіант №2  | Варіант №3   |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------|-------------|-------------|--------------|
| Кількість $k$ частот входження в синхронізм передавача у одному підциклі входження                           |                                     | 10          | 12          | 14           |
| Кількість $l$ підциклів входження в синхронізм передавача в одному циклі входження                           |                                     | 6           | 8           | 10           |
| Тривалість часу $t_{\text{ч}}$ випромінювання парціальної частоти, мс                                        |                                     | 2           | 2           | 2            |
| Тривалість часу $t_{\text{пц}}$ випромінювання передавачем одного підциклу частот входження в синхронізм, мс |                                     | 60          |             | 84           |
| Тривалість часу $t_{\text{в}}$ , відведеного для входження в синхронізм, мс                                  |                                     | 360         | 576         | 840          |
| Довжина синхрокадра $m_{\text{СК}}$ , біт                                                                    |                                     | 100 (50×2)  | 100 (50×2)  | 100 (50×2)   |
| Довжина синхромітки $m_{\text{см}}$ , біт                                                                    |                                     | 31          | 31          | 31           |
| Довжина службової інформації синхрокадра $m_{\text{сл.інф.}}$ , біт                                          | Мажоритарне кодування, $n \times m$ | 11×6        | 9×7         | 7×8          |
|                                                                                                              | Код БЧХ                             | БЧХ (63, 7) | БЧХ (63, 7) | БЧХ (63, 10) |

Пояснимо деякі дані табл. 1. Залежність між  $l$  і  $k$  визначається, як  $l = k - 2 \tau / T_{\text{ч}}$  [5], де  $\tau$  – розбіжність у часі внутрішніх годинників радіостанцій, що зв'язуються,  $T_{\text{ч}}$  – період зміни частот у змінному наборі. Як видно із табл. 1, для кожного із варіантів обрані значення періоду зміни частот  $T_{\text{ч}} = 20$  с та розбіжності  $\tau = \pm 40$  с, яка є цілком досяжною для сучасних радіостанцій із абсолютною нестабільністю внутрішніх годинників  $\delta = 10^{-6} \dots 10^{-7}$  і підтримується більше, ніж 30 діб для даних значень  $\delta$  [5]. Інші параметри визначатимуться: довжина синхрокадра  $m_{\text{СК}} = R_{\text{д}} t_{\text{прл.пер.}} / 1000$ ; тривалість часу випромінювання передавачем одного підциклу частот входження в синхронізм  $t_{\text{пц}} = 2k(t_{\text{ч}} + t_{\text{прл.пер.}})$ ; тривалість часу, відведеного для входження в синхронізм  $t_{\text{в}} = l t_{\text{пц}}$ . У табл. 1 позначення для мажоритарного кодування –  $n \times m$ , що слід читати як “ $n$  повторів по  $m$  біт кожен”, в якому  $n$  – кількість повторів,  $m$  – кількість біт у кожному повторі.

Для забезпечення вищевказаних параметрів при заданих характеристиках радіолінії виникає необхідність у випромінюванні передавачем кожної частоти двічі, як це показано на рис. 1.

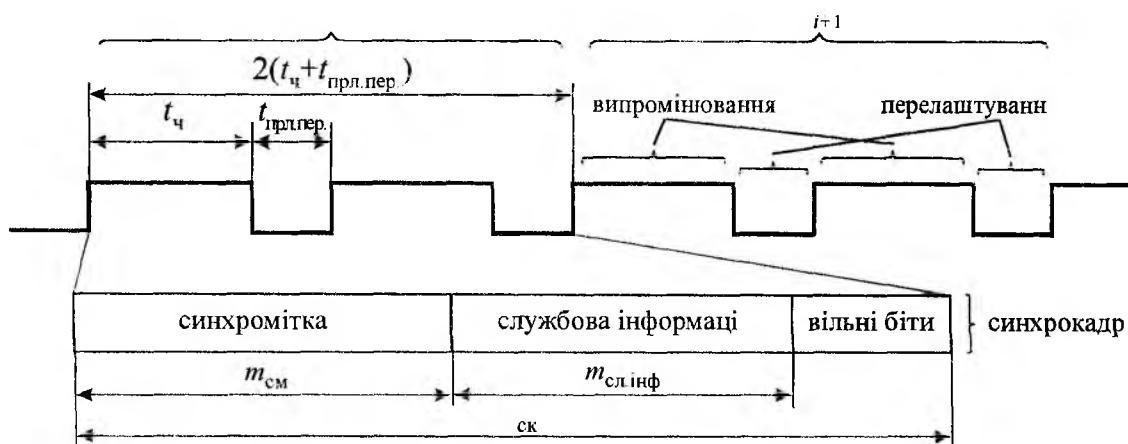


Рис. 1

Для проведення досліджень використаємо методику, запропоновану в [6].

На рис. 2, а-е представлені графіки залежності  $P_{\text{синхр.}}(t_v)$  від  $m_{\text{пор}}$ : рис. 2, а, в, д – для різних значень  $P_{\text{ураж.}}$  при сталих  $P_{\text{пом.}}$ , мажоритарному кодуванні, рис. 2, б, г, е – для різних значень  $P_{\text{ураж.}}$  при сталих  $P_{\text{пом.}}$ , кодуванні за допомогою БЧХ-коду. Рис.2а,б відповідає варіанту №1, рис. 2, в, г – варіанту № 2, рис. 2, д, е – варіанту №3.

Як видно з графіків (рис. 2, а-е), найефективніші значення  $m_{\text{пор}}$  для кожного із варіантів –  $m_{\text{пор}} = 4; 5; 6$ . У табл. 2 наведені чисельні значення розрахунків  $P_{\text{синхр.}}(t_v)$  при найефективніших значеннях  $m_{\text{пор}}$ .

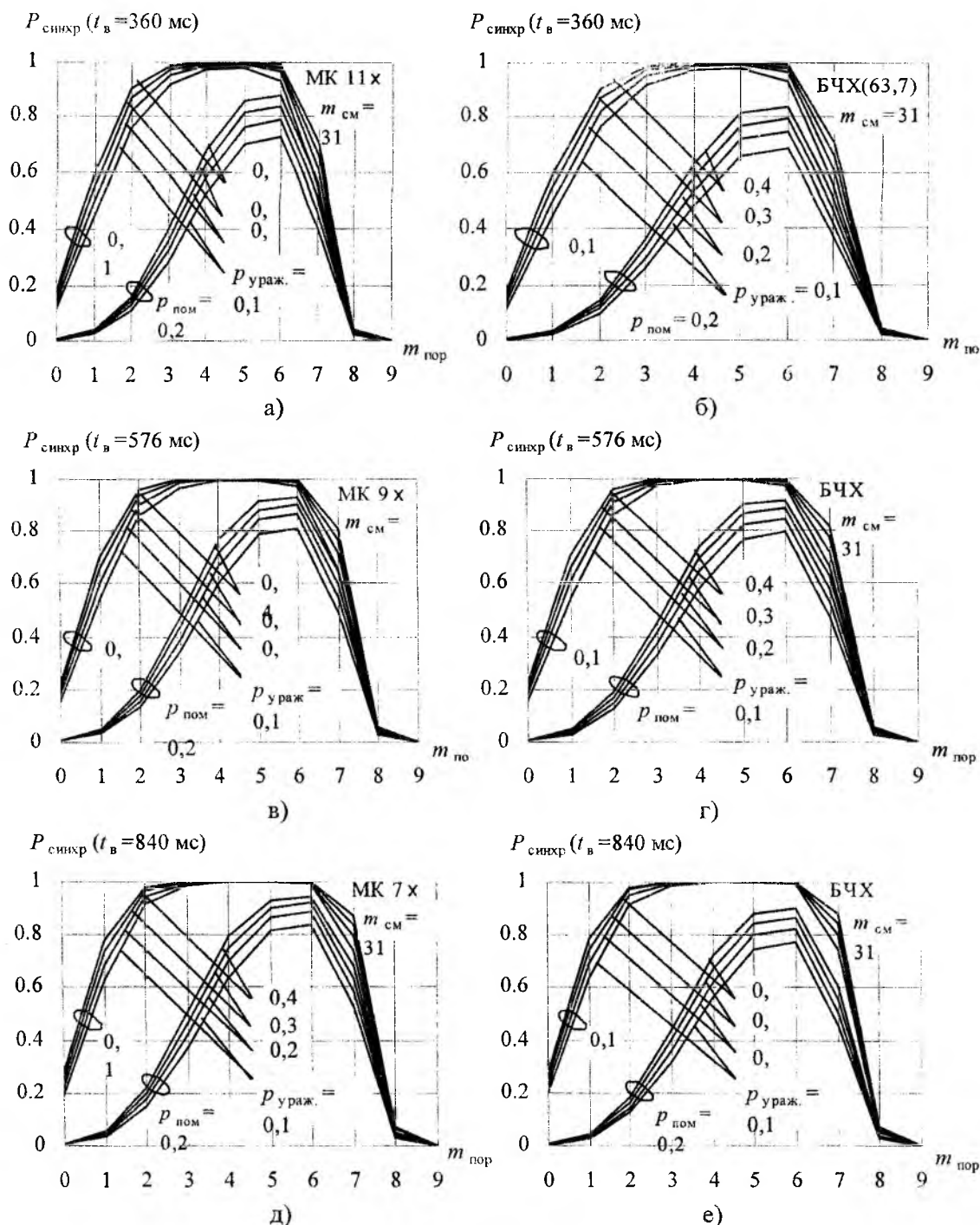


Рис. 2

Таблиця 2

|                           |     |                    |     |     | $P_{\text{синхр.}}(t_{\text{в}})$ |        |        |                  |        |        |                  |        |        |
|---------------------------|-----|--------------------|-----|-----|-----------------------------------|--------|--------|------------------|--------|--------|------------------|--------|--------|
|                           |     |                    |     |     | Вариант №1                        |        |        | Вариант №2       |        |        | Вариант №3       |        |        |
|                           |     |                    |     |     | $m_{\text{пор}}$                  |        |        | $m_{\text{пор}}$ |        |        | $m_{\text{пор}}$ |        |        |
|                           |     |                    |     |     | 4                                 | 5      | 6      | 4                | 5      | 6      | 4                | 5      | 6      |
| $P_{\text{пом}}$          | 0,1 | $P_{\text{ураж.}}$ | 1   | МК  | 0,9988                            | 0,9995 | 0,9935 | 0,9999           | 0,9999 | 0,9985 | 0,9999           | 0,9999 | 0,9997 |
|                           |     |                    |     | БЧ  | 0,9988                            | 0,9995 | 0,9936 | 0,9999           | 0,9999 | 0,9985 | 0,9999           | 0,9999 | 0,9997 |
|                           |     |                    | 0,2 | М   | 0,9956                            | 0,9975 | 0,9851 | 0,9993           | 0,9997 | 0,9956 | 0,9999           | 0,9999 | 0,9988 |
|                           |     |                    |     | БЧ  | 0,9956                            | 0,9975 | 0,9849 | 0,9994           | 0,9997 | 0,9958 | 0,9999           | 0,9999 | 0,9990 |
|                           |     |                    | 0,3 | М   | 0,9874                            | 0,9916 | 0,9688 | 0,9973           | 0,9984 | 0,9888 | 0,9994           | 0,9997 | 0,9963 |
|                           |     |                    |     | БЧХ | 0,9876                            | 0,9917 | 0,9690 | 0,9974           | 0,9985 | 0,9892 | 0,9995           | 0,9997 | 0,9968 |
|                           |     |                    | 0,4 | МК  | 0,9699                            | 0,9775 | 0,9405 | 0,9912           | 0,9941 | 0,9743 | 0,9972           | 0,9983 | 0,9895 |
|                           |     |                    |     | БЧХ | 0,9701                            | 0,9777 | 0,9408 | 0,9915           | 0,9943 | 0,9750 | 0,9976           | 0,9986 | 0,9906 |
|                           | 0,2 | $P_{\text{ураж.}}$ | 1   | МК  | 0,6823                            | 0,8601 | 0,8817 | 0,7634           | 0,9146 | 0,9306 | 0,7945           | 0,9312 | 0,9448 |
|                           |     |                    |     | БЧХ | 0,6312                            | 0,8161 | 0,8402 | 0,7412           | 0,8994 | 0,9169 | 0,7198           | 0,8808 | 0,8663 |
|                           |     |                    | 0,2 | МК  | 0,6348                            | 0,8194 | 0,8433 | 0,7184           | 0,8829 | 0,9018 | 0,7517           | 0,9036 | 0,9202 |
|                           |     |                    |     | БЧХ | 0,5842                            | 0,7720 | 0,7978 | 0,6955           | 0,8653 | 0,8856 | 0,6745           | 0,8453 | 0,7697 |
|                           |     |                    | 0,3 | МК  | 0,5816                            | 0,7694 | 0,7953 | 0,6662           | 0,8414 | 0,8632 | 0,7011           | 0,8666 | 0,8862 |
|                           |     |                    |     | БЧХ | 0,5325                            | 0,7196 | 0,7465 | 0,6430           | 0,8216 | 0,8444 | 0,6227           | 0,8005 | 0,8238 |
|                           |     |                    | 0,4 | МК  | 0,5221                            | 0,7086 | 0,7357 | 0,6056           | 0,7877 | 0,8120 | 0,6415           | 0,8172 | 0,8398 |
|                           |     |                    |     | БЧХ | 0,4755                            | 0,6575 | 0,6850 | 0,5828           | 0,7660 | 0,7910 | 0,5636           | 0,7445 | 0,7697 |
| $t_{\text{в}}, \text{мс}$ |     |                    |     |     | 360                               |        |        | 576              |        |        | 840              |        |        |

Аналіз графіків на рис. 2, а-е та даних табл. 2 показує, що спостерігається загальна тенденція до зменшення ефективних порогових значень  $m_{\text{пор}}$  вліво при зменшенні  $P_{\text{пом}}$  та навпаки – при збільшенні  $P_{\text{пом}}$ . Збільшення  $P_{\text{ураж.}}$  від 0,1 до 0,4 несуттєво впливає на кінцевий результат, а от збільшення  $P_{\text{пом}}$  від 0,1 до 0,2 – дуже суттєво. Подальші розрахунки для  $P_{\text{пом}} \leq 0,1$  проводити недоцільно, бо й так очевидно, що результат буде кращим, але при цьому ефективні значення  $m_{\text{пор}}$  змістяться вліво. Також із табл. 2 видно, що для кожного із варіантів при  $P_{\text{пом}} = 0,1$  мажоритарне кодування майже не поступається БЧХ-коду, а при  $P_{\text{пом}} = 0,2$  дає набагато кращий результат. При цьому помітимо, що технічна реалізація декодера мажоритарного коду набагато простіша, ніж декодера БЧХ-коду.

Як показує досвід, імовірність помилкового прийому елемента сигналу на неуразених частотах  $P_{\text{пом}}$  для складної електромагнітної обстановки, тобто при великій кількості одночасно працюючих радіозасобів, коливається в межах 0,1.

Отже, виходячи із сказаного та з умови  $P_{\text{синхр.}}(t_{\text{в}} \leq 10^3 \text{ мс}) = 0,99 \dots 0,999$  для вирішуваної задачі в якості параметрів алгоритму входження в синхронізм радіолінії з повільною ГПРЧ рекомендується обрати параметри згідно варіанта №2 із пороговим значенням  $m_{\text{пор}} = 5$  і мажоритарним кодуванням службової інформації.

Запропонований підхід може бути використаний і при більш високих швидкостях ГПРЧ, при цьому менші швидкості будуть потрібні лише на етапі входження.

**Список літератури:** 1. *Torrieri D.J. Principles of Military Communication Systems.* Dedham / MA.: Artech House, Inc., 1981. – 306 p. 2. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др. / Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с. 3. Міщенко В.Г., Єрохін В.Ф. Аналіз завадозахищеності типових алгоритмів входження в синхронізм радіолінії з псевдовипадковим перелаштуванням радіочастоти // Матеріали III Міжнар. наук.-техн. конф. “ABIA-2001”, 24-26 квітня 2001. Київ // Компакт-диск “III Міжнар. наук.-техн. конф. ABIA-2001”. К.: КМУЦА. – 2001. – Розд Інформаційно-діагностичні системи. 4. Адреса у Інтернеті: [www.nau.edu.ua](http://www.nau.edu.ua) 5. Міщенко В.Г., Єрохін В.Ф., Романов О.І. Імовірність входження в синхронізм радіолінії з повільним псевдовипадковим перелаштуванням радіочастоти // Зб. наук. праць КВІУЗ. – К.: КВІУЗ – 2001. – №3. – С.81-86. 6. Міщенко В.Г. Метод змінних наборів частот входження в синхронізм радіолінії з ППРЧ // Зб. наук. праць КВІУЗ. – К.: КВІУЗ – 2001. – №5. 7. Міщенко В.Г., Єрохін В.Ф. Методика оцінки завадозахищеності алгоритмів входження в синхронізм радіолінії з псевдовипадковим перелаштуванням радіочастоти // Захист інформації. – 2001. – № 2. – С.39-52.

*Научный центр управления связи и радиоэлектронной борьбы*

*Поступила в редколлегию 02.10.2001*

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОТОКОЛОВ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА НА ОСНОВЕ АППАРАТА Е-СЕТЕЙ

Проектирование сетей информационного обмена требует решения ряда задач: определение топологии сети, выбор аппаратуры, разработки методов управления сетью. Если решение двух первых задач достаточно широко описано и исследовано, то при решении последней возникают определенные трудности.

Так, в настоящее время разработано достаточно много как универсальных, так и специализированных протоколов управления сетью интегрального обслуживания на различных уровнях. Наиболее распространенным методом анализа протоколов управления ИВС является моделирование. На этапе моделирования возникают следующие задачи: 1) адекватного формализованного описания исследуемого алгоритма; 2) ограничения множества рассматриваемых вариантов практической реализации системы с тем чтобы имела физическая возможность их анализа.

Согласно требованиям ISO и МККТТ модели протоколов представляются в терминах SDL, на основании которых и производится анализ протокола. Получение же вероятностно-временных характеристик протокола на основе SDL – диаграмм затруднено в силу следующих причин:

1. Невозможность моделирования параллельных процессов;
2. Сложность анализа работы протокола в целом;
3. Невозможность учета вероятностной природы процесса передачи информации.

От указанных недостатков свободен метод анализа на основе Е-сетей. В качестве примера рассмотрим модель протокола передачи информации с использованием циклического кода с производящим полиномом  $x^3+x+1$ .

Е-сети описываются набором из пяти элементов  $\{B, D, \Phi, H, M_0\}$ , где  $B$  – множество мест;  $D$  – множество переходов;  $\Phi$  – прямая функция инцидентности;  $H$  – обратная функция инцидентности,  $M_0$  – начальная разметка сети.

Непосредственное применение аппарата Е – сетей, описанного в [2], для составления модели протокола обмена информацией затруднено потому, что в этом аппарате не учитываются действия над значениями элементов вектора нагруженной метки и в переходах МУ и МХ определен довольно узкий набор функций для предиката  $r$ , управляющего их работой, который не удовлетворяет потребностям данной задачи. Поэтому введем расширения в описание аппарата Е – сетей, которые, впрочем, не приведут к изменению основных свойств Е – сетей.

Так, введем переходы  $M2$  и  $M2'$  как расширение перехода МУ для отображения действия сложения по  $\text{mod}2$  для элемента  $i$  нагруженной метки; расширим процедуру срабатывания перехода МХ за счет расширения набора функций, описывающих предикат  $r$ ; введем понятие места-счетчика, значение которого будет влиять на значение предиката  $r$  перехода МХ. Рассмотрим введенные расширения более подробно.

Графическое изображение переходов  $M2$  и  $M2'$  одинаково и представлено на рис. 1.

Условие возбуждения перехода  $M2$ :

$$p_1 \in \Phi(M2)\{M(p_1)=1\} \wedge p_2 \in \Phi(M2)\{M(p_2)=1\} \wedge p_3 \in H(M2)\{M(p_3)=0\}, \quad (1)$$

Процедура перехода

$$\rho_{R_{ij}} = \{M(p_1(R(i)) \wedge p_2(R(i)) := \Xi(M(p_3 R(i)))\} \quad (2)$$

соответствует операции сложения по  $\text{mod}2$  для элементов  $i$  нагруженных меток, находящихся во входных позициях  $p_1$  и  $p_2$ .

Условие возбуждения перехода  $M2'$ :

$$[p_1 \in \Phi(M2)\{M(p_1)=1\} \vee p_2 \in \Phi(M2)\{M(p_2)=1\}] \wedge p_3 \in H(M2)\{M(p_3)=0\}. \quad (3)$$

Процедура перехода  $M2'$

$$\rho_{R_{ij}} = \{M(p_1(R(i)) \vee p_2(R(i)) := \Xi(M(p_3 R(i)))\} \quad (4)$$

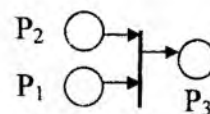


Рис. 1

идентична процедуре перехода M2, если в обеих входных позициях присутствуют метки или, если метка присутствует лишь в одной из входных позиций, процедура перехода соответствует процедуре t-перехода.

Логика срабатывания переходов M2 и M2' приведена в табл. 1 и 2 соответственно.

| Таблица 1 |       |       |           |       |       | Таблица 2 |       |       |           |       |       |
|-----------|-------|-------|-----------|-------|-------|-----------|-------|-------|-----------|-------|-------|
| $Q_t$     |       |       | $Q_{t+1}$ |       |       | $Q_t$     |       |       | $Q_{t+1}$ |       |       |
| $P_1$     | $P_2$ | $P_3$ | $P_1$     | $P_2$ | $P_3$ | $P_1$     | $P_2$ | $P_3$ | $P_1$     | $P_2$ | $P_3$ |
| 1         | 0     | 0     | 1         | 0     | 0     | 1         | 0     | 0     | 0         | 0     | 1     |
| 0         | 0     | 0     | 0         | 0     | 0     | 0         | 0     | 0     | 0         | 0     | 0     |
| 0         | 1     | 0     | 0         | 1     | 0     | 0         | 1     | 0     | 0         | 0     | 1     |
| 1         | 1     | 0     | 0         | 0     | 1     | 1         | 1     | 0     | 0         | 0     | 1     |

Логика работы MX – перехода дополнена за счет расширения набора процедур перехода, определяемых видом предиката  $r$ . Значения предиката  $r$  зависят от:

- 1) распределения вероятностей передачи метки из входной позиции в одну из выходных;
- 2) распределения вероятностей передачи метки из входной позиции в одну из выходных с учетом предыдущего значения;
- 3) значения позиции-счетчика;
- 4) значения позиции-счетчика с указанием количества подряд переданных меток в данную выходную позицию;
- 5) значения элемента  $i$  вектора метки.

Позицией-счетчиком называется место-поглотитель, номер которого указан в описании предиката MX – перехода.

Таким образом, на основании (1) и (3), а также описателей предиката  $r$  перехода MX, мы видим, что введенные дополнения к описанию аппарата E – сетей не нарушают основных его свойств и функции возбуждения перехода.

Перейдем к описанию модели. Моделирование процесса передачи информации будем проводить в два этапа. На первом этапе будем моделировать поток бит, кодировать его циклическим кодом, передавать в модель канала связи с ошибками, а на приемной стороне тракта передачи данных декодировать принятое сообщение и принимать решение о наличии (и количестве) или отсутствии ошибок в принятой последовательности. На втором этапе, используя полученную статистику ошибок, будем моделировать поток пакетов, определять количество переспросов и время доставки пакета. Модель канала связи будем использовать ту же, что и в первом случае.

Рассмотрим первую модель. В данной модели будет использована нагруженная метка вида:

$$R[i, t_p, t_g, t_s, g, p],$$

где  $i$  – информационный разряд (принимает значения 0 или 1);  $t_p$  – время поглощения метки;  $t_g$  – время генерации;  $g$  – номер генератора;  $p$  – номер поглотителя.

Модель условно можно разбить на три составляющие: кодирующее устройство, канал связи, декодирующее устройство. Кодирующее и декодирующее устройства построены на основе регистров с обратными связями [1]. E – сеть кодирующего устройства приведена на рис. 2.

Элементы E – сети моделируют:

- места  $p_i \in B$   $i = 1, 10$  – состояния выходов триггеров; переходы  $t_i \in T$   $i = 1, 4$  – работу D – триггеров; переход M2<sub>1</sub> – работу логического элемента «И-НЕ» и D – триггера; переход M2<sub>2</sub> – работу логического элемента «И-НЕ»; переход MX<sub>1</sub> – работу ключа, логика работы которого определяется предикатом  $r_1$ , значение которого зависит от кратности счетчика  $a_2$ :

$$r_1 = \begin{cases} 0, \forall a_2; \\ 1, a_2 \text{ кратно } 16, n=5, \\ 2, a_2 \text{ не кратно } 16, n=1, \end{cases}$$

где  $n$  – количество подряд переданных меток на этот выход независимо от значения счетчика; место  $a_1$  моделирует выдачу последовательности в канал; место  $g_1$  – генератор потока бит.

E – сеть декодирующего устройства приведена на рис. 3.

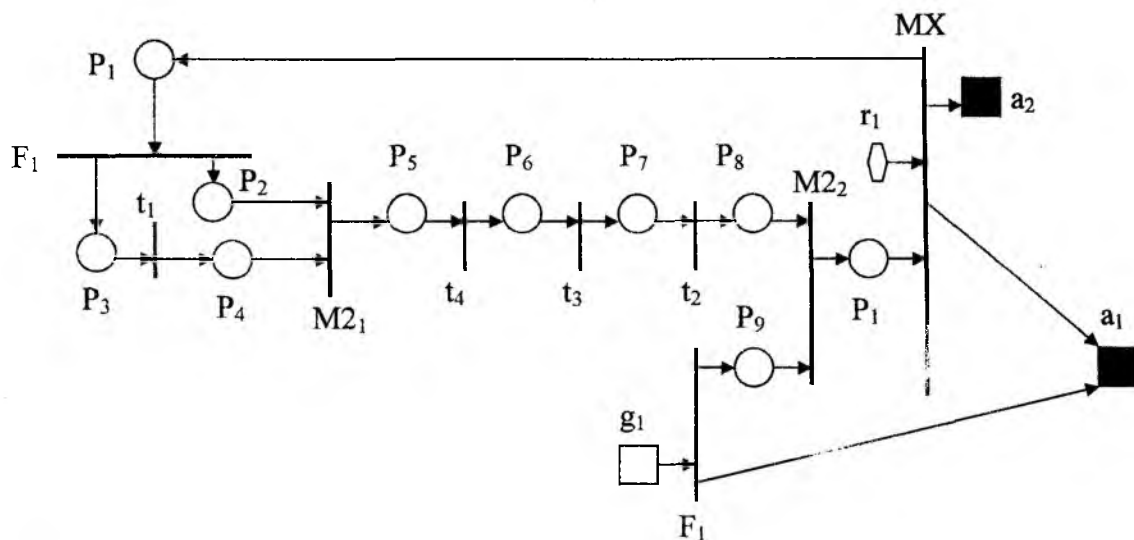


Рис. 2

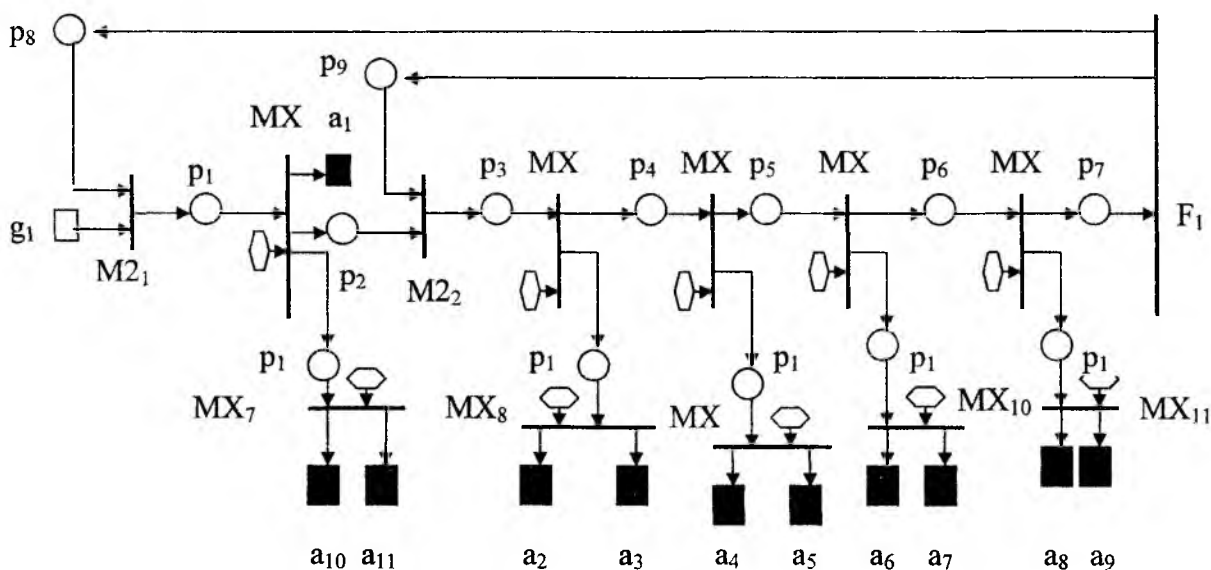


Рис. 3

В этой Е – сети места  $p_i \in B$ , где  $i=2,4,\dots,7$  моделируют состояние прямых выходов D – триггеров; места  $p_j \in B$ , где  $j = 10,14$  – состояние инверсных выходов D – триггеров; место  $g_1$  – прием информационной последовательности из канала; места  $a_i \in B$ ,  $i=2,11$  моделируют принятие решения о факте наличия (отсутствия) ошибки в принятой комбинации; переходы  $MX_1, \dots, MX_5$  моделируют работы D – триггера; в данных переходах выход 0 соответствует прямому выходу триггера, выход 1 – инверсному; выбор выхода для передачи метки определяется предикатами  $r_1, \dots, r_{11}$ , значение которых зависит от значения счетчика  $a_1$ . Предикаты переходов  $MX_8, \dots, MX_{11}$  идентичны и определяются элементом  $i$  вектора метки находящимся во входном месте:

$$r_i = \begin{cases} 0, & a_1 \text{ кратно } 20, n=1, \\ 1, & a_1 \text{ не кратно } 20, n=1, \end{cases}$$

где  $i = 2,4,\dots,7$ .

$$r_j = \begin{cases} 0 & \text{при } R[i] = 0, \\ 1 & \text{при } R[i] = 1, \end{cases}$$

где  $j = 7,\dots,11$ .

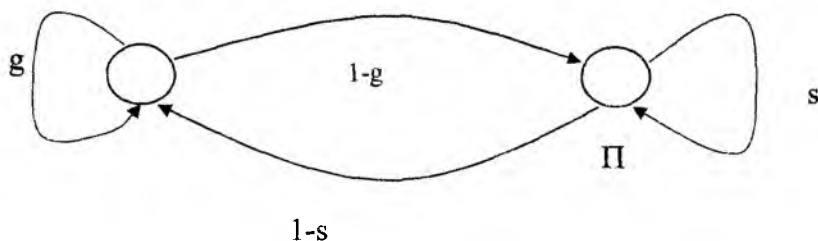


Рис. 4

В качестве модели канала связи принята модель Гильберта [3,4]. Предполагается, что канал может находиться в хорошем ( $g_0$ ) или плохом ( $g_1$ ) состоянии. В хорошем состоянии вероятность ошибки  $p_x$ , в плохом –  $p_n$ ,  $p_x \ll p_n$ . Марковская цепь модели приведена на рис. 4. Известно, что при достаточно больших  $g$  и  $s$  модель дает пакетированный набор ошибок. Такая модель хорошо описывает существующие телефонные каналы. В этой модели вероятность ошибки в канале  $p_o$  вычисляется по формуле:

$$p_o = (1 - h)g_{01} / (g_{01} + g_{10}). \quad (5)$$

Для определения статистики длины группы ошибок в пакете параметры модели изменялись в пределах:

$$h = 0,3 \div 0,7, g_{01} = 10^{-5} \div 10^{-3}, g_{10} = 0,05 \div 0,3.$$

Е – сеть представленной модели канала выглядит следующим образом (рис. 6), где  $MX_1$  – переход, определяющий, в каком состоянии сейчас находится канал;  $MX_2$ ,  $MX_3$  – переходы, определяющие наличие ошибки. Предикаты всех переходов зависят от распределения вероятностей между выходами, кроме того предикат перехода  $MX_1$  учитывает, в какой выход была передана метка в предыдущий раз. Место  $g_1$  – генератор потока меток. Место  $a_1$  – выдача меток в канал. Место  $p_1$  – канал находится в хорошем состоянии,  $p_2$  – канал находится в плохом состоянии,  $p_3$  – возникла ошибка,  $p_4$  – ошибки нет.

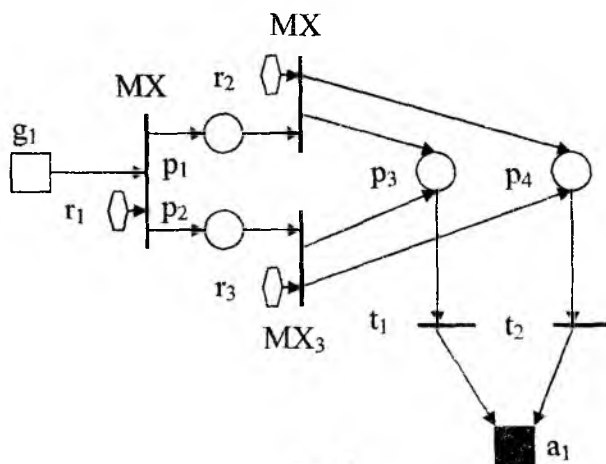


Рис. 5

Результатом на данном этапе моделирования будет определение статистики длины группы ошибок.

Перейдем к описанию второй модели, в ней будет генерироваться поток пакетов, в котором, на основании полученной статистики из предыдущей модели, возникают группы ошибок. Результатами моделирования будет определение количества переспросов, среднее время доставки пакета. В модели используется нагруженная метка вида

$$R[n, t_p, t_g, t_i, g, p],$$

где  $n$  – количество ошибочных разрядов в пакете;  $t_p$  – время поглощения метки;  $t_g$  – время генерации;  $g$  – номер генератора;  $p$  – номер поглотителя.



## ВИМОГИ ДО СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЮ НАДБУДОВОЮ

Основною вимогою до архітектури інтелектуальної мережі (ІМ) є виділення функцій надання послуг від функцій комутації і розподіл їх за різними функціональними підсистемами. Функції комутації, як і для традиційних мереж, залишаються в базовій мережі зв'язку, а функції управління, створення і впровадження послуг виносяться в створювану окремо від базової мережі "інтелектуальну" надбудову, що взаємодіє з базовою мережею за допомогою стандартизованих інтерфейсів (рис. 1).

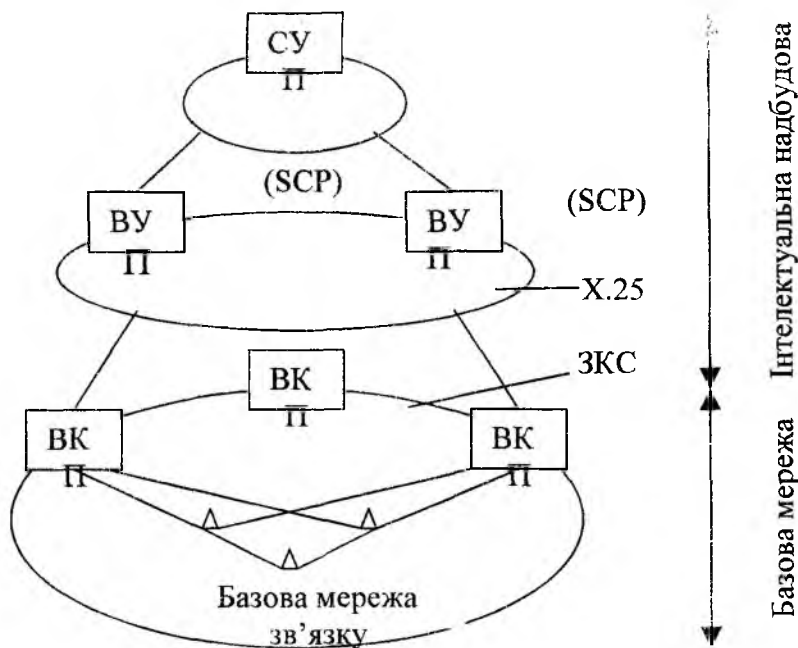


Рис. 1

Вимогою стандартизації протоколів є скасування залежності між базовою мережею та інтелектуальною надбудовою, тобто звільнення операторів мереж від залежності постачальників комутаційного устаткування, яка існувала раніше. Узагальнена функціональна архітектура наочно відображає одну з основних ідей реалізації ІМ за формулою:

**Інтелектуальна мережа = комутатор + комп'ютер.**

До цієї формули протягом багатьох років прагнули як виробники комутаційного устаткування, так і виробники засобів обчислювальної техніки.

При цьому перші одержували можливість гнучкого оперативного створення і впровадження нових послуг зв'язку без істотних змін у комутаційному устаткуванні, а другі - вихід на один із найбільших сегментів ринку нових інформаційних технологій.

Архітектура ІМ має такі елементи:

- Вузол комутації (ВК) послуг (*Service switching point - SSP*). Головною функцією вузла SSP є виділення подій, які названо у рекомендації MCE тригерами, котрі фіксують виклик ІМ. Після цього вузол SSP тимчасово припиняє обробку виклику і проводить серію взаємодій з вузлом управління послугою для визначення кінцевої обробки виклику.

- Вузол управління послугою (ВУП) (*Service control point - SCP*) є системою бази даних реально-го часу, де зберігається інформація про абонентів ІМ, про послуги, до яких вони мають доступ, еталонні програми логіки обслуговування, котрі відносяться до різних служб.

До ВУП залучений термінал адміністратора, за допомогою якого створюються і впроваджуються нові послуги, а також вносяться необхідні корективи в процесі управління мережею та її обслуговуванням.

- Інтелектуальна периферія (*Intelligent peripherals - Ip*) реалізує функції допоміжного обслуговування, такі як повідомлення, цифровий збір після набору номера і розпізнавання мови.

- Вузол ланцюга обслуговування (*Service circuit node - SCN*). Це програмний мережний вузол, який дозволяє постачальнику телефонної мережі загального користування (*ТфМЗК*) створити нові, пов'язані з ланцюгами послуги, що містять синтез мовної інформації, інтерпретацію, повторення або трансляцію.

- Середовище створення послуги (*Service creation environment - SCE*) - це система, яка дозволяє постачальнику *ТфМЗК* створювати нові послуги або перебудовувати існуючі.

Система управління послугою (*Service management system - SMS*) - ця система є адміністративною, яка дозволяє постачальнику *ТфМЗК* здійснювати адміністрування послуг. Вона також дозволяє постачальнику і абонентам служб контролювати послуги, що містяться на *ІМ*. Вузли інтелектуальної периферії представлені на рис. 2.



Рис. 2

Відзначимо, що до *СУП* може бути безпосередньо підключений залучений термінал абонента, який одержує можливість керування послугами. Частина бази даних, куди має доступ абонент, називається комерційною і дозволяє йому за своїм розсудом вносити визначені корективи в процес обробки виклику (змінюючи конкретні атрибути послуги) на підставі наданих йому статистичних даних. З *СУП* абонент може одержати інформацію з деталізованим рахунком за користування послугами. Розробляються технічні засоби, які на відміну від традиційних мережних архітектур дозволяють абоненту не тільки безпосередньо управляти своїми послугами, а також брати участь у їхньому створенні.

- Вузол доступу до мережі (*Network accesses point - NAP*). Цей вузол виділяє тригери, але не може зв'язуватись з вузлом управління послугою, надсилає виділений виклик *ІМ* до вузла переключення послуги для ручної обробки. Вузли доступу до мережі дозволяють здійснювати широкий доступ до багатьох послуг, що базуються на *ІМ*, без необхідності постачальнику *ТфМЗК* перетворювати свої комутатори у вузли комутації послуг.

- Операційні системи (*OS*). Операційні системи представляють функції обробки, адміністрування і експлуатації. Ці системи містять функції надання послуг, введення рахунків, експлуатацію мережі, обробку аварійних сигналів, вимірювання трафіка і мережне управління.

Функціональні вимоги до *ІМ* повинні забезпечити можливості мережі як для вимог абонента (вимоги служб), так і для вимог оператора мережі (вимоги мережі).

Користувач служби (послуги) - це зовнішній об'єкт по відношенню до мережі, який використовує служби. Послуга (служба) - це набір операцій, які пропонуються адміністрацією мережі її абонентам. Частина служб може бути забезпечена або керована іншими абонентами мережі. Вимоги до мережі поєднують можливість створювати, розвивати служби, здійснювати технічну експлуатацію та забезпечення служб.

Вимоги служб і мережі можуть бути ідентифіковані для наступних можливостей служб/мережі: створення служб, управління службами, управління мережею, обробка служб та взаємодія мережі.

Створення служб - це здатність введення нових і додаткових служб. Кожна нова або додаткова служба повинна проходити фазу розвитку і фазу перевірки.

Управління службою - це дії з адміністрування інформації відносно користувача/абонента і/або мережного оператора. Управління службами може підтримувати процеси розвитку та забезпечення служб, управління (контроль) службами, повідомлення (сповіщення) служб або спостереження за службами.

Управління мережею - це діяльність для підтримки спеціальних операцій в структурованій інтелектуальній мережі.

Обробка послуги (служби) - складається з основного виклику і додаткової обробки служби, яка є послідовним і/або паралельним виконанням функції мережі координатором, а також способом, що здійснює основні і додаткові послуги (служби), якими забезпечується абонент.

Взаємодія мережі - процес, за допомогою якого різні мережі інтегруються з *ІМ* для забезпечення служби.

Загальними вимогами управління послугами (службами) є:

- доступ до послуг (служб) через інтерфейс звичайного користувача мережі;
- доступ до послуг (служб), які містяться у багатьох мережах;
- можливість включати службу запиту шляхом основного виклику або з певним проміжком часу;
- вдосконалення контролю доступу до служб;
- легко визначати і надавати послуги (служби);
- забезпечення служб, які застосовуються для використання у декількох мережах;
- реєстрація роботи служб у мережі (спостереження за службами, тести, робоча інформація, тарифікація);
- контроль взаємодії між різними викликами одних і тих самих служб.

Можливості служб - це здатність як основних (базових) служб, так і додаткових розширювати ці основні (базові) служби. Додаткові служби можуть бути забезпечені тільки у комбінації з основними (базовими) службами. Тому концепція *ІМ* повинна бути реалізована для кожної з основних (базових) служб і підтримки додаткових служб для кожної з цих основних (базових) служб. Основні (базові) служби складаються з служб перенесення, телеслужб, служб широкосмугової взаємодії, служб широкосмугового розподілу.

Служби перенесення:

- способи комутації каналів необмежені (різні бітові швидкості);
- канално-комутована мова;
- канално-комутоване аудіо;
- служби пакетно-комутованих даних;
- служби канално-комутованих даних;
- тощо.

Телеслужби це: телефон, телефакс, відеотекс.

Служби широкосмугової взаємодії це: служби мовні, служби повідомлень, пошукові служби.

Служби широкосмугового розподілу це: служби розподілу без надання індивідуального контролю користувачеві, служби розподілу з наданням індивідуального контролю користувачеві та інші.

Мережа повинна підтримувати свої функції незалежно від служб таким чином, щоб полегшити швидке надання нових послуг (служб).

Для того, щоб використати певну службу, користувач (абонент) запитує згоду на доступ до мережі, яка забезпечується службою. Крім того, користувач головним чином зацікавлений у своїх службах, а не у спеціальній згоді на доступ, яка використовується у фізичному з'єднанні мережі. Наприклад, відомо, що проста служба віртуальної приватної мережі може бути доступна за допомогою різного дозволу на доступ, таких як *ISDN*-інтерфейси, "мобільні" інтерфейси і т.д. Служба *VPN* може об'єднувати багато мереж з різними технологіями інтерфейсів. Дозвіл на доступ через традиційні підмережі може бути також підтриманий.

Для того, щоб дозволити доступ до служб, необхідно, щоб була достатня ступінь незалежності можливостей служб з однієї сторони і можливостей доступу з іншої.

Для *ІМ* пропонуються наступні можливості доступу: постійна, незмінна частина; *PSTN*-доступ; *ISDN*-доступ; *PSPDN*-доступ; доступ приватної мережі; мобільна мережа; широкосмугова мережа; асинхронний спосіб передачі.

Злагоджена взаємодія служб сприяє швидкому та ефективному наданню послуг. Наприклад, служба використовує з'єднання, яке існує між користувачем даної ІМ-структурованої мережі та користувачем традиційної мережі, або для деяких операційних аспектів маршрутизується через більше, ніж одну ІМ-структуровану мережу.

Загальні вимоги мережі ІМ:

- перехід від існуючої бази мереж до наміченої бази мереж з ефективною вартістю практичним і гнучким способом;

- зменшення надмірності мережних функцій на фізичних об'єктах;
- дозвіл на гнучке розміщення мережних функцій на мережних об'єктах;
- необхідність у протоколах, які дозволяють гнучкість розміщення функцій;
- створення нових служб із мережних функцій ефективним способом за вартістю і часом;
- гарантування інтеграції мережі, коли надається нова служба;
- управління мережними елементами і мережними ресурсами так, щоб гарантувати якість послуг і функціонування мережі.

До створення служб відносяться як до мережної спроможності і створення нових додаткових служб.

Для створення нових служб необхідні:

- специфікація служб;
- розвиток служб;
- перевірка та підтвердження служб.

Специфікація служб містить деталізований опис кожної служби на високих рівнях структурованих рішень.

Розвиток служб - це шлях перетворення високого рівня структурованого рішення на детально-структуроване програмне рішення з послідовним розвитком необхідних програмних компонентів, визначенням даних тощо. Головним продуктом є розвинуті програмні послуги і документація, яка готова для більш точних перевірочних тестів служби.

Перевірка служб - процес створення служб, коли розвинуте програмне забезпечення служб (включаючи технічну документацію) тестується з метою надання позитивної відповіді про можливість реалізації виконання службами специфікації.

Середовище створення служб (*Service Creation Environment - SCE*) забезпечують засоби, які надають можливість легкого створення нових служб у конфігурації мережі і незалежного типу мережі шляхом блоків, незалежних від служб.

Середовище створення служб повинно ефективним способом забезпечити застосування програмних компонентів незалежних служб: методів, мови (специфікації мов) і процедур для підтримки процесів створення служб. Те, що стосується сценарію служб, представлено програмою логіки служб, програмою управління службами, програмою опорних даних. Кожна служба може бути подана різним типом сценарію служб. Сценарії можуть бути застосовані у конфігурації служб мережі з різними типами мереж (тобто *PSTN, ISDN*, та ін.) незалежним шляхом. Найкращим способом це здійснюється шляхом незалежних блоків. Блоки комбінуються шляхом послідовних та умовних програмних переходів, використовуючи обрані програмні мови.

Приклади сценарію служб:

- програмна логіка служб (SLP). *SLP* - програма реального часу. *SLP* вносить інформацію у базу даних, яка стосується даних і статистики. *SLP* складається, наприклад, з виконання логіки служби, статистичної логіки, логіки бази даних, логіки нарахування оплати і т.д.;
- програма управління службами (SMP). *SMP* підтримує управління службами, а не мережними елементами. *SMP* складається, наприклад, з статистичної логіки, логіки нарахування рахунків, логіки бази даних і т. д. *SMP* є прикладом орієнтованих програм, які можуть створювати розширене нарахування та статистичні звіти служб;
- програма опорних даних (DTP). *DTP* - це інтерактивна програма, яка взаємодіє з мережним оператором. *DTP* містить служби опорних даних, котрі відносяться до логіки даних користувача, логіки бази даних і т.д.

До управління службами відносяться як до мережних можливостей, котрі необхідні, з точки зору оператора, для підтримки особливих операцій служб.

Управління службами у період розвитку вимагає операції тестування розвитку служб. Якщо тестування вдале, починається завантаження логіки служб, логіки управління, а потім активація логіки.

Управління службами у період фази поставки служби включає створення профілю служб абонента, їх активації, ініціювання тригерних умов та створення профілю служб абонента у логіці служб.

Управління службам протягом фази використання дає можливість абоненту видозмінити параметри, що контролюють їх службу. Це може бути, наприклад, перелік правил для маршрутного виклику до часу дня і/або часу тижня.

У *ІМ* має бути декілька видів схем нарахування оплати. Нарахування оплати розглядає не тільки тривалість (час) виклику, але також і ресурси мережі, що потребуються для забезпечення служб. У цьому останньому випадку тариф може бути незалежним від служби у тому розумінні, що він нараховується від вартості використаних ресурсів мережі.

Спостереження за службами може бути ручне або автоматичне. Типові ручні операції містять питання стосовно стану інформації про структуру мережі. Дані, які зібрані автоматично, крім вказаних, можуть містити навантаження трафіка та ін.

Вимоги мережі щодо обробки служб відносяться до мережних можливостей, які необхідні для забезпечення, з точки зору оператора мережі, основних та додаткових служб *ІМ* структурованою мережею.

Для того, щоб зрозуміти, як *ІМ* може досягнути швидкого застосування служб, проводиться загальне порівняння між обробкою служб традиційних мереж та *ІМ* (з урахуванням завдань, перерахованих вище, обидва випадки подані як модель обробки служб традиційних мереж та обробки служб у *ІМ*).

Модель обробки служби *ІМ*. Головними елементами цієї моделі є процес основного виклику "підвішування" (*hooks*), котрий дозволяє взаємодіяти з логікою служб *ІМ* та логікою служб *ІМ*, яка може бути запрограмована для застосування нових додаткових служб. Процес основного виклику в мережі призначений для підтримки оптимальної роботи служб. Для гнучкості обробки служб процес основного виклику розподіляють на модулі, незалежні від служби процеси, що здатні виконуватись автоматично. Елемент "підвішування" додано до процесу основного виклику для формування лінії між процесором основного виклику та логікою служб. Елемент "підвішування" забезпечує взаємодію обміну з логікою служб. Протягом взаємодії процес основного виклику може бути тимчасово у стані "підвішування".

Логіка служб *ІМ* використовує середовище програмного забезпечення, яке вимагає розвитку для того, щоб дозволити швидке застосування нових додаткових служб. Нові додаткові служби можуть бути створені за допомогою "програм", які містять логіку служб *ІМ*, котра здатна через функціональність "підвішування" взаємодіяти з процесом основного виклику. Таким чином, логіка служб *ІМ* може контролювати процеси основного виклику і їх послідовність.

Отже, маючи логіку в контексті управління службами та модифікуючи мережні дані, нові служби, які використовують можливості існуючих мереж, можуть легко застосовуватись.

Додатково логіка служб *ІМ* може приймати рішення про закінчення періоду взаємодії з процесом основного виклику.

У архітектурі *ІМ* існує необхідність моделювання виклику, яке б описувало реальну поведінку можливостей управління викликом для забезпечення основних та додаткових служб. Модель виклику охоплює наступні аспекти:

- моделює процеси основного виклику (кожна індивідуальна базова служба може вимагати свій особистий процес основного виклику *ІМ*);
- описує механізм тригера ("*hooks*"), який дозволяє процесу основного виклику *ІМ* взаємодіяти з логікою служб;
- забезпечує логічний погляд, з точки зору пункту логіки служб, на функції процесу виклику та мережні ресурси, дозволяючи швидке застосування служб;
- специфікує механізм, відповідно з яким процес основного виклику *ІМ* може взаємодіяти з логікою служб (тобто проста кінцева взаємодія, одночасна взаємодія, ініційована взаємодія логіки служб і т.д.);
- еволюціонує на існуючій технологічній базі.

Взаємодія мереж - це процес, при якому декілька мереж *ІМ* та традиційних мереж кооперуються для забезпечення служби. Необхідність взаємодії мереж виходить з того факту, що абоненти можуть вимагати доступ до служб, які переплітаються у множині мереж. Ці мережі можуть мати різні типи доступу (*PSTN*, *ISDN*, тощо та можуть мати різний рівень структурування *ІМ*: повний, частковий).

Взаємодія мереж складається з різних етапів: обробка служб, управління службами, створення служб. На кожному етапі деякої мережної взаємодії здійснюється функція шлюзу, який підтримує

заємодію мережі на рівні обробки служб, коли дві структуровані ІМ мережі кооперуються для забезпечення служби. Функція шлюзу може бути використана, наприклад, для доступу до логіки служб інших мереж і забезпечення зв'язку між частинами службової логіки, які містяться у різних мережах.

В статті висвітлено тенденції створення систем управління сучасними телекомунікаційними мережами. Запропоновано принципи побудови системи управління як системи з різномірним устаткуванням для здійснення глобальної доступності. Ці методи побудови СУ доцільно впровадити на мережах зв'язку України для досягнення ефективнішого та економічнішого управління як традиційними, так і новітніми інтелектуальними мережами.

**Список літератури:** 1. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н.* Системы управления для глобальной информационной инфраструктуры // Труды IV МНТК "Телеком-99". Одесса. 1999. С.52-56. 2. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н.* Оценка объёма управляющей информации в информационных сетях // Электросвязь. 2000. № 6. С.34-37. 3. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Тарасенко И.А.* Особенности проектирования интеллектуальной сети // Вісник держ. унів. Львівська політехніка". Львів: 2000. №387. С. 315-318. 4. *Беркман Л.Н.* Концепция построения системы управления интеллектуальной сетью // Труды 3-й Международ. конф. "Теория и техника передачи, приема и обработки информации". Харьков-Туапсе. 16-18 сент. 1997. С.90-91.

Львівський інститут зв'язку  
Одеської НАЗ ім. О.С. Попова

Поступила в редколегію 03.10.2001

## НОРМИРОВАНИЕ ФАЗОВЫХ ДРОЖАНИЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РАЗЛИЧНЫХ ЛИНЕЙНЫХ КОДОВ

Величина фазового дрожания – джиттера цифрового сигнала является одним из основных качественных показателей работы цифровых сетей и оборудования. В результате отклонения сигнала от его идеального положения во времени в цифровом потоке могут появляться ошибки при регенерации сигнала. Поэтому нормирование параметров джиттера, а также разработка методик их измерения имеют важное практическое значение.

Измерение и нормирование величины джиттера на интерфейсах оборудования транспортной телекоммуникационной сети проводится для цифровых сигналов с определенным видом линейного кодирования. Тип линейного кода выбирается в зависимости от скорости передачи и характеристик линии связи (электрической или оптической) и обычно заранее определен для стандартных иерархических интерфейсов [1]. В некоторых случаях на интерфейсе одного иерархического уровня с заданной номинальной скоростью возможно применение нескольких типов линейных кодов в зависимости от приложения. Например, на электрическом интерфейсе синхронной цифровой иерархии SDH синхронного транспортного модуля STM-0 (51 840 кбит/с) могут использоваться линейные коды: HDB3, HDB2 и CMI. На интерфейсе SDH STM-1 используются коды CMI (электрический интерфейс) и NRZ (оптический интерфейс) с различными допусками на величину фазового дрожания [2, 3]. Кроме этого, в настоящее время быстро развиваются “прозрачные” оптические транспортные сети. В этих сетях могут возникать ситуации использования различных линейных кодов на одном интерфейсе.

Таким образом, возникает вопрос о нормировании джиттера при использовании различных линейных кодов на одном универсальном сетевом интерфейсе.

Известно, что линейные коды имеют различные энергетические спектры. Соответственно, требования к величине собственных фазовых дрожаний и передаточной функции дрожания оборудования в верхней и нижней частях нормируемого диапазона фазовых дрожаний могут отличаться.

В практике эксплуатационных измерений получила распространение общая схема, содержащая полосовые фильтры, которые подключаются на выходе фазового детектора и служат для оценки фазовых дрожаний в низкочастотной и высокочастотной частях спектра [4]. Для измерений используются фильтры с максимально-плоской амплитудно-частотной характеристикой (фильтры Баттерворта). Затухание фильтра верхних частот (ФВЧ) должно быть 20 дБ/декаду, а фильтра нижних частот (ФНЧ) – 60 дБ/декаду. Исходя из соотношения для затухания фильтра Баттерворта:  $A \approx 20n$ , дБ (где  $n$  – порядок фильтра), получаем ФВЧ – 1-го порядка и ФНЧ – 3-го порядка. Передаточные характеристики фильтров можно записать в виде:

$$T_H(p) = \frac{\omega_3^3}{p^3 + 2\omega_3 p^2 + 2\omega_3^2 p + \omega_3^3}, \quad T_{B1}(p) = \frac{p}{p + \omega_1}, \quad T_{B2}(p) = \frac{p}{p + \omega_2},$$

где  $p = j\omega$ ;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $\omega_2 = 2\pi f_2$ ;  $\omega_3 = 2\pi f_3$ , ( $f_1, f_2$  – частоты среза ФВЧ,  $f_3$  – частота среза ФНЧ).

Значения этих частот для интерфейсов PDH и SDH приведены в табл. 1.

Таблица 1

| Тактовая частота<br>$f_T$ , МГц | $f_1$ , Гц | $f_2$ , Гц | $f_3$ , Гц          | Длительность тактового интервала (UI), нс |
|---------------------------------|------------|------------|---------------------|-------------------------------------------|
| 2,048                           | 20         | 18 к       | 100 к (5% $f_T$ )   | 488                                       |
| 8,448                           | 20         | 3к         | 400 к (5% $f_T$ )   | 118                                       |
| 34,368                          | 100        | 10 к       | 800 к (2,3% $f_T$ ) | 29,1                                      |
| 51,84                           | 100        | 20 к       | 400 к (0,8% $f_T$ ) | 19,3                                      |
| 139,264                         | 200        | 10 к       | 3,5 М (2,5% $f_T$ ) | 7,18                                      |
| 155,52                          | 500        | 65 к       | 1,3 М (0,8% $f_T$ ) | 6,43                                      |
| 622,08                          | 1 к        | 250 к      | 5 М (0,8% $f_T$ )   | 1,61                                      |
| 2488,32                         | 5 к        | 1 М        | 20 М (0,8% $f_T$ )  | 0,402                                     |
| 9953,28                         | 20 к       | 4 М        | 80 М (0,8% $f_T$ )  | 0,1                                       |

Общие характеристики полосовых измерительных фильтров:

$$T_1(p) = T_H(p) \cdot T_{B1}(p), \quad T_2(p) = T_H(p) \cdot T_{B2}(p). \quad (1)$$

Рассматривая сомножители  $T_{B1}(p)$  и  $T_{B2}(p)$  как функции ошибки на выходе некоторых фазовых детекторов с допустимыми величинами отклонения фазы (джиттера)  $A_1$  и  $A_2$  соответственно, можно записать выражения для допустимого входного джиттера в низкочастотной и высокочастотной частях спектра:

$$A_{доп.1}(f) = \frac{A_1}{|T_1(p)|}, \quad A_{доп.2}(f) = \frac{A_2}{|T_2(p)|}.$$

На рис. 1 показана взаимосвязь между максимально допустимой величиной джиттера и характеристиками взвешивающих фильтров.

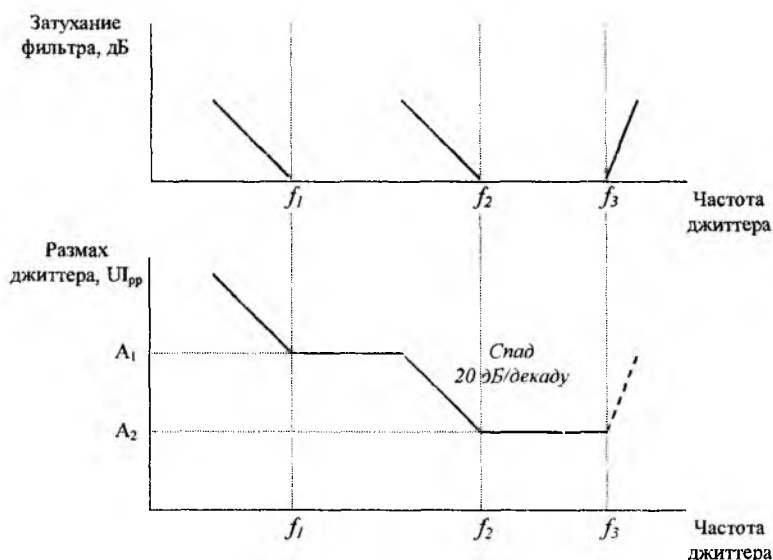


Рис. 1

Зная характеристики взвешивающих фильтров и спектральное распределение линейного кода, можно найти спектральные составляющие сигнала на выходе фильтров (в полосе частот, оцениваемой фильтром).

На рис. 2 показаны энергетические спектры сигналов на электрических интерфейсах 2 Мбит/с, использующих линейные коды HDB3 и CMI (кривые 1 и 2 соответственно). Эти результаты получены экспериментальным путем для псевдослучайной последовательности (ПСП)  $2^{15}-1$  (измерения проводились с использованием анализатора цифровых сигналов ANT-20 и селективного измерителя уровня MV-62). Для сравнения на рис. 2 приведен энергетический спектр аналогового сигнала HDB3, полученный в [5] (кривая 3).

Из приведенных данных видно, что на участке, ограниченном частотой  $f_3$  (в данном случае 100 кГц), мощности спектральных составляющих примерно одинаковы и составляют менее 1 % мощности основных спектральных составляющих. Можно ожидать, что нормируемые значения фазовых дрожаний в диапазонах  $f_1 \div f_3$  и  $f_2 \div f_3$  будут примерно одинаковыми.

По существу, джиттер является фазовой модуляцией импульсной несущей – линейного сигнала с тактовой частотой.

Оценим спектральные составляющие линейного сигнала, модулированного джиттером, в полосе частот взвешивающего фильтра  $f_3 - f_2$  (причем, как видно из табл. 1,  $f_3 < f_T/20$ ).

Спектр импульсной последовательности, модулированной синусоидальным сигналом, содержит [6]:

- постоянную составляющую  $U_0/q$  (где  $U_0$  – амплитуда сигнала;  $q$  – скважность);
- полезную составляющую  $S(f_{\text{мод}}, t)$ ;
- гармоники тактовой частоты  $n f_T$ ;
- боковые составляющие с частотами  $n f_T \pm l f_{\text{мод}}$ .

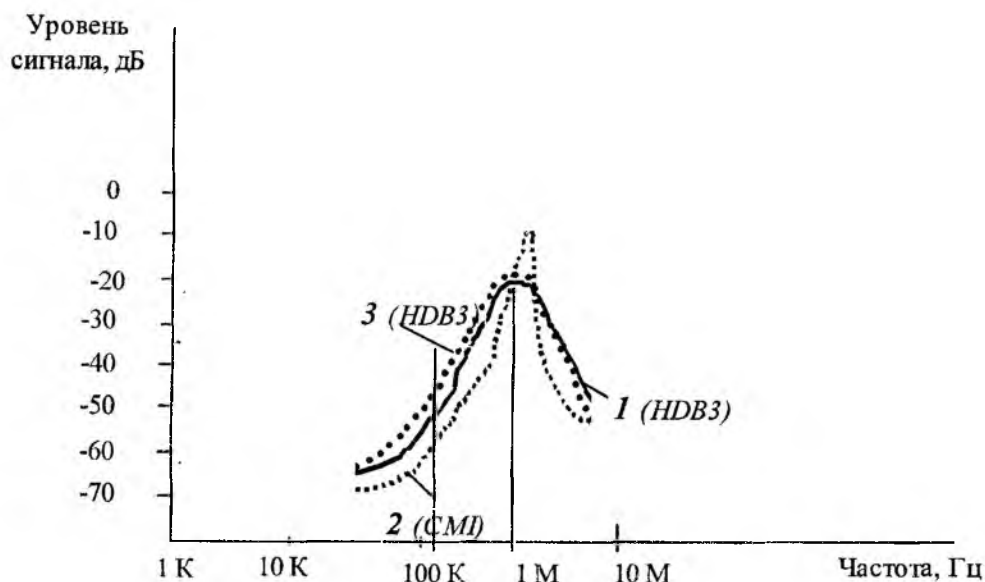


Рис. 2

Полезная составляющая может быть записана в виде [6]:

$$S(f_{\text{mod}}, t) = 2U_0 \beta \sin \frac{2\pi f_{\text{mod}} \tau}{2} \sin 2\pi f_{\text{mod}} t, \quad (2)$$

где  $f_{\text{mod}}$  – частота модуляции (в нашем случае примем:  $f_{\text{mod}} = f_3 = f_T/20$ );  $\beta$  – индекс фазовой модуляции (максимальный фазовый сдвиг, т.е. максимальная величина джиттера) в единицах тактового интервала UI;  $\tau$  – длительность импульса, зависящая от вида линейного кода.

Оценим амплитуду составляющей (2) в полосе частот взвешивающего фильтра (1) для сигналов различных линейных кодов, модулированных синусоидальным джиттером с частотой  $f_{\text{mod}} \leq f_3$  (табл.1). Результаты вычислений приведены в табл. 2.

Таблица 2

| Линейный код | Тестовая последовательность | Основная частота спектра | Длительность импульса $\tau$ | Амплитуда сигнала (на частоте $f_{\text{mod}}$ ) |
|--------------|-----------------------------|--------------------------|------------------------------|--------------------------------------------------|
| NRZ          | меандр                      | $f_T$                    | $T_T$                        | $0,3 \beta U_0$                                  |
| HDB3         | все 1                       | $f_T/2$                  | $T_T/2$                      | $0,15 \beta U_0$                                 |
| CMI          | все 1                       | $f_T/2$                  | $T_T$                        | $0,3 \beta U_0$                                  |
|              | все 0                       | $f_T$                    | $T_T/2$                      | $0,15 \beta U_0$                                 |

Из табл. 2 видно, что амплитуды спектральных составляющих на частоте  $f_{\text{mod}}$  для различных линейных кодов примерно одинаковы.

Оценим величину нижних боковых спектральных составляющих, которые могут находиться в полосе частот взвешивающего фильтра  $f \leq f_T/20$ .

Анализ спектра фазомодулированного сигнала показывает, что при малых индексах модуляции  $\beta$  спектр сосредотачивается в районе несущей (тактовой) частоты, при этом величина боковых полос линейно пропорциональна индексу модуляции. При увеличении индекса модуляции появляются дополнительные боковые полосы и связь между индексом модуляции и величиной боковых полос становится нелинейной.

Ширина полосы частот  $\Delta F$ , модулированной по фазе несущей (практическая ширина спектра фазомодулированного сигнала), может быть приближенно выражена в виде функции индекса модуляции и модулирующей частоты  $f_{\text{mod}}$  [6]:

$$\Delta F = 2f_{\text{mod}} (1 + \beta + \sqrt{\beta}) \quad (3)$$

С точки зрения измерения джиттера представляют интерес только те спектральные составляющие, которые лежат в полосе частот взвешивающего фильтра  $f \leq f_T/20$ . Поэтому дадим приближенную оценку выражения (3) при условии, что нижняя граница  $f_H$  полосы  $\Delta F$  совпадает с верхней границей полосы частот взвешивающего фильтра:

$$f_H = f_T - \Delta F/2 = f_T/20.$$

Учитывая, что  $f_{mod} = f_T/20$ , получим  $\beta \approx 18$ . Это означает, что только при индексах модуляции  $\beta \geq 18$  дополнительные боковые полосы фазомодулированного сигнала следует учитывать. Согласно действующим нормам [2, 4] индекс модуляции (максимально допустимая величина джиттера) может составлять 0,075 ... 1,5 UI. Поэтому нижними боковыми составляющими можно пренебречь.

Таким образом, при измерениях джиттера с помощью взвешивающих фильтров оценивается только спектральная составляющая на частоте модуляции  $f_{mod}$ , определенная в табл. 2.

Проведенный приблизительный анализ линейного сигнала, модулированного джиттером, показывает, что спектральные составляющие такого сигнала в полосе частот взвешивающих фильтров для различных линейных кодов примерно равны. Это позволяет предложить равные нормы на параметры джиттера для рассмотренных кодов (т.е. кодов с равными спектральными составляющими).

**Список литературы:** 1. *ITU-T Recommendation G.703 (1998)*. Physical/electrical characteristics of hierarchical digital interfaces. 2. *Draft EN 302084 V1.1.2 (1999)*. Transmission and Multiplexing (TM). The control of jitter and wander in transport networks. 3. *Delayed Contribution D.50 (WP3/15)* Comments on the proposed revision of Recommendation G.703, Acterna. 4. *ITU-T Recommendation G.823 (1993)*. The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2048 kbit/s hierarchy. 5. *Rothe O., Jacob M., Schreiter W.* Das digitale Übertragungssystem PCM 120, Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldewesen – Berlin, 1983. 6. *Борисов Ю.П., Пенин П.И.* Основы многоканальной передачи информации. М.: Связь, 1967.

Украинский научно-исследовательский институт связи  
Киевский институт связи Украинской  
государственной академии связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 02.10.2001

**ВЛИЯНИЕ МОБИЛЬНЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ НА ЗДОРОВЬЕ ЧЕЛОВЕКА****1. Медицинские проявления радиации**

Эксплуатация подвижных систем связи приводит к облучению пользователей электромагнитным полем (ЭМП) СВЧ малой мощности. Облучение ЭМП, создаваемое базовыми станциями (БС) и мобильными станциями (МС), воздействует на различные категории населения: обслуживающий персонал БС; население, проживающее в районах размещения БС; пользователей МС в производственных и бытовых условиях. Персонал БС подвергается облучению в течение рабочего дня. Население, проживающее в районах размещения БС, подвергается облучению ЭМП практически круглосуточно. Пользователи МС находятся в зоне ЭМП в зависимости от интенсивности использования МС. Кроме того, возможны случаи комбинированного облучения МС и БС. Однако энергия ЭМП негативно влияет на человеческий организм. Но речь идет не об абсолютном облучении вредного фактора, а о допустимой степени его присутствия.

Маломощные и непродолжительные воздействия излучения МС и БС проходят незаметно. Проявление эффекта воздействия излучения зависит от времени непрерывного воздействия ЭМП [1]. Эти явления не проходят бесследно и как бы накапливаются в организме с течением времени. До конца ещё не изучено, как и от каких параметров СВЧ-излучения малой мощности зависит эффект его воздействия на человеческий организм. Биологическое влияние СВЧ-излучения можно разделить на тепловое – катарактогенное и нетепловое – канцерогенное, неврологическое, эпидемиологическое. Рассмотрим некоторые особенности проявления каждого из этих влияний. Разные органы человека по-разному реагируют на повышение внутренней температуры под воздействием СВЧ излучения. Повышение температуры клеток головного мозга, находящихся в непосредственной близости от источника излучения, всего на  $0,5^{\circ}\text{C}$  может приводить к серьёзным нарушениям зрения [1].

В настоящее время появляется всё больше свидетельств того, что радио- и микроволновые излучения видоизменяют основы клеточных биохимических процессов. Это вызывает изменение тканей и функций головного мозга. Изменения, происходящие в нервных клетках человека под воздействием излучения, ведут к появлению головной боли, временному ухудшению памяти и расстройству концентрации внимания. В связи с изменениями в тканях головного мозга под воздействием микроволнового излучения специалисты выдвигают гипотезу о возможности появления катаракт, онкологических заболеваний, болезней Паркинсона и Альцгеймера. По данным Джеймса Лина в опытах с кроликами 15-минутное облучение оставляло необратимые изменения в клетках их головного мозга. Опыты над мышами, проведенные в Финляндии и Австралии, выявили у животных развитие опухолей и нарушение ориентации. При этом полученные данные не могут быть прямо распространены на человека. Работы по изучению степени биологического воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) на живой организм были приведены специалистами НИИ медицины труда Российской АМН. Было изучено влияние ЭМИ на наиболее чувствительные к радиоизлучениям системы (иммунная, центральная нервная, симпатoadреналовая), на рост и развитие организма в целом.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что ежедневное воздействие ЭМИ с плотностью потока энергии (ППЭ)  $250 \text{ мкВт/см}^2$  на протяжении трёх месяцев может рассматриваться в качестве порога биологического воздействия. В качестве предельно допустимого уровня (ПДУ) ППЭ предлагается выбрать величину  $100 \text{ мкВт/см}^2$ .

Очевидно, наибольшую энергетическую нагрузку несут пользователи МС, поэтому на практике им следует помнить, что сеансы связи у них должны быть короткими. По данным социологической службы «Мониторинг» 84 % москвичей разговаривают по телефону менее 1 часа в день. Для абсолютного большинства пользователей допустимое время воздействия ЭМИ не должно превышать 1 часа в день. Энергетическая нагрузка на организм при этом режиме связи оказывается меньше, чем допустимая [2] и [3] и составляет соответственно 200 и  $240 \text{ мкВт ч/см}^2$ .

Воздействие ЭМИ подразделяется на профессиональное и непрофессиональное. Профессиональному воздействию подвергается персонал БС. Для профессионального воздействия предельно допустимая величина энергетической нагрузки установлена в соответствии с [4] и равна  $200 \text{ мкВт ч/см}^2$ . Поэтому при 8-ми часовом рабочем дне ППЭ, которой подвергается персонал БС, не должна превышать величину  $25 \text{ мкВт/см}^2$ . Для населения, подвергающегося облучению антеннами БС допустимая ППЭ составляет  $10 \text{ мкВт/см}^2$ . В соответствии с данными, приведенным в [2], был разработан нормативный документ, регламентирующий ПДУ ППЭ и ЭМИ радиосредств сотовой связи. Требования,

содержащиеся в этом документе, аналогичны требованиям ряда национальных стандартов и международных рекомендаций. В соответствии с результатом моделирования ЭМИ, создаваемого МС, допустимо применение карманных МС мощностью до 1 Вт [2].

## 2. Физические модели влияния

Единицей влияния микроволнового излучения на организм человека является «специфическая норма поглощения» SAR (Specific Absorption Rates), численно равная энергии поглощенного излучения, приходящейся на 1 г биомассы.

$$SAR = \left( \frac{\alpha}{2\rho} \right) |E|^2. \quad (2.1)$$

При поглощении единицы SAR в течение 20 минут 1 г ткани нагревается на 1°C. Этот нагрев не всегда адекватно компенсируется обменными процессами организма. Вместе с тем имеются разные мнения о предельных нормах. Так, европейские организации рекомендуют для МС предельную норму SAR 2 мВт/г. В [5] сообщается о поглощении головой 37,5 % мощности излучения при частоте 1900 МГц и сообщаются данные о зависимости SAR от расстояния (в диапазоне 15-50 мм) между моделью головы и точечным источником радиоизлучения. На рис. 1 приведены данные для неомогенной модели головы с шеей и модели головы без шеи. Из рисунка видно, что мощность, выделяемая в килограмм массы, резко уменьшается при удалении передатчика от головы. Таким образом, можно утверждать, что основную долю энергии облучения получает сам хозяин МС. Аналогичные исследования для МС HGH (Hagenuk Global Handy) были выполнены Г.В. Кирюшиным и О.Н. Масловым и они хорошо совпадают с результатами, полученными за рубежом по критерию SAR [6]. В швейцарском федеральном технологическом институте г.Цюриха были проведены исследования с 16 различными моделями МС, которые показали пятикратную разницу в их характеристиках SAR от 0,28 мВт/г до 1,33 мВт/г.

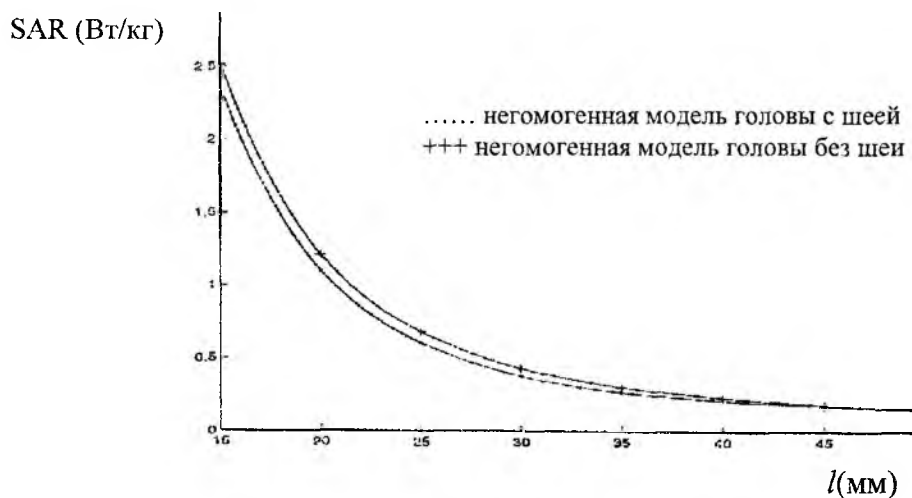


Рис. 1

Практические исследования многих авторов показали, что при поглощении энергии СВЧ в тканях биологического объекта (БО) необходимо отметить следующие явления:

1. Поскольку различные слои тканей обладают неодинаковой проводимостью  $\sigma$  и диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ , энергия поглощается в слоях неравномерно.
2. С увеличением частоты поля тепловой эффект возрастает, то есть количество выделяемой в теле энергии растёт.
3. От поверхности ткани в глубь тела температура возрастает. Следовательно, основное воздействие осуществляется на глубинные ткани.

Мощность, поглощаемая БО, определяется по формуле

$$P = \int_S \vec{N} \cdot d\vec{s}, \quad (2.2)$$

где  $\vec{P}$  – вектор плотности потока мощности;  $S$  – площадь поверхности исследуемого БО. Вектор  $\vec{P}$  на поверхности исследуемого объекта определяется мощностью МС, диаграммой направленности антенны, расстоянием до объекта и формой объекта.

Действующее значение энергии колебаний СВЧ для случая, когда БО находится в потоке излучения, может быть определено, если известны его коэффициенты поглощения и отражения. Однако для живых организмов в связи со сложной геометрической формой и неоднородностью самого объекта невозможно провести точный расчет и измерение этих величин. Расчет можно сделать, приняв живой организм за однородную среду.

Пусть  $\rho$  – коэффициент отражения БО,  $\alpha$  – коэффициент поглощения БО. Если  $W_0$  – падающий поток энергии за время  $t$ , то поток энергии, прошедшей внутрь БО за то же время, определяется выражением

$$W_1 = W_0(1 - \rho^2). \quad (2.3)$$

Энергия, поглощенная телом в единице объема на глубине  $x$  от поверхности за время  $t$

$$W_2 = CP_0 e^{-2\alpha x}, \quad (2.4)$$

$$\text{где} \quad C = (1 - \rho^2)(1 - e^{-2\alpha}). \quad (2.5)$$

Величина  $W_2$  характеризует действующее значение энергии на данном участке ткани.

Для нахождения плотности потока мощности на поверхности тела нужно учитывать соотношение между расстоянием  $l$  от головы до МС, рабочую длину волны МС  $\lambda$  и размеры антенны  $D$ . Согласно [7] на расстояниях  $l$ , превышающих длину волны  $\lambda$  и размеры источника поля  $D$ , точнее, удовлетворяющих одновременно неравенствам

$$l \gg \frac{\lambda}{2\pi} \quad \text{и} \quad l \gg \frac{D^2}{\lambda}, \quad (2.6)$$

ЭМП существует в виде сформировавшихся сферических бегущих волн. Область пространства, где это имеет место, носит название зоны свободного излучения или волновой зоны. В зоне между компонентами ЭМП имеется известная зависимость

$$E = 120\pi H. \quad (2.7)$$

В волновой зоне ЭМП характеризуется плотностью потока мощности излучения  $\Pi$ , т.е. количеством энергии, проходящей за 1 сек через единицу поверхности, перпендикулярной направлению распространению волны

$$\Pi = \frac{E^2}{120\pi} = 120\pi H^2. \quad (2.8)$$

Если известна мощность  $P$  в ваттах, излучаемая источником в свободное пространство, можно приблизительно оценить максимальное значение величины  $\Pi$  в Ваттах на  $1 \text{ м}^2$ , которое имеет место на расстоянии  $l$  от источника излучений по формуле [7]

$$\Pi = \frac{P\sigma}{4\pi l^2}. \quad (2.9)$$

Влияние, которое оказывают БС и МС на окружающие БО, при соблюдении условия (2.6) можно рассчитывать по формулам (2.7-2.9).

В случае исследования влияния ЭМП на пользователя МС расстояние  $l$  не удовлетворяет условиям дальней зоны, т.е. пользователь находится в ближней зоне действия антенны. В этой зоне напряженности  $E$  и  $H$  не связаны универсальной зависимостью и могут иметь любое количественное соотношение, которое зависит от вида источника излучения. На расстояниях, меньших  $\frac{\lambda}{2\pi}$ , в так называемой зоне индукции, электромагнитное поле не носит волнового характера и не может рассматриваться как сферическая волна. Таким расстоянием по параметру длины волны  $\lambda$  МС для стандарта

Т-450 будет  $l \gg 67$  см, для стандарта HMT-900, GSM-900 –  $l \gg 34$  см, а для стандарта GSM-1800 – 17 см. В ближней зоне можно предложить два способа определения плотности потока мощности излучения, падающей на БО – теоретический расчёт и измерение. Теоретический расчет достаточно сложен. Как правило, в настоящее время проводится экспериментальное исследование полей вокруг источника излучения. На рис. 2 представлены для стандарта GSM экспериментально полученные угловые распределения ППЭ на расстоянии 0,5 м от МС в главной горизонтальной плоскости. На рис. 3 – в лицевой вертикальной плоскости для телефонов Nokia 2110 (штриховые линии) и HGH (сплошные линии). Расположение головы пользователя отмечено стрелками. Встроенная антенна МС типа HGH концентрирует ЭМИ в направлении, противоположном голове пользователя. Уровень ППЭ на расстоянии 2...4 см уменьшается в 2,5...3 раза по сравнению с МС Nokia 2110 при одинаковой излучаемой мощности [6]. Таким образом, голова человека служит, как бы рефлектором, направляющим излучение передатчика в сторону противоположную от головы.

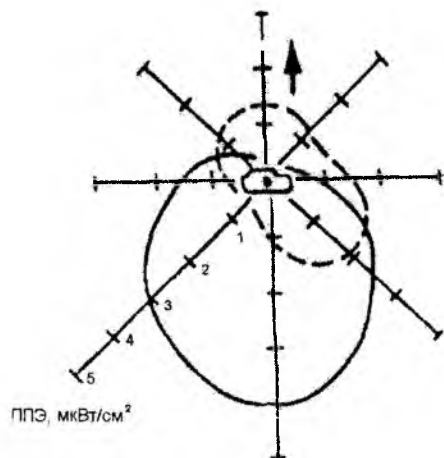


Рис. 2

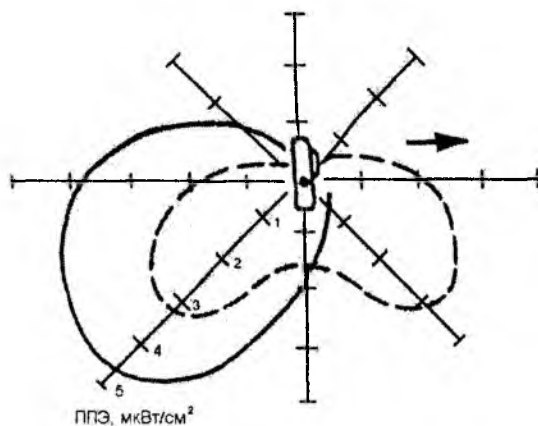


Рис. 3

Однако, как показывают исследования, только часть энергии излучения МС служит для установления связи с базовой станцией соты. Значительная её часть поглощается телом абонента и окружающими предметами. При частотах 914 МГц и 1890 МГц 50 % мощности излучения поглощается в основном головой [8]. По данным [9] от 48 % до 68 % излучаемой мощности при частоте 900 МГц поглощается головой и рукой. Исследование было проведено для 4 видов антенн и 5 видов тканей.

Чтобы предотвратить поглощение энергии телом пользователя, фирма Microshield изобрела простое устройство, представляющие собой чехол для радиотелефона со специальной ультратонкой защитной сеткой, вшитой в чехол и экранирующей излучение от корпуса МС [1]. В МС фирмы Microshield предусмотрена также экранирующая планка, выдвигающаяся параллельно антенне радиотелефона. Планка должна быть убрана в момент ожидания и установления соединения. Во время разговора планку нужно выдвинуть наполовину и «подстраивать», добиваясь требуемого качества связи. Выдвижение планки на три четверти длины позволяет поглотить до 90 % излучений в направлении головы.

В новых системах сотовой связи стандарта GSM в МС передатчик включается только тогда, когда пользователь начинает разговор, и отключается в паузах и в конце разговора [10]. Это позволяет существенно снизить излучение МС. В некоторых системах сотовой связи мощность излучения МС регулируется базовой станцией автоматически. Цель регулирования состоит в том, чтобы каждая МС излучала сигнал минимальной мощности, которая достаточна для обеспечения хорошего качества передачи речи [10].

В [11] была использована детальная модель глаза, включающая 4 типа ткани и было вычислено удельное поглощение энергии глазом, как функция расстояния между источником ЭМИ и глазом. ППЭ обратно пропорциональна квадрату расстояния между головой пользователя и радиотелефоном. Следовательно, защита расстоянием служит одним из способов обеспечения безопасности пользователя.

### 3. Рекомендации пользователю МС

Существует несколько направлений обеспечения безопасности пользования мобильными средствами связи. Это – создание простых и эффективных средств защиты пользователя от излучения, создаваемого МС (усовершенствование конструкции МС), разработка комплекса рекомендаций по безопасной эксплуатации МС, а также следование научно обоснованным нормам размещения БС. Безопасность БС и МС оценивается по фактору ЭМИ, которое определяется ПДУ ППЭ электромагнитного поля, а также показателем поглощения энергии.

За соблюдение параметров безопасности БС по фактору ЭМИ несет ответственность разработчик. Пользователь же должен соблюдать несколько правил, чтобы снизить опасное влияние СВЧ. При приобретении МС необходимо проанализировать её безопасность по фактору ЭМИ. Формируется банк данных по параметрам безопасности мобильных средств связи разных стандартов и типов. В [10] описаны наиболее популярные модели МС. Пользователь должен стремиться сокращать длительность переговоров, особенно в машине и, по возможности, не держать трубку слишком близко от головы. При разговоре выдвигать антенну МС на полную длину. Не рекомендуется держать одновременно у головы трубку обычного телефонного аппарата и радиотелефона, т.к. повышается концентрация ЭМИ вокруг головы. При работе с компьютером желательно удалять подключаемый к нему сотовый терминал на максимальное расстояние. Необходимо также учитывать тот важный факт, что МС периодически выдаёт сигналы для сообщения БС о своём местонахождении независимо от желания её хозяина. Поэтому особенно внимательны должны быть те, кто использует слуховой аппарат или кардиостимулятор. МС нужно прикладывать к противоположному, относительно расположения этих приборов, уху. При наличии кардиостимулятора не рекомендуется носить телефон в кармане.

Опасны МС и для авиаторов, т.к. могут вызвать сбои в работе бортового оборудования. О степени опасности говорит факт выпуска и использования службами контроля специального устройства – обнаружителя сотовых телефонов.

### Выводы

На рубеже XX – XXI вв. человечество вплотную подошло к реализации глобальных персональных систем связи. Глобальность связи обеспечивается созданием Всемирной сети связи, в которую интегрируются национальные (федеральные) и входящие в них региональные и ведомственные системы связи. Это позволяет любому абоненту пользоваться в любое время различными услугами электросвязи в любой точке земного шара. Персональная связь становится возможной в масштабе всей планеты, а абонент достигаемым в любой точке Земли путем набора одного и того же телефонного номера.

В связи с тем, что системы подвижной связи становятся одним из основных телекоммуникационных средств, проблема их безопасного использования превращается в глобальную задачу, в решении которой заинтересовано всё мировое сообщество.

**Список литературы:** 1. Левин Р. Вреден ли для здоровья радиотелефон? М.: Электросвязь, 1997. № 10. С. 28. 2. Предельно допустимые уровни электромагнитного излучения радиосредств сотовых систем подвижной связи / Бузов А.А., Кольчугин Ю.И. и др. М.: Электросвязь, 1997. № 10. С. 24-25. 3. ГОСТ 12.1.006-84 ССБТ. Электромагнитные поля радиочастот. Допустимые уровни на рабочих местах и требования к проведению контроля. Изменение 1. 4. Временные санитарные нормы и правила защиты населения от воздействия электромагнитных полей создаваемых радиотехническими объектами. № 2963–84. М.: Минздрав СССР, 1984. 5. Vadjed Samiei M.H., Delisle G.Y. Analytical and Experimental Study of the EM/Biological Tissues Interaction at 1900 MHz, Proc IEEE, Trans. MTT, Vol. 79. 2000. P. 705-710. 6. Кирюшин Г.В., Маслов О.Н. Параметры безопасности систем сотовой связи стандарта GSM по электромагнитному фактору. М.: Электросвязь, 1997. № 10. С. 26-27. 7. Лутвищенко Е.А., Дзюндзюк Б.В. и др. Защита от электромагнитных полей. Киев, 1971. 32 с. 8. Tofgard J., Hornsleth H., Anderson B. Effects on portable antennas of the presence of a person, IEEE. Trans. Ant. and Propagat, AP, Vol. 41, No. 6, June 1993. 9. Jensen M. A., Rahmat-Samii Y. EM interaction of handset antennas and a human in personal communications, Proc. IEEE, Vol. 83, No. 1. P. 7-17, Jan. 1995. 10. Андрианов В.И., Соколов А.В. Средства мобильной связи. СПб.: BHV-Санкт-Петербург, 1998. 256с. 11. Dimbylow P.J. FDTD calculations of the SAR for a dipole closely coupled to the head at 900 MHz and 1.9 GHz, Phys. Med. Biol 1991. Vol. 38. P. 361-368.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## СИНТЕЗ ДВУХСВЯЗНОЙ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ТОПОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ (ТКС)

Системное проектирование ТКС предполагает решение задач двух классов: задачи проектирования структуры и задачи проектирования алгоритмов функционирования системы.

К аспекту проектирования структур относятся проблемы и методы решения задач выбора, оценки и оптимизации топологической и технической структур телекоммуникационной сети.

К задачам проектирования алгоритмов функционирования телекоммуникационной сети относятся следующие: определение алгоритмов маршрутизации, определение алгоритма выбора маршрута, определение алгоритма управления маршрутными таблицами, определение критериев и параметров управления маршрутизацией; определение процедур управления потоком, определение алгоритмов контроля и ограничения загрузки сети, определение алгоритмов предотвращения блокировок и контроля перегрузки на узлах.

Задача проектирования структуры телекоммуникационной сети состоит в том, что при заданных потоках требуется решить задачу выбора структуры и синтезировать такую структуру сети, которая за минимальную стоимость и при соблюдении некоторых требований к характеристикам сети могла бы обслужить эти потоки.

В общем случае задается географическое положение пользовательских ЭВМ и внешний трафик в виде вектора или матрицы трафика, указывающей интенсивности входных потоков между каждой парой терминалов.

Требуется построить: на первом иерархическом уровне телекоммуникационной сети - топологию коммутационной подсети, сделать выбор местоположения узлов коммутации, каналов связи, определить пропускные способности каждого канала, обслуживающих указанный трафик; на втором иерархическом уровне - топологию абонентской сети, выбор узлов привязки для абонентов, каналов привязки и их пропускные способности [1].

Полученная топология должна удовлетворять ряду требований к конечным характеристикам сети. В зависимости от назначения и условий функционирования это могут быть требования к своевременности, надежности, устойчивости, производительности и др.

В данной работе предлагается решение задачи синтеза распределенной топологии телекоммуникационной сети минимальной суммарной длины с минимальной избыточностью.

В распределенной сети связи каждый узел соединен как минимум с двумя другими узлами сети связи. Узлы соединяются таким образом, чтобы суммарная длина всей сети была минимальна, а длина маршрута между любой парой узлов не превышала заданной величины (например, два прямых расстояния между парой узлов). Наиболее важной характеристикой таких сетей связи является коэффициент связности  $S$  ( $S=2 \dots N-1$ , где  $N$  - число узлов в сети связи). Сеть связи называется  $S$ -связной, если при отказе не более, чем  $S-1$  узлов (или ветвей), она остается связной, т.е. все узлы остаются в сети связи. Наиболее часто используют распределенную сеть связи с  $S=2$ . Это значит, что при отказе любого узла (или ветви) сети связи, все узлы остаются в сети связи. Узлами такой сети связи могут быть как терминалы, так и центральные обрабатывающие устройства. В такой сети каждый узел является транзитным, поэтому коммутационный комплекс содержится во всех узлах сети связи.

Распределенная топология сети связи имеет следующие достоинства: отказ какого-либо узла не существенно влияет на работу всех других узлов сети связи; отказ какого-либо канала связи не существенно влияет на работу всех других узлов сети связи; среднее время задержки сообщений в сети связи мало, т.к. сообщения передаются по кратчайшим маршрутам; равномерно загружены все каналы связи; высокая эффективность использования каналов связи, т.к. все каналы связи используются и как транзитные. Распределенная топология сети связи имеет следующие недостатки: более высокая стоимость сети связи, т.к. используются избыточные каналы связи; в каждом узле сети связи необходим коммутационный комплекс.

В настоящее время не существует точных аналитических методов синтеза распределенной структуры сети связи, удовлетворяющей заданным ограничениям и минимизированной по какому-либо параметру. Это обусловлено большой размерностью такого вида задач и отсутствием быстрых алгоритмов их решения. Большинство известных методов (метод насыщенного сечения, метод удаления, метод замены, метод М-структур) являются эвристическими и позволяют находить один из локальных экстремумов поставленной задачи [2]. Эти методы используют идею декомпозиции (разбие-

ния) общей задачи на более мелкие задачи, которые решаются отдельно и объединяются по какому-то алгоритму. Это позволяет находить приближенное решение задачи за приемлемое число итераций.

Задачу синтеза распределенной сети можно сформулировать следующим образом: минимизировать годовые приведенные затраты на сеть связи при заданном ограничении на время реакции сети связи.

В данной работе предлагается следующая декомпозиция поставленной задачи: а) синтез распределенной топологии коммутационной подсети; б) расчет внутреннего трафика в коммутационной подсети; в) выбор пропускной способности каналов в сети; г) расчет технических параметров сети связи.

При такой декомпозиции задачи синтеза структуры сети минимизация годовых приведенных затрат (на каждом этапе а, б, в) осуществляется по следующим направлениям:

1. За счет получения 2-х связной топологии сети, имеющей малую избыточность (минимум ветвей) и короткие маршруты между всеми узлами (малое время задержки);
2. За счет распределения внешнего трафика, поступающего в сеть, по кратчайшим маршрутам между всеми парами узлов сети.
3. За счет расчета пропускных способностей каналов связи по методу «квадратного корня» (минимизируем среднее время задержки сети)[3].

Для синтеза 2-х связной распределенной топологии сети связи разработан алгоритм «минимальных колец». Он основан на идеях двух известных алгоритмов: алгоритма маршрутизации [1] и алгоритма удаления [2]. Алгоритм является эвристическим и позволяет находить одно из локальных решений задачи синтеза оптимальной распределенной топологии за  $(N-1)^2/2$  итераций ( $N$ -число узлов в сети). Алгоритм позволяет получить распределенную топологию сети с минимальной избыточностью и длиной маршрутов (между любыми парами узлов), не превышающей двух прямых расстояний между данными узлами. Результатом работы алгоритма является 2-х связная распределенная топология, состоящая из колец, соединенных между собой, поэтому алгоритм назван алгоритмом «минимальных колец».

Ниже приводится формальное описание алгоритма.

1. Вводится полносвязная начальная топология сети  $L[i,j]$ , ( $i,j=1,N$ ).
2. Вычисляется матрица начальных кратчайших маршрутов между всеми парами узлов  $M1[i,j]$ , ( $i,j=1,N$ ).
3. Вычисляется число непомеченных ветвей ( $M$ ) в матрице  $L[i,j]$ .
4. Проверка условия:
  - если  $M=0$ , то выводится полученная топология сети  $L[i,j]$ , и конец работы алгоритма.
5. Из матрицы  $L[i,j]$  удаляется самая длинная непомеченная ветвь  $l_{\max}$ .
6. Вычисляется связность ( $S$ ) текущей топологии сети  $L[i,j]$ .
7. Проверка условия:
  - если  $S < 2$ , то удаленная ветвь  $l_{\max}$  восстанавливается и помечается в  $L[i,j]$  и переход к п.3.
8. Вычисляется матрица текущих кратчайших маршрутов между всеми парами узлов  $M2[i,j]$ , ( $i,j=1,N$ ).
9. Вычисляется матрица увеличения маршрутов  $V[i,j]$ , ( $i,j=1,N$ ):  $V[i,j]=M2[i,j]/M1[i,j]$ .
10. Определяется максимально увеличивающийся маршрут:  $V_{\max}=\max\{V_{11} \dots V_{NN}\}$ .
11. Проверка условия:
  - если  $V_{\max} > 2$ , то удаленная ветвь  $l_{\max}$  восстанавливается, и помечается в матрице  $L[i,j]$ ;
  - иначе переписывается матрица  $M1$ :  $M1[i,j]=M2[i,j]$ .
12. Переход к п.3.

В алгоритме синтеза распределенной сети связи, алгоритме «минимальных колец», неоднократно используется процедура проверки связности новой полученной структуры телекоммуникационной сети. Ниже приводится формальное описание алгоритма проверки двухсвязной сети ( $S=2$ ).

1. FLAG=1.
2. Нумеруются все вершины сети.
3. Проверка условия:
  - есть ли еще непомеченные узлы, если нет, то конец работы алгоритма.
4. Удаляется первый непомеченный узел.
5. Проверка условия:
  - все ли вершины, кроме удаленной, входят в сеть?
  - если да, то узел помечается и восстанавливается, и переход к п.3.

6. FLAG=0.

7. Конец.

В результате работы алгоритма получаем: если FLAG =1, то сеть имеет связность S=2; если FLAG=0, то сеть не имеет связности S=2.

Для использования алгоритма «минимальных колец» написана программа TOPOLO.PAS (TOPOLO.EXE), реализующая данный алгоритм. Программа написана на языке программирования TURBO PASCAL 7.0. Программа синтезирует топологию сети связи (с параметром связности S=2) минимальной суммарной длиной и минимальными маршрутами. Для работы программы необходима матрица начальной максимально связной топологии.

**Список литературы:** 1. Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А. Системы связи. М.: Высшая школа, 1987. 280 с. 2. Зайченко Ю.П., Гонта Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ. К.: Техника, 1986. 168 с. 3. Шварц М. Сети ЭВМ. Анализ проектирование. М.: Радио и связь, 1981. 336 с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 03.10.2001*

**СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АЛГОРИТМА РАСПОЗНАВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПО СИГНАЛЬНЫМ ПРИЗНАКАМ ИНТЕРВАЛЬНОГО ТИПА**

Одной из основных задач, возлагаемых на современные средства активной и пассивной локации при использовании их в составе единого информационного поля, является задача распознавания разных по составу алфавитов классов (типов) источников радиоизлучений (ИРИ) в интересах потребителей различной ведомственной принадлежности. Эффективность решения этой задачи существенно зависит от вида и структуры алгоритма формирования решения о классе (типе) ИРИ по вектору измеренных параметров принятого сигнала.

Для распознавания ИРИ по их сигнальным признакам широкое применение находят логические, детерминированные и статистические алгоритмы. Исходной информацией для построения априорных описаний распознаваемых классов (типов) на языке интервальных признаков являются границы диапазонов возможных значений (ДВЗ) параметров сигналов, излучаемых в разных режимах работы. В качестве компонентов вектора признаков могут быть использованы:

- несущая частота принятого сигнала  $f_0 \in [f_0^{\text{макс}}, f_0^{\text{мин}}]$ ;
- его длительность  $\tau_0 \in [\tau_0^{\text{макс}}, \tau_0^{\text{мин}}]$ ;
- период повторения  $T_u \in [T_u^{\text{макс}}, T_u^{\text{мин}}]$ ;
- величина частотной девиации  $\Delta F \in [\Delta F^{\text{макс}}, \Delta F^{\text{мин}}]$  и другие.

В основе логических алгоритмов распознавания лежит процедура проверки условий попадания измеренных параметров принятого сигнала в соответствующие интервалы, выбранные для априорного описания распознаваемых классов, и принятия решения о принадлежности наблюдаемого объекта к тому классу, для которого эти условия выполняются:

$$j_{\text{опт}}(A) = \arg \left( A_{\text{изм}} \in [A_i^{\text{мин}}, A_i^{\text{макс}}] \right), \quad i=1 \dots m \quad (1)$$

где  $A_{\text{изм}}$  - измеренный вектор параметров принятого сигнала от ИРИ неизвестного класса;  $A_i^{\text{мин}}, A_i^{\text{макс}}$  - нижняя и верхняя границы ДВЗ параметров излучения ИРИ  $i$ -го класса;  $m$  - количество распознаваемых классов ИРИ.

Основными недостатками данного алгоритма являются:

- неоднозначность решения задачи распознавания в случае перекрытия ДВЗ сигнальных признаков ИРИ разных классов;
- отказ от распознавания в случае, когда измеренный вектор признаков не попадает ни в один из ДВЗ признаков, выбранных для априорного описания распознаваемых классов ИРИ заданного алфавита.

В связи с этим целью данной статьи является статистический синтез оптимального алгоритма распознавания ИРИ по сигнальным признакам, в качестве которых используются вид и параметры их излучений

Сложность решения этой задачи обусловлена большим разнообразием типов и классов ИРИ различного назначения, использованием в них большого числа различных режимов работы, а также сложных видов излучений с перестройкой всех или части параметров излучаемых сигналов во времени по детерминированным или случайным законам. При этом разные типы ИРИ имеют разное количество "точечных" и перестраиваемых параметров, значения и диапазоны перестройки которых, могут изменяться при смене режимов их работы. С учетом нестабильностей работы и неточностей настройки передающих устройств и антенно-волноводного тракта "точечные" параметры могут быть представлены некоторыми интервалами их возможных значений, что позволяет использовать для априорного описания распознаваемых классов ИРИ единый словарь сигнальных признаков интервального типа.

Рассмотрим задачу распознавания  $m$  классов ИРИ по совокупности  $N$  параметров излучаемых сигналов. Будем полагать, что каждому возможному набору параметров соответствует определенный режим работы ИРИ с определенными диапазонами перестройки параметров излучаемых сигналов.

Пусть выбран словарь (перечень) интервальных сигнальных признаков  $\alpha_v \in [a_v, b_v]$ , где  $a_v, b_v$  - минимальное и максимальное значения  $v$ -го признака;  $v = 1, 2, \dots, N$ , с помощью которых каждый распознаваемый воздушный объект в  $N$ -мерном векторном пространстве может быть представлен в виде некоторой области возможных значений параметров излучаемых сигналов.

Будем полагать, что измерение признаков наблюдаемого ИРИ (объекта) осуществляется на интервале времени  $[0, T_a]$  и в полосе частот  $(f_0 \pm \pi/2)$ , где  $f_0 \gg \pi$ , на фоне помехи в виде белого шума со спектральной плотностью мощности  $N_0$ . Условные плотности распределений  $p(A/\Omega_i)$  сигнальных признаков  $A = \{\alpha_v\}$  и априорные вероятности  $P(\Omega_i)$  появления целей из заданного алфавита распознаваемых классов считаются известными. Исходя из того, что истинные значения параметров излучений ИРИ распределены по равномерному закону на интервале  $[a_v, b_v]$ , а ошибки их измерения - по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_v$ , выберем для описания распознаваемых классов ИРИ на языке сигнальных признаков композицию равномерного и нормального законов распределения [3]:

$$p(A/\Omega_i) = \frac{1}{b_{iv} - a_{iv}} \left[ \Phi\left(\frac{b_{iv} - \alpha_v}{\sigma_v}\right) - \Phi\left(\frac{a_{iv} - \alpha_v}{\sigma_v}\right) \right], \quad (2)$$

где  $\Phi(\cdot)$  - интеграл вероятности.

Исходя из методики синтеза оптимальных алгоритмов, используемой в теории статистических решений [4,5], каждому распознаваемому классу  $(\Omega_i)$  сопоставим гипотезу  $H_i$  о том, что полученная выборка сигнальных признаков обусловлена излучением ИРИ цели  $i$ -го класса. Каждой из этих гипотез, в свою очередь, можно сопоставить множество несовместных элементарных гипотез  $H_{ir}$ , связанных с режимами излучений, о том, что наблюдаемый ИРИ принадлежит к  $i$ -му классу и работает в  $r$ -м режиме излучения.

Байесовский подход к решению задачи распознавания классов ИРИ по параметрам сигналов состоит в вычислении по принятой выборке (измеренному вектору) сигнальных признаков условных апостериорных вероятностей классов заданного алфавита и принятия решения на основе сравнения их значений [2,3]. При этом оптимальное решающее правило, в соответствии с которым выборка измеренных признаков должна быть отнесена к  $j$ -му классу, будет определяться выражением:

$$j_{opt}(A_{изм}) = \arg \max_{i=1 \dots m} p(A/\Omega_i)P(\Omega_i). \quad (3)$$

При условии, что компоненты вектора признаков взаимно независимы, это решающее правило будет иметь вид:

$$j_{opt}(\alpha) = \arg \max_{i=1 \dots m} P(\Omega_i) \prod_{v=1}^N \frac{1}{b_{iv} - a_{iv}} \left[ \Phi\left(\frac{b_{iv} - \alpha_v}{\sigma_v}\right) - \Phi\left(\frac{a_{iv} - \alpha_v}{\sigma_v}\right) \right], \quad (4)$$

где  $P(\Omega_i)$  - априорная вероятность появления в зоне обнаружения БРЭС или ВО  $i$ -го класса.

Из соотношения (4) следует, что оптимальный алгоритм распознавания ВО по сигнальным признакам интервального типа заключается в вычислении взвешенных произведений вероятностей попадания измеренных параметров принятого сигнала в соответствующие эталонные интервалы (диапазоны), выбранные для априорного описания классов воздушных целей заданного алфавита, сравнении этих вероятностей между собой и принятии решения о принадлежности наблюдаемого объекта к тому классу, для которого соответствующая вероятность является максимальной.

При равенстве априорных вероятностей появления в зоне обнаружения целей разных классов множитель  $P(\Omega_i)$  в (4) может быть опущен.

Если на языке интервальных признаков описать не только классы ( $\Omega_i$ ), но и режимы их работы, то с помощью данного алгоритма может быть решена задача их совместного распознавания по одной и той же выборке измеренных параметров принятого сигнала. Для решения этой задачи должен быть задан алфавит из  $m$  классов (типов) распознаваемых ИРИ и алфавит из  $n$  режимов работы для каждого распознаваемого класса ИРИ. Источником информации о классе и режиме работы распознаваемого ИРИ является вектор  $A_{ij}$  параметров  $\alpha_{ij}$  принятого сигнала:  $A_{ij} = |\alpha_{ijv}|$ , где  $i = 1, 2, \dots, m$ ;  $j = 1, 2, \dots, n$ ;  $v = 1, 2, \dots, N$ .

При этом процедура принятия совместного решения может быть реализована либо в виде последовательной процедуры определения по измеренному вектору признаков класса ИРИ, а затем режима излучения, либо в виде двухфункционального решающего правила, первое из которых формирует решение о классе, а второе о типе цели:

$$j_{onm}(\alpha) = \arg \max_{i=1 \dots m} P(\omega_{ik}) \prod_{v=1}^N \frac{1}{b_{ikv} - a_{ikv}} \left[ \Phi \left( \frac{b_{ikv} - \alpha_{kv}}{\sigma_v} \right) - \Phi \left( \frac{a_{ikv} - \alpha_{kv}}{\sigma_v} \right) \right], \quad (5)$$

$$\mu_{onm}(\alpha) = \arg \max_{k=1 \dots n} P(\omega_{ik}) \prod_{v=1}^N \frac{1}{b_{ikv} - a_{ikv}} \left[ \Phi \left( \frac{b_{ikv} - \alpha_{kv}}{\sigma_v} \right) - \Phi \left( \frac{a_{ikv} - \alpha_{kv}}{\sigma_v} \right) \right]. \quad (6)$$

Для практической реализации полученных алгоритмов распознавания в комплексах контроля над воздушной обстановкой априорное описание распознаваемых классов ИРИ должно быть представлено совокупностью дискретных или дискретно-непрерывных множеств параметров сигналов, соответствующих разным режимам их работы.

**Список литературы:** 1. Горелик А.Л., Скрипкин В.А. Построение систем распознавания. М.: Сов. Радио, 1974. 224 с. 2. Горелик А. Л., Скрипкин В. А. Методы распознавания. М.: Высшая школа, 1984. 208с. 3. Горелик А. Л., Гуревич И. Б., Скрипкин В. А. Современное состояние проблемы распознавания. М.: Радио и связь, 1985. 160 с. 4. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания. М.: Наука, 1979. 368 с. 5. Фомин Я. А., Тарловский Г. Р. Статистическая теория распознавания образов. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 03.10.2001

## МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ ОЦІНКИ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ КОМУТОВАНИХ МЕРЕЖ ВІЙСЬКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ З УРАХУВАННЯМ СТІЙКОСТІ ЇХ ЕЛЕМЕНТІВ

Основним цільовим призначенням мереж військового зв'язку є забезпечення потреб відповідних систем управління в інформаційному обміні. Відповідно до цього пропускна спроможність комутованих мереж зв'язку, тобто їх спроможність забезпечувати передачу (приймання) визначеного об'єму повідомлень у одиницю часу із заданою якістю, є однією з основних їх властивостей. Без оцінки пропускної спроможності неможлива оцінка якості комутованих мереж військового зв'язку.

Специфічні умови функціонування мереж військового зв'язку: передусім, високий ступінь невизначеності умов функціонування, очікуваний комплексний вогневий та радіоелектронний вплив, обумовлюють необхідність урахування даних обставин при розробці методик їх оцінки. Проведений аналіз свідчить, що при виконанні комутованими мережами військового зв'язку завдань за цільовим призначенням їх можливості щодо забезпечення інформаційного обміну, передусім, визначаються їх пропускною спроможністю з урахуванням стійкості функціонування елементів [1]. Виведення з ладу вузлів зв'язку пунктів управління та елементів первинної мережі обов'язково призведе до зниження пропускної спроможності інформаційних напрямків. Існуючі ж методики та моделі оцінки пропускної спроможності мереж військового зв'язку [2-5] не враховують зазначених факторів.

Подія, яка полягає у втраті живучості та завадостійкості вузлів та мереж зв'язку, є складною і передбачає випадки вогневого ураження, радіоелектронного придушення або сумісного придушення [6]. При цьому для випадку централізованого управління засобами придушення зазначені два види можуть розглядатися як несумісні, а при децентралізованому способі управління (незалежному використанні засобів вогневого та радіоелектронного придушення) припускається випадок сумісного застосування засобів вогневого та радіоелектронного придушення. Тоді імовірність нестійкого функціонування вузла або мережі зв'язку при різних способах управління засобами придушення може бути визначена за виразом:

$$P_{\text{ур. ВЗ (МЗ)}} = \begin{cases} P_{\text{вог. ур. ВЗ (МЗ)}} + P_{\text{р/ел. прид. ВЗ (МЗ)}} - \text{при централізованому способі управління засобами придушення;} \\ P_{\text{вог. ур. ВЗ (МЗ)}} + P_{\text{р/ел. прид. ВЗ (МЗ)}} - P_{\text{вог. ур. ВЗ (МЗ)}} \times \\ \times P_{\text{р/ел. прид. ВЗ (МЗ)}} - \text{при децентралізованому способі} \\ \text{управління засобами придушення,} \end{cases} \quad (1)$$

де  $P_{\text{вог. ур. ВЗ (МЗ)}} = P_{\text{пр. ВЗ (МЗ)}} \cdot P_{\text{пр. вогн. ВЗ (МЗ)}} \cdot P_{\text{п}} (1 - P_{\text{ж ВЗ (МЗ)}})$  - імовірність вогневого ураження вузла (мережі) зв'язку, яка представляється добутком імовірностей розвідки  $P_{\text{пр. ВЗ (МЗ)}}$ , прийняття рішення на застосування засобів вогневого ураження  $P_{\text{пр. вогн. ВЗ (МЗ)}}$ , подолання засобами ураження систем захисту  $P_{\text{п}}$  та втрати живучості вузлом (мережею) в умовах вогневого впливу  $P_{\text{втр. ж ВЗ (МЗ)}} = (1 - P_{\text{ж ВЗ (МЗ)}})$ ;

$P_{\text{р/ел. прид. ВЗ (МЗ)}} = P_{\text{пр. ВЗ (МЗ)}} \cdot P_{\text{пр. р/ел. прид. ВЗ (МЗ)}} (1 - P_{\text{зс ВЗ (МЗ)}})$  - імовірність радіоелектронного придушення ВЗ (МЗ), яка визначається добутком імовірностей радіорозвідки ВЗ (МЗ)  $P_{\text{пр. ВЗ (МЗ)}}$ , прийняття рішення на радіопридушення  $P_{\text{пр. р/ел. прид. ВЗ (МЗ)}}$ , та втрати завадостійкості вузлом (мережею) зв'язку в умовах радіоелектронного придушення.

З урахування того, що централізований спосіб управління засобами вогневого та радіоелектронного придушення є ефективніший за децентралізований з позицій ступеню використання ресурсів евентуального противника, приймаємо його у якості найгіршого для вузла (мережі) зв'язку. Тоді вираз для визначення імовірності придушення роботи ВЗ (МЗ) та розрахунку оперативних-технічних ви-  
мог щодо стійкості функціонування ВЗ (МЗ) приймає вигляд:

$$P_{\text{прид.ВЗ(МЗ)необх.}} = P_{\text{пр.ВЗ (МЗ)необх.}} \cdot [ P_{\text{пр.вогн.ВЗ (МЗ)необх.}} \cdot P_{\text{пнеобх.}} (1 - P_{\text{ж ВЗ(МЗ)необх.}}) + (1 - P_{\text{пр.вогн.ВЗ(МЗ)необх.}}) \cdot (1 - P_{\text{зс ВЗ(МЗ)необх.}}) ] \quad (2)$$

Крім того, існуючі методики оцінки пропускної спроможності розроблені в припущенні, що шляхи встановлення з'єднань і передачі повідомлень у комутованій мережі зв'язку – незалежні, тобто не мають спільних ланок. Під ланкою шляху встановлення з'єднань і передачі повідомлень розуміється пара вузлів зв'язку і вітка, що їх з'єднує. На практиці в більшості випадків шляхи встановлення з'єднань і передачі повідомлень мають спільні ланки, іншими словами – шляхи є залежними. Неврахування живучості вузлів і ліній зв'язку, а також залежності шляхів встановлення з'єднань і передачі повідомлень у наявних методиках призводить до значного завищення результатів оцінки пропускної спроможності.

Тому розробка методики оцінки пропускної спроможності комутованих мереж зв'язку за умов забезпечення більшої адекватності їх фізичній сутності та умовам функціонування комутованих мереж військового зв'язку є актуальним завданням, що має науковий та практичний інтерес.

Визначення пропускної спроможності комутованих мереж військового зв'язку здійснюється на основі оцінки пропускних спроможностей інформаційних напрямків. Показником пропускної спроможності інформаційного напрямку є його експлуатаційне виконане навантаження, яке визначається за формулою:

$$Y_{ei} = Z_{Pi} (1 - P_i), \quad (3)$$

де  $Y_{ei}$  – експлуатаційне виконане навантаження  $i$ -го інформаційного напрямку;  $Z_{Pi}$  – розрахункове надходяче навантаження на  $i$ -й інформаційний напрямку;  $P_i$  – імовірність втрати замовлення на передачу повідомлення на  $i$ -му інформаційному напрямку.

При оцінці пропускної спроможності замість середньої величини надходячого на інформаційний напрямку навантаження ( $Z_i$ ) використовується величина розрахункового надходячого навантаження ( $Z_{Pi}$ ), виходячи з таких міркувань: в кожному інформаційному напрямку в годину найбільшого навантаження можливі різкі зміни надходячого навантаження у бік збільшення відносно його середнього значення. Для урахування таких змін здійснюють перехід від середнього до розрахункового надходячого навантаження, яке в подальшому використовується як величина надходячого навантаження у всіх розрахункових співвідношеннях:

$$Z_{Pi} = Z_i + 0.6742 \sqrt{Z_i}. \quad (4)$$

Визначення імовірності  $P_i$  являє собою складний процес, який повинен виконуватися з урахуванням особливостей структури і процесу функціонування інформаційних напрямків комутованої мережі зв'язку. Звичайно на комутованих мережах зв'язку на кожному інформаційному напрямку виділяється декілька шляхів встановлення з'єднань. Вибір шляхів може здійснюватися випадковим чином, або у визначеній послідовності.

Випадковий вибір шляхів встановлення з'єднань може бути застосований при рівнозначності шляхів, що обираються. Однак досягнення повної рівнозначності шляхів практично є дуже складним. У зв'язку з цим широке застосування знайшов детермінований вибір шляхів встановлення з'єднань.

При детермінованому способі шлях, на якому робиться перша спроба встановлення з'єднання, називається шляхом першого вибору. У випадку неможливості встановити з'єднання на шляху першого вибору (наприклад, через зайнятість або руйнування шляхів) робляться спроби встановити з'єднання послідовно на шляхах другого, третього і подальших виборів. Часто шлях першого вибору називають основним шляхом встановлення з'єднань на даному інформаційному напрямку. Шляхи другого і подальших виборів називають обхідними. Звичайно обирають два-три обхідних шляхи встановлення з'єднань. Шляхи встановлення з'єднань можуть бути незалежними, якщо вони не мають спільних ланок, і залежними у протилежному випадку [3].

Для інформаційних напрямків з незалежними шляхами встановлення з'єднань імовірність  $P_i$  визначається за формулою:

$$P_i = \prod_{j=1}^{m_i} [1 - \prod_{k=1}^{r_{i,j}} (1 - P_{i,j,k})], \quad (5)$$

де  $m_i$  – кількість шляхів встановлення з'єднань на  $i$ -му інформаційному напрямку;  $r_{ij}$  – кількість ланок на  $j$ -му шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку;  $P_{i,j,k}$  – імовірність втрати замовлення на встановлення з'єднання на  $k$ -й ланці  $j$ -го шляху  $i$ -го інформаційного напрямку.

Якщо інформаційний напрямок містить в собі залежні шляхи встановлення з'єднань, то згідно з [5] формула (5) може бути використана для розрахунку нижньої межі імовірності  $P_i$ . Дійсне значення імовірності  $P_i$  одержимо, якщо у формулі (5) після розкриття дужок (приведення до суми добутоків) усі показники ступеню при  $(1-P_{i,j,k})$ , більші за одиницю, замінити на одиницю і привести подібні члени. Таку операцію позначають  $E(f)$ , де  $f$  – багаточлен. Таким чином, для інформаційного напрямку з залежними шляхами встановлення з'єднань:

$$P_i = E \left\{ \prod_{j=1}^{m_i} \left[ 1 - \prod_{k=1}^{r_{i,j}} (1 - P_{i,j,k}) \right] \right\}. \quad (6)$$

Імовірність  $P_{i,j,k}$  може бути розрахована за формулою Ерланга [3]:

$$P_{i,j,k} = \frac{Z_{P_{i,j,k}}^{V_{i,j,k}} / V_{i,j,k}}{\sum_{l=0}^{V_{i,j,k}} Z_{P_{i,j,k}}^l / l!}, \quad (7)$$

де  $Z_{P_{i,j,k}}$  – надходять навантаження на  $k$ -ту ланку  $j$ -го шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку.

Формула Ерланга може бути використана для розрахунку імовірності  $P_{i,j,k}$  при таких припущеннях:

- а) на ланку надходить найпростіший потік замовлень на встановлення з'єднань;
- б) закон розподілу часу зайняття каналів ланки передачею повідомлень – показовий;
- в) канали ланки абсолютно надійні, а кількість їх обмежена;
- г) з'єднання каналу  $k$ -ої ланки з каналом  $(k+1)$ -ої ланки відбувається, якщо на  $(k+1)$ -й ланці є хоча б один вільний справний канал.

Припущення щодо найпростішого потоку замовлень на встановлення з'єднань справедливе лише при надходженні на ланку одного або декількох однотипних потоків замовлень безпосередньо від їх джерел, що характерно для вторинних некоммутованих мереж зв'язку. В коммутованих мережах, в яких забезпечується автоматичний пошук обхідних шляхів встановлення з'єднань, на ланки надходять різнотипні потоки. Однак, при накладанні цих потоків на найпростіший потік з інтенсивністю, яка в значній мірі перевищує інтенсивність кожного надлишкового потоку, або при багаторазовому складанні цих надлишкових потоків, сумарний потік наближається до найпростішого, і з достатньою для практичних розрахунків точністю його можна вважати таким [3].

Це характерно для мереж зв'язку спеціального призначення з великою кількістю джерел замовлень на передачу повідомлень ( $S > 100$ ). При  $S \leq 100$  потік замовлень на встановлення з'єднань з більшим ступенем наближення описується моделлю примітивного потоку [3]. Для такого потоку більш точніші результати визначення імовірності  $P_{i,j,k}$  забезпечує формула Енгсета [3]:

$$P_{i,j,k} = \frac{C_S^{V_{i,j,k}} \cdot Z_{P_{i,j,k}}^{V_{i,j,k}} \cdot (1 - Z_{P_{i,j,k}})^{S - V_{i,j,k}}}{\sum_{l=0}^{V_{i,j,k}} C_S^l \cdot Z_{P_{i,j,k}}^l \cdot (1 - Z_{P_{i,j,k}})^{S-l}} \cdot \left( 1 - \frac{V_{i,j,k}}{S} \right). \quad (8)$$

Якщо закон розподілу часу зайняття каналів ланки передачею повідомлень відрізняється від показового, то це не призводить до суттєвої різниці між дійсним значенням імовірності  $P_{i,j,k}$  та її значенням, розрахованим за формулою (7) або (8). В теорії масового обслуговування показано, що значення показників ефективності систем масового обслуговування мало залежать від виду закону розподілу ймовірностей обслуговування замовлень [7].

Відомо, що реальні канали утворюються на ланках, що мають скінчену живучість. Не урахування цього призводить до заниження значення імовірності  $P_{i,j,k}$ , розрахованого за формулою (7) або (8). Для урахування живучості ланок шляхів встановлення з'єднань при визначенні імовірності  $P_{i,j,k}$  в формулах (7) та (8) треба використовувати не кількість каналів на ланках  $V_{i,j,k}$ , а її математичне очікування:

$$M[V_{i,j,k}] = \sum_{l=0}^{t_{i,j,k}} P_{c_{i,j,k,l,1,2}} \cdot V_{i,j,k,l}, \quad (9)$$

де  $t_{i,j,k}$  – кількість ліній зв'язку на  $k$ -й ланці  $j$ -го шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку;  $P_{c_{i,j,k,l,1,2}}$  – імовірність виживання  $l$ -ї лінії і початкового (1) і кінцевого (2) вузлів зв'язку

$k$ -ї ланки  $j$ -го шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку;  $V_{i,j,k,l}$  – кількість каналів на  $l$ -й лінії зв'язку  $k$ -ої ланки  $j$ -го шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку.

З причини того, що кожний проміжний вузол шляху встановлення з'єднань входить до двох ланок, вираз для визначення імовірності  $P_{c_{i,j,k,l,1,2}}$  має вигляд:

$$P_{c_{i,j,k,l,1,2}} = \sqrt{P_{c_{i,j,k,l}} \cdot P_{c_{i,j,k,2}} \cdot P_{c_{i,j,k,l}}}, \quad (10)$$

де  $P_{c_{i,j,k,l}}$  ( $P_{c_{i,j,k,2}}$ ) – імовірність виживання початкового (кінцевого) вузла  $k$ -ої ланки  $j$ -го шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку;  $P_{c_{i,j,k,l}}$  – імовірність виживання  $l$ -ї лінії зв'язку  $k$ -ої ланки  $j$ -го шляху встановлення з'єднань  $i$ -го інформаційного напрямку;

При відсутності вільного справного каналу на  $(k+1)$ -й ланці з'єднання каналів не відбувається і замовлення на встановлення з'єднання на даному шляху вважається втраченим. Якщо неможливо встановити з'єднання на жодному шляху даного інформаційного напрямку, замовлення на передачу повідомлення вважається втраченим, і воно більше не повертається до інформаційного напрямку. Однак, в мережах зв'язку спеціального призначення таке припущення не правомірне. У більшості випадків замовлення, яке отримало відмову, знову повертається до інформаційного напрямку, створюючи додатковий потік, так званих, повторних замовлень. Тому використання формул (5) і (6) припустимо за відносно малих значень втрат замовлень ( $P \leq 0.02 \div 0.05$ ). У протилежному випадку треба використовувати більш складні методи розрахунку ймовірностей втрати замовлень на передачу повідомлень на інформаційних напрямках, які враховують вплив потоку повторних замовлень.

Для розрахунку за формулами (7) або (8) імовірності  $P_{i,j,k}$ , крім математичного очікування кількості каналів на ланках, треба знати ще надходяче на них навантаження  $Z_{P_{i,j,k}}$ . Визначення цих навантажень відбувається шляхом розподілу розрахункових надходячих навантажень ( $Z_{P_i}$ ) кожного інформаційного напрямку між ланками комутованої мережі зв'язку. Процес розподілу – ітераційний, і виконується він у такій послідовності:

а) в  $i$ -му інформаційному напрямку обирається шлях першого вибору;

б) першій ланці шляху першого вибору призначається надходяче навантаження на  $i$ -й інформаційний напрямок, т.т.  $Z_{P_{i,1,1}} = Z_{P_i}$ . Навантаження на другу і наступні ланки шляху першого вибору розраховується за формулою:

$$Z_{P_{i,1,k+1}} = Z_{P_{i,1,k}} (1 - P_{i,1,k}), \quad (11)$$

де  $Z_{P_{i,1,k}}$  ( $Z_{P_{i,1,k+1}}$ ) – навантаження, що надходить на  $k$ -у ( $k+1$ )-у ланку шляху першого вибору  $i$ -го інформаційного напрямку;  $P_{i,1,k}$  – імовірність втрати замовлення на встановлення з'єднання на  $k$ -й ланці шляху першого вибору  $i$ -го інформаційного напрямку;

в) після розподілу надходячого навантаження на  $i$ -й інформаційний напрямок ( $Z_{P_i}$ ) між усіма ланками шляху першого вибору визначається навантаження, втрачене на шляху першого вибору:

$$R_{P_{i,1}} = Z_{P_{i,1}} \left[ 1 - \prod_{k=1}^{r_{i,1}} (1 - P_{i,1,k}) \right], \quad (12)$$

де  $Z_{P_{i,1}}$  - надходяче навантаження на шлях першого вибору  $i$ -го інформаційного напрямку. Воно дорівнює величині розрахункового надходячого навантаження  $Z_{P_1}$ ;  $r_{i,1}$  - кількість ланок на шляху першого вибору  $i$ -го інформаційного напрямку.

Втрата навантаження на шляху першого вибору виступає у якості надходячого навантаження до шляху другого вибору;

г) розподіляється надходяче навантаження на шляху другого вибору між його ланками, аналогічно процедурі розподілу надходячого навантаження між ланками шляху першого вибору;

д) таким же чином розподіляються надходячі навантаження наступних шляхів  $i$ -го інформаційного напрямку;

е) у послідовності, викладеній для  $i$ -го інформаційного напрямку, розподіляються між ланками комутованої мережі зв'язку надходячі навантаження решти інформаційних напрямків. При цьому, якщо на ланку надходять навантаження з декількох шляхів встановлення з'єднання як свого, так і інших інформаційних напрямків, то навантаження, що надходить до такої ланки, дорівнює сумі навантажень, що надходять до неї з усіх шляхів встановлення з'єднань, до складу яких входить ця ланка;

ж) використовуючи надходячі навантаження і математичні очікування кількості каналів, розраховуються імовірності втрат замовлень на кожній ланці комутованої мережі зв'язку за формулою (7) або (8) в залежності від кількості джерел замовлень на встановлення з'єднань;

з) розраховані значення ймовірностей втрат замовлень на встановлення з'єднань порівнюються зі значеннями ймовірностей, розрахованими у попередній ітерації розподілу надходячих навантажень. Якщо хоча б для однієї ланки абсолютна різниця між ймовірностями втрат замовлень на встановлення з'єднань не задовольняє заданій точності, повторюється розподіл між ланками комутованої мережі зв'язку надходячих на інформаційні напрямки навантажень з урахуванням ймовірностей втрат замовлень на встановлення з'єднань, розрахованих на даній ітерації розподілу навантажень. На першій ітерації розподілу надходячих навантажень імовірності втрат замовлень на встановлення з'єднань на ланках комутованої мережі зв'язку приймається рівними нулю [3].

Якщо абсолютна різниця між ймовірностями втрат замовлень на встановлення з'єднань, розрахованих у даній і попередній ітераціях, задовольняє прийнятій точності, розраховуються імовірності втрат замовлень на передачу повідомлень на інформаційних напрямках ( $P_i$ ) за формулою (5) або (6). За формулою (3) розраховуються експлуатаційні виконані навантаження ( $Y_i$ ) інформаційних напрямків.

Розроблена методика визначення пропускної спроможності комутованих мереж військового зв'язку може бути використана для оцінки пропускної спроможності мереж зв'язку спеціального призначення в умовах застосування абонентської комутації на вузлах зв'язку пунктів управління, оперативної комутації каналів на опорних вузлах зв'язку при дисципліні обслуговування замовлень на передачу повідомлень з втратами. Оцінка пропускної спроможності відбувається з урахуванням живучості ліній і вузлів зв'язку, а також залежності шляхів встановлення з'єднань і передачі повідомлень комутованими мережами зв'язку. Результати оцінки можуть бути використані для вибору раціональних структур мереж зв'язку спеціального призначення, а також для оцінки дієвості заходів, спрямованих на підвищення ефективності їх функціонування.

**Список литературы:** 1. Шевченко В.О., Волков О.В. Стійкість елементів структури системи військового зв'язку в умовах комплексної протидії противника // 36. Наук. праць КВІУЗ. К.: КВІУЗ, 2001. Вип. № 3. С. 167-173. 2. Системы коммутации и распределения информации. Методы расчета. Л.: ВАС, 1984. 186 с. 3. Щербина Л.П. Основы теории сетей военной связи. Л.: ВАС, 1984. 170 с. 4. Математическое моделирование систем связи и их элементов / Под ред. В.В. Поповского. Л.: ВАС, 1990. 231с. 5. Давыдов Г.Б. и др. Сети электросвязи. М.: Связь, 1977. 306с. 6. Терентьев В.М. Методика обоснования требований к показателям качества автоматизированных сетей многоканальной радиосвязи. Л.: ВАС, 1990. 78 с. 7. Иващенко А.В., Сытченко Р.П. Основы моделирования сложных систем на ЭВМ. Л.: ЛВВИУС, 1988. 272с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 02.10.2001

**УЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН В ЗАДАЧАХ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ**

Один из этапов расчета электромагнитной совместимости (ЭМС) - расчет уровня помехи, проникающей на вход приемника  $P_n$  и сравнение его с допустимой величиной помехи  $P_{ndop}$ . Этот уровень помехи на входе приемника  $P_n$  можно рассчитать, используя следующее соотношение (все слагаемые выражены в дБ)

$$P_n = P_T + G_T - a_{\phi T} + G_R - a_{\phi R} + K_{nl} - L(R) - FDR(\Delta f), \quad (1)$$

где  $P_T$  - мощность передатчика;  $G_T$  - коэффициент усиления антенны источника помех в направлении приемника;  $G_R$  - коэффициент усиления приемной антенны в направлении источника помех;  $a_{\phi T}$ ,  $a_{\phi R}$  - потери в передающем и приемном фидерных трактах соответственно;  $K_{nl}$  - коэффициент, учитывающий различия поляризаций антенн источника и рецептора помех (0...-30);  $L(R)$  - потери на расстоянии разнота  $R$  между рецептором и источником помех, для свободного пространства  $L(R) = 20 \lg(4\pi R/\lambda)$  ( $\lambda$  - длина волны);  $FDR(\Delta f)$  - коэффициент, показывающий, какая доля мощности помехи, центральная частота которой расстроена на величину  $\Delta f$  относительно частоты настройки приемника, проходит на вход демодулятора.

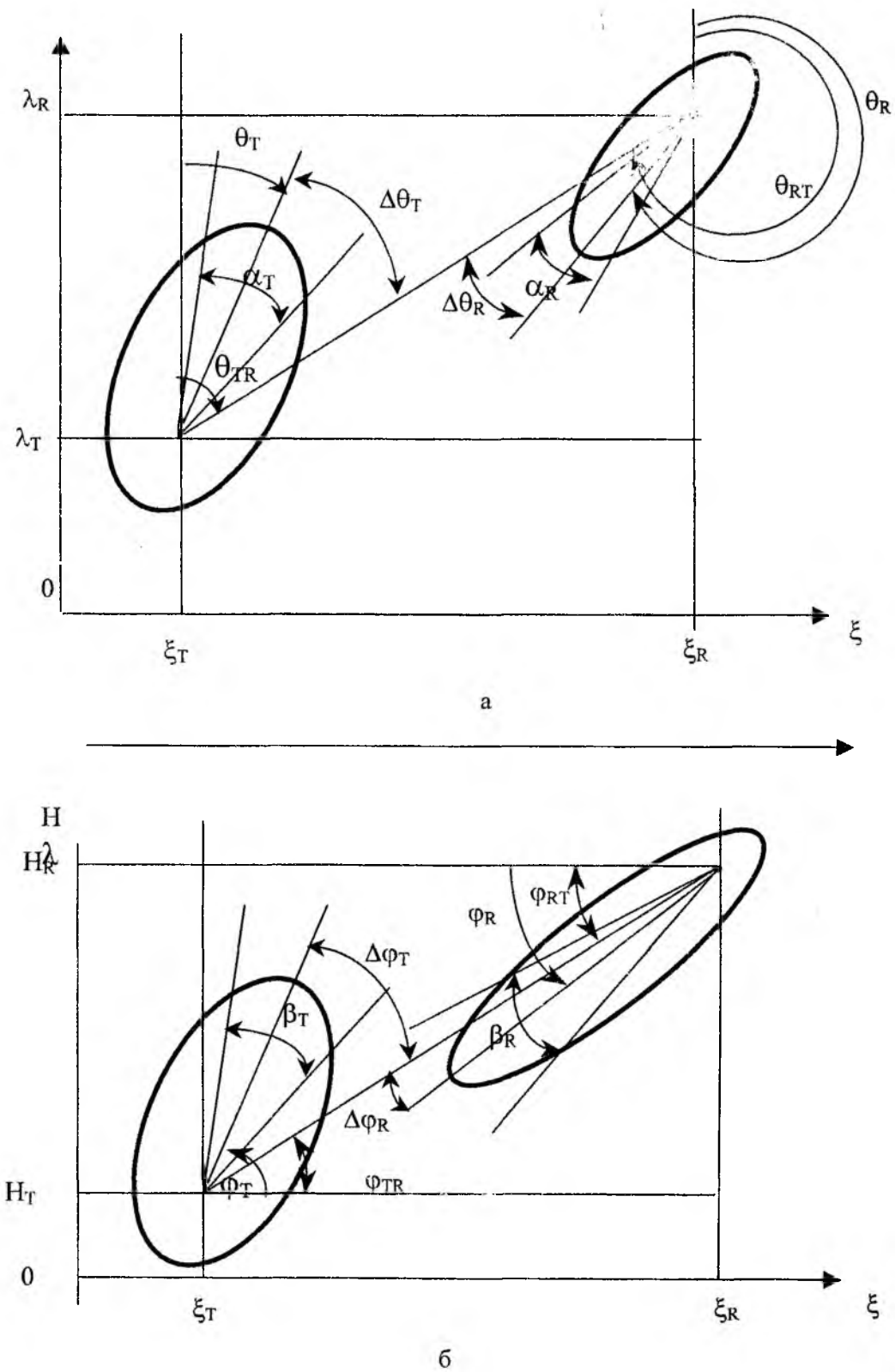
Как видно из (1), параметры антенн существенно влияют на характер и уровень сигналов и помех. Сложность задач ЭМС состоит в том, что необходимо знать не только максимальный коэффициент усиления антенны  $G_{max}$ , но и коэффициент усиления в конкретном направлении по азимуту  $\theta$  и углу места  $\varphi$  -  $G(\theta, \varphi)$ . Более того, коэффициент усиления антенны должен быть определен на всех частотных составляющих, которые используются в расчетах ЭМС. Применяемые способы уменьшения побочного излучения антенн, подавления бокового излучения приводят к усложнению аналитического описания антенны в целом [1,2]. Кроме того, зачастую такое описание является коммерческой тайной фирм-изготовителей и в паспортных данных на антенну приводится только ее упрощенная диаграмма направленности (ДНА) и основные характеристики. Также следует учитывать то обстоятельство, что в реальных условиях установки антенны (крыша здания, антенная мачта) из-за влияния земной поверхности и окружающих предметов, форма реальной ДНА отличается от расчетной. Поэтому, учитывая большое число анализируемых радиоэлектронных средств (РЭС) при расчете ЭМС, актуальной является задача построения упрощенной модели антенны, обладающей в то же время достаточной достоверностью.

Коррекция максимальных коэффициентов усиления антенн производится за счет определения их направленных свойств в заданных условиях их взаимного расположения и ориентации с учетом конкретных условий приема и передачи, режима рабочих или нерабочих частот, основной или неосновной поляризации.

Взаимное расположение и ориентация антенн при расчете помех между РЭС различных систем связи могут быть совершенно разными. Поэтому реальное усиление антенны в направлении на взаимодействующее с ней РЭС определяется углами, задающими направление от антенны передатчика на антенну приемника и, наоборот, - в горизонтальной и вертикальной плоскостях  $\theta_{TR}$ ,  $\theta_{RT}$ ,  $\varphi_{TR}$ ,  $\varphi_{RT}$  соответственно.

На рис. 1 приведено взаимное расположение диаграмм направленности антенн (ДНА) в горизонтальной плоскости (а) и в плоскости, проходящей перпендикулярно плоскости  $\lambda, 0, \xi$  через исследуемые антенны (б). На рисунке обозначены: географические координаты:  $\lambda_T, \xi_T$  - широта и долгота месторасположения антенны передатчика,  $\lambda_R, \xi_R$  - широта и долгота месторасположения антенны приемника;  $\alpha_T, \beta_T$  - ширина ДНА передатчика в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно;  $\alpha_R, \beta_R$  - то же для ДНА приемника;  $\Theta_T, \Theta_R$  - азимуты максимального излучения и приема

передающей и приемной антенн соответственно (для сканирующих антенн - углы, определяющие центры секторов обзора антенн передатчика и приемника в горизонтальной плоскости);  $\varphi_T, \varphi_R$  - углы места максимального излучения и приема передающей и приемной антенн соответственно (для сканирующих антенн - углы, определяющие центры секторов обзора антенн передатчика и приемника в вертикальной плоскости);  $R$  - расстояние между передатчиком и приемником;  $H_T, H_R$  - высоты передающей и приемной антенн соответственно.



6  
Рис. 1

Углы  $\theta_{TR}$  и  $\varphi_{TR}$  получим из геометрической задачи на рис. 1.:

$$\theta_{TR} = \arccos \frac{\sin \lambda_R - \sin \lambda_T (\sin \lambda_T \cdot \sin \lambda_R + \cos \lambda_T \cdot \cos \lambda_R \cdot \cos(\xi_R - \xi_T))}{\cos \lambda_T \cdot \sin(\arccos(\sin \lambda_T \cdot \sin \lambda_R + \cos \lambda_T \cdot \cos \lambda_R \cdot \cos(\xi_R - \xi_T)))},$$

$$\varphi_{TR} = \arctg \frac{H_R - H_T}{R}. \quad (2)$$

Для определения  $\theta_{RT}$  и  $\varphi_{RT}$  необходимо в (2) изменить индексы Т на R и R на Т.

В литературе по ЭМС РЭС предлагается несколько способов описания характеристики направленности антенны. Так в [3] предлагается упрощенные модели антенн, в которых коэффициент усиления антенны в пределах главного лепестка ДНА и параметры распределения бокового усиления антенны считаются постоянными величинами. Недостаток этого способа – значительные погрешности аппроксимации, особенно в области боковых лепестков и на границах лепестков и зон. В других программах по оценке ЭМС РЭС [4] предлагается иметь базу данных характеристик антенн как функций от угла  $G(\theta)$ ,  $G(\varphi)$ . К сожалению, достоверных данных о  $G(\theta)$ ,  $G(\varphi)$ , как правило, нет. Однако, если бы они и были, то влияние окружающего фона, особенно в городах, сильно искажает ДНА, а хранение таких данных в базе требует значительных объемов памяти. С этой точки зрения более приемлемым является описание характеристик ДНА в соответствии с рекомендацией СЕРТ Т/R 25-08 [5]. Согласно этой рекомендации для описания используется строка символов, состоящая из трех цифр, двух букв и двух цифр.

Строка символов имеет такую структуру:

|             |             |             |
|-------------|-------------|-------------|
| YYY         | XX          | ZZ          |
| 1-3 символы | 4-5 символы | 6-7 символы |

Строка передается в одном блоке: YYYXXZZ

Исходными данными для описания антенн, в соответствии с данной рекомендацией, являются их диаграммы направленности в полярной системе координат.

В соответствии с данной рекомендацией ДН антенн, используемых на практике, могут быть представлены девятью типичными группами кривых (рис. 2). Для идентификации каждой группы используется двубуквенный код:

- эллипс      EA, EB, EC, DE;
- круг      KA;
- лемниската      LA;
- кассини      CA, CB, CC.

Для ДНА, которые могут быть аппроксимированы кривыми групп EA, EB, EC, DE и LA, характерным является то, что ширина главного лепестка может изменяться в пределах  $0^\circ \dots 240^\circ$ . То есть эти кривые могут описывать сколь угодно узкую ДНА. В строке необходимо кодировать такие данные:

- символы YYY описывают диапазон угла (в градусах) диаграммы направленности (записывается только половина ширины ДНА, отсчитанный по уровню половинной мощности);
- символы XX описывают группу диаграммы антенны, например, EA, EB и т.д. Для ненаправленной антенны используют обозначение ND;
- символы ZZ описывают уровень боковых лепестков в десятых долях от уровня главного лепестка, умноженный на 100. Для последующих расчетов учитывают наибольший боковой лепесток. Если дано только защитное отношение (защитное отношение в главном и только заднем направлении f,b), эти две цифры можно рассчитать, используя уравнение [5]:

$$ZZ = 10^2 - \frac{\text{защитное отношение } f \cdot b}{20}.$$

Для ДНА, которые могут быть аппроксимированы кривыми типа CA, CB, CC и KA, характерно наличие нескольких основных лучей. Кроме этого, эти кривые показывают ограничение на минимальную ширину аппроксимируемой ДНА ( $60^\circ$ ,  $80^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $90^\circ$  соответственно). В строке необходимо кодировать такие данные:

- символы YYY описывают не угол, как для ДНА, относящихся к группе EA, EB, EC, DE и LA, а коэффициент провала (отношение минимального значения в провале к максимальному в вершине

лепестка). Эти значения можно вывести из величины затухания диаграммы направленности антенны, умноженной на 100.

- символы XX описывают группу ДНА, например, СА, СВ и т.д.;

- символы ZZ для типов антенн, не имеющих или имеющих незначительные боковые лепестки, эти цифры имеют значение 00. В случае, когда боковые лепестки превышают линии диаграммы направленности, описываемые символами YYY, во внимание следует принимать наибольший боковой лепесток. В этом случае символы ZZ рассчитывают описанным выше способом.

Как было отмечено раньше, антенны типа СА, СВ, СС и КА имеют несколько основных лучей. В этих случаях в строке символов указываются параметры одного из них.

Для других типов антенн ДНА в полярных системах координат сравнивается с кривыми, представленными на рис. 2.

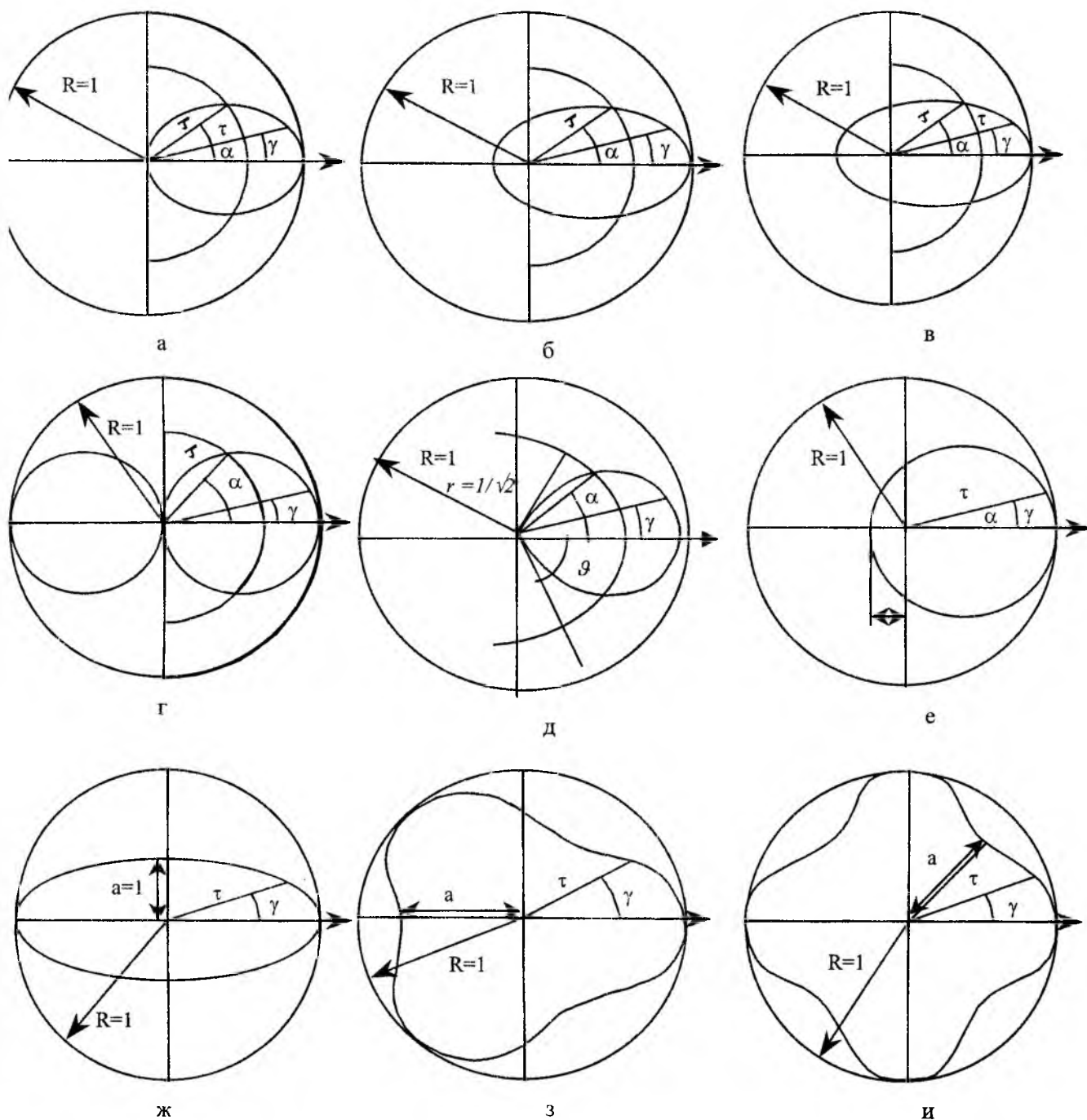


Рис. 2

Для ненаправленных антенн используется обозначение "000ND00".

В обсуждаемых рекомендациях [5] вычисление коэффициента усиления антенны в заданном направлении производится по формуле

$$G_{T(R)} = G_{0T(0R)} - \Delta G, \quad (3)$$

где  $G_{0T}$  и  $G_{0R}$  - максимальные коэффициенты усиления антенн передающей и приемной соответственно (содержатся в ТТХ РЭС);  $\Delta G$  - поправка, учитывающая изменение  $G_{0T(0R)}$  в заданном направлении.

$\Delta G$  можно найти по формуле:

$$\Delta G = \sqrt{G_{\Delta\theta}^2 + G_{\Delta\varphi}^2} + g, \quad (4)$$

где  $G_{\Delta\theta}$  и  $G_{\Delta\varphi}$  - коэффициенты усиления антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно;  $g$  - поправка, учитывающая значение коэффициента усиления антенны, заданного относительно направленной антенны (Е) - полуволнового вибратора, при этом  $g=0$ , или ненаправленной (изотропной) антенны (I), при этом  $g=2,1$ .

Графики диаграмм направленности антенн представлены в полярной системе координат и имеют единичный радиус ( $R=1$ ).

Коэффициент усиления антенны относительно напряженности поля может быть рассчитан по формуле

$$G_{\Delta\theta}, G_{\Delta\varphi} = 20 \cdot \lg(\tau) \text{ (дБ)}, \quad (5)$$

где  $\tau$  - величина, учитывающая уменьшение коэффициента усиления антенны в направлении  $\Delta\theta, \Delta\varphi$  по сравнению с максимальным  $G_0$  (см. рис. 1).

Углы  $\Delta\theta, \Delta\varphi$  можно найти по формулам:

$$\Delta\theta_{T,R} = | \theta_{T(R)} - \theta_{TR(RT)} |, \quad \Delta\varphi_{T,R} = | \varphi_{T(R)} - \varphi_{TR(RT)} |,$$

где  $\gamma$  - угол  $\Delta\theta_T, \Delta\theta_R, \Delta\varphi_T, \Delta\varphi_R$  в зависимости от рассматриваемой антенны (передающей - Т, приемной - R) и плоскости (горизонтальной  $\theta$  или вертикальной  $\varphi$ );  $\alpha$  - ширина ДНА в горизонтальной ( $\alpha_T, \alpha_R$ ) или вертикальной ( $\beta_T, \beta_R$ ) плоскостях.

Формулы для расчета  $\tau$  для различных типов антенн имеют такой вид:

- антенна типа ЕА (рис. 2, а):

$$\tau = \frac{4b^2 \cdot \cos^2 \gamma}{(4b^2 - 1) \cos^2 \gamma + 1}, \quad b^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - \cos^2 \alpha}{1 - (\sqrt{2} \cos \alpha - 1)^2}, \quad 0^\circ \leq \alpha \leq 65^\circ, -90^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ,$$

- антенна типа ЕВ (рис. 2, б):

$$\tau = \frac{1,6 \cdot b^2 \cos \gamma + 2,4 \sqrt{b^2 (b^2 - 0,2) \cdot \cos^2 \gamma + 0,2b^2}}{(4b^2 - 1,44) \cos^2 \gamma + 1,44},$$

где  $b^2 = 0,77 \cdot \frac{1 - \cos^2 \alpha}{1,44 - (\sqrt{2} \cos \alpha - 0,8)^2}, \quad 0^\circ \leq \alpha \leq 79^\circ, -180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ.$

- антенна типа ЕС (рис. 2, в):

$$\tau = \frac{1,2 \cdot b^2 \cos \gamma + 2,4 \sqrt{b^2 (b^2 - 0,4) \cdot \cos^2 \gamma + 0,4b^2}}{(4b^2 - 1,96) \cos^2 \gamma + 1,96},$$

где  $b^2 = 0,98 \frac{1 - \cos^2 \alpha}{1,96 - (\sqrt{2} \cos \alpha - 0,6)^2}$ ,  $0^\circ \leq \alpha \leq 96^\circ$ ,  $-180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$ ,

- антенна типа DE (рис. 2, г):

$$\tau = \left| \frac{4b^2 \cdot \cos^2 \gamma}{(4b^2 - 1) \cos^2 \gamma + 1} \right|, \quad b^2 = \frac{1 - \cos^2 \alpha}{2 - (2 \cos \alpha \sqrt{2})^2}, \quad 0^\circ \leq \alpha \leq 65^\circ, \quad -180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ,$$

- антенна типа LA (рис. 2, д):

$$\tau = \cos\left(\left(1 - \cos\left(\frac{60}{\alpha} \cdot \gamma\right)\right) \cdot 90\right), \quad \nu = \pm \frac{3\alpha}{2}, \quad 0 \leq \alpha \leq 120^\circ, \quad -1,5\alpha \leq \gamma \leq 1,5\alpha,$$

- антенна типа КА (рис. 2, е):

$$\tau = \frac{(1-a)\cos \gamma + \sqrt{(1-a)^2 \cos^2 \gamma + 4a}}{2}, \quad 0 \leq a \leq 1; \quad a=0 \quad -90^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ; \quad a>1 \quad -180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ,$$

антенна типа СА (рис. 2, ж):

$$\tau = \sqrt{\frac{(1-a^2)\cos(2\gamma) + \sqrt{(1-a^2)^2 \cos^2(2\gamma) + 4a^2}}{2}}, \quad 0 \leq a \leq 1, \quad -180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ,$$

- антенна типа СВ (рис. 2, з):

$$\tau = \sqrt{\frac{(1-a^2)\cos(3\gamma) + \sqrt{(1-a^2)^2 \cos^2(3\gamma) + 4a^2}}{2}}, \quad 0 \leq a \leq 1; \quad -180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ,$$

- антенна типа СС (рис. 2, и):

$$\tau = \sqrt{\frac{(1-a^2)\cos(4\gamma) + \sqrt{(1-a^2)^2 \cos^2(4\gamma) + 4a^2}}{2}}, \quad 0 \leq a \leq 1, \quad -180^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ.$$

Пример кодирования антенны приведен на рис. 3.

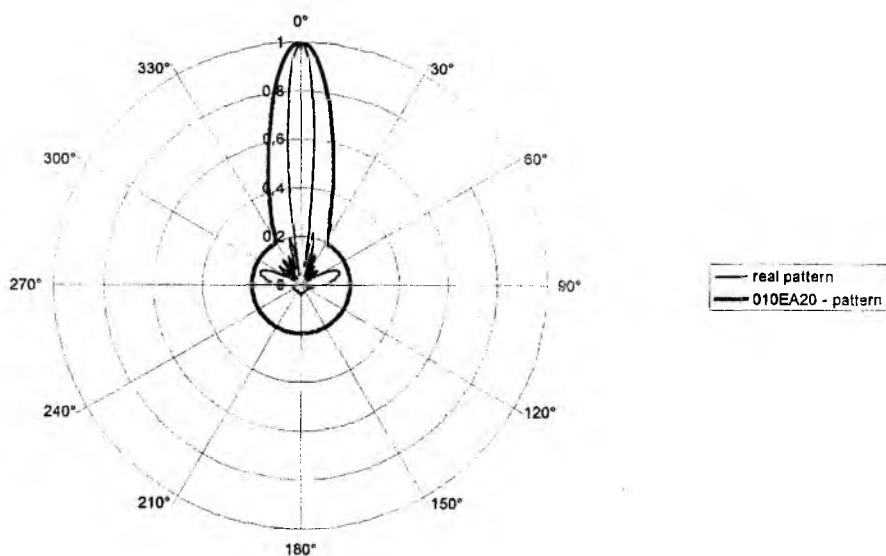


Рис. 3

На основании рекомендации СЕРТ Т/Р 25-08 [5] автором аппроксимированы ДНА, наиболее часто используемых в диапазонах ОВЧ и УВЧ, результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1

| №  | Тип антенны                                   | Аппроксимация ДНА кривыми [31] |                        |
|----|-----------------------------------------------|--------------------------------|------------------------|
|    |                                               | Горизонтальная плоскость       | Вертикальная плоскость |
| 1  | Четвертьволновый вертикальный вибратор        | КА                             | DE                     |
| 2  | Полуволновый горизонтальный диполь            | DE                             | КА                     |
| 3  | Вертикальная рамка                            | DE                             | DE                     |
| 4  | Длинный провод $l \gg \lambda$                | СС                             | СС                     |
| 5  | Коллинеарная решетка                          | КА                             | СА                     |
| 6  | Синфазная решетка                             | СА                             | СА                     |
| 7  | Антенна бегущей волны                         | ЕА                             | ЕА                     |
| 8  | Щелевая антенна                               | ЕА                             | ЕА                     |
| 9  | Волновой канал                                | ЕА                             | ЕА                     |
| 10 | Синфазная решетка с рефлектором               | ЕА                             | ЕА                     |
| 11 | Ромбическая антенна                           | ЕА                             | ЕА                     |
| 12 | Рупорная антенна                              | ЕА                             | ЕА                     |
| 13 | Спиральная антенна всенаправленного излучения | ЕА                             | ЕА                     |
| 14 | Спиральная антенна осевого излучения          | ЕА                             | ЕА                     |
| 15 | Логопериодическая антенна                     | ЕА                             | ЕА                     |

В задачах прогнозирования уровней помех и оценки ЭМС необходимо учитывать изменение ширины главного лепестка ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях для сигналов, поступающих в антенну на частотах, отличных от основной. Для ориентировочных и оперативных расчетов можно воспользоваться данными табл. 2 [3]. Для проверки данных, приведенных в табл. 2, проведено моделирование изменения ширины ДНА на нерабочих частотах для симметричного вибратора и четырехэлементной антенной решетки. Анализ полученных ДНА показывает, что данные, приведенные в табл. 2, справедливы для частот, соответствующих 10 гармонике и 10 субгармонике. При расчетах ДНА на частотах гармоник 2...9 приведенные характеристики несправедливы. Однако такое упрощение приводит только к ужесточению норм ЭМС, что приемлемо при большом объеме вычислений, которые планируется проводить. При исследовании нелинейных эффектов, а также при вычислении уровня помехи при небольших расстройках (2 субгармоника – 2 гармоника), следует ширину ДНА брать ту же, что и на основной частоте.

Таблица 2

| Усиление на рабочей частоте | $\Theta$ (горизонтальной) | $\varphi$ (вертикальной) |
|-----------------------------|---------------------------|--------------------------|
| $G > 25$ дБ                 | $4\Theta$                 | $4\varphi$               |
| $10 < G \leq 25$ дБ         | $10\Theta$                | $10\varphi$              |
| $G \leq 10$ дБ              | $360^\circ$               | $180^\circ$              |

Поправка  $K_{\text{пл}}$ , учитывающая несовпадение поляризации антенн источника и рецептора помех, приведена в табл. 3 [3].

Таблица 3

| Поляризация приемной антенны |             | Поляризация передающей антенны |             |              |             |          |        |
|------------------------------|-------------|--------------------------------|-------------|--------------|-------------|----------|--------|
|                              |             | горизонтальная                 |             | вертикальная |             | круговая |        |
|                              |             | $G < 10$ дБ                    | $G > 10$ дБ | $G < 10$ дБ  | $G > 10$ дБ | левая    | правая |
| Горизонтальная               | $G < 10$ дБ | 0                              | 0           | -16          | -16         | -3       | -3     |
|                              | $G > 10$ дБ | 0                              | 0           | -20          | -20         | -3       | -3     |
| Вертикальная                 | $G < 10$ дБ | -16                            | -16         | 0            | 0           | -3       | -3     |
|                              | $G > 10$ дБ | -16                            | -20         | 0            | 0           | -3       | -3     |
| Круговая                     | левая       | -3                             | -3          | -3           | -3          | 0        | -16    |
|                              | правая      | -3                             | -3          | -3           | -3          | -16      | 0      |

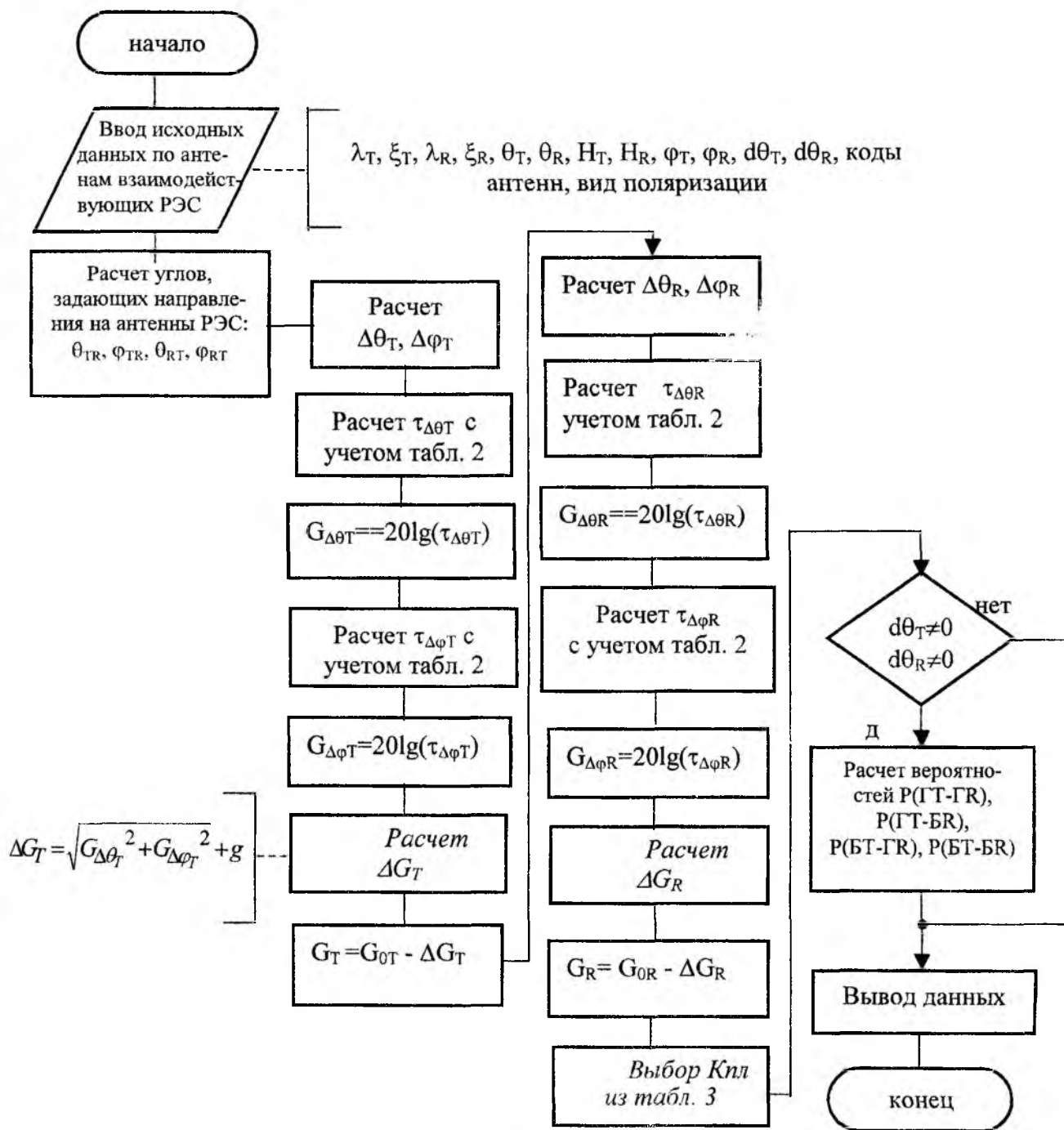


Рис. 4

Если одна или обе антенны являются сканирующими, необходимо рассчитать вероятность возникновения различных ситуаций взаимодействия их ДНА. Вероятности возникновения различных ситуаций взаимодействия их диаграмм направленности можно вычислить по таким формулам [3]:

$$\begin{aligned}
 p(IT - GR) &= \alpha_T \alpha_R / (d\theta_T + \alpha_T)(d\theta_R + \alpha_R), \\
 p(IT - BR) &= \alpha_T d\theta_R / (d\theta_T + \alpha_T)(d\theta_R + \alpha_R), \\
 p(BT - GR) &= d\theta_T \alpha_R / (d\theta_T + \alpha_T)(d\theta_R + \alpha_R), \\
 p(BT - BR) &= d\theta_R d\theta_T / (d\theta_T + \alpha_T)(d\theta_R + \alpha_R),
 \end{aligned} \tag{6}$$

где  $p(\bullet)$  - вероятность события ( $\bullet$ ):  $IT - GR$  - излучение по главному лепестку ДНА передатчика воспринимается главным лепестком ДНА приемника;  $IT - BR$  - излучение по главному лепестку ДНА

передатчика проникает через область боковых лепестков ДНА приемника;  $BT - GR$  – боковое излучение антенны передатчика воздействует по главному лепестку ДНА приемника;  $BT - BR$  – боковое излучение антенны передатчика проникает через область боковых лепестков приемника;  $d\theta_T, d\varphi_T$  – секторы обзора антенны передатчика в горизонтальной и вертикальной плоскости соответственно;  $d\theta_R, d\varphi_R$  – то же для антенны приемника.

Для антенн, осуществляющих круговой обзор, значение суммы углов  $d\theta + \alpha = 360^\circ$ . Вероятности, вычисленные по (6), определяют долю импульсов со стороны мешающей сканирующей антенны радиолокационной станции (РЛС), приходящихся на каждую зону взаимодействия за один оборот антенны. За один оборот антенны каждая из РЛС излучает  $M = F \cdot T$  импульсов, где  $F$  – частота следования импульсов,  $T$  – период вращения антенны. Тогда число импульсов, приходящееся на зону взаимодействия антенн, составляет  $Q = p \cdot M$ . В этом случае уровень помех за период обзора помехи РЛС определяется выражением, дБ [3]

$$N = Q(P_n - P_{\text{мин.имп}})10^{-4}.$$

где  $P_{\text{мин.имп}}$  – минимальная мощность одиночного обнаруживаемого импульса. Обычно она на 10...15 дБ выше чувствительности приемника [3].

При этом существует 5 условий индикации помехи [3]:  $0 \leq N \leq 3,7$  – нет помехи;  $3,8 \leq N \leq 9,4$  – небольшая помеха;  $9,5 \leq N \leq 14,7$  – граничная (значительная) помеха;  $14,8 \leq N \leq 25,2$  – сильная помеха;  $N \geq 25,3$  – чрезвычайно сильная помеха.

Алгоритм расчета коэффициентов усиления антенн взаимодействующих РЭС приведен на рис. 4. Приведенная методика и алгоритм расчета коэффициентов усиления антенн взаимодействующих РЭС позволяют:

- при решении практических задач расчета ЭМС рассчитать коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника помехи с учетом их взаимной ориентации, поляризаций и частотных характеристик;

- вычислить вероятность взаимодействия РЭС по различным лепесткам ДНА для РЛС.

**Список литературы** 1. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. М.: Радио и связь, 1983. 272 с. 2. Справочник по антенной технике: В 5т. / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон, Е.Г. Зелкин и др. Под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. М.: ИПРЖ, 1997. Т.1. 256 с. 3. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л.: Судостроение, 1986. 264 с. 4. ERC Report 68. Monte-Carlo radic simulation methodology. 1999. 5. Recommendation T/R 25-08. Planning criteria and coordination of frequencies in the land mobile service in the range 29,7-960 MHz (Lecce 1989, revised in Vienna 1999).

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
Научный центр управления, связи и РЭБ  
Киевский высший институт управления и связи

Поступила в редколлегию 02.10.2001

# РОБАСТНОЕ АДАПТИВНОЕ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕ В УСЛОВИЯХ ВОЗМУЩЕНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО СИГНАЛА

Интерес к адаптивной пространственной фильтрации сигналов в антенных решетках обусловлен возможностью повышения помехозащиты за счет пространственной селекции полезного сигнала и пространственной режекции помех. Сущность адаптации антенной решетки заключается в нахождении для любой сигнально-помеховой ситуации оптимальных управляющих воздействий на диаграммообразующую схему, обеспечивающих получение максимального эффекта на выходе [1, 2].

При решении задачи пространственной обработки сигналов в адаптивных антенных решетках (ААР) полагают неизменным направление прихода сигнала и пространственную когерентность на пертуре. При этом любой внешний пространственно-временной сигнал, поступающий в каналы обработки ААР с некоторого фиксированного направления, можно записать в виде произведения постоянного вектора амплитудно-фазового распределения, характеризующего волновой фронт источника и случайной скалярной комплексной амплитуды, интервал временной корреляции которой существенно превышает время пробега волны вдоль апертуры [2, 3].

В реальных линиях радиосвязи происходят возмущения пространственно-временных сигналов, вызванные механизмом распространения радиоволн и особенностями системы радиосвязи. К первой группе возмущений можно отнести вариации угла прихода, нарушение пространственной когерентности и расширение пространственного спектра сигнала. Ко второй группе возмущений следует отнести рассогласование фактического угла прихода сигнала с ожидаемым из-за неточной информации о местоположении корреспондирующей станции, а также амплитудно-фазовые ошибки, связанные с неидентичностью амплитудно-фазочастотных характеристик антенных усилителей и амплитудно-фазовой конверсией [4]. В связи с этим возникает необходимость разработки методов адаптивной пространственной обработки сигналов, нечувствительных к возмущениям среды и системы.

Рассмотрим типовую структуру узкополосной диаграммообразующей схемы  $N$ -элементной адаптивной антенной решетки (рис. 1).

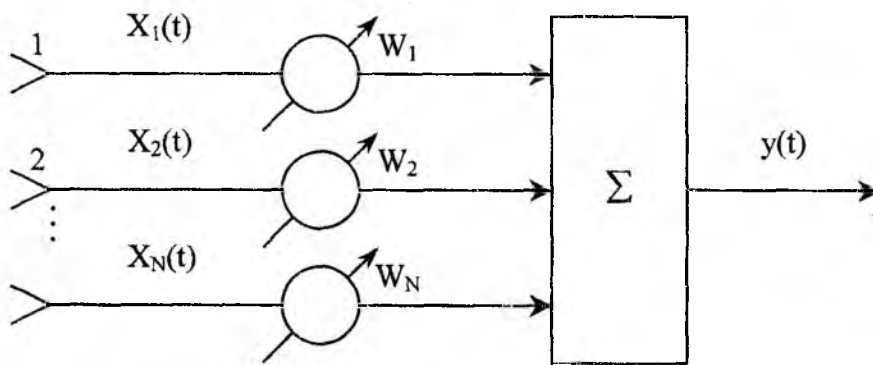


Рис. 1

Воспользуемся представлением сигнала в виде комплексной огибающей. При этом входной сигнал АР можно представить в виде  $N$ -мерного комплексного вектора  $\vec{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ . Комплексные весовые коэффициенты представим в виде  $N$ -мерного вектора весовых коэффициентов  $\vec{W} = [W_1, W_2, \dots, W_N]^T$ . Каждый комплексный весовой коэффициент можно формировать из двух вещественных квадратурных составляющих на выходе квадратурного фильтра, который обеспечивает сдвиг составляющих по фазе на  $90^\circ$ . Это соответствует преобразованию Гильберта для узкополосного сигнала [3].

С учетом введенных обозначений выходной сигнал  $y(t)$  представляет собой скалярное произведение векторов

$$y(t) = \bar{W}^H \bar{X}(t), \quad (1)$$

где  $H$  – обозначает эрмитово сопряжение (комплексно-сопряженное транспонирование).

Средняя выходная мощность сигнала на выходе ААР определяется как

$$P_{cp}(\bar{W}) = E\left\{\left|y(t)\right|^2\right\} = \bar{W}^H \mathbf{R}_{xx} \bar{W}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{R}_{xx} = E[\bar{X}(t) \bar{X}^H(t)]$  –  $N \times N$ -мерная корреляционная матрица входных сигналов.

Характеристика направленности ААР для сигнала с плоским волновым фронтом на частоте  $f_0$  определяется коэффициентом передачи ААР

$$G(f_0, \theta, \varphi) = \bar{W}^H \mathbf{D}(f_0, \theta, \varphi) \bar{V}(f_0, \theta, \varphi), \quad (3)$$

где  $\mathbf{D}(f_0, \theta, \varphi) = \text{diag}[D_i(f_0, \theta, \varphi)]$  –  $N \times N$ -мерная диагональная матрица характеристик направленности  $D_i(f_0, \theta, \varphi)$  антенных элементов решетки, а  $\bar{V}(f_0, \theta, \varphi)$  –  $N$ -мерный вектор волнового фронта сигнала, элементы которого представляют собой фазовые задержки на антенных элементах при пробеге волны вдоль апертуры.

$$\bar{V}(f_0, \theta, \varphi) = [\exp(j2\pi f_0 \tau_1), \exp(j2\pi f_0 \tau_2), \dots, \exp(j2\pi f_0 \tau_N)]^T, \quad (4)$$

где  $\tau_i, i = \overline{1, N}$  – задержки при распространении радиоволн между плоским фронтом волны и элементами антенной решетки.

Очевидно, что коэффициент передачи ААР, вычисляемый с помощью выражения (3), является функцией от параметров сигнала  $\vec{p} = [p_1, p_2, \dots, p_m]^T$ , которые в результате искажений волнового фронта сигнала изменяются в пределах  $\Delta \vec{p}$ . Тогда для формулировки задачи робастного адаптивного диаграммообразования используем подход, основанный на байесовском критерии чувствительности к возмущениям [4, 5]. Так взвешенное среднеквадратическое отклонение между желаемым единичным значением коэффициента передачи и значением коэффициента передачи ААР в пределах изменения вектора параметров  $\vec{p}$  определяется в виде

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{\beta} \int_{p_0 - \frac{1}{2}\Delta p}^{p_0 + \frac{1}{2}\Delta p} \dots \int F(\vec{p}) [1 - G(\vec{p})]^2 d\vec{p}, \quad (5)$$

где  $F(\vec{p})$  – является взвешивающей функцией для детерминированных параметров или многомерной функцией плотности распределения вероятностей для случайных параметров, а

$\beta = \int_{p_0 - \frac{1}{2}\Delta p}^{p_0 + \frac{1}{2}\Delta p} \dots \int F(\vec{p}) d\vec{p}$  – нормирующий коэффициент. Подставляя (3) в (5) и, раскрывая скобки, после

ввода соответствующих обозначений, получаем

$$\varepsilon^2 = \bar{W}^H \mathbf{A} \bar{W} - \bar{B}^H \bar{W} - \bar{W}^H \bar{B} + 1, \quad (6)$$

где  $\mathbf{A}$  –  $N \times N$ -мерная эрмитова матрица, которая определяется как

$$\mathbf{A} = \frac{1}{\beta} \int_{\vec{p}_0 - \frac{1}{2}\Delta \vec{p}}^{\vec{p}_0 + \frac{1}{2}\Delta \vec{p}} \dots \int F(\vec{p}) \mathbf{D} \bar{V} \bar{V}^H \mathbf{D}^* d\vec{p}, \quad (7)$$

а  $\bar{B}$  является  $N$ -мерным комплексным вектором, который определяется как

$$B = \frac{1}{\beta} \int_{p_0 - \Delta p}^{p_0 + \Delta p} \int \dots \int F(p) \mathbf{D}V dp. \quad (8)$$

Легко видеть, что каждый элемент  $A_i$  матрицы  $\mathbf{A}$  является средним на области изменения параметров значением произведения соответствующих элементов  $A_{ij} = \langle D_i D_j^* e^{j2\pi f_0 \tau_i} e^{-j2\pi f_0 \tau_j} \rangle$ , а каждый элемент вектора  $\bar{B}$  является средним на области изменения параметров значением произведения элементов  $B_i = \langle D_i e^{j2\pi f_0 \tau_i} \rangle$ .

Дополним выражение (6) до полного квадрата, в результате чего получим

$$\varepsilon^2 = (\bar{W} - \mathbf{A}^{-1} \bar{B})^H \mathbf{A} (\bar{W} - \mathbf{A}^{-1} \bar{B}) + 1 - \bar{B}^H \mathbf{A}^{-1} \bar{B}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что оптимальный вектор, который минимизирует среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи ААР, имеет вид

$$\bar{W}_0 = \mathbf{A}^{-1} \bar{B}, \quad (10)$$

а минимальное среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи определяется выражением

$$\varepsilon^2 = 1 - \bar{B}^H \mathbf{A}^{-1} \bar{B} = \bar{W}_0^H \mathbf{A} \bar{W}_0. \quad (11)$$

Для обеспечения минимального среднеквадратического отклонения потребуется число степеней свободы ААР, равное рангу матрицы  $\mathbf{A}$ , что может затруднить ее адаптацию к помеховой обстановке. Потому для обеспечения робастности при адаптивном диаграммообразовании введем ограничение типа неравенства на среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи ААР (9)

$$\varepsilon^2 = (\bar{W} - \bar{W}_0)^H \mathbf{A} (\bar{W} - \bar{W}_0) + e \leq \xi, \quad (12)$$

где  $0 < \xi < 1$  и определяет нормированное допустимое среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи по области изменения параметров сигнала, а  $e = 1 - \bar{B}^H \mathbf{A}^{-1} \bar{B}$ .

Введя обозначение  $\alpha = \xi - e$ , задачу робастного адаптивного диаграммообразовании можно сформулировать следующим образом. Требуется найти такой вектор весовых коэффициентов ААР  $\bar{W}$ , который минимизирует выходную мощность

$$\bar{W}^H \mathbf{R}_{xx} \bar{W} \Rightarrow \min_{\bar{W}} \quad (13)$$

при условии

$$(\bar{W} - \bar{W}_0)^H \mathbf{A} (\bar{W} - \bar{W}_0) \leq \alpha. \quad (14)$$

Это задача нелинейного программирования с ограничением типа неравенства. Ее решение можно получить на основе двойственного метода [5, 6]

$$\bar{W}_1 = (\mathbf{R}_{xx} + l\mathbf{A})^{-1} \mathbf{R}_{xx} \bar{W}_0, \quad (15)$$

где оптимальный множитель Лагранжа  $l$  находится из решения следующего трансцендентного уравнения:

$$\bar{W}_0^H \mathbf{R}_{xx} (l\mathbf{A} + \mathbf{R}_{xx})^{-1} \mathbf{A} (l\mathbf{A} + \mathbf{R}_{xx})^{-1} \mathbf{R}_{xx} \bar{W}_0 = \alpha. \quad (16)$$

В результате оптимальный весовой вектор определяется выражением

$$\bar{W}_{opt} = \bar{W}_0 + (\mathbf{R}_{xx} + l\mathbf{A})^{-1} \mathbf{R}_{xx} \bar{W}_0. \quad (17)$$

Однако такое решение является довольно громоздким, что затрудняет обработку сигналов в реальном масштабе времени. Возвращаясь к (12), можно заметить, что в случае обеспечения минимально возможного среднеквадратического отклонения, выражение (14) примет вид

$$(\bar{W} - \bar{W}_0)^H \mathbf{A}(\bar{W} - \bar{W}_0) = 0. \quad (18)$$

Далее воспользуемся спектральным представлением матрицы  $\mathbf{A}$  [7]. В результате имеем:

$$(\bar{W} - \bar{W}_0)^H \mathbf{A}(\bar{W} - \bar{W}_0) = (\bar{W} - \bar{W}_0)^H \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H (\bar{W} - \bar{W}_0) = \sum_{i=1}^N \lambda_i [\bar{Q}_i^H (\bar{W} - \bar{W}_0)]^2, \quad (19)$$

где  $\mathbf{Q}$  - является унитарной матрицей собственных векторов  $\bar{Q}_i$  матрицы  $\mathbf{A}$ .

$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_i]$  - матрица собственных чисел матрицы  $\mathbf{A}$ . Из (19) следует, что если матрица  $\mathbf{A}$  не полного ранга, то необходимым и достаточным условием для выполнения (18) является

$$\bar{Q}_i^H (\bar{W} - \bar{W}_0) = 0, \quad (20)$$

где  $i = 1, \dots, n$ ;  $n$  - число ненулевых собственных значений матрицы  $\mathbf{A}$ .

Если же  $\mathbf{A}$  имеет полный ранг, или число оставшихся степеней свободы после выполнения ограничений (20) недостаточно, то можно потребовать выполнение условия (20) для  $n_1$  собственных векторов, с тем чтобы  $(N - n_1)$  собственных векторов обеспечили условие (14), т.е.

$$\sum_{i=n_1+1}^N \lambda_i [\bar{Q}_i^H (\bar{W} - \bar{W}_0)]^2 \approx \alpha. \quad (21)$$

Поскольку  $n_1$  определяет число линейных ограничений (20), которые аппроксимируют квадратичное ограничение (14), то необходимо иметь эффективный способ для его нахождения. Определение  $n_1$  непосредственно из (21) затруднительно, поэтому воспользуемся неравенством Шварца [7] и, принимая во внимание ортонормированность собственных векторов, имеем

$$\sum_{i=n_1+1}^N \lambda_i [\bar{Q}_i^H (\bar{W} - \bar{W}_0)]^2 \leq \|\bar{W} - \bar{W}_0\|^2 \sum_{i=n_1+1}^N \lambda_i. \quad (22)$$

С учетом того, что концы векторов  $\bar{W}$  и  $\bar{W}_0$  должны лежать на опорной плоскости и в силу транзитивности отношения неравенства, получаем выражение для определения числа линейных ограничений (20)

$$\frac{1}{N} \sum_{i=n_1+1}^N \lambda_i \approx \alpha. \quad (23)$$

Таким образом, задача робастного адаптивного диаграммообразования может быть переформулирована как

$$\bar{W}^H \mathbf{R}_{xx} \bar{W} \Rightarrow \min_{\bar{W}}, \quad (24)$$

при условии

$$\bar{Q}_i^H \bar{W} = \bar{Q}_i^H \bar{W}_0, \text{ где } i = \overline{1, n_1} \quad (25)$$

Сформировав из собственных векторов  $\bar{Q}_i$  матрицу ограничений  $\mathbf{C}$  и введя обозначение  $\mathbf{C}^H \bar{W}_0 = \bar{Z}$ , окончательно имеем

$$\bar{W}^H \mathbf{R}_{xx} \bar{W} \Rightarrow \min_{\bar{W}} \quad (26)$$

при условии

$$\mathbf{C}^H \bar{W} = \bar{Z}, \quad (27)$$

где  $C = [\bar{Q}_1 : \bar{Q}_2 : \dots : \bar{Q}_{n_1}]$  - матрица ограничений,  $\bar{Z} = C^H A^{-1} \bar{B}$  - вектор значений ограничений.

Решим задачу (26, 27) методом множителей Лагранжа [6].

Составим функцию Лагранжа

$$L(\bar{W}) = \frac{1}{2} \bar{W}^H \mathbf{R}_x \bar{W} + \bar{l}^H (C^H \bar{W} - \bar{Z}), \quad (28)$$

где  $\bar{l}$  -  $n_1$ -мерный вектор неопределенных множителей Лагранжа.

В точке экстремума градиент функции Лагранжа должен равняться нулю:

$$\nabla L(\bar{W}) = \mathbf{R}_{xx} \bar{W} + C \bar{l} = 0, \quad (29)$$

откуда

$$\bar{W}_{opt} = -\mathbf{R}_{xx}^{-1} C \bar{l}. \quad (30)$$

При оптимальном значении вектора весовых коэффициентов  $\bar{W}_{opt}$  должны выполняться ограничения (27)  $\bar{Z} = C^H \bar{W}_{opt} = C^H (-\mathbf{R}_{xx}^{-1} C \bar{l}) = -(C^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} C) \bar{l}$ , откуда

$$\bar{l} = -(C^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} C)^{-1} \bar{Z}. \quad (31)$$

Подставляя (31) в (30), окончательно имеем

$$\bar{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} C (C^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} C)^{-1} \bar{Z}. \quad (32)$$

Вычисление оптимального вектора весовых коэффициентов  $\bar{W}_{opt}$  непосредственно из (32) требует двойного обращения матриц, поэтому, воспользовавшись градиентным методом [6, 8], перейдем к итерационной процедуре

$$\bar{W}(k+1) = \bar{W}(k) - \mu \nabla L[\bar{W}(k)] = \bar{W}(k) - \mu [\mathbf{R}_{xx} \bar{W}(k) + C \bar{l}(k)], \quad (33)$$

где  $\mu$  - шаг, который определяет скорость сходимости процедуры (33).

Учитывая, что начальное значение  $\bar{W}(0)$  должно удовлетворять ограничениям (27), имеем

$$\bar{W}(0) = C(C^H C)^{-1} \bar{Z}. \quad (34)$$

После ввода обозначений

$$\bar{V} = C(C^H C)^{-1} \bar{Z} = \bar{W}(0), \quad (35)$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - C(C^H C)^{-1} C^H, \quad (36)$$

где  $\mathbf{I}$  - единичная диагональная матрица, градиентную итерационную процедуру можно переписать в виде:

$$\bar{W}(k+1) = \mathbf{P} [\bar{W}(k) - \mu_k \mathbf{R}_{xx} \bar{W}(k)] + \bar{V}. \quad (37)$$

Полученный рекуррентный алгоритм подобен алгоритму Фроста [8, 9] и хорошо реализуется программно на микропроцессорной технике.

## Выводы

В условиях возмущений пространственно-временного сигнала, вызванных средой распространения радиоволн и особенностями системы радиосвязи, в ААР необходимо применять специальные робастные процедуры обработки сигналов. Одним из конструктивных подходов при этом является процедура минимизации выходной мощности ААР при ограничениях на среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи ААР. На основе спектрального представления матрицы ограничений, квадратичные ограничения удачно аппроксимируются линейными ограничениями. В результате

для вычисления оптимального вектора весовых коэффициентов ААР можно использовать одну из известных рекуррентных процедур с линейной или квадратичной скоростью сходимости.

**Список литературы:** 1. *Литвинов О.С., Поповский В.В.* Адаптивные антенные решетки // Проблемы антенной техники / Под ред. Бахраха А.Д., Воскресенского Д.И. М.: Радио и связь, 1989. С. 167 – 196. 2. *Пистолькорс А.А., Литвинов О.С.* Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200с. 3. *Монзинго А.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448с. 4. *Олейник В.Ф., Афонин С.В.* Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках // "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии": Матер. 10-й Междунар. крымской конф. Севастополь, 2000. С. 298 – 299. 5. *Er Meng Hwa.* Alternative approach to designing Array pattern with controlled mean-square sidelobe level // Electronics letters. 1991. V. 27, № 5. P. 435 – 437. 6. *Мину М.* Математическое программирование. Теория и алгоритмы: Пер. с фр. М.: Наука, 1990. 488 с. 7. *Марпл С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М. Мир, 1990. 584с. 8. *Пистолькорс А.А.* Защита главного максимума в адаптивных антенных решетках // Радиотехника. 1980. Т. 35. № 12. С. 8 – 19. 9. *Er Meng Hwa, Cantoni Antonio* An unconstrained practical realization for derivative constrained broad-band antenna array processors // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process. 1986. V. 34, № 6. P. 1376 – 1379.

Научный центр управления связи и радиоэлектронной борьбы

Поступила в редколлегию 03.10.2001

## ПРЕДЕЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК СО СЛУЧАЙНЫМИ ФАЗОВЫМИ ОШИБКАМИ

Вопрос о предельном коэффициенте направленного действия (КНД) антенн рассматривался ранее применительно к зеркальным антеннам [1]. При изготовлении сплошных зеркал фазовые ошибки в раскрыве, обусловленные случайными отклонениями поверхности зеркала от параболической формы, увеличиваются по мере роста размера зеркала. При этом рост КНД замедляется, при определенных (предельных) размерах достигает максимального (предельного) значения, а затем из-за значительной расфазировки раскрыва убывает\*.

Цель настоящей статьи – показать, что эффект предельного КНД может возникать и в антенных решетках при определенных механизмах, порождающих фазовые флуктуации в их раскрыве.

Обычно в решетках с параллельной схемой возбуждения по мере увеличения размеров раскрыва удлиняются и тракты СВЧ. Это приводит к увеличению флуктуаций электрических длин линий передачи (ЛП), например вследствие изменения температуры окружающей среды. Соответственно растут флуктуации фазы в раскрыве решетки, дисперсия которых определяется выражением

$$\sigma_{\varphi}^2 = 4\pi^2 \beta_{\varphi}^2 \sigma_{\ell}^2, \quad (1)$$

где  $\beta_{\varphi}$  – коэффициент замедления волны в ЛП;  $\sigma_{\ell}^2 = (\ell_n - \ell)^2$  – дисперсия электрической длины ЛП, возбуждающей  $n$ -ый излучатель.

Флуктуации электрической длины ЛП пропорциональны ее средней длине

$$\sigma_{\ell}^2 = (\eta \ell)^2, \quad (2)$$

где  $\eta$  – коэффициент пропорциональности, зависящий от конкретного механизма происхождения флуктуаций длины ЛП. В (2) учтено, что длины трактов СВЧ, запитывающие излучатели, выбираются в параллельных схемах одинаковыми.

В свою очередь, длина ЛП зависит от размеров раскрыва антенны. Эту зависимость выберем в виде

$$\ell = \mu h, \quad (3)$$

где  $h$  – некоторый характерный электрический размер раскрыва решетки;  $\mu$  – коэффициент связи, зависящий от типа антенно-фидерной системы.

Подставляя соотношения (3), (2) в (1), получим

$$\sigma_{\varphi}^2 = (\alpha h)^2, \quad (4)$$

где  $\alpha = 2\pi\mu\eta\beta_{\varphi}$ .

Из (4) следует, что дисперсия фазы в раскрыве решетки растет по мере увеличения ее электрических размеров, причем скорость роста определяется величиной  $\alpha$ .

Предположим, что фазовые флуктуации в излучателях некоррелированы. Средний КНД антенной системы в этом случае определяется соотношением [2]

$$\bar{D} = D_0 e^{-\sigma_{\varphi}^2}. \quad (5)$$

КНД в отсутствие ошибок  $D_0$  растет с увеличением размеров антенны, а сомножитель  $\exp(-\sigma_{\varphi}^2)$  при этом убывает. Предельный размер антенны, обеспечивающий максимум среднего КНД, можно

---

\* Для "преодоления" эффекта предельного КНД современные крупные зеркальные антенны собирают из отдельных секций, изготовленных с высокой точностью, с последующей ювелирной юстировкой их взаимного положения.

найти, приравнявая производную  $\partial \overline{D}/\partial h$  к нулю.

Для линейных антенных решеток (ЛАР) величина  $D_0$  пропорциональна электрическому размеру антенны, т.е.  $D_0 = Ah$ , где  $A = 2v_d$ ,  $v_d$  – коэффициент использования длины решетки, зависящей от амплитудного распределения (предполагаем решетку синфазной, работающей в однолучевом режиме). Величины предельных КНД и электрического размера ЛАР определяются соотношениями

$$\overline{D}_{np} = 0,43 A/\alpha; \quad h_{np} = 1/\alpha\sqrt{2}. \quad (6)$$

Для предельных размеров среднеквадратическое отклонение фазы и потери в КНД составляют соответственно

$$\sigma_\phi = \alpha h_{np} = 1/\sqrt{2}, \text{ рад}; \quad \overline{D}_{np}/D_0 = 0,61. \quad (7)$$

Для плоских антенных решеток (ПАР) с квадратным или круглым раскрывом КНД  $D_0 = Bh^2$ , где соответственно  $B = 4\pi v_{пл}$  или  $B = \pi^2 v_{пл}$ ,  $v_{пл}$  – коэффициент использования площади раскрыва антенны. Для ПАР находим

$$\overline{D}_{np} = 0,37 B/\alpha^2; \quad h_{np} = 1/\alpha; \quad (6a)$$

$$\sigma_\phi = 1 \text{ рад}; \quad \overline{D}_{np}/D_0 = 0,37. \quad (7a)$$

Для ПАР допускается большая расфазировка раскрыва из-за большего усредняющего эффекта флуктуаций поля в точке наблюдения. Потери в КНД как для ЛАР, так и в особенности для ПАР, довольно значительны. Поэтому полезно ввести в рассмотрение, как это сделано в [1], целесообразные размеры решетки  $h_{ц}$ . Величина  $\overline{D}_{ц}$ , соответствующая размеру  $h_{ц}$ , будет, естественно, меньше чем  $\overline{D}_{np}$ , но потери среднего КНД будут не столь значительны, как при  $h = h_{np}$ .

Полагая, например, эти потери равными 20%, т.е. принимая  $\overline{D}_{ц}/D_0 = 0,8$ , находим из (5)

$$h_{ц} = 0,47/\alpha; \quad \sigma_\phi = \alpha h_{ц} = 0,47 \text{ рад}. \quad (8)$$

Этот результат справедлив для линейных и плоских антенных решеток. Используя (8), получим

$$\text{для ЛАР} \quad \overline{D}_{ц} = 0,8 D_0 = 0,87 \overline{D}_{np}, \quad h_{ц} = 0,66 h_{np}; \quad (9)$$

$$\text{для ПАР} \quad \overline{D}_{ц} = 0,8 D_0 = 0,48 \overline{D}_{np}, \quad h_{ц} = 0,47 h_{np}. \quad (9a)$$

Таким образом, переход от целесообразных размеров к предельным означает увеличение электрического размера для ЛАР в 1,5 раза, а для ПАР – в 2,1 раза. Стоимость решетки при этом существенно возрастает, особенно для плоских антенных решеток. В то же время средний КНД решетки увеличивается для ЛАР на 12 %, для ПАР – на 52 %. Это обстоятельство полезно иметь в виду при разработке антенных решеток (в том числе ФАР) больших электрических размеров.

Приведем пример. При флуктуации температуры окружающей среды со среднеквадратическим отклонением  $\sigma_T$  коэффициент  $\eta = k_T \sigma_T$ , где  $k_T$  – тепловой коэффициент линейного расширения материала, из которого изготовлена ЛП. Пусть ЛП представляет собой алюминиевый прямоугольный волновод с основным типом волны и широкой стенкой  $a = 0,762\lambda$ . Полагая  $\mu = 1$ ,  $\sigma_T = 10^0$  и учитывая, что  $k_T = 25 \cdot 10^{-6}$ , получим следующие значения для предельных и целесообразных параметров антенных решеток с  $v_d = v_{пл} = 1$ :

ЛАР

$$\begin{aligned} \overline{D}_{np} &= 28,6 \text{ дБ}; & h_{np} &\approx 600; \\ \overline{D}_{ц} &= 28 \text{ дБ}; & h_{ц} &\approx 400. \end{aligned}$$

$$\overline{D_{\text{пр}}} = 64,1 \text{ дБ};$$

$$h_{\text{пр}} \approx 840;$$

$$\overline{D_{\text{ц}}} = 60,9 \text{ дБ};$$

$$h_{\text{ц}} \approx 400.$$

Приведенные результаты характеризуют потенциальные возможности антенных решеток при наличии температурных флуктуаций длин ЛП, запитывающих излучатели. Эти результаты будут заметно ниже, если учесть и другие ограничивающие факторы, например, случайные разбросы поперечных размеров ЛП, которые, как показывают расчеты, уменьшают предельные размеры почти вдвое. Соответственно уменьшаются и предельные КНД.

Повысить предельный КНД можно путем использования термостабилизирующих устройств, конструкций решеток, обеспечивающих более низкие значения коэффициента  $\mu$  и увеличение радиуса корреляции флуктуаций фазы в раскрыве антенны. Последнее снижает потери в КНД антенных решеток [2].

Наряду с рассмотренным выше механизмом возникновения случайных фазовых ошибок в антенных решетках возможны другие механизмы, также приводящие к эффекту предельного КНД.

Так, ограничения на величину КНД возникают и в антенных решетках, излучатели которых запитываются отдельными когерентными генераторами. Флуктуации частоты генераторов  $f$  с увеличением длины ЛП приводят к увеличению дисперсии фазовых ошибок  $\sigma_{\varphi}^2 = (\xi \ell)^2$ , где  $\xi = \kappa'_{\varphi} \lambda_0 \sigma_f$ ,  $\sigma_f$  - среднеквадратическое отклонение флуктуаций частоты генераторов со средней частотой  $f_0$  (которой соответствует длина волны  $\lambda_0$ );  $\kappa'_{\varphi}$  - производная волнового числа в фидере по частоте. Используя далее (3), получаем (4) с величиной  $\alpha = \xi \mu$ , а затем соотношения для предельных (6), (6а) и целесообразных (9), (9а) величин.

Подобный механизм возникновения ошибок характерен также для антенных решеток с искусственным раскрывом, синтезирование которого обеспечивается с помощью когерентной РЛС, установленной на летательном аппарате. При увеличении пути прохождения волны в атмосфере  $\ell$  дисперсия фазы увеличивается добавочно из-за неоднородностей среды, что приводит к дополнительным ограничениям на размеры синтезированного раскрыва.

Таким образом, показано, что ограничения на величину КНД присущи не только зеркальным антеннам, но и антенным решеткам (включая ФАР). При построении антенных решеток следует выявлять механизмы, приводящие к увеличению флуктуаций фазы с ростом размера раскрыва антенны и после соответствующей оценки предельных величин определять целесообразность ужесточения требований к технологии изготовления и стабильности элементов трактов СВЧ или использования схем автоматической компенсации набегающих в трактах случайных ошибок.

В заключение автор выражает благодарность профессору Я.С.Шифрину за полезную дискуссию по теме работы.

**Список литературы:** 1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. – 384 с.  
2. Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г. Статистика поля антенных решеток. М.: ИПРЖР. (44), 2000. Вып. 1. С. 3-26.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 02.10.2001

# МЕТОД ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ В ГРУППИРОВКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ

Одним из наиболее эффективных методов решения проблемы ЭМС в группировке РЭС является управление мощностями передатчиков. Эта задача исследовалась многими авторами. В работах [1,2,3] предлагается математическая модель централизованного управления, рассматриваются вопросы устойчивости и существования решения. Решаемая задача представляет собой оптимизационную задачу большой размерности, реализация которой затруднена даже на современных ЭВМ. В [4] рассматривается модель децентрализованного адаптивного управления мощностями в коллективе радиостанций, практическая реализация которой предлагается в аналоговом виде. В современных системах сотовой связи стандарта CDMA процесс управления мощностью передатчиков осуществляется путем регулярной (каждые 1.25 мкс) оценки вероятности ошибки в каждом направлении и последующего регулирования мощности излучения соответствующей подвижной станции. Такой алгоритм управления уже позволяет во многом минимизировать взаимное влияние и улучшить качество работы группы станций, но не всего комплекса в целом.

Предлагается метод децентрализованного управления мощностями излучения передатчиков в комплексе РЭС связи. Этот метод основан на принципе двухуровневой оптимизации [6]. По сравнению с централизованным [3] предлагаемый метод за счет некоторого увеличения объема вычислений обеспечивает возможность их параллельного выполнения, что может существенно уменьшить время решения задачи и обеспечить управления в комплексах РЭС большой размерности.

При реализации принципа двухуровневой оптимизации на первом уровне решается задача локальной оптимизации для каждой подсистемы с учётом всех возможных её взаимодействий с другими подсистемами и находятся частные решения. На втором уровне частные решения объединяются с целью получения глобального оптимального решения.

Сформулируем задачу локальной оптимизации, которая должна быть согласована с глобальной задачей и, кроме того, все локальные задачи должны быть согласованы между собой. Глобальная задача может быть сформулирована в виде следующей задачи линейного программирования [3]: минимизировать

$$L = \sum_{j=1}^n C_j P_j \quad (1)$$

при выполнении ограничений:

$$M^n(\Lambda) P = N, \quad (2)$$

где  $P = [P_1, P_2, \dots, P_n]^T$ ,  $N = [N_1, N_2, \dots, N_n]^T$  и

$$M^n(\Lambda) = \begin{vmatrix} \lambda_{1z}\alpha_{11} & -\alpha_{12} & \dots & \dots & \dots & -\alpha_{1n} \\ -\alpha_{21} & \lambda_{2z}\alpha_{22} & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\alpha_{i1} & -\alpha_{i2} & \dots & \lambda_{iz}\alpha_{ii} & \dots & -\alpha_{in} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\alpha_{n1} & -\alpha_{n2} & \dots & -\alpha_{ni} & \dots & \lambda_{nz}\alpha_{nn} \end{vmatrix} \quad (3)$$

Здесь  $P$  – вектор мощностей излучения передатчиков, минимизирующий общую мощность всех передатчиков группировки (1),  $N$  – вектор собственных аддитивных помех каждого из приёмников,  $M^n(\Lambda)$  – симметричная матрица, диагональные элементы которой представляют собой произведения заданных отношений (шум / сигнал) на входах приемников  $\lambda_{iz}$  на коэффициенты суммарного ослабления сигнала в канале  $\alpha_{ii}$ , все другие элементы – коэффициенты суммарного ослабления сигнала  $\alpha_{ij}$  при передаче по каналу от  $j$ -го передатчика к  $i$ -му приемнику,  $C_j$  – весовой коэффициент, имеющий смысл «стоимости» единицы затрачиваемой мощности  $j$ -го элемента. Предполагается, что  $\lambda_{iz}$ ,  $\alpha_{ij}$ ,  $N_i$  – заданы,  $C_j \geq 0$ ,  $\lambda_{iz} \geq 0$ ,  $N_i \geq 0$ ,  $\alpha_{ij} \geq 0$ ,  $\varepsilon_j \leq P_j \leq \varepsilon_{j2}$ ,  $\varepsilon_{j1} \geq 0$ ,  $\varepsilon_{j2} \geq 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $j = 1, 2, \dots, n$ .

Воспользуемся методом декомпозиции, предложенным в [4] для задач большой размерности. На первом шаге по всем каналам минимизируется мощность только собственного передатчика при заданном качестве связи на множестве значений мощностей всех других передатчиков при использовании только независимых ограничений. Сформулируем задачу локальной оптимизации, которая вытекает из постановки задачи (1), (2). Для каждого значения  $i = 1, 2, \dots, n$  справедливо равенство :

$$\lambda_{iz} \alpha_{ii} P_i - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \alpha_{ij} P_j = N_i \quad (4)$$

Из выражения (4) находим величину мощности передатчика  $P_i$   $i$ -го канала передачи

$$P_i = N_i / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}) + \alpha_{i1} P_1 / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}) + \alpha_{i2} P_2 / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}) + \dots + \alpha_{i-1,i} P_{i-1} / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}) + \alpha_{i+1,i} P_{i+1} / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}) + \dots + \alpha_{in} P_n / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}). \quad (5)$$

Введём обозначения:

$$C_i = N_i / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}), C_1 = \alpha_{i1} / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}), C_{i-1} = \alpha_{i-1,i} / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}), \\ C_{i+1} = \alpha_{i+1,i} / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}), \dots, C_n = \alpha_{in} / (\lambda_{iz} \alpha_{ii}).$$

Тогда выражение (5) примет вид :

$$P_i = C_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n C_j P_j, \quad i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

Задача локальной оптимизации может быть сформулирована в следующем виде : найти минимальное значение

$$L = P_i = C_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n C_j P_j \quad (7)$$

при следующих ограничениях:

$$\varepsilon_j \leq P_j \leq \varepsilon_{j2}, P_j \geq 0 \quad (8)$$

Глобальная задача имеет решение (существуют конечные мощности  $P_j$ ) только в том случае , когда все угловые миноры матрицы (3) строго положительны, что накладывает определенные ограничения на величины заданных значений отношения (шум / сигнал)  $\lambda_{iz}$  на входах приемников. Это обстоятельство должно быть учтено при решении локальных задач, поэтому величину  $\lambda_{iz}$  выберем в качестве параметра и определим множество решений локальной задачи при различном качестве связи. Тогда задача (7), (8) будет представлять собой задачу параметрического линейного программирования: минимизировать:

$$L_i = C_i(\lambda_{iz}) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n C_j(\lambda_{jz}) P_j \quad (9)$$

при ограничениях

$$\varepsilon_j \leq P_j \leq \varepsilon_{j2}, P_j \geq 0, \lambda_{iz} \geq 0. \quad (10)$$

Задача (9), (10) будет иметь множество решений для каждого критического значения  $\lambda_{iz \min} \leq \lambda_{iz} \leq \lambda_{iz \max}$  в заданном интервале изменения  $\lambda_{iz}$  [7], т. е. для каждого заданного отношения (шум / сигнал) в  $i$ -той линии ( $i = 1, \dots, n$ ) будет получен вектор значений мощностей излучения  $\{P_j\}$  ( $j = 1, \dots, n, j \neq i$ ) всех передатчиков системы при минимальной мощности  $P_i$   $i$ -го передатчика.

На втором уровне оптимизации происходит объединение подсистем в систему и проводится оптимизация по всем взаимодействующим переменным, которые являются внутренними для данной составной части системы. Объединение может происходить различными способами, в качестве первой может быть выбрана любая пара. Определим условие объединения двух подсистем, например,  $S$ -ой и  $q$ -ой, учитывая, что должны получить оптимальное решение для фрагмента из двух подсистем, т. е. решение, минимизирующее значение сразу двух переменных  $P_s$  и  $P_q$ . Предположим, что при реше-

нии локальной задачи для S-го канала связи получено множество решений  $D_s = \{X_i^s\}$ ,  $X_i^s = \{P_j\}$ ,  $i = 1, \dots, r$ ,  $j = 1, \dots, n$ ,  $j \neq s$ , где  $r$  – число критических значений величины  $\lambda_{iz}$ . На каждом из решений  $X_i^s$  определено оптимальное (минимальное) значение мощности излучения S-го передатчика  $L_i^s = P_s(i)$ . Обозначим  $R_s = \min \{L_i^s\}$ . Аналогично получено решение для q-го канала связи  $D_q = \{X_i^q\}$ ,  $X_i^q = \{P_j\}$ ,  $i = 1, \dots, l$ ,  $j = 1, \dots, n$ ,  $j \neq q$ ,  $l$  равно числу критических значений величины  $\lambda_{iz}$ . На каждом из  $l$  наборов значений мощностей  $P_j$ ,  $j \neq q$  получено минимальное значение мощности излучения q-го передатчика  $\{L_i^q\}$ ,  $L_i^q = P_q(i)$ . Обозначим  $R_q = \min \{L_i^q\}$ . Тогда очевидно, что в общее решение  $D_{sq}$  из первого множества  $D_s$  войдут только те решения  $X_i^s$ , в которых значения q-той составляющей будут не меньше его минимального значения  $R_q$ , т. е.  $P_{i^s}^s \geq R_q$  ( $i = 1, r$ ). Из множества  $D_q$  в общее решение войдут только те решения  $X_i^q$ , S-я компонента которых не меньше  $R_s$ , т. е.  $P_{j^q}^q \geq R_s$ ,  $j = 1, l$ . Следовательно, условием объединения двух множеств решений  $D_s$  и  $D_q$  будет конъюнкция

$$(P_{i^s}^s \geq R_s) \wedge (P_{j^q}^q \geq R_q), \quad i = 1, \dots, r; \quad j = 1, \dots, l \quad (11)$$

Множество решений будет определено как объединение множеств  $D_s$  и  $D_q$  за исключением решений, которые не удовлетворяют требованию (11), т. е.

$$D_{sq} = (D_s \cup D_q) \setminus D_\mu, \quad (12)$$

где  $D_\mu$  – множество решений, не удовлетворяющих условиям (11).

Поскольку имеет место предположение, что объединение элементов в систему будет происходить естественным образом, т. е. 1, 2, 3 и т. д., то будет образована последовательность решений  $D_{12}$ ,  $D_{123}$ , ...,  $D_{123\dots n}$ . Последнее множество и будет представлять собой глобальное решение, хотя в общем случае решение может быть получено и на ранних этапах объединения и не будет изменяться до конца процесса объединения. В любом случае за конечное число шагов  $n$  может быть получено оптимальное решение для всех взаимодействующих элементов [6]. На этапе локальной оптимизации находятся «наилучшие», минимальные для данного канала значения мощности, обеспечивающие качество связи в заданном интервале, а затем на этапе объединения эти значения могут «ухудшаться», т. е. увеличиваться, но до тех пор, пока не будет получено оптимальное решение по всей системе.

Одним из способов объединения подсистем может быть объединение по кольцу: подсистема 1 передаёт значение минимальной мощности подсистеме 2, подсистема 2 объединяет  $D_1$  и  $D_2$  для определения оптимальных значений взаимодействующих переменных  $P_1^0$  и  $P_2^0$  и передаёт системе 1 новое значение мощности  $P_1^1$ , затем подсистема 2 передаёт минимальные значения взаимодействующих переменных  $P_1^1$  и  $P_2^1$  в подсистему 3 для объединения и т. д. После окончания цикла объединения каждой подсистеме известно значение мощности её собственного передатчика.

Данный подход к решению задачи управления мощностями передатчиков обеспечивает достаточную гибкость и надёжность управления. Процедура оптимизации легко модифицируется при расширении системы, т. е. добавлении в группировку новых каналов связи. При этом новая подсистема будет присоединяться по выбранному алгоритму к существующей системе. Если же выходит из строя часть системы, то это не является «катастрофой» для всей системы, а оставшиеся подсистемы смогут продолжать процесс оптимизации без учёта вышедших из строя подсистем. Таким образом, предложенный подход к решению указанной задачи управления способен контролировать изменения в структуре группировки. Кроме того, указанный метод за счёт некоторого увеличения объёма вычислений обеспечивает возможность их параллельного выполнения, что может существенно уменьшить время решения задачи.

**Список литературы:** 1. Стефанюк В.Л., Цетлин М.Л. О регулировке мощностей в коллективе радиостанций. // Проблемы передачи информации. Вып. 4. 1967. 2. Силин А.В., Козлов С.Е. Задачи управления мощностями излучения передатчиков с целью обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем в комплексе связи. // Электромагнитная совместимость. Горький, 1978. 3. Мейров В. Исследование и оптимизация многосвязных систем управления. М.: Наука, 1986. 4. Виноградов Е.М. Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л.: Судостроение, 1986. 5. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной связи. // ТЭК. М.: 1996. Т. 67. 6. A Decentralized Strategy for Resource Allocation. – Benjamin Friedlander. Transactions on Automatic Controll. IEEE. Feb 1982. Vol. AC – 27, №1. P. 260 – 265.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## ГРАНИЧНЫЕ СВОЙСТВА НЕКОТОРЫХ АНАЛИТИЧЕСКИХ СПЛАЙНОВ В ОБЛАСТЯХ С КВАЗИКОНФОРМНОЙ ГРАНИЦЕЙ

Сплаины широко используются в задачах математического моделирования различных сложных систем, в задачах электродинамики, при аппроксимациях. Особую сложность вызывает их проявление на границах определения.

Граничные свойства некоторых сингулярных интегралов в областях с квазиконформной границей рассматривались в работах В.И. Белого и И.В. Гридасовой [1,2]. В данной работе исследуются граничные свойства некоторых аналитических комплексных сплайнов в областях с квазиконформной границей.

В. И. Белым [3] были введены комплексные аналитические сплайны в конечных областях с квазиконформной границей вида:

$$S_{\Delta}(f; z) = -\frac{1}{\pi} \iint_{CG} \frac{s_{\Delta}[y(\zeta)]}{(\zeta - z)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} = -\frac{1}{\pi} \iint_G \frac{s_{\Delta}(\zeta)}{(y(\zeta) - z)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta}, \quad (1)$$

где  $s_{\Delta}(z)$  — комплексный плоский сплайн Опфера и Пури,  $z \in G$ .

Аналогично этим сплайнам, рассмотрим комплексные аналитические сплайны, построенные на основе интегрального представления функций класса  $A(\bar{G})$ , полученного В. И. Белым ([3]), и интерполяционных многочленов Лагранжа.

Напомним процедуру построения сплайнов.

Пусть  $G \subset Q$ , где  $Q = [a, a+N] \times [b, b+N]$  — квадрат со стороной  $N > 0$ ,  $N$  — натуральное число,  $h_N = N/N$ ,  $x_{\ell} = a + \ell h_N$ ;  $y_j = b + j h_N$  ( $\ell, j = 0, 1, \dots, N$ ).

Тогда

$$Q = \bigcup_{\ell, j=0}^{N-1} Q_{\ell, j},$$

где  $Q_{\ell, j} = \{z = x + iy : x \in [x_{\ell}, x_{\ell+1}], y \in [y_j, y_{j+1}]\}$  — элемент разбиения  $Q$  с шагом  $h_N = N/N$ . Такое разбиение обозначим через  $\Delta_N$ , причём будем опускать индекс  $N$  в  $h_N$  и  $\Delta_N$ , если рассматривается фиксированное разбиение. Обозначим через  $G_N$  объединение всех  $Q_{\ell, j}$ , для которых  $Q_{\ell, j} \cap G \neq \emptyset$ .

Построим по сетчатой области  $G_N \cap \bar{G}$  интерполяционный многочлен Лагранжа  $L(z, f, z_1, z_2, z_3, z_4)$  степени не выше 3, который интерполирует функцию  $f = f(z)$  в вершинах  $z_1, z_2, z_3, z_4$  квадратов  $Q_{\ell, j}$ .

Квадрат  $Q_{\ell, j} \subset G_N$  назовём граничным квадратом, если  $Q_{\ell, j} \cap C \bar{G} \neq \emptyset$ . Пересечение граничного квадрата  $Q_{\ell, j}$  с  $\bar{G}$  назовём граничным элементом разбиения.

На граничных элементах разбиения области  $G$  возьмём тот же интерполяционный многочлен Лагранжа, который определён в ближайшей или в одной из ближайших клеток  $Q_{\ell, j} \subset \bar{G}$ .

Определим аналитический сплайн:

$$S_{\Delta}(z) = -\frac{1}{\pi} \iint_{CG} \frac{L_{\Delta}[y(\zeta)]}{(\zeta - z)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} = -\frac{1}{\pi} \iint_G \frac{L_{\Delta}(\zeta)}{(y(\zeta) - z)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta}, \quad (2)$$

где  $L_{\Delta}(\zeta)$  — функция, на каждом элементе разбиения являющаяся интерполяционным многочленом Лагранжа  $L_3(z)$  степени не выше 3, построенным вышеописанным способом.

Аналитичность сплайнов  $S_{\Delta}(f; z)$  вида (1) очевидна ( $G$  — область с квазиконформной границей). Возможность их непрерывного продолжения следует из результата, доказанного В.И. Белым и И.В. Гридасовой [5].

Сразу же применить этот результат к аналитическим сплайнам, определенным формулой (2), нельзя, так как под интегралом в (2) находится, вообще говоря, функция, не являющаяся непрерывной.

Рассмотрим в качестве  $G$  — область, являющуюся объединением конечного числа квадратов со стороной  $h$ . Такую область будем называть клеточной. Она будет квазиконформной. Тогда справедлива следующая теорема.

**ТЕОРЕМА.** Пусть  $G$  — клеточная область,  $0 \in G$ . Тогда в любой точке  $z_0 \in \Gamma = \partial G$  функция  $S_{\Delta}(f; z)$  вида (2) имеет предельные значения по любым некасательным путям, лежащим в области  $G$ .

**ДОКАЗАТЕЛЬСТВО.** Пусть  $z_0 \in \Gamma = \partial G$ ,  $d = \text{diam } \bar{G}$ .  $S_{\Delta}(z) = S_{\Delta}(f; z)$  можно представить в виде:

$$S_{\Delta}(z) = -\frac{1}{\pi} \iint_G \frac{L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)}{(y(\zeta) - z)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} + L_{\Delta}(z_0).$$

Достаточно доказать существование предельных значений по некасательным путям в точке  $z_0$  функции

$$\Psi(z) = -\frac{1}{\pi} \iint_G \frac{L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)}{(y(\zeta) - z)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta}.$$

Покажем, что интеграл  $\Psi(z_0) = -\frac{1}{\pi} \iint_G \frac{L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)}{(y(\zeta) - z_0)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta}$

существует как обычный интеграл Лебега.

Для этого представим  $\Psi(z_0)$  в виде:

$$\begin{aligned} -\frac{1}{\pi} \iint_G \frac{L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)}{(y(\zeta) - z_0)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} &= -\frac{1}{\pi} \iint_{U_{\delta} = \{\zeta: |\zeta| \leq \delta\}} \frac{L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)}{(y(\zeta) - z_0)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} - \\ &- \frac{1}{\pi} \iint_{G \setminus U_{\delta}} \frac{L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)}{(y(\zeta) - z_0)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} =: I_1(z_0) + I_2(z_0), \end{aligned}$$

где  $\delta > 0$  — фиксированная достаточно малая величина. Оценим  $|I_1(z_0)|$ :

$$|I_1(z_0)| = \left| -\frac{1}{\pi} \iint_{y(U_{\delta})} \frac{L_{\Delta}[y(\zeta)] - L_{\Delta}(z_0)}{(\zeta - z_0)^2} y_{\zeta} d\sigma_{\zeta} \right| \leq \iint_{y(U_{\delta})} \frac{d\sigma_{\zeta}}{|\zeta - z_0|^2 \cdot |\zeta|^2} \leq 1. \quad (3)$$

Следовательно,  $|I_1(z_0)| < \infty$ .

Оценим  $|I_2(z_0)|$ : Обозначим  $G_1$  — объединение квадратов, содержащих точку  $z_0$ ,  $G_2 = G \setminus (G_1 \cup U_{\delta})$ .

Тогда

$$\begin{aligned} |I_2(z_0)| &\leq \iint_{G \setminus (U_{\delta})} \frac{|L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)|}{|y(\zeta) - z_0|^2} d\sigma_{\zeta} \leq \iint_{G \setminus U_{\delta}} \frac{|L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)|}{|\zeta - z_0|^2} d\sigma_{\zeta} = \\ &= \iint_{G_1 \setminus U_{\delta}} \frac{|L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)|}{|\zeta - z_0|^2} d\sigma_{\zeta} + \iint_{G_2} \frac{|L_{\Delta}(\zeta) - L_{\Delta}(z_0)|}{|\zeta - z_0|^2} d\sigma_{\zeta}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для каждой точки  $\zeta \in G_1 \setminus U_\delta$  выполняется неравенство

$$|L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)| \leq |\zeta - z_0|. \quad (5)$$

Так как при всех  $\zeta \in G_2$  имеет место неравенство  $|\zeta - z_0| \geq Ah$  (где  $0 < A \leq 1$ ), то

$$|L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)| \leq \omega(|\zeta - z_0|), \quad (6)$$

где  $\omega = \omega(t)$  – модуль непрерывности функции  $f(z)$ .

Применяя оценки (5) и (6), из (4) получаем:

$$|I_2(z_0)| \leq \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{h\sqrt{2}} \frac{tdt}{t} + \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{Ah}^{2d} \frac{\omega(t)dt}{t} \leq 1 \quad (7)$$

Из (3) и (7) следует, что  $|\Psi(z_0)| < \infty$ . Тем самым показано, что интеграл  $\Psi(z_0)$  существует как обычный интеграл Лебега.

Покажем теперь, что  $\Psi(z) \rightarrow \Psi(z_0)$  при  $z \rightarrow z_0$  по всем некасательным путям в области  $G$ .

Пусть  $z$  принадлежит некоторому некасательному пути, оканчивающемуся в точке  $z_0$ ,  $|z - z_0| = \varepsilon < h$ . Не ограничивая общности, считаем, что  $z_0$  – вершина квадрата. Прежде чем оценивать  $|\Psi(z) - \Psi(z_0)|$ , представим разность  $\Psi(z) - \Psi(z_0)$  в виде:

$$\begin{aligned} \Psi(z) - \Psi(z_0) = & -\frac{1}{\pi} \left\{ \iint_{G_\varepsilon} \frac{L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)}{(y(\zeta) - z)^2} y_\zeta d\sigma_\zeta + \iint_{G_\varepsilon} \frac{L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)}{(y(\zeta) - z_0)^2} y_\zeta d\sigma_\zeta + \right. \\ & + \iint_{G \setminus (G_\varepsilon \cup U_\delta)} \frac{[L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)](z - z_0)(2y(\zeta) - z - z_0)}{(y(\zeta) - z)^2 (y(\zeta) - z_0)^2} y_\zeta d\sigma_\zeta + \\ & \left. + \iint_{U_\delta} \frac{[L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)](z - z_0)(2y(\zeta) - z - z_0)}{(y(\zeta) - z)^2 (y(\zeta) - z_0)^2} y_\zeta d\sigma_\zeta \right\} =: I_1 + I_2 + I_3 + I_4, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $G_\varepsilon = \{\zeta \in G : |\zeta - z_0| \leq \varepsilon\}$ .

Оценим  $|I_1|$ :

$$|I_1| \leq \iint_{G_\varepsilon} \frac{|\zeta - z_0|}{|y(\zeta) - z|^2} d\sigma_\zeta \leq \int_0^\varepsilon \frac{rdr}{r} = \varepsilon \rightarrow 0 \text{ при } \varepsilon \rightarrow 0. \quad (9)$$

Оценим  $|I_2|$ , применяя неравенство

$$|y(\zeta) - z| \geq |y(\zeta) - z_0|: \quad (10)$$

$$|I_2| \leq \iint_{G_\varepsilon} \frac{|\zeta - z_0|}{|y(\zeta) - z|^2} d\sigma_\zeta \leq \varepsilon \rightarrow 0 \text{ при } \varepsilon \rightarrow 0, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} |I_3| = & \varepsilon \iint_{G \setminus (G_\varepsilon \cup U_\delta)} \frac{|L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)|}{|y(\zeta) - z| \cdot |y(\zeta) - z_0|^2} d\sigma_\zeta + \\ & + \iint_{G \setminus (G_\varepsilon \cup U_\delta)} \frac{|L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)|}{|y(\zeta) - z|^2 \cdot |y(\zeta) - z_0|} d\sigma_\zeta =: |I'_3| + |I''_3|. \end{aligned}$$

Применяя неравенства (5), (6), (10) и учитывая, что  $\ln \frac{1}{x} = o\left(\frac{1}{x^{\delta_0}}\right)$ , где  $\delta_0$  – достаточно малое

фиксированное число, имеем:

$$\begin{aligned}
|I_3| &= \varepsilon \iint_{G \setminus (G_\varepsilon \cup U_\delta)} \frac{|L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)|}{|y(\zeta) - z| \cdot |y(\zeta) - z_0|^2} d\sigma_\zeta = \varepsilon \iint_{G_1 \setminus (G_\varepsilon \cup U_\delta)} ibid + \iint_{G_2} ibid \leq \\
&\leq \varepsilon \iint_{G_1 \setminus (G_\varepsilon \cup U_\delta)} \frac{|\zeta - z_0|}{|\zeta - z_0|^3} d\sigma_\zeta + \varepsilon \iint_{G_2} \frac{\omega(|\zeta - z_0|)}{|\zeta - z_0|^3} d\sigma_\zeta \leq \varepsilon \int_0^{2\pi} d\varphi \int_\varepsilon^{\frac{h\sqrt{2}}{r^2}} r dr + \\
&+ \varepsilon \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{Ah}^{2d} \frac{\omega(r)}{r^2} dr \leq \varepsilon \cdot \ln \frac{h\sqrt{2}}{\varepsilon} + \varepsilon \frac{\omega(2d)}{h} \leq \varepsilon \cdot \frac{1}{\varepsilon^{\delta_0}} + \varepsilon \leq \varepsilon^{1-\delta_0} \rightarrow 0 \text{ при } \varepsilon \rightarrow 0.
\end{aligned}$$

Аналогично показывается, что  $|I_3''| \leq \varepsilon^{1-\delta_0} \rightarrow 0$  при  $\varepsilon \rightarrow 0$ .

Следовательно,  $|I_3| \leq \varepsilon^{1-\delta_0} \rightarrow 0$  при  $\varepsilon \rightarrow 0$ . (12)

Оценим  $|I_4|$ , представляя  $I_4$  в виде

$$\begin{aligned}
I_4 &= -\frac{z - z_0}{\pi} \iint_{U_\delta} \frac{[L_\Delta(\zeta) - L_\Delta(z_0)] \cdot [2y(\zeta) - z - z_0]}{(y(\zeta) - z)^2 \cdot (y(\zeta) - z_0)^2} y_\zeta d\sigma_\zeta = \\
&= -\frac{z - z_0}{\pi} \iint_{y(U_\delta)} \frac{[L_\Delta(y(\zeta)) - L_\Delta(z_0)] \cdot [2\zeta - z - z_0]}{(\zeta - z)^2 (\zeta - z_0)^2} y_\zeta d\sigma_\zeta.
\end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned}
|I_4| &\leq \varepsilon \iint_{y(U_\delta)} \frac{|L_\Delta[y(\zeta)] - L_\Delta(z_0)|}{|\zeta - z| \cdot |\zeta - z_0|^2 \cdot |\zeta|^2} d\sigma_\zeta + \\
&+ \varepsilon \iint_{y(U_\delta)} \frac{|L_\Delta[y(\zeta)] - L_\Delta(z_0)|}{|\zeta - z|^2 \cdot |\zeta - z_0| \cdot |\zeta|^2} d\sigma_\zeta \leq \varepsilon \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{\frac{r}{t^4}}^{\infty} \frac{dt}{r t^4} + \varepsilon \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{\frac{r}{t^4}}^{\infty} \frac{dt}{r t^4} \leq \varepsilon \rightarrow 0
\end{aligned} \quad (13)$$

при  $\varepsilon \rightarrow 0$ , где  $r = \rho(\Gamma, y(U_\delta))$ .

Собирая (8), (9), (11)–(13), получаем  $|\Psi(z) - \Psi(z_0)| \rightarrow 0$  при  $|z - z_0| \rightarrow 0$  по всем некасательным путям, лежащим в  $G$  и оканчивающимся в точке  $z_0$ .

**Следствие.** Функция  $S_\Delta(f; z)$  непрерывна вплоть до границы области  $G$ , то есть имеет определенные предельные значения при приближении точки  $z \in G$  к точке  $z_0 \in \Gamma$  изнутри области по любому пути.

**Список литературы:** 1. Белый В.И., Гридасова И.В. Исследование граничных свойств одного интегрального преобразования // Теория отображений и приближение функций. К.: Наук. думка, 1983. С.20–29. 2. Белый В.И., Гридасова И.В. Некоторые сингулярные интегралы с квазиконформной границей // Матем. заметки. 1985. 37, № 4. С. 497–506. 3. Belyi V.I. On analytic splines in regions with a quasiconformal boundary. // International Conference on constructive theory of functions, Golden Sands (Varna), May 27–June 2–1984. P.6. 4. Белый В.И. Конформные отображения и приближение функций в областях с квазиконформной границей // Матем. сб. 1977. 102 (144). №3. С. 331–361. 5. Белый В.И., Стрелковская И.В. Приближение функций плоскими аналитическими комплексными сплайнами // Докл. АН УССР. Сер. А–1987. №11. С.5–8.

Украинская государственная академия связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН

### Введение

Для измерений диаграмм направленности (ДН) антенн наиболее часто используется метод вращающейся антенны [1]. Установка, реализующая этот метод, обычно состоит из двух основных блоков – передающего и приемного. Первый включает в себя ВЧ-передатчик и передающую антенну, а второй – приемную антенну, приемник и регистрирующее устройство (РУ). Исследуемая антенна (приемная или передающая) размещается на опорно-поворотном устройстве (ОПУ). Регистрирующее устройство может быть аналоговым (например, двухкоординатный самозаписывающий прибор) или цифровым (универсальная или специальная ЭВМ). Установки с аналоговыми РУ не всегда обеспечивают необходимую точность измерений, а полученные результаты трудно использовать для дальнейшей обработки. Автоматизированные установки с цифровыми РУ избавлены от перечисленных недостатков, однако они, как правило, весьма дороги, поскольку требуют наличия специальной дополнительной аппаратуры: аналого-цифровых преобразователей (АЦП), оцифровывающих сигнал приемника, устройств сопряжения с ЭВМ и др. Поэтому такие установки используются в основном на специализированных предприятиях, занимающихся разработкой антенн и их промышленным производством.

Ниже описана разработанная авторами установка для измерения диаграмм направленности антенн, реализующая упомянутый метод, в которой в качестве РУ используется персональный компьютер. Показано, что применение современных персональных компьютеров позволяет в максимальной степени реализовать достоинства цифровой регистрации сигнала при существенном упрощении измерительной установки. Особое внимание уделено применению мультимедийных средств и приложений WINDOWS для записи и обработки результатов измерений.

### Описание установки

Структурная схема измерительной установки мало отличается от традиционной [1]. Главная ее особенность состоит в том, что в ней в качестве РУ используется IBM-совместимый персональный компьютер со встроенной звуковой картой. Установка работает следующим образом. Передатчик генерирует высокочастотные колебания с частотой  $f_0$ , модулированные по амплитуде однотонным колебанием звуковой частоты  $F_M$ . Они поступают на передающую антенну (зонд) и излучаются ею. Исследуемая (приемная) антенна, удаленная на расстояние  $R$  от зонда ( $R$  – расстояние, удовлетворяющее требованию дальней зоны), принимает эти колебания. Принятый антенной сигнал поступает на приемник, где детектируется, усиливается и фильтруется узкополосным фильтром. С выхода приемника снимается низкочастотный сигнал с несущей частотой  $F_M$  и подается на линейный вход звуковой карты компьютера.

Во время измерений размещенная на ОПУ исследуемая антенна равномерно вращается с угловой скоростью  $\Omega_r = 2\pi/T_r$ , где  $T_r$  – период одного оборота ОПУ. При этом угол поворота антенны  $\theta = \Omega_r t$  относительно направления приема изменяется прямо пропорционально времени  $t$  от начала отсчета. Сигнал на входе звуковой карты можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A \cdot f(\Omega_r t) \cdot \sin(2\pi F_M t - \varphi_0) + n(t) + N(t), \quad (1)$$

где  $A$  и  $\varphi_0$  – амплитуда и начальная фаза звукового сигнала соответственно;  $n(t)$  – внутренний шум приемника;  $N(t)$  – внешняя помеха (чаще всего обусловленная переотражениями электромагнитных волн от элементов измерительной установки);  $f(\Omega_r t)$  – медленно меняющаяся (по сравнению с частотой  $F_M$ ) функция, пропорциональная амплитудной ДН антенны  $F(\theta)$  (ДН по полю), если в приемнике используется линейный детектор, или ДН антенны  $F^2(\theta)$  по мощности в случае квадратичного детектирования.

## Аналого-цифровое преобразование сигнала

Применение в качестве АЦП звуковой карты компьютера дает возможность использовать стандартные приложения WINDOWS для записи сигнала на магнитные носители в виде звукового файла. При этом автоматически решается проблема сопряжения аналогового выхода усилителя с компьютером.

Наиболее простым форматом звукового файла является PCM Waveform Data Format, который позволяет преобразовывать аналоговый сигнал в дискретный сигнал с импульсно-кодовой модуляцией. Частота дискретизации  $f_{seq}$  в приложениях WINDOWS может быть выбрана пользователем из следующего ряда: 8; 11,025; 22,05 и 44,1 кГц. Амплитуды импульсов представляются бинарными числами в 8- или 16-битном формате. В первом случае каждая выборка представлена однобайтным целым числом без знака с минимальным значением 0, максимальным – 255 (0xFF), средним – 128 (0x80). Для 16-битных данных каждая выборка представлена двухбайтным числом со знаком, диапазон изменения которого ограничивается значениями: от -32768 (0x8000) до 32767 (0x7FFF) со средней точкой 0.

Запись сигнала можно производить с помощью программ, предназначенных для редактирования звуковых файлов. Наиболее доступной из них является программа Sndrec32 ("Звукозапись"), которая обычно входит в состав стандартных WINDOWS-приложений. Перед ее использованием следует установить требуемые атрибуты звукового файла: частоту дискретизации  $f_{seq}$ , формат представления чисел (8 или 16 бит) и режим записи ("моно" или "стерео"). Максимальная длительность записи в режиме "моно" составляет 60 сек, что позволяет записать полную ДН антенны при скорости вращения стола ОПУ  $\Omega_r \geq 1$  об/мин. Если такая длительность записи оказывается недостаточной для проведения эксперимента, можно воспользоваться другими музыкальными редакторами (например, Sound Forge 5.x), в которых отсутствуют эти ограничения.

## Обработка результатов эксперимента

Результатом измерения ДН антенны является сохраненный на магнитном носителе Wave-файл, в котором записан сигнал звуковой частоты  $s(t)$  с шагом  $\Delta t = 1/f_{seq}$  в виде последовательности двоичных чисел  $S_n$ . Из этой последовательности необходимо выделить огибающую полезного сигнала  $s(t)$ , представленную в выражении (1) функцией  $f(\Omega_r, t)$ . Один из возможных методов достижения поставленной цели может быть основан на алгоритме поиска локальных максимумов в последовательности  $S_n$  с дальнейшим их упорядочением. Однако, несмотря на кажущую простоту данного метода, он сопряжен со значительными вычислительными затратами и является недостаточно точным из-за ошибок дискретизации исходной функции, а также из-за высокой его чувствительности к шумам. Более точное и экономное решение поставленной задачи могут обеспечить алгоритмы, основанные на поиске функции  $f(\Omega_r, t)$  в виде временной зависимости амплитуды основной спектральной составляющей (с частотой  $F_M$ ) сигнала  $s(t)$ . В таком подходе может применяться широкий набор достаточно хорошо разработанных методов спектрального оценивания, как классических, так и параметрических [2]. При выборе метода следует учитывать особенности решаемой здесь задачи, которые сводятся к следующему:

а) обработке подлежит сигнал на выходе измерительной системы, где всегда можно обеспечить приемлемое отношение сигнал/шум и получить достаточно большой объем данных;

б) почти вся мощность сигнала в анализируемой выборке сосредоточена в узкой полосе, вблизи частоты  $F_M$ , и именно для этой частоты должна быть обеспечена высокая точность оценки ее спектральной плотности мощности (СПМ).

Условиям поставленной задачи, на наш взгляд, вполне отвечают классические методы спектрального оценивания, использующие спектральные окна с малым уровнем боковых лепестков, которые, может быть, являются не вполне оптимальными с точки зрения вычислительных затрат, зато позволяют получить наиболее точные и наиболее робастные спектральные оценки [2].

Приведем краткий перечень основных операций данного алгоритма:

1. Построение сетки углов  $\theta_k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ), на которой необходимо восстановить измеренную ДН антенны, и определение соответствующих ей узловых точек  $n_k$  в последовательности  $S_n$ .

2. Выделение выборок  $S_n^{(k)} \in S_n$  вблизи узловых точек  $n_k$ ,  
 $S_n^{(k)} = \{S_{n_k-v}, S_{n_k-v+1}, \dots, S_{n_k+v}\}$ , где  $V = 2v + 1$  - объем выборки.

3. Определение амплитуды  $a_k$  (или СПМ) основной спектральной составляющей для каждой из выделенных выборок  $S_n^{(k)}$ .

4. Запись найденных значений  $a_k$  в виде новой последовательности  $A_K$ , длина которой равна числу выборок.

5. Сглаживание последовательности  $A_K \rightarrow \bar{A}_K$  с целью устранения в ней "высокочастотных" флуктуаций, вызванных погрешностями измерений и неточностями алгоритмов спектрального оценивания.

6. Нормирование сглаженной последовательности относительно ее максимального значения и формирование измеренной ДН в виде дискретизированной функциональной зависимости  $F(\theta_k) = \bar{a}_k / \bar{a}_{\max}$ .

В таблице приведен простой пример реализации данного алгоритма в виде  $m$ -файла для современной системы компьютерной математики MATLAB 5.x, в состав которой входит мощный пакет программ для обработки сигналов Signal Processing Toolbox [3]. Кроме того, система MATLAB 5.x удобна еще и тем, что позволяет создавать удобный интерфейс для ввода и вывода данных, а подлежащие обработке результаты измерений вводить непосредственно из звукового файла. В данном примере исходные данные, описывающие режим измерений, задаются простыми операторами присваивания, что сделано специально для сокращения текста программы. Для оценки спектральной плотности мощности анализируемых выборок здесь применен периодограммный метод Уэлча [2], использующий спектральные окна Ханнинга, который показал достаточно высокую точность и хорошую устойчивость. Экспериментальные ДН строятся в прямоугольной и полярной системах координат и выводятся в графические окна, а в цифровом виде могут быть сохранены на магнитном диске в виде файлов.

Таблица 1

| %                         | MATLAB 5.x                                 | Программа "AP_Proc"                           |
|---------------------------|--------------------------------------------|-----------------------------------------------|
| %                         | ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ ДН АНТЕННЫ |                                               |
|                           |                                            | % исходные данные:                            |
| Gamma = 2.53;             |                                            | % скорость вращения стола ОПУ, об/мин         |
| FM = 1000;                |                                            | % частота НЧ сигнала, Гц                      |
| Fseq = 22050;             |                                            | % формат записи звукового файла, Гц           |
| Step = 0.5;               |                                            | % шаг отсчета ДН по углу, град.               |
| V = 256;                  |                                            | % объем выборки чисел для БПФ                 |
| S=wavread('9_51ghz.wav'); |                                            | % чтение данных из звукового файла 'data.wav' |
|                           | % вычисление вспомогательных констант:     |                                               |
| N=length(S);              |                                            | % длина последовательности S                  |
| N1G=fix(Fseq/(6*Gamma));  |                                            | % кол-во отсчетов на 1 градус поворота ПУ     |
| N1step=N1G*Step;          |                                            | % кол-во отсчетов на 1 шаг ДН                 |
| Ngrad=floor(N/N1step)+1;  |                                            | % кол-во точек на ДН                          |
| for k=1:Ngrad             |                                            | % вычисление сетки углов                      |
| t(k)=0;                   |                                            |                                               |
| end                       |                                            |                                               |
| nt=fix(360.0/Step)+1;     |                                            |                                               |
| if nt>Ngrad               |                                            |                                               |
| nt=Ngrad;                 |                                            |                                               |
| end                       |                                            |                                               |
| V2=V/2;                   |                                            |                                               |
| for k=1:Ngrad             |                                            | % разбиение последовательности на выборки     |
| m1=(k-1)*N1step-V2;       |                                            |                                               |
| if m1<1                   |                                            |                                               |

```

m1=1;
m2=m1+V2;
end
m2=m1+1+V;
if m2>N
    m2=m1+V2;
end
x=S(m1:m2); % выделение выборки
y=pwelch(x); % вычисление СПМ по Уэлчу
n1=fix(0.5*V*FM/Fseq); % выделение основной гармоники
n2=fix(1.5*V*FM/Fseq);
q=max(abs(y(n1:n2)));
A(k)=q; % заполнение массива ДН
end
A=sqrt(A); % переход от СПМ к амплитудному спектру
[qmax,Imax]=max(A); % отыскание максимального значения ДН
A=sqrt(A/qmax); % нормировка ДН и компенс. квадр. хар-ки
% детектора
for k=1:Ngrad % перенос max ДН в начало координат
    q=(k-Imax)*Step;
    t(k)=q;
end
figure(1) % построение графика ДН
plot(t,A(1:Ngrad)).grid; % в декартовых координатах
% Расчет ДН в полярных координатах
for k=1:nt
    if t(k)>=0
        f(k)=t(k);
    else
        f(k)=t(k)+360;
    end
end
f=f*pi/180;
r=A(1:nt);
figure(2) % построение графика ДН
polar(f,r); % в полярных координатах
% Конец программы

```

### Погрешности алгоритма спектрального оценивания

Рассмотрим погрешности восстановления измеренной ДН, обусловленные принятым методом обработки сигнала (1) на выходе антенны. Для упрощения задачи сделаем следующие предположения:

а) функция  $f(\Omega_r t)$  мало изменяется за время  $T$ , равное длительности выборки сигнала  $s(t)$ , и ее можно достаточно точно представить вблизи  $\theta_k$  двумя членами степенного ряда

$$f(\Omega_r t) \approx f(\theta_k) + \Omega_r f'(\theta_k)(t - t_k),$$

где  $\theta_k = \Omega_r t_k$  – угол, в направлении которого оценивается исследуемая ДН.

б) шумы  $n(t)$  и помехи  $N(t)$  в измерительной системе пренебрежимо малы.

В этом случае анализируемый сигнал (1) можно записать в виде:

$$s(t) = [f(\theta_k) + \Omega_r t f'(\theta_k)] \cos \omega t, \quad (-T/2 < t \leq T/2), \quad (2)$$

где  $\omega = 2\pi F_M = 2\pi/T_M$ ,  $\omega$  и  $T_M$  – циклическая частота и период колебания сигнала модуляции соответственно (рис. 1).

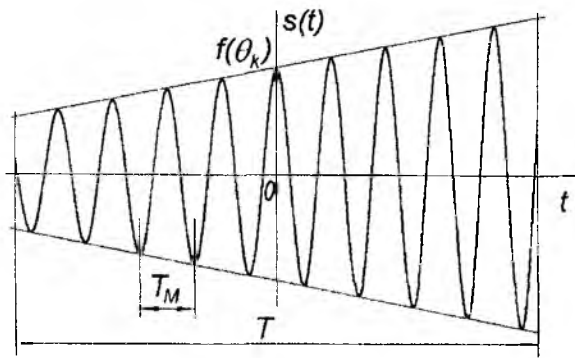


Рис. 1

Кроме того, при переходе от (1) к (2) принято, что  $A = 1$ ,  $\varphi_0 = -\pi/2$ , а начало отсчета времени сдвинуто в точку  $t_k$ .

Продолжим данное колебание периодически на всю временную ось, представим его комплексным рядом Фурье

Продолжим данное колебание периодически на всю временную ось, представим его комплексным рядом Фурье

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\Omega t}$$

и найдем амплитуду  $n$ -й гармоники:

$$\begin{aligned} c_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jn\Omega t} dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (f(\theta_k) \cos \omega t + \Omega_r f'(\theta_k) t \cos \omega t) e^{-jn\Omega t} dt = \\ &= f(\theta_k) c_{n1} + f'(\theta_k) c_{n2} = c_{n1} \left[ f(\theta_k) + f'(\theta_k) \frac{c_{n2}}{c_{n1}} \right], \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\Omega = 2\pi/T$ .

Выполняя интегрирование в (3), находим:

$$c_{n1} = \frac{1}{2} [S(n-p) + S(n+p)]; \quad c_{n2} = j \frac{\pi T}{2T_r} \left[ C(n-p) - \frac{S(n-p)}{\pi(n-p)} + C(n+p) - \frac{S(n+p)}{\pi(n+p)} \right]. \quad (4)$$

Здесь  $S(\alpha) = \frac{\sin \pi \alpha}{\pi \alpha}$ ,  $C(\alpha) = \frac{\cos \pi \alpha}{\pi \alpha}$ .

В приведенных соотношениях  $p = \omega/\Omega = T/T_M$  - число периодов  $T_M$  модулирующего колебания, которые укладываются на интервале выборки  $T$ .

Как следует из (3) коэффициенты разложения  $c_n$  сигнала  $s(t)$  в ряд Фурье в точке  $t_k$  пропорциональны значению ДН в направлении  $\theta_k$  и отличаются от ДН вторым слагаемым. Заменяя величину  $f(\theta_k)$  рассчитанным по выборке  $S_n^{(k)}$  значением модуля  $c_n$  мы допускаем ошибку, зависящую от соотношения между  $f(\theta_k)$  и  $f'(\theta_k) \frac{c_{n2}}{c_{n1}}$ . Отметим, что допускаемая при этом погрешность

определения ДН в направлении  $\theta_k$  зависит от крутизны исследуемой ДН в этом направлении и от отношении времени выборки  $T$  к периоду вращения ОПУ  $T_r$ .

Полагая, что в максимуме ДН равна единице, абсолютная ошибка определения нормированной ДН не превышает величины

$$\delta f(\theta_k) \leq f'(\theta_k) \left| \frac{c_{n2}}{c_{n1}} \right|. \quad (5)$$

Положим сначала для простоты, что  $p$  - целое число, и рассмотрим коэффициент  $c_n$ , соответствующий основной частоте спектра ( $n = p$ ). В этом случае

$$\delta f(\theta_k) \leq f'(\theta_k) \frac{T}{2pT_r} \quad (5a)$$

Иногда бывает трудно так выбрать длительность выборки  $T$ , чтобы она была кратной периоду модулирующего колебания  $T_M$ . В этом случае коэффициент  $p$  окажется не целым и будет отличаться от

номера основной гармоники на величину  $\alpha = n - p$ , причем  $|\alpha| \leq 0,5$ . При  $\pi\alpha \ll 1$  соотношение (5) упрощается и принимает вид:

$$\delta f(\theta_k) \leq f'(\theta_k) \frac{T}{T_r} \left| \pi\alpha + \frac{1}{2p + \alpha} \right|. \quad (56)$$

Зная крутизну нормированной ДН по соотношению (5а), можно выбрать такие условия измерений, при которых ошибка  $\delta f(\theta_k)$  будет достаточно малой по сравнению с  $f(\theta_k)$  для любых  $\theta_k$ .

### Численное моделирование процесса измерений

В качестве примера рассмотрим ошибки восстановления ДН по мощности синфазной равномерно возбужденной линейной антенны длиной  $L$ . В этом случае

$$f(\theta) = F^2(\theta) = \left( \frac{\sin \psi}{\psi} \right)^2, \quad \psi = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta, \quad \theta = \Omega_r t = \frac{2\pi\gamma_r}{60} t, \quad (6)$$

где  $\lambda$  – длина волны,  $\gamma_r$  – угловая скорость вращения антенны [об/мин].

Первая производная функции  $f(\theta)$  определяется выражением:

$$\frac{df}{d\theta} = \frac{2\pi L}{\lambda} \frac{\sin \psi}{\psi^2} \left( \cos \psi - \frac{\sin \psi}{\psi} \right) \cos \theta.$$

Нетрудно убедиться, что максимальные по модулю значения производной ДН  $dF^2(\psi)/d\psi$  находятся на скатах главного лепестка ДН ( $\theta_{\max} = \pm \arcsin(0,415\lambda/L)$ ,  $\psi_{\max} \approx \pm 1,30$ ) и численно равны

$$\left. \frac{dF^2(\psi)}{d\psi} \right|_{\psi_{\max}} = 0,540, \quad \left. \frac{dF^2(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta_{\max}} = 1,70 \frac{L}{\lambda} \quad \text{и} \quad \left. \frac{dF^2(t)}{dt} \right|_{\theta_{\max}} = 0,178 \frac{\gamma_r L}{\lambda}.$$

Оценим ошибки приведенного алгоритма на примере восстановления тестовой диаграммы направленности  $F_0^2(\theta) = (\sin \psi / \psi)^2$ , где  $\psi = 5\pi \sin \theta$  ( $L = 5\lambda$ ), по дискретизированной последовательности вида

$$S_n = \left( \frac{\sin[5\pi \sin(\Omega_r \cdot \Delta t \cdot n - 0,5\pi)]}{5\pi \sin(\Omega_r \cdot \Delta t \cdot n - 0,5\pi)} \right)^2 \cos(2\pi F_M \cdot \Delta t \cdot n), \quad n = 0, 1, \dots, N,$$

где  $\Delta t = 1/f_{seq}$ ,  $\gamma_r = 2,53$  об/мин,  $F_M = 10^3$  Гц,  $f_{seq} = 22,05 \cdot 10^3$  Гц.

Пользуясь соотношениями (5), оценим величину прогнозируемой ошибки восстановления ДН. Полагая, что длина выборки равна  $V = 257$ , найдем необходимый для расчета коэффициент  $p = VF_M / f_{seq} = 11,625$ , откуда  $n = 12$ , а  $\alpha = 0,375$ . Максимум модуля производной ДН данной антенны по мощности находится в точках  $\theta_{\max} = \pm 4,76^\circ$  и равен  $f'(\theta_{\max}) = 8,5$ . Подставляя эти величины в (56), находим  $\delta f(\theta_{\max}) \leq 0,0051$ .

На рис. 2,а показаны графики угловой зависимости функции прогнозируемой ошибки  $\delta f(\theta)$ , рассчитанной по формулам (4)-(5), а на рис. 2,б приведен график фактической ошибки  $\delta f(\theta)$ , определенной как разность между восстановленной  $\tilde{F}^2(\theta)$  и исходной  $F_0^2(\theta)$  ДН:  $\delta f(\theta) = \tilde{F}^2(\theta) - F_0^2(\theta)$ .

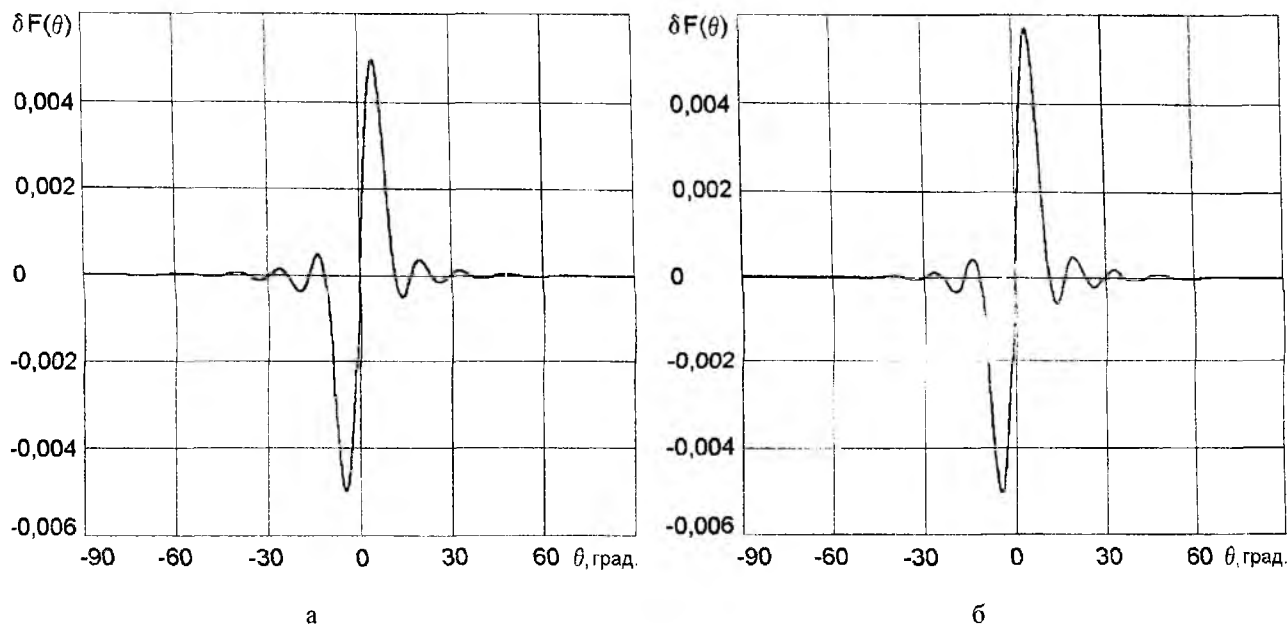


Рис. 2

Сравнение этих графиков свидетельствует о том, что сделанные нами оценки дают верное представление о величине максимальной погрешности восстановления ДН и ее угловой зависимости. Действительно, наибольшая по модулю ошибка восстановления ДН приходится на самые крутые участки спада ее главного лепестка ( $\theta_{01}^* = \pm 4,76^\circ$ ), а ее величина не превышает 0,6 %, что соответствует ошибке определения ДН в 0,025 дБ. В области боковых лепестков  $\delta f(\theta)$  составляет всего сотые доли процента от значения ДН в максимуме. Приведенный анализ показывает, что ошибки предлагаемого алгоритма обработки ничтожно малы по сравнению с аппаратными погрешностями, вызванными от разного рода переотражениями электромагнитных волн в измерительной системе, даже если измерения проводятся в безэховой камере.

### Результаты эксперимента

Изложенные принципы легли в основу разработки лабораторной установки для измерения ДН антенн. В качестве передающего блока использовался стандартный измерительный генератор сантиметрового диапазона волн со встроенным амплитудным модулятором ( $F_M = 1$  КГц) и с подключенной к его выходу рупорной антенной. Приемник состоял из волноводной детекторной секции, подключаемой непосредственно к выходу исследуемой антенны и селективного измерительного усилителя. Коэффициент усиления последнего устанавливался таким, чтобы амплитуда напряжения сигнала в максимуме ДН не превышала предельно допустимой величины для неискаженного преобразования его звуковой картой компьютера (обычно эта величина близка к 1,5 В). В качестве ПУ использовался персональный компьютер Pentium-200 MMX со встроенной звуковой картой ESS-1868 и установленной операционной системой WINDOWS 98. Запись сигнала осуществлялась помощью программы "Звукозапись" со следующими атрибутами звукового файла: "22,05 КГц, 16 бит, моно".

Поворотное устройство приводилось во вращение электродвигателем с редуктором, скорость вращения выходного вала привода ОПУ составляла  $\Omega_r = 2,53$  об/мин. Привод снабжен механическим демпфирующим устройством, сглаживающим колебательные движения, что обеспечивает высокую стабильность скорости вращения. Кроме того, для повышения равномерности вращения поворотного стола напряжение на его приводной электродвигатель подавалось от стабилизированного источника питания.

На рис. 3 показана измеренная на частоте 9,5 ГГц ДН рупорной антенны с круглой апертурой диаметром 40 мм, которая используется в качестве облучателя параболической антенны для индивидуального приема спутникового телевидения. Измерения выполнялись в условиях лаборатории, поэтому на результаты измерений повлияли отражения от стен и окружающих предметов ( $N(t) \neq 0$ ),

которые привели к появлению небольшой асимметрии ДН и некоторому повышению уровня заднего и бокового излучения.

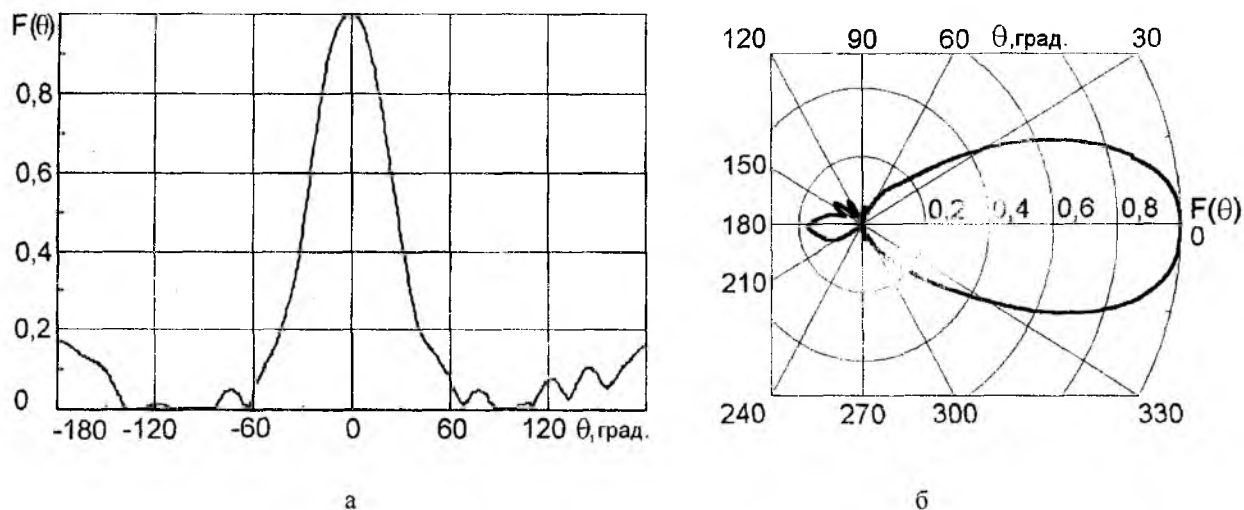


Рис. 3

### Дополнительные замечания

Идея применения современных персональных компьютеров для исследования характеристик антенн изложена здесь в достаточно общем виде. Некоторые вопросы, выходящие за рамки настоящей статьи, нами опущены. К ним относятся, в частности, вопросы точной угловой привязки результатов измерений к выбранной системе координат, для чего должна быть обеспечена дополнительная связь между ОПУ и компьютером для фиксации начала записи последовательности  $S_n$ . Не рассмотрены также широкие возможности использования компьютера в качестве управляющего устройства, позволяющие автоматизировать процесс измерений.

При обработке результатов измерений характеристика детектора полагалась квадратичной или линейной. Очевидно, что не составляет проблемы учет реальной характеристики детектора и повышение на этой основе точности измерений ДН.

Наконец, укажем на очевидную зависимость точности измерений ДН от выбранных соотношений между  $N$ ,  $F_M$ ,  $F_{seq}$ ,  $V$  и  $\Omega_r$ . Разумным выбором величины  $V$  на основе анализа соотношений между частотой модуляции  $F_M$ , частотой дискретизации  $F_{seq}$ , интервалом времени, приходящимся на обработку характерного фрагмента ДН (который пропорционален значению  $V$ ) можно достичь минимальной величины ошибки измерений ДН.

### Заключение

Как показали многочисленные измерения характеристик направленности различных антенн, описанная здесь установка в совокупности с разработанным программным обеспечением является эффективным инструментом для исследования и экспериментальной настройки антенн. Применение персонального компьютера в качестве регистрирующего устройства позволяет существенно упростить запись и обработку результатов измерений, а также представить их в удобном для пользователя цифровом или графическом виде.

Авторы признательны профессору Леховицкому Д.И. за полезное обсуждение ряда вопросов статьи.

**Список литературы:** 1. Фрадин Ф.З., Рыжков Е.В. Измерения параметров антенно-фидерных устройств. – М.: Связь, 1972. 385 с. 2. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с. 3. Рудаков П.И., Сафонов И.В. Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x / Под общ. ред. В.Г. Потемкина. М.: ДИАЛОГ МИФИ, 2000. – 416 с.

## АНАЛИЗ ПОТЕРЬ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В УСЛОВИЯХ ПОГРЕШНОСТИ ВЕКТОРА ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

### Введение

Среди методов помехозащиты приема сигналов пространственно-временная обработка сигналов (ПВОС) и использование адаптивных антенных решеток (ААР) являются одними из наиболее эффективных. ПВОС и ААР в настоящее время остаются предметом интенсивных исследований, т.к. позволяют на десятки децибел [1,2,3] повысить эффективность приема полезных сигналов при наличии сосредоточенных по спектру помех. Основная причина пристального внимания к ААР заключается в способности таких систем без априорной информации о помеховой обстановке автоматически подавлять помехи на входе решающей схемы, улучшая тем самым качество приема полезного сигнала. Этим методам посвящено много работ отечественных, а также зарубежных ученых: Пистолькорс, Ширмана, Тихонова, Уидроу, Монзинго и др.

Данные работы направлены, в основном, на исследование линейных алгоритмов. Реальные же условия применения алгоритмов ПВОС не всегда удовлетворяют предположению линейности. В частности, при технической реализации ААР речь может идти только о “малости” тех или иных нелинейных ограничений, но ни в коем случае об их отсутствии. Попытаемся проанализировать влияние указанных ограничений на эффективность ПВОС.

### Основная часть

Алгоритмы ПВОС можно трактовать как решение задач условной оптимизации с целевой функцией (ЦФ) вида [4]

$$\Phi(\vec{W}, \vec{X}) = \vec{W}^T R_{xx} \vec{W}, \quad (1)$$

где  $\vec{W}$  - вектор весовых коэффициентов (ВВК),  $R_{xx}$  - корреляционная матрица вектора входных воздействий аддитивной смеси сигналов, помех и шума  $\vec{X} = \vec{X}_c + \vec{X}_n + \vec{X}_m$ .

Целевая функция (1) выпукла [4] и потенциальная эффективность ПВОС определяется только текущей сигнально-помеховой обстановкой (СПО). Однако известны ситуации, при которых свойства ЦФ вида (1) изменяются, в частности, не выполняется гипотеза выпуклости. Указанные ситуации могут быть непосредственно связаны с различными нелинейностями.

Для анализа потенциальной эффективности алгоритмов ПВОС можно рассмотреть три наиболее характерных типа нелинейностей: нелинейность локализована в ВВК; нелинейность локализована в векторе входных сигналов; вектор входных сигналов и ВВК нелинейны.

Ранние исследования влияния нелинейности, локализованной в ВВК, приведенные в [4], показывают, что данный случай при реальных ограничениях не существенно влияет на эффективность алгоритмов ПВОС. Однако в данной работе не исследована нелинейность типа гистерезис.

Рассмотрим более подробно этот наиболее характерный тип нелинейности, ибо в самих алгоритмах управления ААР проявляются характерные для систем типа Уайта гистерезисные явления.

Для данного случая ЦФ (1) принимает вид

$$\Phi_1(F_W\{\vec{W}\}, \vec{X}) = F_W^T\{\vec{W}\} R_{xx} F_W\{\vec{W}\}, \quad (2)$$

где  $F_W\{\cdot\}$  - обозначения нелинейной вектор - функции.

Пусть ААР описывается системой дифференциальных уравнений [1]:

$$\frac{d\vec{w}}{dt} = 2k_s(d(t) - \vec{w}(t) \cdot \vec{x}(t)) \vec{x}^*(t), \quad (3)$$

где  $\vec{w}(t)$  - ВВК;  $k_s$  - постоянный коэффициент;  $d(t)$  - опорный сигнал;  $\vec{x}(t)$  - вектор входных воздействий. Обозначим через  $\eta$  невязку:  $\eta(t) = d(t) - \vec{w}^T(t) \cdot \vec{x}(t)$ . В качестве матема-

тической модели нелинейного элемента (НЭ) взята модель с наличием люфта, зоны нечувствительности и зоны насыщения [5]:

$$w = \begin{cases} k\eta x - kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dw}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dw}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } 0 \leq w \leq k(C_2 - C_1); \\ k\eta x + kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dw}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dw}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } -k(C_2 - C_1) \leq w \leq 0; \\ \begin{cases} \text{при } |w - k\eta x + kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } 0 \leq w \leq k(C_2 - C_1); \\ \text{либо } |w - k\eta x - kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } k(C_2 - C_1) \leq w \leq 0; \end{cases} & \text{при } \left(\frac{dw}{dt}\right) = 0; \\ k(C_2 - C_1)\operatorname{sign}(w) & \text{при } |\eta x| \geq C_2 + \varepsilon; \\ 0 & \text{при } |\eta x| \leq C_1 - \varepsilon, \text{ если } C_1 > \varepsilon, \end{cases} \quad (4)$$

где  $k$  - коэффициент усиления,  $C_1$  - зона нечувствительности,  $C_2$  - зона насыщения,  $\varepsilon$  - зона люфта, (положительные вещественные коэффициенты).

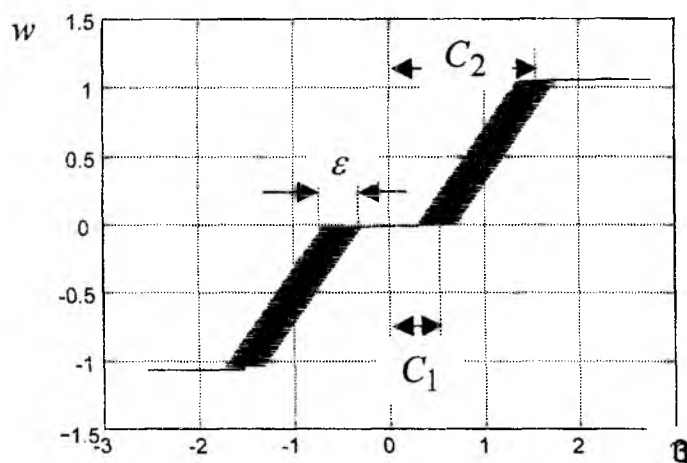


Рис. 1

Изменяя коэффициенты  $k$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $\varepsilon$  можно получить различные виды нелинейности (рис. 1). При  $\varepsilon \neq 0$  уравнения (3) и (4) представляют систему на порядок выше. Данный вид нелинейности представляет практический интерес для нелинейности, локализованной в ВВК, так как позволяет исследовать нечувствительность ВВК к малым входным параметрам невязки  $\eta(t)$ .

Люфт в системе управления ВВК образуется в результате наличия остаточной расстройки, удерживающей указанный ВВК в положении, соответ-

ствующем сложившейся на данный момент СПО, пропорциональной коэффициенту усиления в цепи управления. Указанные расстройки характерны так же для систем ФАП и АПЧ [6, 7].

С помощью математического моделирования проведен вероятностный анализ сигналов через прохождение их через НЭ (4) при  $C_1=0$ ,  $C_2 = \infty$ ,  $k = \text{const}$ ,  $\varepsilon$  - изменяющийся параметр. Данный анализ позволяет утверждать [8], что при незначительной зоне люфта сигналы, их плотности вероятности и спектральные плотности мощности практически не искажаются и можно считать систему линейной. Если же зона люфта близка по масштабу ко входным воздействиям, то апостериорные плотности распределения вероятности приобретают двухмодальный вид. При этом в спектре сигналов появляются высокочастотные составляющие, намного превышающие полезный сигнал. В данном случае сигналы претерпевают большие нелинейные искажения, которые могут существенно снизить эффективность ААР.

Нами был проведен сравнительный анализ эффективности линейного алгоритма (3) при идеальных условиях и алгоритма (3) с учетом нелинейности (4) при следующих исходных данных:

- количество антенных элементов  $N=4$ ;
- отношение сигнал / (помеха + шум) (ОСПШ) на входе ААР  $P_c / P_n = -30 \text{ дБ}$ ;
- отношение сигнал / шум  $P_c / P_u = 20 \text{ дБ}$ .

Известно, что управляющим воздействием для формирования ВВК является невязка  $\eta$ . Значение невязки регулировалось с помощью постоянной  $k_s$  в формуле (3). В зависимости от  $k_s$  строились кривые ОСПШ на выходе ААР. Были выделены два характерные случаи:

1) зона люфта гистерезиса незначительна,  $\varepsilon = 0,001$ , что соответствует величине на два порядка ниже значения невязки  $\eta$ ;

2) зона люфта гистерезиса  $\varepsilon = 0,1$  сравнима со значением невязки  $\eta$ .

Судя по предварительным исследованиям, первый случай соответствует квазилинейному случаю. Для данного случая графики зависимости ОСПШ от  $k_s$  представлены на рис. 2 а, б, в.

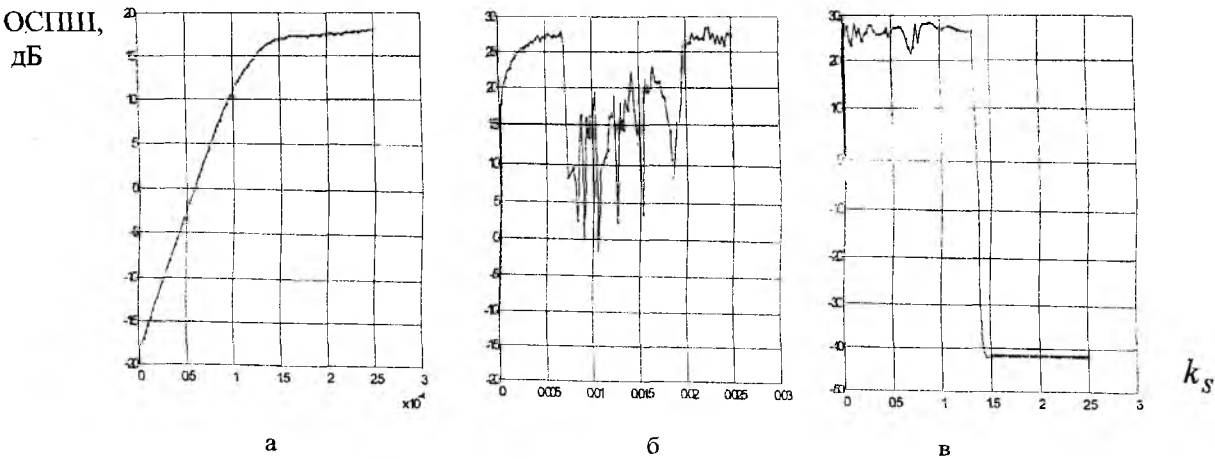


Рис. 2

Из данных графиков видно, что при малых  $k_s = (0,01 \div 1,5) \times 10^{-4}$  (рис. 2, а) эффективность ПВОС плавно возрастает от -20 до 17 дБ. При значениях  $k_s = (1,5 \div 2,5) \times 10^{-4}$  ОСПШ остается практически постоянным. При  $k_s = 0,00025 \div 0,07$  (рис.2 б) происходит рост эффективности до 25 дБ. При  $k_s = 0,007 \div 0,02$  система ведет себя неустойчиво, ОСПШ принимает значения от 0 до 25 дБ, что является результатом влияния нелинейности при малых входных воздействиях. Можно сказать, что в данном диапазоне проявляются так называемые субкритические бифуркации [9]. При  $k_s = 0,02 \div 1,4$  (рис. 2, в) ОСПШ снова достигает максимальных размеров и практически остается постоянной, равной 20...30 дБ. При  $k_s > 1,4$  эффективность ПВОС резко снижается до -40 дБ, что связано с проблемой сходимости алгоритма (3).

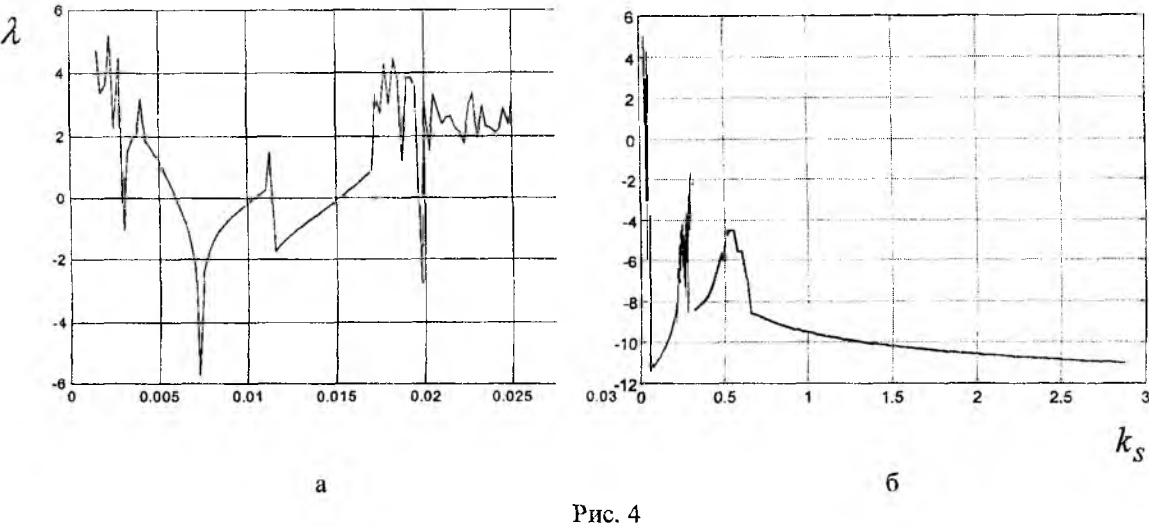
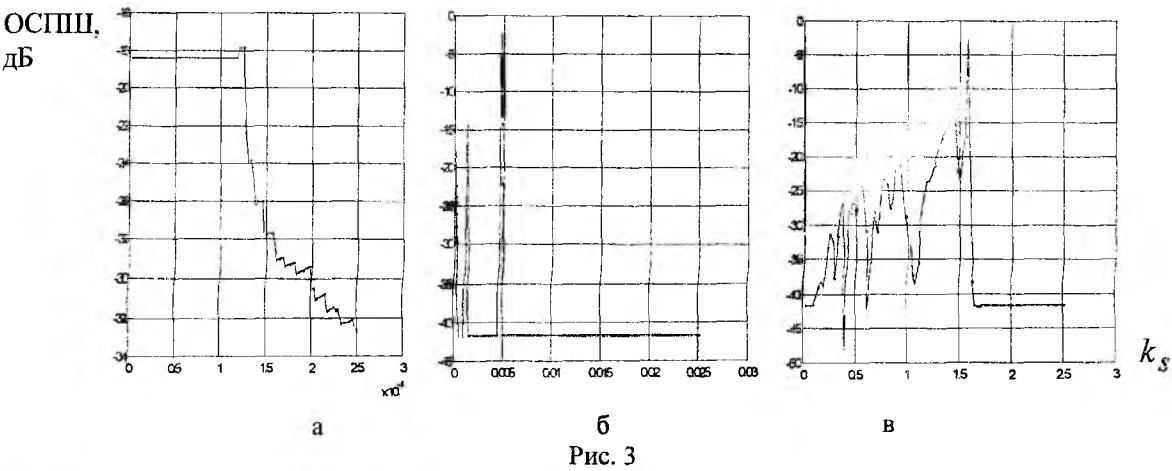
Для второго случая зависимость ОСПШ от  $k_s$  представлена на рис. 3. Из данных графиков видно, что при малых  $k_s = (0,01 \div 1,3) \times 10^{-4}$  (рис. 3, а) ОСПШ не зависит от  $k_s$  и равняется -18 дБ. При значениях  $k_s = (1,3 \div 2,5) \times 10^{-4}$  ОСПШ резко убывает до -32 дБ. При  $k_s = 0,00025 \div 1,3$  (рис. 3, б и в) наблюдается эффект субкритической бифуркации, и ОСПШ принимает значения от -45 до 0 дБ. В данном случае можно сказать, что эффективность ААР теряется для всего диапазона изменения  $k_s$ .

Проведен анализ устойчивости линейного алгоритма (3) в условиях нелинейности локализованной в ВВК. Для нелинейности, локализованной в ВВК, получен показатель Ляпунова

$$\lambda(P_n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \ln \left| \frac{df^N(P_n)}{dP_n} \right| \quad (5)$$

для предельного случая, когда зона люфта гистерезиса значительна при различных значениях невязки  $\eta$ . В качестве  $f(\eta)$  выбрана зависимость ОСПШ на выходе ААР от  $k_s$ . Графики показателя Ляпунова представлены на рис. 4. Из приведенных графиков видно, что при малых значениях  $k_s$  система находится в неустойчивом состоянии. При увеличении  $k_s$  наблюдаются как положительные, так и отрицательные значения показателя Ляпунова, что свидетельствует о хаотическом поведении систе-

мы, которое прерывается при некоторых  $k_s$  устойчивым состоянием. При значении  $k_s > 0,1$  значения показателя Ляпунова всюду отрицательны, что соответствует устойчивому поведению системы. При значительном параметре  $k_s$ , превышающем значение зоны люфта НЭ, система находится в устойчивом состоянии, хотя эффективности от применения алгоритмов обработки сигналов нет, поскольку ОСПШ при этом принимает значение меньше  $-40$  дБ (рис. 3).



**Закключение**

При анализе потерь эффективности ААР в условиях погрешности ВВК было исследовано влияние люфта или остаточной расстройки в зависимости от шаговой постоянной  $k_s$  алгоритма (3). Было показано, что, в зависимости от величины значений  $k_s$ , когда люфт мал, качественные показатели ААР существенно изменяются. При очень малых  $k_s$  эффективность ААР сильно снижается, поскольку система управления не успевает отработать возможные пространственно-временные изменения параметров сигналов и помех. С увеличением шаговой постоянной эффективность растет, но этот рост изменяется уже на величине шага, сопоставимого с десятками долями интервала корреляции. При дальнейшем увеличении шаговой постоянной наступают потери эффективности ААР, что связано с проблемой сходимости алгоритма.

Для нелинейности, локализованной в ВВК, оказалось, что хаотическое поведение наступает при малом уровне воздействий, а возникающая при этом бифуркация приобретает вид субкритической.

**Список литературы:** 1. Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 2. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь. 1984. 272 с. 3. Поповский В.В. Адаптивная антенная

решетка с компенсатором помех на входе // Антенны. М.: Радио и связь, 1987. № 35. С.50-55. 4. Поповский В.В., Марчук Л.А. Анализ влияния нелинейностей на эффективность адаптивных антенных решеток // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32, № 11. С. 65-67. 5. Нелинейные системы автоматического управления // Точные методы исследования нелинейных систем автоматического управления/ Под общ. ред. Е.П. Попова. М.: Машиностроение, 1971. 323 с. 6. Шахтарин Б.И. Квазигармонический метод и его применение к анализу нелинейных фазовых систем. М.: Энергоатомиздат, 1987. 189 с. 7. Нелинейные системы автоматического управления // Метод гармонической линеаризации в проектировании нелинейных систем автоматического управления / Под общ. ред. Е.П. Попова. М.: Машиностроение. 1970. 323 с. 8. Преобразование случайных процессов нелинейностью с характеристикой гистерезиса для задач пространственно-временной обработки сигналов / Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення: Праці УНДІРТ. 2001. № 2(26) С.72-75. 9. Берже П., Помо И., Видаль К. Порядок в хаосе. О детерминистском подходе к турбулентности: Пер с франц. М.: Мир, 1991. 366 с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*... принята в редколлегию 02.10.2001*

# МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В НЕСТАЦИОНАРНЫХ УСЛОВИЯХ

В настоящее время возрастает потребность в использовании адаптивных антенных решеток (ААР) в различных бортовых радиосистемах и комплексах. При этом ААР требуется размещать на подвижных и высокоподвижных объектах, например, объектах авиационной или космической техники. В этом случае условия функционирования ААР характеризуются нестационарностью пространственных и временных параметров принимаемых сигналов и помех. Наиболее конструктивными в этих условиях оказываются методы и алгоритмы, основанные на калмановской фильтрации вектора весовых коэффициентов ААР [1-3]. Однако указанным методам присуща высокая чувствительность к погрешности задания априорной информации, снижение эффективности функционирования и возможность потери устойчивости процедуры адаптации ААР при скачкообразном характере нестационарности, вызываемом, например, включением или выключением или появлением и исчезновением дополнительных источников помех различной мощности, обусловленных нестационарностью конфигурации «приемник-передатчик» [2,4].

В этой связи особую актуальность имеет развитие методов и алгоритмов обработки сигналов в ААР, обеспечивающих их эффективное функционирование при скачкообразном характере нестационарности. Ниже рассматривается развитие калмановского подхода применительно к ААР, функционирующим в указанных нестационарных условиях.

Пусть в  $k$ -ый момент времени для заданных вектора  $W(k)$  весовых коэффициентов и вектора входного сигнала  $X(k)$  выходной сигнал ААР  $y(k) = X^T(k)W(k)$ . С учетом скачкообразного характера нестационарности уравнение состояния для оптимального вектора весовых коэффициентов  $W(k)$  ААР определим уравнением

$$W(k+1) = \Phi(k+1, k)W(k) + \eta(k) + \Theta(k_M)\delta(k+1, k_M), \quad (1)$$

где  $\Phi(k+1, k)$  - переходная матрица состояния;  $\eta(k)$  - вектор шумов с нулевым средним и корреляционной матрицей  $M\{\eta(k)\eta^T(j)\} = Q(k)\delta(k, j)$ ,  $\delta(k, j)$  - символ Кронеккера;  $\Theta(k_M)$  - случайный вектор статистические характеристики которого зависят от характера скачкообразного изменения нестационарности;  $k_M$  - момент появления скачкообразных изменений;  $W(0) = W_0$ .

Уравнение наблюдения определим соответствием выходного сигнала ААР и опорного  $d(k)$ , т.е. уравнением вида  $d(k) = X^T(k)W(k) + \xi(k)$ , где  $\xi(k)$  - гауссов белый шум с нулевым средним и корреляционной функцией  $M\{\xi(k)\xi(j)\} = \sigma^2(k)\delta(k, j)$ , характеризующей погрешность аппроксимации опорного сигнала и оценки оптимального весового вектора ААР. Тогда в соответствии с результатами калмановской фильтрации для оптимальной (минимизирующей среднеквадратическую погрешности фильтрации) оценки вектора весовых коэффициентов ААР при  $\Theta(k_M) = 0$  получим алгоритм адаптации ААР вида:

$$\hat{W}(k, k) = \hat{W}(k, k-1) + K(k)z(k, k-1), \quad (2)$$

где  $\hat{W}(k, k-1) = \Phi(k, k-1)\hat{W}(k-1, k-1)$  - оценка экстраполяции;

$K(k) = \frac{P(k, k-1)X(k)}{X^T(k)P(k, k-1)X(k) + \sigma^2(k)}$  - векторный коэффициент усиления фильтра Калмана;

$P(k, k-1)$  - корреляционная матрица погрешности оценки экстраполяции, определяемая уравнением  $P(k, k-1) = \Phi(k, k-1)P(k-1, k-1)\Phi^T(k, k-1) + Q(k)$ ;  $P(k, k)$  - корреляционная матрица погрешности оценки весового вектора, определяемая уравнением

$$P(k, k) = P(k, k-1) - \frac{P(k, k-1)X(k)X^T(k)P(k, k-1)}{[\sigma^2(k) + X^T(k)P(k, k-1)X(k)]} \text{ при } P(0,0) = P_0;$$

$$z(k, k-1) = d(k) - X^T(k)\hat{W}(k, k-1) - \text{обновляющий процесс.}$$

Алгоритм (1) в стационарных условиях обеспечивает минимальные флуктуации оценки вектора  $\hat{W}(k, k)$  весовых коэффициентов ААР, но оказывается неустойчивым в случае несоответствия принятой модели  $W(k, k)$  с реальными значениями вектора оптимальных весовых коэффициентов, обусловленных, например, нестационарностью скачкообразного характера.

В рассматриваемом случае важным является обнаружение указанных несоответствий. Последнее может быть осуществлено на основе анализа статистических характеристик обновляющего процесса  $z(k, k-1)$ .

В случае полного согласования динамики фильтра с реальной динамикой весовых коэффициентов ААР, обусловленной действующей нестационарностью, обновляющий процесс  $z(k, k-1)$  будет представлять собой гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_z^2(k) = X^T(k)P(k, k-1)X(k) + \sigma^2(k)$ . При наличии несоответствия статистические характеристики обновляющего процесса будут изменяться. Наиболее простой метод обнаружения указанных изменений обновляющего процесса состоит в формировании статистики [5]

$$\lambda(k) = \sum_{j=k-M+1}^k z^2(j, j-1) \sigma_z^{-2}(j), \quad (3)$$

имеющей распределение  $\chi$ -квадрат с  $M$  степенями свободы, где  $M$  — число используемых реализаций (ширина «движущегося окна»). При этом в рассматриваемом случае решающее правило может быть представлено в следующем виде: если  $\lambda(k) \leq \lambda_0$ , то принимается решение об отсутствии скачкообразных изменений, в противном случае при  $\lambda(k) > \lambda_0$  принимается решение о их наличии. Здесь  $\lambda_0$  — величина порога, выбираемая исходя из требуемых вероятностей ложной тревоги и пропуска нестационарности.

Удобство практического использования статистики (3) состоит в том, что количественные показатели качества обнаружения могут быть рассчитаны на основании таблиц  $\chi$ -квадрат распределения [5]. Следует заметить, что описываемый метод позволяет обнаруживать только факт наличия скачка без оценки величины самого скачка.

Для обеспечения устойчивости при обнаружении скачков и повышения быстродействия рассматриваемых алгоритмов адаптации целесообразно после обнаружения кратковременно расширять полосу пропускания фильтра путем, например, дополнительного увеличения дисперсии шумов  $\eta(k)$  алгоритма (1) для стационарных условий. При этом корреляционной матрице процесса  $\eta(k)$  присваивается значение

$$Q(k_M)/\lambda(k_M) > \lambda_0 = Q(k_M) + \alpha(k)I, \quad (4)$$

где  $\alpha(k)$  — некоторая скалярная величина, определяемая в соответствии с правилом

$$\alpha(k) = \begin{cases} >> 1 & k_M + N \geq k \geq k_M \\ 0 & k > k_M + N \end{cases},$$

где  $I$  — единичная матрица.

Следовательно, при нестационарности скачкообразной природы традиционный алгоритм калмановского типа для стационарных условий дополняется алгоритмом обнаружения нестационарности типа «скользящего окна» и формирования корреляционной матрицы в соответствии с алгоритмом (4). Рассмотренный метод позволяет синтезировать алгоритмы, обладающие сравнительно простой их аппаратной реализацией и обеспечивающие при этом устойчивость процесса адаптации ААС и повышенную скорость переходных процессов в условиях нестационарности скачкообразного характера без ухудшения характеристик ААР в стационарных условиях.

Увеличение дисперсии  $Q(k_M)$  в (1) эквивалентно увеличению коэффициента усиления фильтра Калмана в (2). В этом случае вместо (4) может быть использовано правило следующего вида [8]:

$$K(k_M)/\lambda(k_M) > \lambda_0 = \beta(k)K(k_M), \quad (5)$$

где  $\beta(k) = \begin{cases} > 1 & k_M + N \geq k \geq k_M \\ 0 & k > k_M + N \end{cases}$ . При практической реализации алгоритмов с учетом правил (4)

или (5) могут возникать определенные трудности в обеспечении устойчивости процедуры адаптации, связанные с отсутствием априорной информации о величине скачков. Выбор конкретных значений  $\alpha(k) \neq 0$  или  $\beta(k) \neq 0$  и  $N$  в общем случае определяется величиной самих скачков. Поэтому может оказаться, что реальный скачок превышает допустимый уровень устойчивости для заданных  $\alpha(k)$  или  $\beta(k)$  и  $N$ , что может привести к расходимости процедуры адаптации в целом.

Для обоснования выбора  $N$  для любой модели нестационарности требуется предварительно проведение большего объема математического моделирования. При этом слишком большое  $N$  приводит к сглаживанию эффектов, вызываемых появлением нестационарности, слишком малое - к увеличению вероятности ложной тревоги при локализации нестационарности. Поэтому рассмотренный метод имеет ограниченные возможности по локализации нестационарностей произвольного вида и пригоден в основном для обнаружения довольно резких (скачкообразных) изменений, значительно влияющих на статистические характеристики обновляющего процесса.

Для преодоления этих недостатков воспользуемся результатами [6], где на основании использования обобщенного критерия отношения правдоподобия построены процедуры обнаружения нарушений в системе, их локализации и оценивания. При этом показано, что алгоритмы допускают упрощения, приводящие к умеренным вычислительным затратам при незначительном ухудшении качественных характеристик.

Рассмотрим динамическую модель вектора весовых коэффициентов ААР с более общей моделью нестационарности, определяемую уравнением

$$W(k+1) = \Phi(k+1, k)W(k) + \eta(k) + \mathcal{H}(k+1, T_n, T_k), \quad (6)$$

где  $\mathcal{H}$  - неизвестный вектор, характеризующий величину возмущения, обусловленную появлением нестационарности;  $T_n, T_k$  - неизвестные моменты времени появления и окончания действия возмущения  $\mathcal{H}$ ;

$$h(k+1, T_n, T_k) = \begin{cases} 1 & T_k \geq (k+1) \geq T_n \\ 0 & T_k < (k+1) < T_n \end{cases}.$$

Уравнение (6) описывает динамику вектора весовых коэффициентов, обусловленную нестационарностью в виде ступенчатого возмущения, действующего в течение неизвестного интервала времени  $(T_n, T_k)$ .

С теоретической точки зрения рассматриваемая задача может быть представлена в виде последовательного решения более простых задач, а именно - задачи определения момента  $T_n$  скачка  $\mathcal{H}$  и задачи оценки величины  $\mathcal{H}$  в момент  $T_k$ . Поэтому далее будем рассматривать лишь решение задачи оценивания величины скачка  $\mathcal{H}$  в момент  $T_n$ . Следуя [6], в общем случае обновляющий процесс запишется в виде  $z(k) = z_0(k) + G(k, T_n)\mathcal{H}$ . Здесь  $z_0(k)$  - обновляющий процесс на выходе оптимальной системы при отсутствии возмущений, обусловленных нестационарностью, а  $G(k, T_n)$  - матрица, называемая сигнатурной матрицей возмущений и определяемая в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} G(k, T_n) &= X(k)[\Phi(k, T_n) - \Phi(k, k-1)F(k-1, T_n)], \\ F(k, T_n) &= K(k)G(k, T_n) + \Phi(k, k-1)F(k-1, T_n). \end{aligned}$$

Матрица  $G(k, T_n)$  описывает характер распространения возмущения через систему и фильтр.

Применение обобщенного критерия отношения правдоподобия предполагает сначала определение

максимально правдоподобных оценок  $\hat{\mathcal{H}}$  и  $\hat{T}_n$ , а затем вычисление на их основе требуемого отноше-

ния правдоподобия. Предполагая, что все рассматриваемые здесь распределения гауссовы, выражение для оценки максимального правдоподобия вектора возмущений можно представить в виде

$$\hat{\mathcal{G}} = C^{-1}(k, T_n(k)) D[k, T_n(k)],$$

$$\text{где } C(k, T_n) = \sum_{j=T_n}^k G^T(j, T_n) \sigma_z^{-2}(j) G(j, T_n), \quad D(k, T_n) = \sum_{j=T_n}^k G^T(j, T_n) \sigma_z^{-2}(j) z(j). \quad (7)$$

Операции, определяемые в (7), возможно рассматривать как согласованную фильтрацию обновляющего процесса  $z(j)$ , необходимую для оптимальной оценки вектора  $\mathcal{G}$  в предположении, что время  $T_n$  возникновения возмущения известно, а априорные сведения о векторе возмущений  $\mathcal{G}$  отсутствуют. В этом случае матрица  $C(k, T_n)$  является корреляционной матрицей погрешности оценивания вектора  $\mathcal{G}$ . Тогда максимально правдоподобная оценка времени  $T_n(k)$  появления возмущения, обусловленного нестационарностью, будет представлять собой величину  $T_n \leq k$ , максимизирующую квадратичную форму

$$l(k, T_n) = D^T(k, T_n) C^{-1}(k, T_n) D(k, T_n). \quad (8)$$

Таким образом, с учетом (8), окончательное правило принятия решения примет вид

$$l(k, \hat{T}_n) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} L,$$

где  $H_1$  - решение о наличии возмущения, а  $H_0$  - решение об отсутствии возмущения. Величина порога  $L$  выбирается исходя из заданных значений вероятности ложной тревоги.

Реализация данного алгоритма обнаружения возмущений предполагает наличие линейно нарастающего числа согласованных фильтров, вычисляющих оптимальные оценки  $\hat{\mathcal{G}}$  для каждого момента времени  $T_n \in (1, 2, \dots, k)$ . Таким образом, включение неизвестного времени  $T_n$  в постановку задачи позволяет сделать систему обнаружения чувствительной к новым данным. Однако при этом значительно увеличиваются требуемые вычислительные затраты.

Возможным упрощением, устраняющим нежелательный рост числа согласованных фильтров, следует считать вычисление оценки  $T_n$  только в пределах временного интервала, когда  $k - N \leq T_n \leq k - M$ . При этом, если выбирать  $M = N - 1$  и  $T_n = k - N + 1$ , то никакой оптимизации оценки  $\hat{T}_n$  не будет производиться. В этом случае для реализации алгоритма понадобится один единственный фильтр. Вследствие такого упрощения естественно происходит снижение точности оценивания вектора  $\mathcal{G}$  и ухудшение общих характеристик обнаружения. Однако в существенно нестационарной обстановке с таким ухудшением возможно мириться, поскольку в противном случае известные алгоритмы оказываются неработоспособными вообще.

Объем необходимых вычислений можно уменьшить путем перехода к последовательному использованию различных по сложности алгоритмов вначале для обнаружения, а затем для локализации и оценивания величины возмущений и на их основе формированию требуемых корректирующих воздействий. Так, например, для обнаружения и локализации возмущений, обусловленных нестационарностью, возможно использовать описанный выше упрощенный алгоритм с узким окном, а для оценивания вектора  $\mathcal{G}$  - обобщенный критерий отношения правдоподобия в полном объеме, либо для этой цели использовать дополнительный фильтр Калмана, чувствительный к возмущениям, обусловленным нестационарностью. Предлагаемый фильтр, например, может быть описан уравнением

$$\dot{W}'(t) = F W'(t) + K[y(t) - X(t)W'(t)],$$

где  $K$  - коэффициент усиления фильтра, выбираемый не из условия минимизации дисперсии оценки, а исходя из того, чтобы влияние определенных видов нестационарности наиболее полно проявлялось в обновляющем процессе  $z(t) = y(t) - X(t)W'(t)$ .

Если рассматривать нестационарность, которая вызывает возмущение  $\vartheta_\tau$  в векторе весовых коэффициентов (6) в случайный момент  $\tau$ , то, следуя [7], обновляющий процесс будет удовлетворять уравнению вида:

$$\dot{z}(t) = (F - K)z(t) + \vartheta_\tau. \quad (9)$$

При выборе  $K = \sigma I + F$ , где  $\sigma$  - константа  $> 0$ , уравнение (9) принимает вид  $\dot{z}(t) = -\sigma z(t) + \vartheta_\tau$ . Решение данного уравнения определяется соотношением

$$z(t) = \exp[-\sigma(t - \tau)]z(\tau) + \frac{\vartheta_\tau(1 - e^{-\sigma t})}{\sigma}.$$

Следовательно, по мере уменьшения влияния начальных условий значение  $z(t)$  оказывается пропорциональным величине возмущения  $\vartheta_\tau$ . С увеличением  $\sigma$  коэффициент усиления фильтра возрастает, а время, в течение которого оказывается существенным влияние начальных условий, уменьшается. Однако при этом уменьшается и стационарное значение  $z(t)$ . При наличии шумов в системе значение  $\sigma$  нельзя выбрать слишком большим, поскольку снижается обнаружительная способность фильтра и ухудшается его точность. При этом в последнем случае удастся учесть указанное снижение точности вычисления величины возмущения  $\vartheta_\tau$  при формировании корректирующих управлений.

Таким образом, рассмотренный метод является развитием традиционного метода калмановской фильтрации применительно к ААР, функционирующим в нестационарной обстановке, характерной для объектов авиационной и космической техники. Метод позволяет синтезировать алгоритмы адаптивной обработки сигналов в ААР в условиях скачкообразного изменения нестационарности. Рассмотрены возможные способы упрощения алгоритмов, позволяющие обеспечить их аппаратную реализацию и существенное повышение устойчивости алгоритмов оценивания весовых коэффициентов ААР при высоком их быстродействии. При этом в состав традиционных ААР должны быть включены устройства обнаружения и оценивания моментов появления нестационарности, оценки величины возмущений, обусловленных нестационарностью, а также коррекции коэффициентов усиления ААР.

**Список литературы:** 1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 439с. 2. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984. 272с. 3. Абрамович Ю.И. Исследование асимптотической эффективности адаптивных итеративных алгоритмов оптимизации отношения сигнал/шум в нестационарных условиях // Радиотехника и электроника. 1981. Т.26, №3. 532с. 4. Поспелов Б.Б. Исследование эффективности адаптивных антенных систем при нестационарности конфигурации «приемник-передатчик» // Радиоэлектроника. 2000. №4. С. 73-76. 5. Гришин Ю.П. Обнаружение нарушений в динамических системах // Зарубежная РЭ. 1981, №5. 6. Willsky A.S., Jones H.L. IEEE Trans., 1976, V. AES-9, №2. 7. Willsky A.S. Automatica. 1976. V. 12. 8. А.с. №1405513 Поспелов Б.Б., Рева В.И., Сазыкин В.М. и др. от 26.08.89.

Харьковский институт ВВС

Поступила в редколлегию 03.10.2001

## АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ И ТЕНДЕНЦИЙ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Станции акустического зондирования (содары) являются информативным и перспективным средством исследования атмосферы. Получаемые с использованием содаров данные широко используются при исследовании различных аспектов распространения и рассеяния радио- и световых волн в тропосфере, оказывающих существенное влияние на работу систем связи.

Классическая структура акустического лоатора (АЛ) включает передатчик, приемник, антенну, антенный переключатель и устройство регистрации. Соответствующий лоатор является моностатическим, излучение осуществляется, как правило, в вертикальном направлении, измеряются структурная постоянная флуктуаций температуры  $c_T^2$  и радиальная скорость ветра.

Такая структура была исторически первой, долгое время оставалась наиболее распространенной, не утратила она значения и сейчас.

Наиболее часто в качестве регистрирующего устройства использовался факсимильный аппарат, позволяющий воспроизводить мощность рассеянного сигнала, определяющую интенсивность температурных флуктуаций в зависимости от высоты и от времени [1]. Это позволяет визуализировать структуру поля температурных неоднородностей и качественно оценивать состояние атмосферы, а используя разработанные методики интерпретации факсимильных записей, определять высоту температурной инверсии, верхнюю границу радиационного тумана, параметры кучевых облаков в нижнем слое атмосферы и др.

В современных условиях подобные системы для обработки и отображения информации оснащаются компьютером и дисплеем.

Системы, имеющие рассматриваемую структуру, доказали информативность и перспективность применения метода акустического зондирования при решении различных задач и послужили основой для усовершенствования и развития акустических лоаторов.

Следующим шагом явилось создание систем, определяющих профиль полного вектора скорости ветра по методике зондирования в трех направлениях. Излучение в различных направлениях может осуществляться последовательно путем принятия диаграммой направленности (антенной) различных положений. Структура системы в этом случае остается прежней, либо используется трехканальная система, содержащая три антенны, ориентированные соответствующим образом в пространстве. Все три канала выполняются идентичными и строятся по рассмотренной схеме.

Известны различные варианты конструктивного исполнения станций, которые могут быть стационарными, возимыми, переносными (портативными) [1]. В [2] описана стационарная установка, работающая на частоте 850 Гц, в которой используется параболическая антенна с диаметром 16 м, изготовленная из железобетона. Один из лучших образцов техники конца 80-х начала 90-х годов – возимый трехканальный лоатор МАЛ-2 [1].

Фирма «МЕТЕК» (Германия) выпускает моностатический АЛ MODOS [3], три антенны которого ориентированы в различных направлениях. Каждая из антенн содержит по 7 громкоговорителей с экспоненциальными рупорами. Диапазон исследуемых высот станции – 30–400 м, диапазон частот – 1500–3000 Гц, мощность (электрическая) передатчика – 1 кВт. Содары аналогичных конфигураций выпускаются также фирмами «SENSITRON» (Испания), «KAIYO Corp.» (Япония) [4,5] и др.

Многопозиционный акустический лоатор ИВА-2 [6], адаптированный для применения в условиях аэропорта, разработан в ХИРЭ (ныне ХНУРЭ). Лоатор построен по бистатической схеме, имеет одну передающую и девять приемных антенн, сгруппированных по три на каждую из трех высот зондирования. Для повышения энергетического потенциала системы в целях борьбы с помехами используется непрерывный зондирующий сигнал.

Отметим, что характеристики акустической системы в целом существенно зависят от параметров используемой антенны, поскольку техника обработки сигналов (при используемых в АЛ звуковых частотах) удовлетворяет предъявляемым требованиям в значительно большей степени, чем антенна, почти идеально, как указано в [1]. Например, уровень внешних шумов, поступающих на вход приемника по боковым лепесткам диаграммы направленности, даже в наименее зашумленных местах на несколько порядков превышает уровень собственного шума приемного устройства [1].

В соответствии с этим вопросам разработки акустических антенн и уменьшению уровня их бо-

ковых лепестков в литературе уделяется очень много внимания. Основной метод повышения пространственной избирательности систем – создание вокруг антенн звукозащитных бленд определенных форм, размеров и свойств (в виде цилиндра или конуса с использованием различных материалов путем помещения антенны в яму и т.п.).

Дальнейшим шагом в развитии содаров является использование в них ФАР, для построения которых вначале применялись только электродинамические преобразователи. Например, фирма «МЕТЕК» производит содар DSDPA.90 с ФАР в виде 8×8 рупорных громкоговорителей [7]. Луч антенны может путем электрического качания занимать пять различных положений. Основные параметры системы – диапазоны дальностей, излучаемых частот, точностные показатели практически полностью повторяют характеристики локатора MODOS этой же фирмы.

Последующая разработка эффективных пьезоэлектрических элементов для фазированных антенных решеток содаров ведущими фирмами-производителями электронных компонентов значительно расширила возможности разработчиков аппаратуры. При этом создается ситуация, когда часть функций, выполнявшихся ранее механическими, по существу, устройствами – антеннами (например, сканирование диаграммы направленности, защита от помех путем пространственной избирательности) может быть «передана» для реализации с помощью электронной техники обработки сигналов, обладающей, как отмечалось, значительно большими информационными возможностями.

АФАР в совокупности с высокопроизводительными компьютерами и цифровой техникой для обработки сигналов образуют мощный набор технических средств, выступающих в качестве предпосылок, «рычагов» для существенного улучшения функциональных возможностей содаров. Открываются возможности для реализации различных оптимальных алгоритмов обработки сигналов (в том числе алгоритмов пространственно-оптимальной обработки), алгоритмов адаптации и управления, вторичной обработки, интерпретации данных зондирования и т.д.

Подобные процессы несколько ранее начались в радиолокации [8], в акустическом зондировании они долгое время сдерживались отсутствием эффективных акустоэлектрических элементов, необходимых для построения АФАР.

Приведем в таблице основные технические характеристики дискретных антенн в виде ФАР, используемых в содарах фирмы «REMTECH» [9].

Таблица

| Тип антенны                             | РА1           | РА2           | РА1-LR          |
|-----------------------------------------|---------------|---------------|-----------------|
| Число антенных элементов                | 52            | 196           | 52              |
| Тип элементов                           | Motorola 1025 | Motorola 1025 | Philips 3480/10 |
| Номинальная центральная частота, Гц     | 2100          | 2100          | 2100            |
| Размеры антенны, м                      | 0,65×0,65     | 1,3×1,3       | 1,4×1,4         |
| Вес антенны, кг                         | 25            | 100           | 120             |
| Акустическая мощность, Вт               | 1             | 10            | 30              |
| Максимальная высота зондирования, м     | 1000          | 1500          | 3500            |
| Средняя высота в нормальных условиях, м | 550           | 1000          | 2500            |

С использованием дискретной антенны РА-1 фирма «REMTECH» производит портативные содары, вес которых составляет 50 кг. Применяя антенну РА-1-LR – тропосферный профилиер, работающий в благоприятных условиях до высоты 3500 м.

Акустические локаторы с плоской ФАР выпускает также фирма «SCINTEC» (США) [10]. Содары FAS64, XFAS52 обеспечивают измерение трехмерных профилей скорости ветра и структуры турбулентности в диапазоне высот от 15 до 1000 м с высоким пространственным разрешением. Алгоритм управления ФАР позволяет излучать и принимать сигналы в девяти различных направлениях, причем, одновременно может осуществляться излучение в двух противоположных направлениях (одно, как правило, по ветру, другое против).

Адаптивное изменение длительности зондирующих импульсов в зависимости от высоты позволяет существенно улучшить пространственное разрешение на небольших высотах.

В модели FAS64-SH реализован алгоритм управления амплитудами элементарных сигналов решетки (SH - режим), позволяющий уменьшить излучение по боковым лепесткам диаграммы направленности. Эту модель, обеспечивающую существенное уменьшение шумового загрязнения прилегающих районов, называют "шепчущим" содаром.

Отмечается хорошее согласование по акустическому сопротивлению элементов решетки с атмосферой, защищенность их от осадков, наличие индивидуальных усилителей мощности для излучения и сверхмаломощных предварительных усилителей для приема расположенных вблизи преобразователей, что снижает восприимчивость к электромагнитным помехам.

Бесспорный лидер производства техники акустического зондирования 70-х и 80-х годов фирма "AeroVironment" также разработала несколько моделей АЛ с использованием ФАР (AV-3000, AV-4000), относящихся к третьему и четвертому поколениям содаров [11]. Предусматривается возможность установки локаторов на различные платформы: корабли, грузовики, здания, а также возможность питания их энергией от аккумуляторных батарей.

Системы, предназначенные для детального исследования АПС, характеризующегося значительной изменчивостью метеопараметров, обладающие высокой пространственной разрешающей способностью за счет использования рабочих частот порядка 5 КГц, часто выделяют в класс мини-содаров. К ним относятся: ВОКУ мини-содар [12], имеющий четырехлучевую антенную систему, построенную по бистатической схеме; серийный содар AV 4000 с 3D-элементной ФАР [11]; АЛ ИВА-2.

Стоимость рассмотренных содаров лежит в диапазоне 30–50 тыс. долларов и зависит от конфигурации и рабочей частоты.

Практически все современные системы дистанционного зондирования атмосферы (в том числе и акустические системы) содержат в своем составе персональный компьютер, который выполняет функции обработки информации, управления, отображения, накопления (архивации) полученных результатов и передачи их потребителям.

При наличии компьютера упрощается процесс и повышается эффективность управления станцией. Изменение ориентации антенн, длительности зондирующего импульса и мощности излучения может осуществляется непосредственно с клавиатуры. Результаты зондирования могут храниться в памяти в течение длительного времени (например, в течение нескольких лет), а недостающие сведения (например, о не измеряемых станцией метеопараметрах) имеется возможность оперативно получать по сети.

Использование различных оболочек, сред и программных продуктов, обладающих большими возможностями по обработке и отображению данных (в виде временных рядов, векторных графиков, контурных зависимостей, трехмерных зависимостей в координатах пространство-время и др.) существенно повышают показатели системы в целом, обеспечивая гибкость, возможности разностороннего анализа результатов, адаптации (к изменяющейся обстановке) и интеллектуализации.

Почти для всех рассмотренных содаров (содаров фирм "REMTECH", "SCIENTEC", "METEC") имеются комплекты аппаратуры расширения до радиоакустических систем, т. е. на их основе могут быть построены системы радиоакустического зондирования. Имеющиеся акустическая антенна и устройство обработки акустического сигнала дополняются в этом случае передающей и приемной радиоантеннами, радиопередатчиком и высокочастотным устройством для приема рассеянного радиосигнала. Значение частоты колебаний на выходе последнего примерно совпадает с частотой акустического сигнала, что позволяет использовать имеющееся в содаре низкочастотное устройство обработки для фильтрации и оценивания доплеровского сдвига электромагнитных колебаний. Все эти радиоакустические системы реализуются по основной схеме.

Одним из основных технических параметров акустического локатора, определяющим в значительной степени его технические характеристики, является несущая частота. С увеличением частоты наблюдается повышение направленных свойств и пространственного разрешения системы при заданных размерах антенны, увеличивается удельное сечение рассеяния и снижается уровень внешних помех, но, с другой стороны, существенно возрастает затухание акустической волны на трассе зондирования. Выбор длины волны осуществляют с учетом указанных противоречивых тенденций интуитивно, либо на основе формализованных процедур, используя известные модели усредненной спектральной плотности помех, процесса поглощения и т. д.

В настоящее время в АЛ используют звуковые частоты диапазона 1–5 КГц. При уменьшении частоты дальность зондирования, как правило, возрастает, но увеличиваются и габариты системы.

В большинстве рассмотренных АЛ используются простые импульсные сигналы. В литературе анализируется также возможность использования сложных зондирующих акустических сигналов [13], однако вопрос этот недостаточно проработан теоретически, детальная проверка в реальных атмосферных условиях не производилась.

Таким образом, проблема обеспечения необходимой помехозащищенности акустических локаторов не теряет со временем остроты, несмотря на разработку достаточно большого числа соответ-

вующих мер, устройств, алгоритмов обработки сигналов [14]. Распространенным недостатком последних является изменение при «устранении» помехи вида и параметров рассеянного сигнала, что существенно «загрубляет» информативность системы и препятствует тонкому изучению наблюдаемых атмосферных процессов и явлений.

В соответствии с этим встает задача разработки более совершенных алгоритмов защиты от помех, обеспечивающих более «чистую» фильтрацию, либо предотвращающих попадание помех на вход приемника. В литературе высказывается мнение о необходимости использования «радиолокационных» методов обработки сигналов в содарах.

Значительные возможности по совершенствованию содаров открываются в связи с разработкой и применением в АЛ акустических фазированных антенных решеток, позволяющих реализовывать алгоритмы адаптивной пространственной избирательности, т.е. адаптивное формирование в направлениях на источники помех нулей диаграмм направленности. Практическая реализация открывающихся возможностей позволит повысить эффективность использования содаров при решении задач, связанных с исследованием и прогнозированием условий работы систем радиосвязи в тропосфере.

**Список литературы:** 1. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск: Наука, 1986. 166 с. 2. Fukushima M., Akita K., Tanaka H. Sodar probing of small scale temperature structure in the clear troposphere // J. Radio Res. Lab. 1975. V. 22. P. 23-43. 3. Mobile Acoustic Windprofiler Doppler Sodar MODOS // METEK, Meteorologische Messtechnik GmbH. Hamburg, Germane. 1996. 1 p. 4. Sodar Sensitron SR100 / Sensitron. Madrid, Spain, 1998. 4 p. 5. Remote Sensing Equipment for Wind and Turbulence Doppler Sodar: Model AR; Model KPA / Kaijo Corporation. Tokyo, Japan, 1996. 1 p. 6. Алехин В.И. Исследования пограничного слоя атмосферы методом акустического зондирования // Радиотехника. 1998. №106. С.6-14. 7. The acoustic windprofiler Doppler Sodar DSDPA.90 // METEK, Meteorologische Messtechnik GmbH. Hamburg, Germane. 1998. 4 p. 8. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В.Е.Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. 608 с. 9. The RASS – system for remote sensing of temperature / REMTECH. Velizy, France. S. a.. 1994. 4 p. 10. Scintec sensors and systems. A new class of sodar. FAS64, FAS64-SH: High performance boundary layer profiler for wind speed and turbulence / Scintec, Atmosphären-messtechnik AG. Germany. S. a. 4 p. 11. AV Sodar system, Minisodar / AeroVironment Inc. California, USA. S. a. 4 p. 12. Mursh-Radlgruber E., Rengarajan G. Aspects of high frequency acoustic sounding - examples from applications of the BOKU-minisodar // Proc. of ISARS'98. Vienna, Austria, 1998. P. 103-106. 13. Bradley S S. Use of coded waveforms for sodar systems // Proc. of ISARS'98. Vienna, Austria, 1998. P. 67-70. 14. Корецкий Э.А. Повышение помехозащищенности систем дистанционного зондирования атмосферы: Дис. ... канд. техн. наук. Харьков: ХГТУРЭ, 1999. 214 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

*С. К. АБРАМОВ, В. В. ЛУКИН, канд. техн. наук, А. А. ЗЕЛЕНСКИЙ, д-р техн. наук*

## **МИРИАДНЫЙ МЕТОД АВТОМАТИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ И ЕГО ОПТИМИЗАЦИЯ**

В настоящее время изображения, формируемые в разных диапазонах электромагнитных волн, находят широкое применение практически во всех областях человеческой деятельности. Они используются при решении задач картографирования, экологического мониторинга, в робототехнике и во многих других приложениях. В связи с этим обработка изображений с целью дальнейшего повышения их качества является одним из наиболее важных направлений научных исследований.

Для обработки изображений используются различные методы: фильтрация, детектирование границ, первичное локальное распознавание с использованием экспертных систем и нейросетей [1]. Успешное применение многих из этих методов требует априорного знания дисперсии искажающего изображения шума, которая во многих ситуациях неизвестна, и, следовательно, должна быть оценена непосредственно по обрабатываемому изображению.

Общепринятый подход к оцениванию характеристик шума (дисперсии для аддитивной помехи и относительной дисперсии для мультипликативной помехи) состоит в выборе экспертом нескольких участков анализируемого изображения, не содержащих деталей или текстуры, которые можно рассматривать как однородные области. Затем для каждого такого участка проводится оценивание локального среднего  $\bar{g}_{loc}(i, j) = \langle g(i, j) \rangle$  и локальной дисперсии  $\sigma_{loc}^2(i, j) = \langle (g(i, j) - \bar{g}(i, j))^2 \rangle$ , а для мультипликативного шума относительной дисперсии, которая вычисляется как отношение  $\sigma_{\mu}^2(i, j) = \sigma_{loc}^2(i, j) / \bar{g}_{loc}^2(i, j)$ , где  $i, j$  - индексы пикселей изображения, принадлежащих данному участку. К сожалению, такой метод оценивания параметров шума требует участия человека, поэтому он не может быть применен в автоматических системах. Кроме того, субъективность оценивания приводит к большой вероятности появления грубых ошибок или недопустимо низкой точности получаемых оценок, поэтому весьма желательно проводить оценивание автоматически без участия человека.

Задача автоматической оценки дисперсии шума состоит в получении значения дисперсии аддитивного  $\sigma_{add}^2$  или относительной дисперсии мультипликативного шума  $\sigma_{\mu}^2$  по искаженному этим шумом изображению  $g(i, j)$  без наличия априорной информации об исходном изображении  $f(i, j)$ . С этой целью был разработан и предложен ряд методов. Так в [2] изображение разбивается на множество небольших блоков квадратной формы, для каждого из которых оценивается локальное среднее и локальная дисперсия. Значение дисперсии шума вычисляется как угол наклона линейной регрессии, построенной по парам полученных оценок. В методе, предложенном в [3], сигнальная и шумовая компоненты разделяются на выходе порогового детектора, при этом для оценивания дисперсии принимаются во внимание 80 % наименьших оценок. В [4] дисперсия шума вычисляется после фильтрации изображения горизонтальным и вертикальным дифференциальным оператором, а затем находится максимум гистограммы полученных оценок. В [5] предложен двухэтапный метод, основанный на пирамидальном подходе.

Для всех этих методов можно выделить три общих этапа: 1) разбиение изображения на неперекрывающиеся или перекрывающиеся блоки размером  $n \times n$  точек; 2) вычисление локального среднего и локальной дисперсии, а также относительной дисперсии при оценке мультипликативного шума; 3) определение дисперсии шума для всего изображения по локальным оценкам для заданного числа блоков  $N_b$ , на которое разбивается изображение. Конкретный способ реализации такого вычисления различен для каждого из рассмотренных выше методов, однако он так или иначе сводится к определению моды распределения оценок локальной дисперсии. Такой подход базируется на предположении, что большинство оценок локальной дисперсии, полученных для однородных областей, группируются в окрестности истинного значения и формируют максимум распределения.

Достаточно эффективная методика поиска максимума гистограммы распределения локальных оценок дисперсии шума предложена в [4]. По данным, приведенным в [4], смещенность и среднеквадратическое отклонение оценок для этой методики для большинства изображений не превышает

5-10% от истинного значения. Для многих практических применений такая точность является приемлемой, однако задача ее дальнейшего увеличения все еще остается актуальной. К сожалению, авторами [4] недостаточно четко сформулированы рекомендации по выбору параметров формируемой гистограммы - числа и размеров интервалов, что затрудняет на практике достижение указанной выше точности оценивания характеристик помех.

В работе [6] нами была предложена методика определения моды распределения оценок локальной дисперсии с использованием мириадной операции. Мириадная операция [7] определяется как функция оценивания максимального правдоподобия для распределения Коши

$$\hat{\beta}_k = \text{myriad}\{k; x_1, \dots, x_N\} = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N \ln \left[ k^2 + (x_i - \beta)^2 \right], \quad (1)$$

где  $k$  - настроечный параметр;  $N$  - размер выборки данных.

Мириадная операция обладает следующими основными свойствами: 1) линейностью; 2) модальностью; 3) изменяемостью характеристик и 4) неинвариантностью к масштабу данных.

Свойство линейности заключается в том, что при  $k \rightarrow \infty$  мириадная операция работает в линейном режиме

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \hat{\beta}_k = \lim_{k \rightarrow \infty} \text{myriad}\{k; x_1, \dots, x_N\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad (2)$$

при этом ее результатом является среднее значение элементов выборки данных.

Свойство модальности наблюдается при  $k \rightarrow 0$ , когда мириадная операция работает в режиме определения моды выборки

$$\hat{\beta}_0 = \lim_{k \rightarrow 0} \hat{\beta}_k = \arg \min_{x_j \in M} \prod_{i=1, x_i \neq x_j}^N |x_i - x_j|, \quad (3)$$

где  $M$  - множество наиболее повторяющихся значений выборки данных.

Из первых двух свойств вытекает третье свойство - возможность изменения свойств мириадной операции при изменении значения настроечного параметра  $k$  (рис. 1).

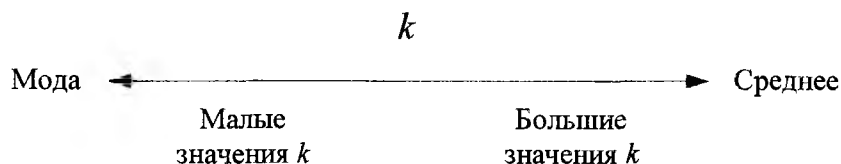


Рис. 1

Свойство неинвариантности к масштабу заключается в том, что при изменении масштаба данных для сохранения свойств мириадной операции значение настроечного параметра должно быть откорректировано следующим образом:

$$\hat{\beta}_k(c\bar{X}) = c\hat{\beta}_{k/c}(\bar{X}). \quad (4)$$

Модальное свойство мириадной операции, т.е. ее способность находить моду распределения значений выборки данных (наиболее повторяющееся значение), и было положено в основу мириадного метода автоматического оценивания дисперсии шума. Результаты применения этого метода для оценки дисперсии мультипликативного шума на радиолокационных изображениях, а также его сравнение с гистограммным и медианным методами приведены в работе [6]. Согласно этим результатам мириадный метод обладает более высокими точностными характеристиками. Величина остаточной ошибки оценивания в 7...10 раз меньше ошибки гистограммного метода и в 50...140 раз меньше ошибки медианного метода. Получаемые с помощью мириадного метода оценки характеризуются как малым уровнем смещенности относительно истинного значения, так и малой дисперсией.

Однако существенной трудностью использования предложенного мириадного метода является определение значения настроечного параметра  $k$ , поскольку от правильности его выбора в существ-

венной мере зависят точностные характеристики метода автоматической оценки дисперсии. В данной работе проводится исследование влияния настроечного параметра на точностные характеристики мириадного метода и даются рекомендации по его выбору для практических приложений.

В качестве базового варианта для сравнительного анализа с мириадным в работе был исследован гистограммный метод оценивания. Выбор именно гистограммного метода обусловлен его относительной простотой и схожим с мириадным принципом функционирования. Суть этого метода [6] заключается в формировании гистограммы распределения значений выборки данных с последующим нахождением интервала, соответствующего ее максимуму. Для гистограммного метода середина этого интервала принимается в качестве оценки моды распределения и, соответственно, дисперсии помех. В качестве варьируемого параметра гистограммного метода выступает ширина интервала гистограммы  $\Delta h$ , определяющая его точностные характеристики [6].

Для устранения зависимости получаемых результатов от характеристик конкретного изображения, а также модели шума (аддитивный или мультипликативный) было установлено, что в качестве исходных данных имеются полученные каким-либо образом оценки дисперсии помех. Такой подход позволил нам получить универсальные зависимости точности оценивания, определяемые только влиянием мириадной или гистограммной операций, и дать рекомендации по выбору их параметров, пригодные для любого основанного на этих операциях алгоритма оценки.

Предварительный анализ гистограмм распределения оценок показал, что они хорошо описываются следующей моделью:

$$\rho(x) = p \cdot \rho_{\text{норм}}(m, \sigma^2) + q \cdot \rho_{\text{равн}}(0, \text{max}), \quad (5)$$

где  $p$  - вероятность появления оценок с нормальным законом распределения;  $q = 1 - p$  - вероятность появления оценок с равномерным законом распределения;  $\rho_{\text{норм}}$  - нормальная плотность распределения вероятности (ПРВ) со средним  $m$  и дисперсией  $\sigma^2$ ;  $\rho_{\text{равн}}$  - равномерная ПРВ на интервале  $[0, \text{max}]$ .

Параметры модели имеют следующий физический смысл. Отношение вероятностей  $p/q$  определяет процентное соотношение оценок, полученных соответственно на однородных участках и в блоках, захватывающих границы, малоразмерные объекты, или содержащих текстуру. Оценки, полученные на однородных участках, группируются в окрестности истинного значения оцениваемого параметра  $m$ . Ширина этой окрестности определяется дисперсией  $\sigma^2$ , которая зависит от способа разбиения изображения на блоки, их размера и формы. Оценки на неоднородных участках равномерно распределены в диапазоне практически от нуля до некоторого максимального значения  $\text{max}$ . Физически  $\text{max}$  отражает максимальную контрастность обрабатываемого изображения в пределах одного блока, т.е. наибольшую разность между самой светлой и самой темной точкой блока изображения. Для параметров модели (5) для большинства реальных изображений выполняются следующие соотношения  $m > 3\sigma$  и  $\text{max} \gg m$ .

Гистограмма распределения оценок, полученных при помощи модели (5) для значений параметров  $p = 0,75$ ;  $q = 0,25$ ;  $m = 10$ ;  $\sigma^2 = 9$  и  $\text{max} = 100$  приведена на рис. 2. На рис. 3 для сравнения приведена гистограмма оценок дисперсии, полученных при разбиении тестового изображения (рис. 4), зашумленного аддитивным шумом с дисперсией  $\sigma_{\text{add}}^2 = 10$ , на квадратные блоки размером  $5 \times 5$  точек.

Как видно из рисунков, модельное распределение вполне адекватно отражает основные особенности распределений оценок дисперсии, получаемых по реальным изображениям.

Сформированная по модели (5) выборка размером  $N_{\text{выб}} = 1000$  отсчетов обрабатывалась с помощью мириадной операции, результатом которой являлась оценка  $\hat{\sigma}_{\text{myr}}$ , и гистограммной операции, в результате чего формировалась оценка  $\hat{\sigma}_{\text{hist}}$ .

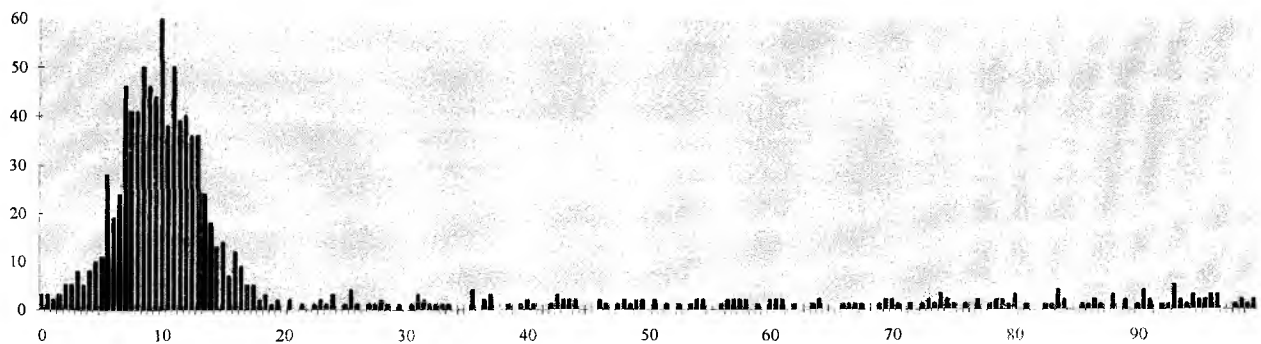


Рис. 2

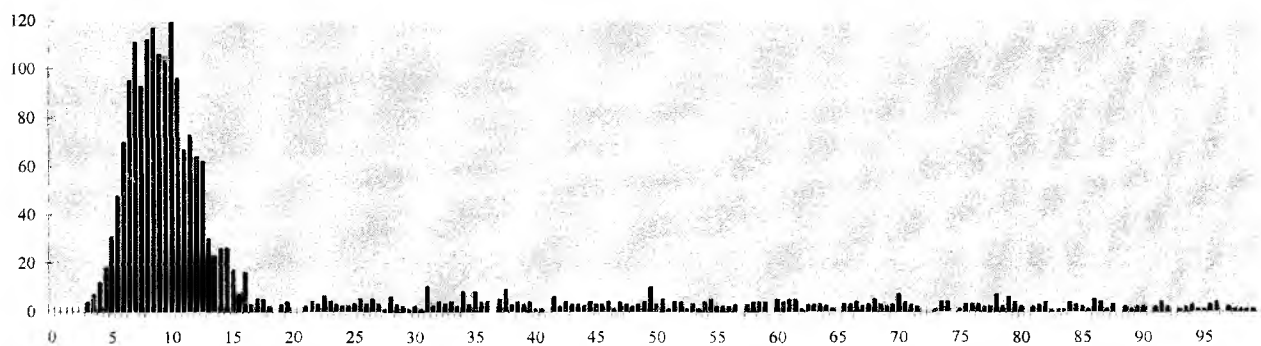


Рис. 3

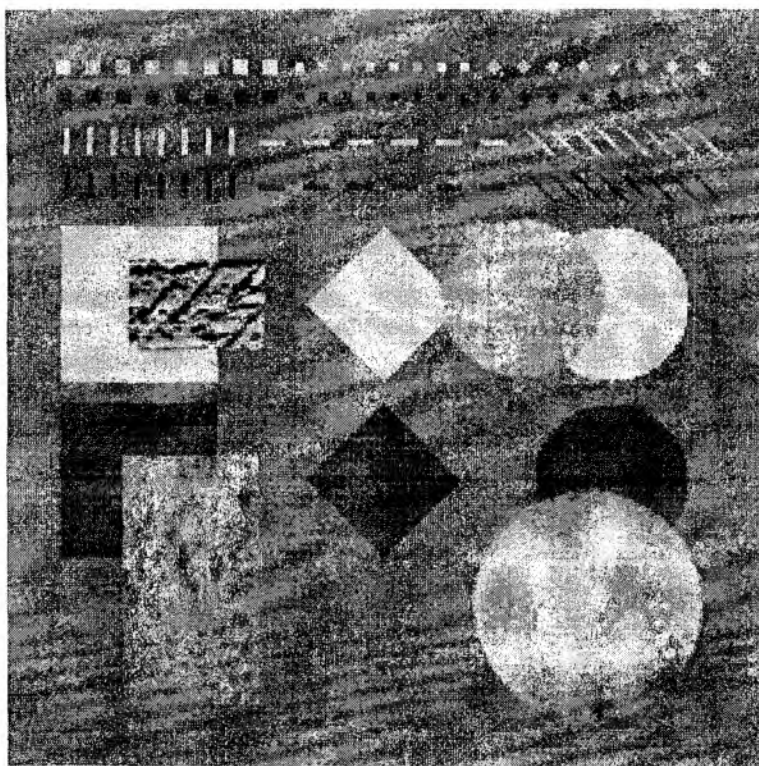


Рис. 4

В качестве количественных критериев точности оценивания были использованы: смещенность оценки относительно истинного значения

$$\delta = \left\langle \hat{\sigma} \right\rangle - m, \quad (6)$$

$$\theta^2 = \left\langle (\hat{\sigma} - \langle \hat{\sigma} \rangle)^2 \right\rangle, \tag{7}$$

а также, в качестве обобщенного критерия, приведенная ошибка

$$\varepsilon = \delta^2 + \theta^2. \tag{8}$$

Для получения статистически устойчивых результатов оценивание проводилось по 1000 реализаций.

В [6] было показано, что оптимальные значения настроечных параметров мириадного и гистограммного методов зависят от величины оцениваемой дисперсии шума, в связи с этим в данной работе использованы приведенные значения параметров  $k/m$  и  $\Delta h/m$  вместо их абсолютных значений  $k$  и  $\Delta h$ , что позволило учесть эту зависимость и получить рекомендации, пригодные для любой величины оцениваемого параметра (дисперсии помех на изображении). На основании предварительного анализа были выбраны следующие значения отношений  $k/m = \Delta h/m = \{0,01; 0,05; 0,07; 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; 0,3; 0,35; 0,4; 0,5; 0,7; 1,0\}$ .

В результате статистического эксперимента были исследованы шесть наборов параметров модели (5), которые приведены в таблице 1. Остальные параметры модели были фиксированными для всех ситуаций и, соответственно, равными  $p = 0,75$ ;  $q = 0,25$ ;  $\sigma^2 = 9$ .

Таблица 1

| Параметры модели | $m$ | max  |
|------------------|-----|------|
| Ситуация 1       | 10  | 100  |
| Ситуация 2       | 10  | 1000 |
| Ситуация 3       | 20  | 100  |
| Ситуация 4       | 20  | 1000 |
| Ситуация 5       | 30  | 100  |
| Ситуация 6       | 30  | 1000 |

Точностные характеристики мириадного метода для Ситуации 1 в зависимости от соотношения  $k/m$  приведены на рис. 5,а.

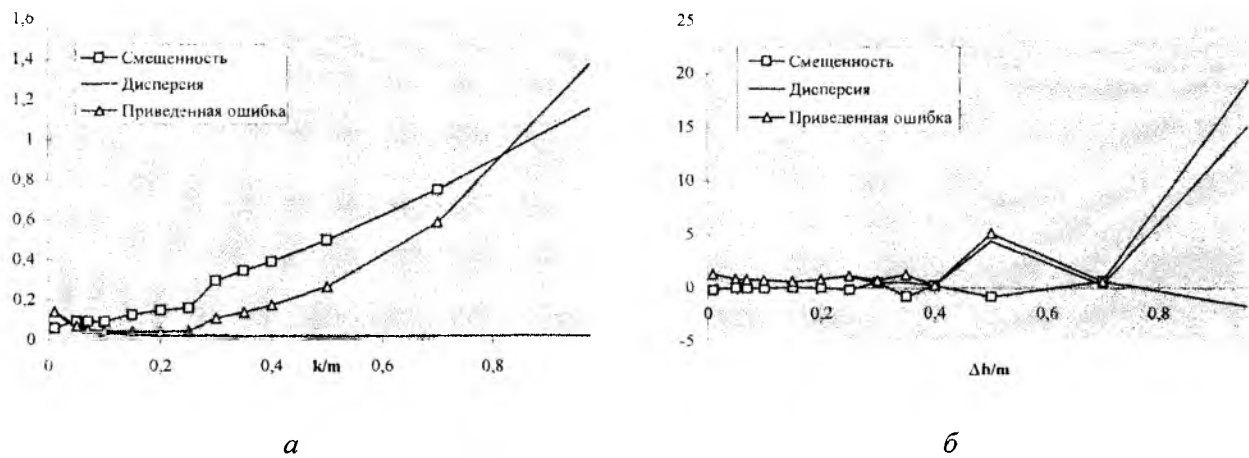


Рис. 5

Как видно из рис. 5. а, смещенность оценки дисперсии для мириадного метода с увеличением отношения  $k/m$  увеличивается, поскольку, как следует из свойства изменяемости характеристик мириадной операции, обсужденных выше (см. рис. 1), увеличение параметра настройки  $k$ , соответствующее увеличению отношения  $k/m$  при фиксированном  $m$ , переводит мириаду из модального ре-

жима в линейный, т.е. мириадная оценка приближается к оценке среднего выборки данных. Это в результате приводит к появлению смещенности из-за наличия "тяжелого хвоста" распределения. Переходом мириадной операции в линейный режим объясняется и одновременное уменьшение дисперсии оценок определяемого параметра при увеличении отношения  $k/m$  и ее практически постоянный уровень при больших  $k/m$ , когда оценка мириадной операции совпадает со средним значением выборки.

Поскольку смещенность оценивания с увеличением  $k/m$  увеличивается, а дисперсия уменьшается, зависимость приведенной ошибки от  $k/m$  (8) носит экстремальный характер, т.е. существует оптимальное значение отношения  $k/m$ , при котором смещенность относительно невелика, а дисперсия оценивания приближается к дисперсии оценивания для среднего выбора. Как видно из рис. 5,а, существует некоторый диапазон таких значений  $k/m$ , при которых значения приведенной ошибки приблизительно одинаковы и близки к минимальному значению. В частности, для *Ситуации 1* диапазон значений  $k/m$ , при которых приведенная ошибка близка к предельно достижимой минимальной, составляет  $k/m_{opt} \in [0,1;0,25]$ .

При использовании гистограммного метода, для которого параметры (6), (7) и (8) как функции  $\Delta h/m$  для *Ситуации 1* приведены на рис. 5,б, все точностные характеристики носят экстремальный характер, достигая своего минимума приблизительно при соотношении  $\Delta h/m = 0,15$ . Это объясняется тем, что с увеличением размера интервала  $\Delta h$  (что соответствует увеличению отношения  $\Delta h/m$  при фиксированном  $m$ ) количество интервалов гистограммы, формируемой для всего интервала значений оцениваемого параметра, уменьшается, и она становится сглаженной, поскольку интегрирование ее элементов проводится по большему количеству отсчетов выборки. В то же время, хотя максимум гистограммы может приходиться на диапазон, заключающий в себе истинное оцениваемое значение, его середина может не совпадать с ним, что часто приводит к смещенности оценок.

С другой стороны, при уменьшении отношения  $\Delta h/m$  количество элементов гистограммы увеличивается, степень влияния дискретности разбиения всего интервала на подинтервалы на точность оценки параметра уменьшается. Однако, сама гистограмма становится изрезанной, что приводит к увеличению дисперсии оценивания. Для гистограммного метода, так же как и для мириадного, существует некоторый диапазон отношений  $\Delta h/m$ , для которых наблюдается оптимум (минимум) приведенной ошибки, в частности, для *Ситуации 1* этот оптимум наблюдается в диапазоне  $\Delta h/m_{opt} \in [0,1;0,4]$ .

Аналогичные тенденции в поведении зависимостей точности оценивания от соотношений  $k/m$  и  $\Delta h/m$  для мириадного и гистограммного метода наблюдаются и для других рассматриваемых *Ситуаций*, однако существуют и некоторые особенности, которые можно наблюдать на рис.6 и 7, где приведены, соответственно, зависимости приведенной ошибки рассматриваемых методов от отношения  $\max/m$  и от значения оцениваемой величины  $m$ . Из-за существенного различия величин приведенной ошибки для мириадного и гистограммного методов графики этих ошибок для соответствующих методов приведены в различных масштабах. Значения приведенной ошибки для мириадного метода отложены по левой шкале, а для гистограммного - по правой.

Так, при увеличении отношения  $\max/m$  от 10 (*Ситуация 1*) до 100 (*Ситуация 2*) для мириадного метода происходит расширение области квазиоптимальности отношений  $k/m$ , обеспечивающих точность, близкую к предельно достижимой (рис. 6). Тем не менее, диапазон "оптимальности", обший для *Ситуаций 1* и 2, остается прежним -  $k/m_{opt} \in [0,1;0,25]$ . Для гистограммного метода увеличение отношения  $\max/m$  на ширину диапазона "оптимальности" влияния практически не оказывает.

При изменении значений оцениваемой величины  $m$  (рис. 7) как для мириадного метода, так и для гистограммного характер поведения графиков приведенных ошибок соответствующих методов в диапазоне  $k/m(\Delta h/m) \in [0,1;0,4]$  практически совпадает. Вне этого диапазона с увеличением значения  $m$  наблюдается общая тенденция увеличения приведенной ошибки для обоих анализируемых методов.

Таким образом, для данных методов существует диапазон “оптимальных” значений отношений  $k/m$  и  $\Delta h/m$ , сохраняющий свои границы, как при изменении отношения  $\max m$ , т.е. при увеличении размера “хвоста” распределения, так и при изменении величины оцениваемого параметра  $m$ . Для мириадного метода этот диапазон составляет  $k m_{opt} \in [0,1;0,25]$ , а для гистограммного метода  $\Delta h m_{opt} \in [0,1;0,4]$ .

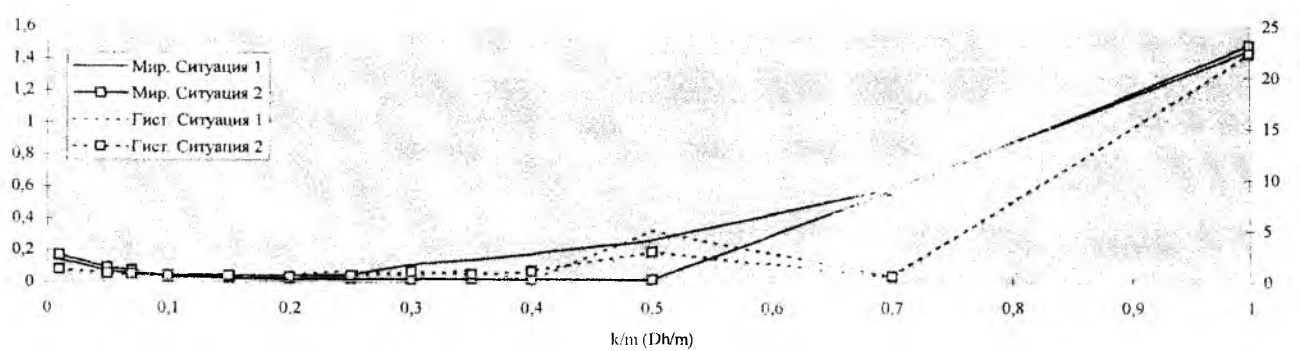


Рис. 6

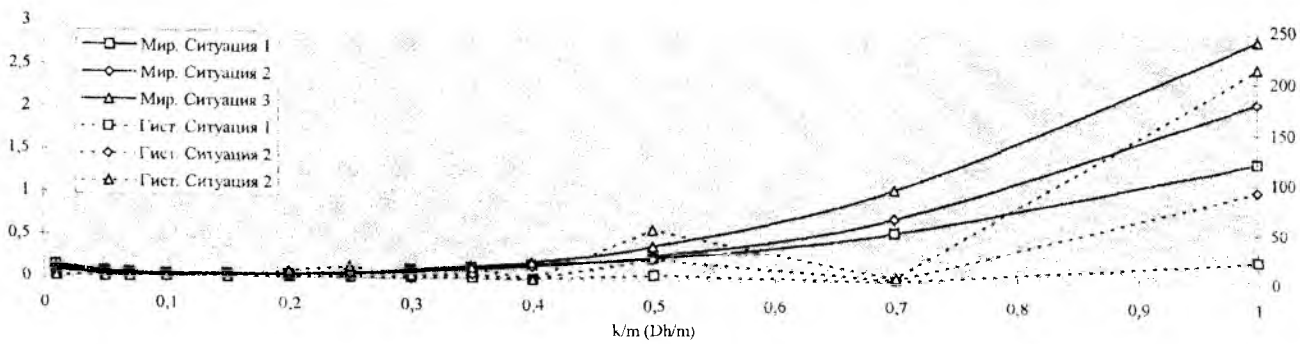


Рис. 7

Эти выводы подтверждаются численными данными, приведенными в таблице 2, где даны оптимальные соотношения  $k m_{opt}$  и  $\Delta h/m_{opt}$  для всех рассмотренных ситуаций, а также соответствующие им значения количественных критериев (6), (7) и (8).

Таблица 2

| Ситуация | Мириадный метод |          |            |               | Гистограммный метод |          |            |               |
|----------|-----------------|----------|------------|---------------|---------------------|----------|------------|---------------|
|          | $k/m_{opt}$     | $\delta$ | $\theta^2$ | $\varepsilon$ | $\Delta h/m_{opt}$  | $\delta$ | $\theta^2$ | $\varepsilon$ |
| 1        | 0,1             | 0,090    | 0,035      | 0,043         | 0,15                | 0,028    | 0,596      | 0,597         |
| 2        | 0,35            | 0,040    | 0,015      | 0,017         | 0,2                 | 0,030    | 0,553      | 0,554         |
| 3        | 0,1             | 0,084    | 0,021      | 0,029         | 0,15                | 0,142    | 0,133      | 0,153         |
| 4        | 0,2             | 0,042    | 0,015      | 0,017         | 0,1                 | 0,029    | 0,540      | 0,540         |
| 5        | 0,1             | 0,070    | 0,018      | 0,023         | 0,15                | 0,362    | 0,160      | 0,291         |
| 6        | 0,15            | 0,048    | 0,014      | 0,016         | 0,05                | 0,008    | 0,546      | 0,546         |

Как видно из таблицы, мириадный метод обеспечивает существенный выигрыш в точности (оцениваемый по значениям приведенной ошибки) по сравнению с гистограммным во всех рассмотренных Ситуациях. Этот выигрыш, в основном, обусловлен значительно меньшей дисперсией оценок параметра, получаемых с помощью мириадного метода, в то время как смещенность оценок для этих методов имеет приблизительно одинаковый порядок ( $\leq 1\%$  от  $m$ ). При этом основной вклад в приведенную ошибку вносит дисперсия оценок, что и обуславливает тот факт, что для мириадного метода приведенная ошибка в 15-30 раз меньше чем для гистограммного.

Таким образом, для обеспечения высоких точностных показателей настроечные параметры рассмотренных выше методов должны выбираться в пределах  $k_{opt} = (0,1...0,25)m$  для мириадного и

$\Delta h_{opt} = (0,1...0,4)m$  для гистограммного методов.

Для подтверждения правильности предложенных рекомендаций было проведено моделирование с использованием тестового изображения, приведенного на рис.4. В ходе эксперимента изображение зашумлялось аддитивным гауссовским шумом с заданной дисперсией  $\sigma_{add}^2$ , после чего рассчитывались оценки локальной дисперсии в неперекрывающихся квадратных блоках изображения размером 5x5 точек. Полученные таким образом оценки обрабатывались описанными выше мириадным и гистограммным методами при оптимальных значениях  $k_{opt} = 0,2m$  и  $\Delta h_{opt} = 0,2m$ . В качестве количественного критерия при сравнении использовалась приведенная ошибка (8). Статистический эксперимент проводился для 1000 реализаций, его результаты приведены в таблице 3. Как показывает их анализ, для достаточно сложного тестового изображения, содержащего разнообразные объекты и фрагменты, разработанный мириадный метод обеспечивает выигрыш в точности определения дисперсии аддитивных помех примерно на порядок.

Таблица 3

| Метод            | Мириадный метод |            | Гистограммный метод |            |
|------------------|-----------------|------------|---------------------|------------|
|                  | $k_{opt}$       | $\epsilon$ | $\Delta h_{opt}$    | $\epsilon$ |
| $\sigma_{add}^2$ |                 |            |                     |            |
| 10               | 2,0             | 0,20       | 2,0                 | 1,73       |
| 20               | 4,0             | 0,42       | 4,0                 | 3,36       |
| 30               | 6,0             | 0,59       | 6,0                 | 6,69       |

Однако для практического применения приведенных выше рекомендаций, обеспечивающих высокую точность оценивания, необходимо знать, хотя бы приблизительно, величину оцениваемого параметра  $m$ . Для решения этой проблемы нами предлагается использовать двухэтапную процедуру обработки выборки оценок дисперсии. На первом этапе проводится приближенное оценивание  $m$ . Для этого определяется 30% квантиль  $Q_{30}$  в полученной выборке оценок [8]. Этот квантиль для большинства реальных случаев отличается от  $m$  не более, чем в 2 раза. Тогда, с учетом полученной предварительной оценки, настроечный параметр мириадного метода выбирается равным  $k = (0,1...0,25) \cdot Q_{30}$ , и на втором этапе применяется описанный выше метод оценивания характеристик помех на основе мириадной операции. Тот факт, что  $Q_{30}$  может в некоторых пределах отличаться от истинного значения оцениваемой дисперсии, будет незначительно влиять на точность мириадного метода, поскольку он обладает достаточно широким диапазоном "оптимальности" значений  $k/m$ .

В результате проведенных исследований предложен метод автоматизированного оценивания характеристик помех, позволяющий для исследованных модельных данных обеспечить практическую несмещенность получаемых оценок и ошибки измерения порядка 3-5%.

**Список литературы:** 1. Melnik V. Nonlinear Locally Adaptive Techniques for Image Filtering and Restoration in Mixed Noise Environments. Tampere University of Technology, Tampere Finland. 2000. P.234. 2. Ramponi G., D'Alvise R. Automatic Estimation of the Noise Variance in SAR Images for Use in Speckle Filtering // IEEE-EURASIP Workshop on Nonlin. Signal and Image Proc. 1999. Vol.2. PP.835-838. 3. Canny J. A Computational Approach to Edge Detection // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1986. Vol.8. PP.679-698. 4. Rank K., Lendl M., Unbehauen R. Estimation of Image Noise Variance // IEE Proceedings on Vision, Image and Signal Processing. 1999. Vol.146, No.2. PP.80-84. 5. Meer P., Jolion J.-M., Rosenfeld A. A. Fast Parallel Algorithm for Blind Estimation of Noise Variance // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1990. Vol.12, No.2. PP.216-223. 6. Abramov S.K., Lukin V.V., Zelensky A.A. Multiplicative Noise Variance Evaluation in the MM-band Radar Images Using Myriad Estimation // Proceedings of the Fourth International Kharkov Symposium "Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves". Kharkov, Ukraine. 2001. Vol.1. PP.429-431. 7. Kalluri S., Arce G. Adaptive Weighted Myriad Filter Algorithms for Robust Signal Processing in  $\alpha$ -stable Noise Environments // IEEE Trans. on Signal Processing. 1998. Vol.46, No.2. PP.322-334. 8. Zelensky A.A., Totsky A.V., Lukin V.V. et al Airborne multichannel remote sensing data processing techniques and software // Proceedings of the Second International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition ERIM. San Francisco (CA, USA). 1996. Vol. III. PP.151-159.

## СИНТЕЗ СОГЛАСОВАННЫХ ФИЛЬТРОВ С КОГЕРЕНТНЫМ ОТКЛИКОМ

### Введение

Согласованные и оптимальные фильтры находят в настоящее время широкое применение при решении различных задач обработки сигналов в радиолокации, радиосвязи, информационно-измерительной технике [1, 3-7]. При этом в последнее время обращают внимание на возможность сочетания согласованной фильтрации, в частности, укорочения импульса, с когерентной техникой [5]. Это возможно, если отклик согласованного (или оптимального) фильтра не модулирован по частоте [5]. Фильтры, обеспечивающие наибольшее отношение сигнал/шум (С/Ш) на выходе при условии отсутствия частотной модуляции отклика на сигнал, будем в дальнейшем называть согласованными когерентными фильтрами, а фильтры, обеспечивающие наибольшее отношение сигнал/шум (в общем случае “не белый”) при условии отсутствия частотной модуляции отклика, – оптимальными когерентными фильтрами.

### Фильтр с когерентным откликом

Комплексную амплитуду  $\bar{S}_1(t)$  отклика фильтра с коэффициентом передачи  $K(\omega)$  на радиоимпульсный сигнал  $S(t)$  с комплексным спектром  $S(\omega)$  запишем в виде:

$$\bar{S}_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{\Omega} K(\Omega) \bar{S}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega. \quad (1)$$

Используя соотношение (1), получим математическую запись условия когерентности отклика фильтра (отсутствия частотной модуляции). Из (1) легко заметить, что условие когерентности отклика имеет вид:

$$\int_{\Omega} K(\Omega) \bar{S}(\Omega) \sin[\Omega t + \varphi_s(\Omega) + \varphi_k(\Omega)] d\Omega = 0, \quad (2)$$

где  $\varphi_s(\Omega)$  и  $\varphi_k(\Omega)$  – соответственно фазовый спектр сигнала и фазочастотная характеристика фильтра.

Согласно (П.5,а) и (П.5,б), выполнение условия (2) равносильно выполнению следующих условий:

$$\frac{K_H(\Omega)}{K_{\Psi}(\Omega)} = -\frac{S_H(\Omega)}{S_{\Psi}(\Omega)}, \quad (3)$$

$$\varphi_{k\psi}(\Omega) = -\varphi_{s\psi}(\Omega). \quad (4)$$

Таким образом, коэффициент передачи когерентного фильтра полностью определяется спектральными характеристиками радиоимпульса и, с учетом (3) и (4), имеет вид:

$$K_{k\psi}(\Omega) = K_{\psi}(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_{\psi}(\Omega)}{S_{\psi}(\Omega)} \right] e^{-j[\varphi_{s\psi}(\Omega) - \varphi_{k\psi}(\Omega)]}. \quad (5)$$

Из (4) видно, что вид функций  $K_{\psi}(\Omega)$  и  $\varphi_{k\psi}(\Omega)$  не влияет на когерентность отклика. По-видимому, этот факт можно использовать для оптимизации характеристик когерентных фильтров при выделении сигналов на фоне помех.

### Согласованный фильтр с когерентным откликом

Синтезируем коэффициент передачи согласованного когерентного фильтра при следующей постановке задачи.

Пусть на вход фильтра поступает аддитивная смесь  $Z(t)$  радиоимпульсного сигнала  $S(t)$  и белого шума  $n(t)$  с равномерным энергетическим спектром  $N_0$ . Причем,

$$Z(t) = S(t) + n(t).$$

Требуется определить коэффициент передачи фильтра, обеспечивающего получение на выходе в некоторый, взятый по истечении сигнала, момент времени наибольшего возможного отношения пикового значения сигнала к среднеквадратическому значению шума и отсутствие частотной модуляции сигнала (отклика). Такой фильтр назовем согласованным когерентным фильтром.

Согласно (1) и (2) сигнал на выходе когерентного фильтра определяется выражением

$$S_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{\Omega} S(\Omega) K(\Omega) \cos[\Omega t + \varphi_{sh}(\Omega) + \varphi_{kh}(\Omega)] d\Omega,$$

где  $K(\Omega) = K_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right]$ .

Средняя мощность шума на выходе когерентного фильтра будет определяться формулой:

$$P_{ш} = \frac{N_o}{\pi} \int_{\Omega} K(\Omega)^2 d\Omega.$$

Тогда в некоторый момент времени  $t_o \geq T$  (где  $T$  - длительность сигнала) отношение сигнал/шум равно:

$$\frac{|S_1(t_o)|}{\sqrt{P_{ш}}} = \frac{\frac{1}{\pi} \int_{\Omega} S(\Omega) K_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right] \cos[\Omega t_o + \varphi_{sh}(\Omega) + \varphi_{kh}(\Omega)] d\Omega}{\sqrt{\frac{N_o}{\pi} \left\{ \int_{\Omega} K_q^2(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right]^2 d\Omega \right\}^{\frac{1}{2}}}}.$$

В силу того, что функции  $S(\Omega)$  и  $K[\Omega]$  положительны (это следует из неравенства Шварца-Буняковского), можно записать:

$$\frac{|S_1(t_o)|}{\sqrt{P_{ш}}} \leq \frac{1}{\sqrt{\pi N_o}} \frac{\int_{\Omega} S(\Omega) K_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right] d\Omega}{\left\{ \int_{\Omega} K_q^2(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right]^2 d\Omega \right\}^{\frac{1}{2}}}. \quad (6)$$

Неравенство (6) превращается в равенство при выполнении условия

$$\varphi_{kh}(\Omega) = -[\Omega t_o + \varphi_{sh}(\Omega)] \quad (7)$$

Таким образом, мы определили нечетную составляющую фазочастотной характеристики когерентного согласованного фильтра. Для определения амплитудно-частотной характеристики запишем:

$$\frac{|S_1(t_o)|}{\sqrt{P_{ш}}} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_o}} \frac{\int_{\Omega} S(\Omega) K_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right] d\Omega}{\left\{ \int_{\Omega} K_q^2(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)} \right]^2 d\Omega \right\}^{\frac{1}{2}}}. \quad (8)$$

По-видимому, функция  $K_u(\Omega)$ , доставляющая экстремум функционалу (8), и будет четной частью амплитудно-частотной характеристики согласованного когерентного фильтра. Уравнение Эйлера [8] при этом имеет вид:

$$\frac{\partial \left[ \frac{S_1(t_o)}{\sqrt{P_{ш}}} \right]}{\partial K_u(\Omega)} = 0. \quad (9)$$

Решение уравнения (9) приведено в приложении 2.  
Согласно (П.10),

$$K_u(\Omega) = BS_u(\Omega) \frac{S_u^2(\Omega) - S_n^2(\Omega)}{S_u^2(\Omega) + S_n^2(\Omega)}. \quad (10)$$

Из (3) и (10) имеем

$$K_n(\Omega) = -BS_n(\Omega) \frac{S_u^2(\Omega) - S_n^2(\Omega)}{S_u^2(\Omega) + S_n^2(\Omega)}. \quad (11)$$

Объединяя условия (4), (7) и (10), из (5) получим следующее выражение для коэффициента передачи согласованного фильтра:

$$K_{скф}(\Omega) = BS^*(\Omega) \left[ 1 - 2 \frac{S_u(\Omega)S_n(\Omega)}{S_u^2(\Omega) + S_n^2(\Omega)} \right] e^{-j\Omega t_o}, \quad (12)$$

где  $B$  – постоянный коэффициент.

В частном случае, полагая в (12)  $S_n(\Omega) = 0$ , придем к известному выражению для коэффициента передачи согласованного фильтра [1-6]:

$$K_{скф}(\Omega) = BS^*(\Omega) e^{-j\Omega t_o} \quad (13)$$

### Анализ помехоустойчивости согласованного когерентного фильтра

Из сравнения (12) и (13) видно, что помехоустойчивость согласованного когерентного фильтра ниже в общем случае ( $S_n(\Omega) \neq 0$ ) помехоустойчивости согласованного фильтра.

Оценим помехоустойчивость согласованного когерентного фильтра.

Учитывая, что для согласованного фильтра [4]

$$\frac{S_1(t_o)}{\sqrt{P_{ш}}} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_o}} \left\{ \int_{\Omega} S^2(\Omega) d\Omega \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (14)$$

путем деления (13) на (7) и после необходимых преобразований получим следующую формулу для коэффициента проигрыша в помехоустойчивости когерентного согласованного фильтра:

$$\Pi_{скф} = \frac{\int_{\Omega} [S_u^2(\Omega) + S_n^2(\Omega)] d\Omega}{\int_{\Omega} \frac{[S_u^2(\Omega) - S_n^2(\Omega)]^2}{S_u^2(\Omega) + S_n^2(\Omega)} d\Omega}. \quad (15)$$

Здесь  $\Pi_{скф}$  - проигрыш, взятый по отношениям мощностей сигнала и шума.

Из выражения (15) следует, что при  $S_H(\Omega) = 0$   $\Pi_{скф} = 1$ , т.е. проигрыша при когерентной фильтрации нет. При  $S_H(\Omega) \neq 0$  проигрыш существует и с увеличением  $S_H(\Omega)$  проигрыш растет. Таким образом проигрыш  $\Pi_{скф}$  определяется только формой амплитудно-частотного спектра сигнала  $S_H(\Omega)$ .

Произведем количественную оценку проигрыша  $\Pi_{скф}$ .

Рассмотрим пример. Допустим (рис. 1), что

$$S(\Omega) = \begin{cases} S_o + \frac{\Delta S}{\Omega_1} \Omega, & \Omega \in (-\Omega_1, \Omega_1), \\ 0, & \Omega \notin (-\Omega_1, \Omega_1), \end{cases} \tag{16}$$

где  $S_o, \Delta S, \Omega_1$  - некоторые постоянные.

Подставляя (16) в (15) и производя необходимые преобразования и вычисления определенных интегралов, можно получить:

$$\Pi_{скф} = \frac{\alpha + \frac{\alpha^3}{3}}{4 \arctg \alpha - 3\alpha + \frac{\alpha^3}{3}}, \tag{17}$$

где  $\alpha = \frac{\Delta S}{S_o}$ .

На рис. 1 приведены также графики функций  $S_H(\Omega)$ ,  $S_\psi(\Omega)$ ,  $K_H(\Omega)$  и  $K_\psi(\Omega)$  для  $\alpha = 1,8$ .

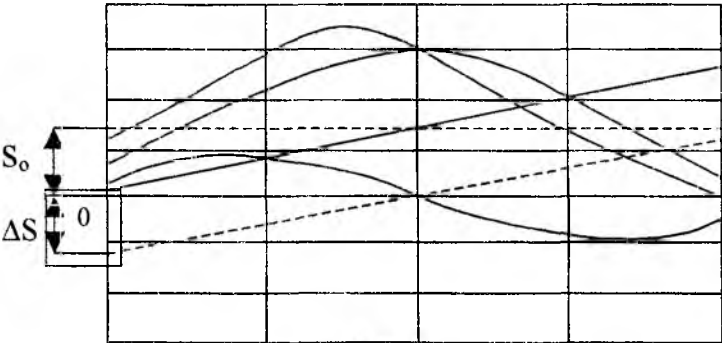


Рис. 1

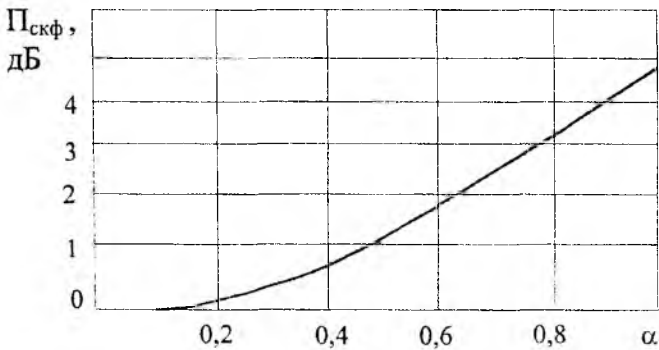


Рис. 2

На рис. 2 приведен график зависимости проигрыша, определяемого формулой (17), от параметра  $\alpha$ . Из рассмотрения графика видно, что проигрыш становится заметным при достаточной асимметрии спектра сигнала, т.е. при  $\alpha \geq 0,33 \div 0,4$ . Максимальный проигрыш получается при  $\alpha = 1$  и составляет для выбранной формы сигнала 4,5 дБ. При изменении параметра  $\alpha$  от 0 до  $0,2 \div 0,3$  проигрыш  $\Pi_{скф}$  относительно мал и изменяется незначительно. Практически применяемые сигналы в большинстве случаев имеют невысокую степень асимметрии, и проигрыш может быть достаточно малым.

Таким образом, в когерентных радиотехнических системах необходимо применять сигналы с возможно меньшей степенью асимметрии их амплитудно-частотного спектра.

## Приложение 1

Очевидно, что условие

$$\int_{\Omega} K(\Omega) S(\Omega) \sin[\Omega t + \varphi_s(\Omega) + \varphi_k(\Omega)] d\Omega = 0 \quad (\text{П.1})$$

выполняется, когда подынтегральная функция нечетна.

Представим функции  $K(\Omega)$ ,  $S(\Omega)$ ,  $\varphi_k(\Omega)$ ,  $\varphi_s(\Omega)$  в виде:

$$K(\Omega) = K_{\text{ч}}(\Omega) + K_{\text{н}}(\Omega), \quad S(\Omega) = S_{\text{ч}}(\Omega) + S_{\text{н}}(\Omega), \quad \varphi_k(\Omega) = \varphi_{k\text{ч}}(\Omega) + \varphi_{k\text{н}}(\Omega), \\ \varphi_s(\Omega) = \varphi_{s\text{ч}}(\Omega) + \varphi_{s\text{н}}(\Omega),$$

где  $K_{\text{ч}}(\Omega)$  и  $K_{\text{н}}(\Omega)$  - соответственно четная и нечетная части коэффициента передачи фильтра, которые определяются так:

$$K_{\text{ч}}(\Omega) = \frac{K(\Omega) + K(-\Omega)}{2}, \quad (\text{П.2})$$

$$K_{\text{н}}(\Omega) = \frac{K(\Omega) - K(-\Omega)}{2}, \quad (\text{П.3})$$

где  $K(-\Omega)$  - зеркальная амплитудно-частотная характеристика фильтра. Аналогичные обозначения и соотношения справедливы и для функций  $S(\Omega)$ ,  $\varphi_k(\Omega)$ ,  $\varphi_s(\Omega)$ .

Используя представления функций  $K(\Omega)$ ,  $S(\Omega)$ ,  $\varphi_k(\Omega)$ ,  $\varphi_s(\Omega)$  в виде (П.2) и (П.3), условие (П.1) легко привести к виду:

$$\int_{\Omega} \{ [S_{\text{ч}}(\Omega)K_{\text{ч}}(\Omega) + S_{\text{н}}(\Omega)K_{\text{н}}(\Omega)] \sin[\varphi_{k\text{ч}}(\Omega) + \varphi_{s\text{ч}}(\Omega)] \times \\ \times \cos[\Omega t + \varphi_{k\text{н}}(\Omega) + \varphi_{s\text{н}}(\Omega)] - [S_{\text{н}}(\Omega)K_{\text{ч}}(\Omega) + S_{\text{ч}}(\Omega)K_{\text{н}}(\Omega)] \times \\ \times \cos[\varphi_{k\text{ч}}(\Omega) + \varphi_{s\text{н}}(\Omega)] \sin[\Omega t + \varphi_{k\text{н}}(\Omega) + \varphi_{s\text{н}}(\Omega)] \} d\Omega = 0 \quad (\text{П.4})$$

Из уравнения (П.4) получим следующее условие:

$$\text{tg}[\varphi_{k\text{ч}}(\Omega) + \varphi_{s\text{ч}}(\Omega)] = - \frac{S_{\text{н}}(\Omega)K_{\text{ч}}(\Omega) + S_{\text{ч}}(\Omega)K_{\text{н}}(\Omega)}{S_{\text{н}}(\Omega)K_{\text{н}}(\Omega) + S_{\text{ч}}(\Omega)K_{\text{ч}}(\Omega)} \times \\ \times \text{tg}[\Omega t + \varphi_{k\text{н}}(\Omega) + \varphi_{s\text{н}}(\Omega)],$$

которое для любых значений  $t$  будет выполняться только при совместном выполнении следующих условий:

$$S_{\text{ч}}(\Omega)K_{\text{н}}(\Omega) + S_{\text{н}}(\Omega)K_{\text{ч}}(\Omega) = 0; \quad (\text{П.5,а})$$

$$\varphi_{k\text{ч}}(\Omega) + \varphi_{s\text{ч}}(\Omega) = 0. \quad (\text{П.5,б})$$

## Приложение 2

Функционал, соответствующий уравнению (7), запишем в виде:

$$I = \frac{\int_{\Omega} [S_{\text{ч}}(\Omega)K_{\text{ч}} + K_{\text{н}}(\Omega)S_{\text{н}}(\Omega)] d\Omega}{\left\{ \int_{\Omega} [K_{\text{ч}}^2(\Omega) + K_{\text{н}}^2(\Omega)] d\Omega \right\}^{\frac{1}{2}}}. \quad (\text{П.6})$$

Здесь учтено, что на интервале интегрирования четная и нечетная части функции  $S(\Omega)$ , а также и функции  $K(\Omega)$  ортогональны.

Учитывая, что (3,а)

$$K_n(\Omega) = \frac{K_n(\Omega)S_n(\Omega)}{S_q(\Omega)},$$

функционал (П.6) представим в виде:

$$I = \frac{\int_{\Omega} S_q(\Omega) K_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega)} \right] d\Omega}{\left\{ \int_{\Omega} K_q^2(\Omega) \left[ 1 + \frac{S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega)} \right] d\Omega \right\}^{\frac{1}{2}}}. \quad (\text{П.7})$$

Функцию  $K_q(\Omega)$  найдем из уравнения Эйлера [8]:

$$\frac{\partial I}{\partial K_q} = 0. \quad (\text{П.8})$$

Подставляя (П.7) в (П.8), получим:

$$\begin{aligned} \int_{\Omega} S_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega)} \right] d\Omega \int_{\Omega} K_q^2(\Omega) \left[ 1 + \frac{S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega)} \right] d\Omega = \int_{\Omega} K_q(\Omega) \left[ 1 + \frac{S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega)} \right] d\Omega \times \\ \times \int_{\Omega} K_q(\Omega) S_q(\Omega) \left[ 1 - \frac{S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega)} \right] d\Omega. \end{aligned} \quad (\text{П.9})$$

Из (П.9) имеем решение уравнения Эйлера в виде:

$$K_q(\Omega) = B S_q(\Omega) \frac{S_q^2(\Omega) - S_n^2(\Omega)}{S_q^2(\Omega) + S_n^2(\Omega)}. \quad (\text{П.10})$$

**Список литературы:** 1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. под ред. Кельзона В.В. М.: Сов. радио, 1971. С. 2. Возенкрафт Дж., Джексокс И. Теоретические основы техники связи. М.: Мир, 1969. С.3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. С.4. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1969. 5. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. М.: Сов. радио, 1974. С. 6. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. М.: Сов. радио, 1972. С. 7. Темников Ф.Е., Афонин В.А., Дмитриев В.И. Теоретические основы информационной техники. М.: Энергия, 1971. С. 8. Эльсгольц Л.Э. Вариационное исчисление. М.: Гостехиздат, 1976. С.91-97.

Харьковская государственная  
академия железнодорожного транспорта

Поступила в редколлегию 03.10.2001

## ОСОБЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАДИОЧАСТОТЫ

Под адаптивной пространственно-временной обработкой сигналов (АПВОС) в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в различных точках пространства (сигналами на выходах разнесенных в пространстве антенн), позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них информацию [1]. При этом пространственная (выбор амплитудно-фазового распределения токов на выходах разнесенных в пространстве антенн) и временная (различного рода фильтрация скалярных сигналов) обработки осуществляются одновременно и оптимизируются как по одному, так и по разным, но взаимосвязанным, критериям.

Объективным основанием для применения алгоритмов АПВОС, реализующих традиционные критерии МСКО, МОСП и ММВ, являются различия пространственных структур сигнала и помехи. При этом МСКО-, МОСП- и ММВ-алгоритмы, в конечном счете, отличаются друг от друга только лишь тем, каким образом учитывается и используется неравенство  $\vec{V}_s \neq \beta \vec{V}_i$ , где  $\vec{V}_s$ ,  $\vec{V}_i$  - векторы, элементы которых с точностью до постоянного коэффициента  $\beta$  совпадают с составляющими полезного сигнала и помех соответственно на выходах антенных элементов (АЭ). В случае критериев МОСП и такой учет осуществляется, собственно, заданием пространственной структуры сигнала (постулируется наличие вектора  $\vec{V}_y$ , удовлетворяющего условию  $\vec{V}_y = \beta \vec{V}_s$ ). Критерий МСКО в свою очередь опирается на знание временной структуры сигнала (постулируется наличие опорного сигнала  $r(t)$ , удовлетворяющего условиям  $E\{r(t)s^*(t)\} \neq 0$ ,  $E\{r(t)p_l^*(t)\} \neq 0$ ,  $l = \overline{1, L}$ , где  $E\{\bullet\}$  - оператор математического ожидания,  $s(t)$  - полезный сигнал,  $p(t)$  - помеха,  $*$  - знак комплексного сопряжения), что в узкополосном приближении, аналогично заданию  $\vec{V}_y = \beta \vec{V}_s$ . Наконец, в случае

критерия ММВ условие  $\vec{V}_s \neq \beta \vec{V}_i$  может быть использовано, если существует возможность осуществить расчет вектора весовых коэффициентов (ВВК) при отсутствии на входе адаптивной антенной решетки (ААР) полезного сигнала или же приняты меры, исключаяющие его непреднамеренное подавление.

Существенной особенностью МОСП- и ММВ-алгоритмов является их инвариантность к временной структуре как помех, так и полезного сигнала (естественно, что об инвариантности речь может идти только для сигналов и помех, узкополосных в пространственно-временном смысле). Следовательно, эти алгоритмы достаточно универсальны и их применение не связано с конкретным видом модуляции или режимом работы радиолинии. Вместе с тем МСКО-алгоритмы "жестко" связаны с конкретной временной структурой сигнала и возможность их применения непосредственно определяется возможностью формирования опорного сигнала. С этой точки зрения МСКО-алгоритмы менее универсальны и применимы только для некоторых специальных видов модуляции [2, 3, 4]. Вопросы формирования опорного сигнала представляют собой достаточно сложную техническую проблему и подробно рассмотрены в монографии [2].

Вместе с тем в последнее время опубликован ряд работ, посвященных анализу и синтезу алгоритмов АПВОС применительно к классам сигналов, обладающих характерными особенностями, непосредственно не учитываемыми в традиционных критериях оптимальности (МСКО, МОСП, ММВ) [1]. В рамках этих работ развитие традиционной теории АПВОС осуществляется по двум основным направлениям:

- согласование традиционных алгоритмов АПВОС со специфической частотно-временной структурой полезного сигнала;
- непосредственное использование характерных особенностей временной (частотно-временной) структуры сигнала в качестве признака, позволяющего различать сигналы и помехи.

К первому направлению, в основном, относятся работы, посвященные анализу и синтезу алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [1, 5, 6, 7]. Наиболее характерными представителями второго направления, на наш взгляд, являются работы, посвященные адаптивной пространственной обработке сигналов с угловы-

ми видами модуляции и так называемых “сигналов с пассивной паузой” и “циклостационарных” сигналов [8,9].

В случае сигналов с ППРЧ классическая модель справедлива только для некоторого конкретного значения несущей частоты. При этом каждое изменение частоты приводит к изменению вектора  $\vec{V}_s$  и в этом смысле эквивалентно скачкообразному изменению направления прихода сигнала. Другими словами, в течение временного интервала  $\Delta\tau_i$  ( $\Delta\tau_i$  - продолжительность  $i$ -ой частотной позиции) на выходах АЭ наблюдается вектор

$$\vec{S}(t, \Delta\tau_i) = s(t)\vec{V}_s(\Delta\tau_i), \quad (1)$$

где  $\vec{V}_s(\Delta\tau_i) \in G_v; G_v = [\vec{V}_{s1}, \vec{V}_{s2}, \dots, \vec{V}_{sM}]$   $M$  - число частотных позиций (значений несущих частот);  $\vec{V}_{sk} = \vec{V}(\Theta_s, \omega_{0k}) = \vec{V}(\Theta_{sk}, \omega_0)$ .

Заметим, что поскольку частоты (в общем случае и величина  $\Delta\tau_i$ ) изменяются по псевдослучайному закону, то в (1)  $\vec{V}_s(\Delta\tau_i)$  можно интерпретировать как реализацию соответствующей случайной величины (случайную выборку из множества  $G_v$ ). Естественно, что для модели (1) ВВК, полученный для детерминированного значения вектора  $\vec{V}_s$ , не являются оптимальными и соответствующие алгоритмы неприменимы. Однако в случае, когда на входе ААР отсутствуют помехи, согласованная фильтрация полезного сигнала может быть обеспечена за счет синхронного с изменением несущей частоты изменения вектора  $\vec{V}_y$ . В результате ВВК, оптимизирующий выходное отношение сигнал/шум принимает вид

$$\vec{W} = \beta \vec{V}_y(\Delta\tau_i), \quad \vec{V}_y(\Delta\tau_i) = \vec{V}_s(\Delta\tau_i). \quad (2)$$

Очевидно, что для реализации (2) необходимо точно знать все параметры, определяющие вектор  $\vec{V}_s$ , и кроме того - значение несущей частоты, момент смены несущей частоты и величину  $\Delta\tau_i$ .

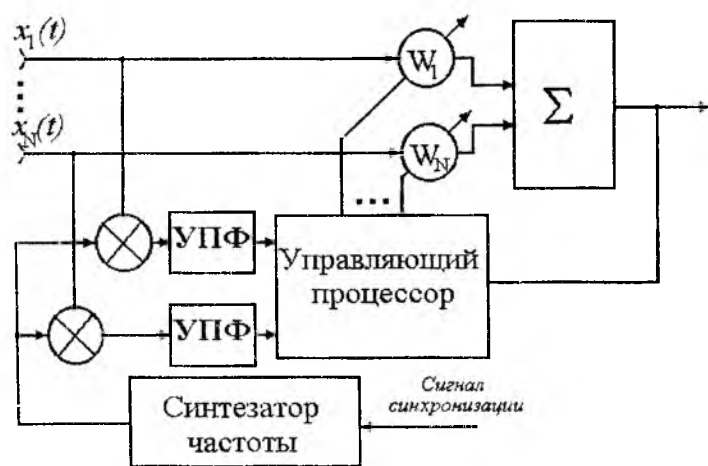


Рис. 1

таких сигналов структурная схема ААР принимает вид, показанный на рис. 1, где УПФ обозначен блок, осуществляющий частотную фильтрацию в полосе сигнала.

Применительно к данной структурной схеме в работах [1, 11] показано, что после приведения к фиксированной промежуточной частоте и узкополосной фильтрации, присутствующая на входе ААР широкополосная помеха становится эквивалентной узкополосной помехе, совпадающей по несущей частоте с полезным сигналом. По аналогии (1) такую помеху можно представить в виде

$$\vec{P}_l(t, \Delta\tau_i) = p_l(t)\vec{V}_l(\Delta\tau_i), \quad (3)$$

Значительно более сложная ситуация возникает при наличии на входе ААР преднамеренных или случайных помех. При этом, поскольку помеха с фиксированным значением частоты неэффективна в случае сигналов с ППРЧ, а помеха с синхронно изменяющейся частотой технически трудно реализуема, то наиболее характерной следует считать широкополосную помеху, занимающую весь рабочий диапазон перестройки частот или некоторую его часть [10]. Вместе с тем в течение длительности текущей частотной позиции полезный сигнал можно считать узкополосным в пространственно-временном смысле. Для

где  $\vec{V}_l(\Delta\tau_i) \in G_{vl}; G_{vl} = [\vec{V}_{l1}, \vec{V}_{l2}, \dots, \vec{V}_{lM}]$ .

При наличии помех типа (3) классические алгоритмы АПВОС или соответствующие рекуррентные процедуры применимы только в том случае, когда время, необходимое для формирования выборочной корреляционной матрицы (КМ) и ее обращения (вычисление

$\bar{Q}\left(\lambda_{min}\left(\hat{\mathbf{R}}_{xx}\right)\right)$ ), существенно меньше

$\tau_{cx} \ll \Delta\tau_i$  ( $\tau_{cx}$  - время сходимости алгоритма) [11]. В случае "быстрой" ППРЧ возникает ситуация, когда рекуррентные алгоритмы постоянно находятся в переходном режиме. Для простейшей двухчастотной модели смены частоты данную ситуацию иллюстрирует представленная на рис. 2 пошаговая зависимость выходного ОСПШ.

В частности установлено, что деструктивное воздействие ППРЧ может быть, практически, полностью устранено за счет соответствующей модификации структурной схемы ААР. Выделим две основные идеи такой модификации: предварительный расчет ВВК и запоминание ВВК для каждой частотной позиции.

Предварительный расчет ВВК предполагает использование в составе ААР второго синтезатора, обеспечивающего в течение времени приема сигнала на частоте  $\omega_i$  получение обучающей выборки на частоте  $\omega_{i+1}$  ( $\bar{X}(\omega_{i+1}) = \bar{P}(\omega_{i+1}) + \bar{I}\bar{I}(\omega_{i+1})$ ) [5, 9]. Естественно, что если помеховая обстановка локально стационарна, то  $\bar{P}(\omega_{i+1}) = \bar{P}(t, \Delta\tau_{j+1})$  и с использованием  $\bar{X}(\omega_{i+1})$  МОСП- и ММВ-алгоритмы обеспечивают получение соответствующих оптимальных решений. При этом в случае МОСП-алгоритмов расчет ВВК при наличии дополнительного процессора управления может продолжаться в течение времени  $\Delta\tau_{i+1}$ , а в случае ММВ-алгоритмов ВВК "замораживается" при поступлении на вход АР полезного сигнала. Таким образом, реализуется раздельное определение ВВК для каждой частотной позиции, а "платой" за такое разделение является усложнение технической реализации ААР (используется дополнительный синтезатор, а иногда и дополнительный процессор управления).

Метод запоминания также обеспечивает раздельное определение ВВК для каждой частотной позиции. Однако при этом структурная схема (рис. 1) остается, практически, неизменной, а разделение достигается за счет использования для каждой частоты  $\omega_i$  "своего" ВВК  $\bar{W}_i$ . Основная идея метода заключается в том, что при повторном переходе на частоту  $\omega_i$  ВВК  $\bar{W}_i$  используется в качестве начального значения для дальнейших вычислений и т.д. Этот метод в основном ориентирован на рекуррентные алгоритмы

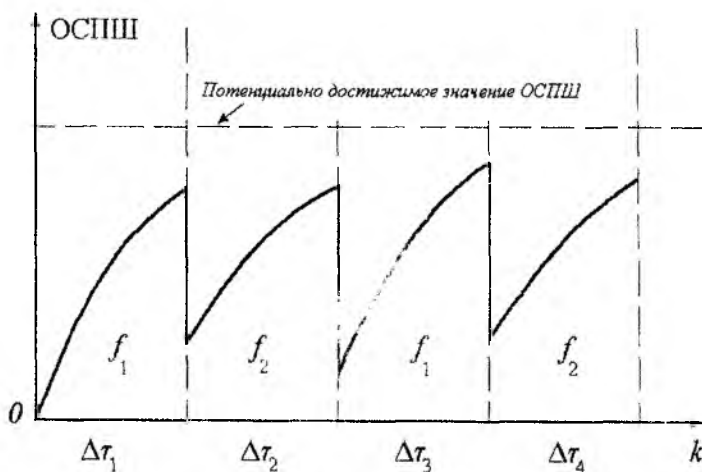


Рис. 2

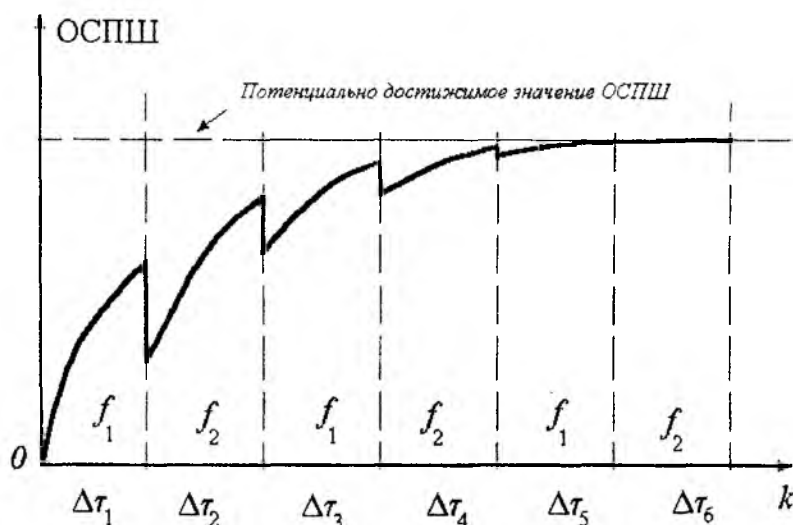


Рис. 3

и при стационарной (в смысле неизменности пространственного положения источников сигнала и помех) сигнально-помеховая обстановка (СПО) обеспечивает реализацию потенциальной эффективности АПВОС (рис. 3).

Заметим, что в отличие от предварительного определения метод запоминания применим также и к МСКО-алгоритмам, а “платой” за достижение положительного эффекта является увеличение времени сходимости процесса адаптации [1]. Следует отметить также, что в условиях полной априорной неопределенности о пространственной структуре сигнала ППРЧ можно рассматривать даже как фактор, способствующий реализации АПВОС [11]. Действительно, как уже отмечалось, что при предварительном определении ВВК формируется сугубо помеховая обучающая выборка, то есть имеются объективные условия для применения ММВ-алгоритмов без опасения, что полезный сигнал будет непреднамеренно подавлен в процессе адаптации. Более того, при применении ММВ-алгоритмов даже не требуется введение дополнительного синтезатора, поскольку из-за конечного времени перестройки гетеродинов “сигнальные паузы” объективно возникают при каждой смене несущей частоты.

**Список литературы:** 1. Марчук Л.А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. Л.: ВАС, 1991. 136 с. 2. Compton R.T. Adaptive Antennas. Concept and Performance. Prentice. Hall, Englewood, New Jersey, 1988. 3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 4. Compton R.T. Адаптивная антенная решетка в широкополосной системе связи. ТИИЭР, 1978. Т.66, № 3. С. 23-34. 5. Венскаускас К.К. Компенсация помех в судовых радиотехнических системах. Л.: Судостроение, 1989. - 264 с. 6. Мину М. Математическое программирование: Пер. с англ. М.: Наука, 1990. 480 с. 7. Марчук Л.А., Поповский В.В., Волков В.П. Адаптивная антенная решетка // А.С. СССР № 275700. 8. Shunk J.J., Gooch R.P. The constant modulus array for cochannel signal copy and direction finding // IEEE Trans. Signal Processing, Vol.44, №3. Pp. 652-600. 9. Gooch R.P., Lundell J. The CM array: an adaptive beamformer for constant modulus signals. / "ICASSP 86: Proc. IEEE - IECEJ - ASJ Int. Conf. Acoust, Speech and Signal Process., Tokyo, Apr., 7-11, 1986, Vol. 4" New York, 1986, 2523-2526. 10. Lee J.S., Miller L.E. Error performance analysis of differential phase-shift-keyed frequency-hopping spread spectrum communication system in the partial-band jamming environments. IEEE Trans. Communication Systems, 1982. V.30, № 5. P. 943-952. 11. Марчук Л.А. Анализ эффективности ПВОС в системах связи с программной перестройкой рабочей частоты // Вопросы расчета и проектирования антенн и радиолиний. Л.: ВАС, 1989. С. 201-216.

Харьковский технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2001

## РАСПОЗНАВАНИЕ ЗАДАНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ НЕИЗВЕСТНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННОЙ МОДЕЛИ

С учетом постоянного усложнения радиоэлектронной обстановки в настоящее время актуальным является оперативный контроль радиочастотного ресурса, который проводится автоматизированными комплексами радиоконтроля (РК) [1,2]. Одной из важных задач РК является распознавание радиосигналов. Вид алгоритмов распознавания и их показатели качества во многом определяются вероятностной моделью, которая используется для описания реальных сигналов [3,4]. При решении задач автоматизированного радиоконтроля широко применяется модель сигналов в виде ортогональных разложений, которая приводит к спектральным алгоритмам распознавания сигналов в выбранном для анализа радиоканале [3]. К настоящему времени в ряде прикладных задач находит широкое применение авторегрессионная модель сигналов, которая при определенных условиях обладает преимуществом по разрешающей способности спектрального представления сигналов [5].

В данной работе исследуются возможности решения задачи распознавания заданных радиосигналов при наличии неизвестных сигналов с применением алгоритмов распознавания, основанных на авторегрессионной модели сигналов. Проведены сравнительные исследования авторегрессионного алгоритма распознавания с одним из известных спектральных алгоритмов распознавания сигналов [3]. Сравнение алгоритмов распознавания выполнено методом статистического моделирования на выборках модельных радиосигналов, характерных для задачи радиоконтроля.

### Представление сигналов авторегрессионной моделью

Частным случаем описания линейных случайных процессов с дискретным временем является вероятностная модель в виде авторегрессионного (АР) процесса, который рассматривается в рамках корреляционной теории. Эта модель довольно широко используется для представления случайных процессов с дискретным временем и описывается рекуррентным уравнением [4,5]

$$x_l = a_1 x_{l-1} + a_2 x_{l-2} + \dots + a_p x_{l-p} + \sigma^2 v_l, \quad l = \overline{1, L},$$

где  $x_l$ ,  $\sigma$  – дискретные отсчеты и дисперсия описываемого процесса;  $v_l$  – отсчеты порождающего процесса в виде белого шума с единичной дисперсией;  $a_p, p$  – параметры и порядок АР модели;  $L$  – длина последовательности.

АР-модель может быть использована для описания реальных сигналов с энергетическим спектром, характеризующимся наличием ярко выраженных экстремумов, число которых определяет порядок этой модели. Поэтому представление АР моделью удобно применять для описания весьма широкого класса радиосигналов, характерных для задач радиоконтроля.

Известны аналитические выражения для многомерных плотностей вероятности гауссовских авторегрессионных случайных процессов, полученные через параметры АР модели [5]. В частности, при выполнении условия  $L > p$  получено следующее выражение многомерной плотности вероятности:

$$W(\bar{X}) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2} \sigma^{L-p}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{l=p+1}^L \left[ x_l - \mu - \sum_{j=1}^p a_j (x_l - \mu) \right]^2 \right\} \quad (1)$$

где  $\mu$  – математическое ожидание случайного процесса.

Для многих практических задач порядок модели процессов  $p$  оказывается небольшим (единицы, десятки) при длине последовательности  $L$ , достигающей сотен и даже тысяч. Это позволяет получить «экономное» описание сигналов с точки зрения реализационных затрат.

**Алгоритм распознавания сигналов.** Задача распознавания сигналов формулируется следующим образом [3,6]. Распознаванию подлежат  $M$  заданных радиосигналов с дискретным временем  $\bar{X}^i = (x_1^i, x_2^i, \dots, x_L^i)$ , предъявляемых с вероятностями  $P_i, i = \overline{1, M}$ . Существует параметрическая априорная неопределенность относительно плотностей распределений сигналов, однако могут быть получены их обучающие выборки реализаций  $\bar{X}_r^i, r = \overline{1, n_i}, i = \overline{1, M}$ . Кроме заданных радиосигна-

лов на распознавание могут поступать неизвестные сигналы из  $M+1$ -го класса, для которых не представляется возможным получить обучающие выборки реализаций.

Общий вид алгоритма распознавания сигналов для решения такой нетрадиционной задачи распознавания сигналов приведен в работах [3,6]. При использовании АР моделей для описания реальных сигналов общий вид решающего правила распознавания конкретизируется с учетом соответствующих выражений для плотности вероятности. В частности, для случая (1) решающее правило определяется следующими соотношениями:

$$H^i: K_k(\bar{x}) \leq A_k, \quad k = \overline{1, M}, \quad (2a)$$

$$K_k(\bar{x}) - K_i(\bar{x}) + \ln \frac{(2\pi\sigma_i)^{p_i-L}}{(2\pi\sigma_k)^{p_k-L}} \geq \ln \frac{P_k}{P_i}, \quad (2б)$$

$$H^{M+1}: K_k(\bar{x}) > A_k, \quad k = \overline{1, M}. \quad (2в)$$

Здесь  $K_k(\bar{x}) = \frac{1}{2\sigma_k^2} \cdot \sum_{l=p+1}^L \left[ x_l - \mu_k - \sum_{j=1}^{p_k} a_j^k (x_{l-j} - \mu_k) \right]^2$ ;  $A_k = \ln \frac{(2\pi)^{\frac{L}{2}} \sigma_k^{L-p_k} \lambda_k}{P_k}$  - некоторые

пороговые значения, определяемые из условия обеспечения заданных вероятностей правильного распознавания заданных сигналов;  $p_k, a_j^k$  - порядок и параметры АР модели для  $k$ -го сигнала.

Согласно этому правилу, решение в пользу  $i$ -го заданного сигнала принимается в два этапа: при выполнении хотя бы одного из неравенств (2а), а также при выполнении системы неравенств (2б). Когда выполняются неравенства (2в), решение принимается в пользу сигналов из  $M+1$ -го класса.

В указанном решающем правиле полагается, что параметры моделей для заданных  $M$  сигналов известны. При неизвестных параметрах моделей необходимо получить их оценки хорошо развитыми методами, в частности, методом Юла-Уокера [5]. При этом по классифицированным обучающим выборкам вычисляются корреляционные функции заданных сигналов и путем решения соответствующего уравнения находятся оценки параметров АР модели.

В ряде случаев для принятия решений может быть использовано более простое решающее правило, основанное на использовании в качестве информативных признаков распознавания оценок параметров АР модели для каждого сигнала. С учетом того, что распределение оценок параметров АР модели может быть аппроксимировано гауссовским законом, а также в предположении некоррелированности и близости дисперсии оценок параметров АР модели может быть получено следующее решающее правило [7]:

$$H^i: \sum_{j=1}^{p_k} \left( \hat{a}_j - m_j^k \right)^2 \leq \lambda_k', \quad k = \overline{1, M}, \quad (3a)$$

$$\sum_{j=1}^{p_i} \left( \hat{a}_j - m_j^i \right)^2 \leq \sum_{j=1}^{p_k} \left( \hat{a}_j - m_j^k \right)^2, \quad k = \overline{1, M}, \quad i \neq k, \quad (3б)$$

$$H^{M+1}: \sum_{j=1}^{p_k} \left( \hat{a}_j - m_j^k \right)^2 \leq \lambda_k', \quad k = \overline{1, M}, \quad (3в)$$

Здесь  $\hat{a}_j$  - оценки параметров АР модели, найденные по наблюдаемой реализации распознаваемого сигнала  $\bar{X}$ ;  $m_j^k$  - математическое ожидание оценок параметров АР, полученное по обучающей выборке реализаций  $k$ -го сигнала;  $\lambda_k'$  - некоторые пороговые значения, определяемые из условия обеспечения заданных вероятностей правильного распознавания заданных сигналов.

*Оценивание рабочих характеристик алгоритмов распознавания.* Для анализа описанных выше алгоритмов распознавания получены их рабочие характеристики методом статистического моделиро-

вания на выборках радиосигналов с различным видом и параметрами модуляции, характерных для задачи РК (табл.).

Выборки реализаций радиосигналов получены путем моделирования на ЭВМ методом комплексной огибающей. При моделировании каждая реализация радиосигнала представлялась последовательностью из  $L = 512$  дискретных отсчетов, а объем выборок для каждого сигнала составлял 1000 реализаций. Полученные выборки разделены на обучающие и контрольные (по 500 реализаций). На рис. 1 приведены энергетические спектры радиосигналов, полученные в базисе ДЭФ. Здесь номера под рисунками соответствуют номерам сигналов в таблице.

Таблица

| Номер сигнала | Описание сигнала   |
|---------------|--------------------|
| 1             | Белый шум          |
| 2             | АТ-100 Бод         |
| 3             | АТ-50 Бод          |
| 4             | ОФТ-100 Бод        |
| 5             | ЧТ2-100 Бод –200Гц |
| 6             | ЧТ4-100 Бод –200Гц |
| 7             | ЧТ2-50 Бод –200Гц  |
| 8             | ЧТ4-50 Бод –200Гц  |
| 9             | ОФТ-50 Бод         |
| 10            | ОФТ-25 Бод         |
| 11            | АТ-25 Бод          |

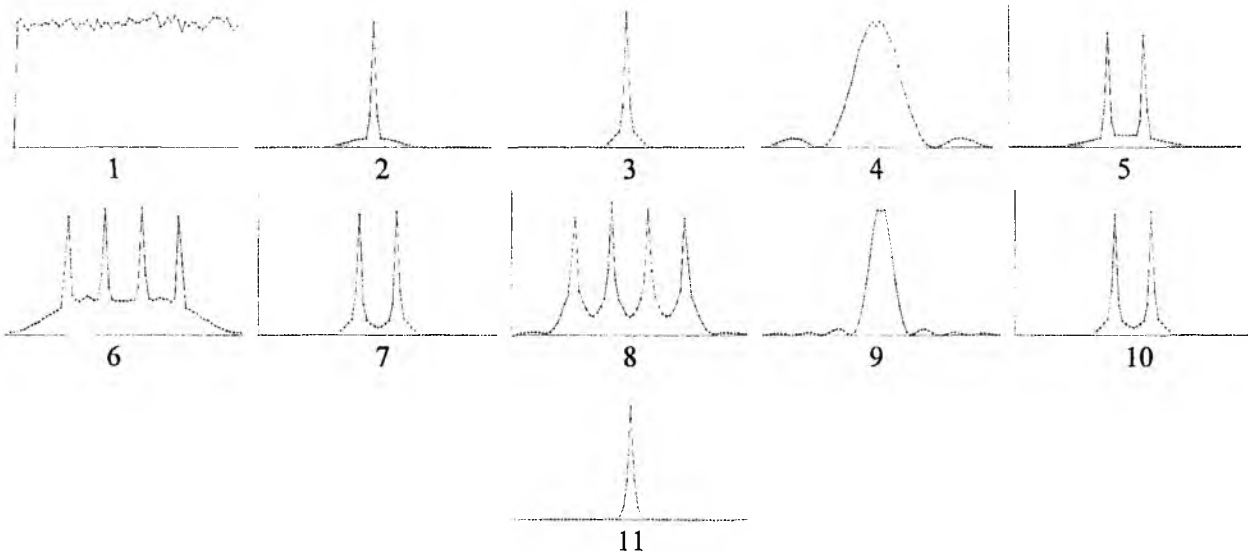


Рис. 1

Для проведения исследований разработан программный комплекс, включающий модуль моделирования обучающих и контрольных выборок реализаций радиосигналов, модуль оценивания параметров решающих правил на этапе обучения, а также модуль оценивания рабочих характеристик алгоритмов в режиме распознавания методом статистических испытаний.

Исследовано влияние порядка используемой АР модели на качество распознавания радиосигналов. Для упрощения рассматривалось решение классической задачи распознавания  $M$  сигналов (без учета  $M+1$ -го класса), которое определяется соотношением (26). Получена зависимость оценки средней

вероятности ошибочного распознавания  $M$  сигналов  $\hat{P}_{ош\,ср}$  от используемого порядка модели  $p$  (рис. 2). Видно, что уже для небольшого порядка АР модели ( $p=20$ ) достигается достаточно высокое качество распознавания сигналов. Дальнейшее увеличение порядка модели  $p$  лишь незначительно снижает  $\hat{P}_{ош\,ср}$ . Это свидетельствует о достаточно высокой информативности описания радиосигналов АР моделью небольшого порядка.

Исследована также зависимость  $\hat{P}_{ош\,ср}$  от длительности реализации сигнала  $T_n$ , подаваемой на распознавание. Эта зависимость для случая использования решающего правила (26) при  $p=20$  приведена на рис. 3.

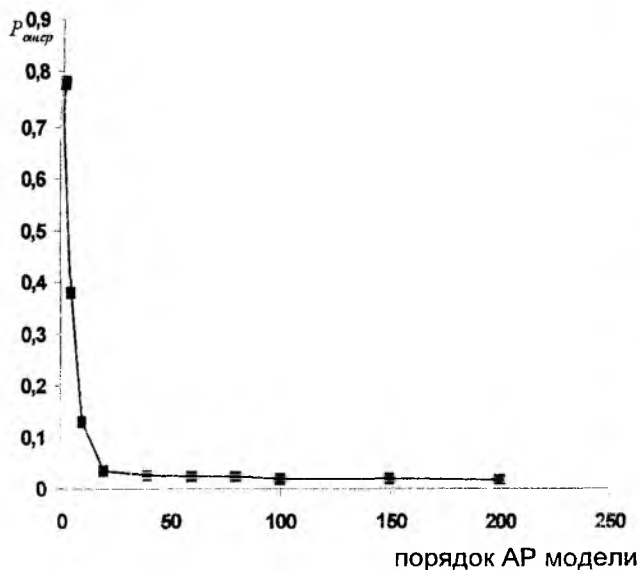


Рис. 2

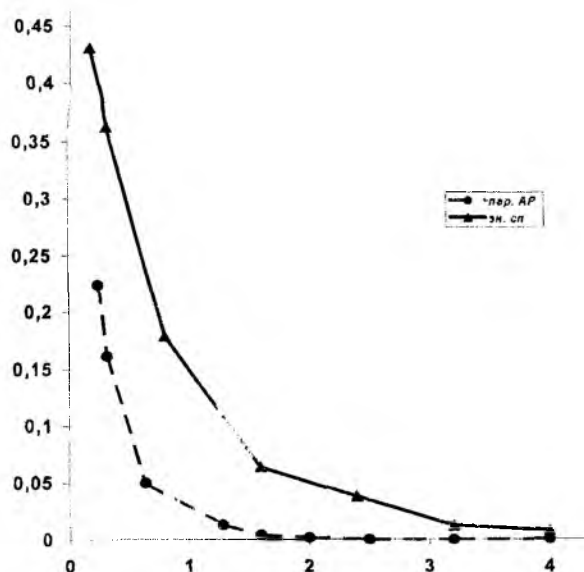


Рис. 3

Видно, что при  $t > 1,8$  с увеличение длительности реализаций распознаваемых сигналов уже незначительно влияет на улучшение качества их распознавания. На рис. 3 также приведена зависимость  $P_{ош.ср.} = f(\dots)$  для случая использования одного из спектральных алгоритмов распознавания по минимуму евклидова расстояния до эталонов в пространстве оценок энергетических спектров сигналов в базе ДЭФ [3], который применяется при решении задач радиоконтроля. Оба алгоритма учитывают различие распознаваемых сигналов на уровне их корреляционных функций и энергетических спектров. Результаты распознавания получены при прочих равных условиях наблюдения сигналов – одинаковой длительности наблюдаемой реализации сигналов. Из сравнения полученных зависимостей следует, что авторегрессионный алгоритм распознавания в рассмотренном случае обладает преимуществом по качеству распознавания при фиксированной длительности наблюдения сигналов.

Исследованы также показатели качества решения задачи распознавания заданных радиосигналов при наличии радиосигналов из  $M$ -го класса с применением авторегрессионного алгоритма распознавания (3). В качестве заданных сигналов использовались сигналы №1...6 (табл.), остальные пять сигналов представляли  $M$ -й класс неизвестных сигналов. Оценивались такие показатели качества распознавания:

$P_{н/з}$  – вероятность ошибочных решений о действии неизвестных сигналов из  $M$ -го класса при условии предъявления заданных сигналов;

$P_{з/н}$  – вероятность ошибочных решений о действии  $M$  заданных сигналов при условии предъявления неизвестных сигналов из  $M$ -го класса.

В результате исследований получены диаграммы обмена показателей качества распознавания в виде зависимости оценок  $P_{н/з}$  от  $P_{з/н}$  при различных длительностях реализаций сигналов, соответствующих  $L=256$  и  $L=512$ . Эти зависимости приведены на рис. 4.

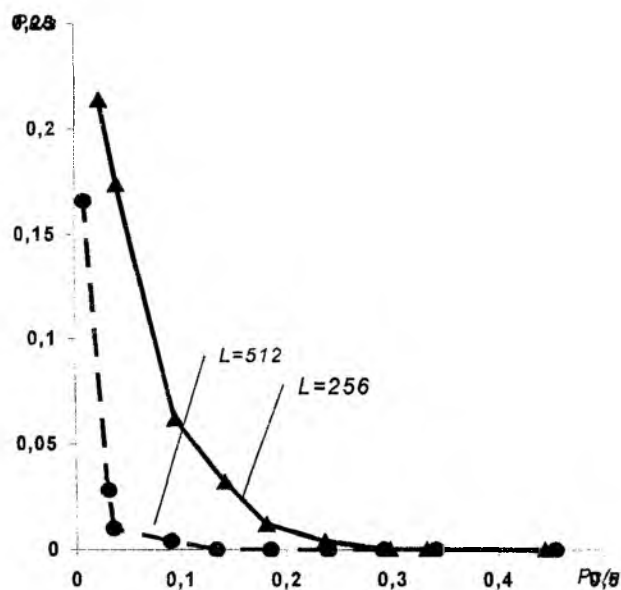


Рис. 4

## Выводы

Рассмотрено решение задачи распознавания заданных радиосигналов при наличии класса неизвестных сигналов на основе авторегрессионной модели. Получены оценки рабочих характеристик алгоритмов распознавания в виде зависимости показателя качества распознавания от длительности реализации радиосигналов. Оценки получены методом статистического моделирования на выборках модельных радиосигналов, характерных для задач радиоконтроля. В результате сравнительных исследований авторегрессионного и одного из спектральных алгоритмов распознавания сигналов, используемого в автоматизированном комплексе РК, получено, что применение авторегрессионного алгоритма распознавания при фиксированной длительности наблюдения радиосигналов может обеспечить лучшее качество распознавания радиосигналов. Получены также диаграммы обмена показателей качества распознавания заданных радиосигналов при наличии класса неизвестных сигналов.

**Список литературы:** 1. Справочник по радиоконтролю: Пер. с франц. / Пестель Ж. Жоржена. Женева: Международ. союз электросвязи, 1995. 442с. 2. Мартынов В.А., Селихов Ю.И. Пакетные приемники и анализаторы спектра. М.: Сов. радио, 1980. 352с. 3. Омельченко В.А. Основы спектральной теории распознавания сигналов. Харьков: Вища школа, 1983. 156с. 4. Прикладная теория случайных процессов и полей / Коллект. моногр. под ред. К.К. Васильева, В.А. Омельченко. Ульяновск: УлГТУ, 1995. 256с. 5. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов: прогноз и управление. М.: Мир, 1974. 406с. 6. Омельченко В.А., Балабанов В.В., Безрук В.М., Омельченко А.В., Фелелов Н.А. Распознавание неполностью описанных случайных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов // Отбор и обработка информации. 1992. Вып. 8. С. 71-80. 7. Кравченко Н.И., Безрук В.М., Тихонов В.А. Распознавание случайных сигналов в рамках авторегрессионной модели // Вероятностные модели и обработка случайных сигналов и полей. К: УМК ВО, 1991. С. 138-142.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 03.10.2001*

# ПРИЕМ ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

## ЧАСТЬ 1. СИНТЕЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ И АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА

### Введение

В большинстве практических приложений теории оптимального приема сигналов постановка задачи синтеза приемных устройств систем передачи информации формулируется следующим образом.

На интервале времени  $(0, t)$  принимается аддитивная смесь  $y(t) = S(t) + n(t)$  сигнала  $S(t)$  и белого гауссовского шума  $n(t)$ . Для частотно модулированного сигнала:

$$S(t) = V_0 \cos[\omega_0 t + \psi(t_1 \lambda(t))] , \quad (1)$$

$$\frac{\partial \psi(t_1 \lambda(t))}{\partial t} = M_q \lambda(t) + n_{Q_n}(t); \quad \frac{d\lambda(t)}{dt} = -\alpha \lambda(t) + n_\lambda(t), \quad (2)$$

где  $\lambda(t)$  – передаваемое сообщение;  $V_0, \omega_0, M_q$  – априори известные постоянные значения;  $n(t), n_{Q_n}(t), n_\lambda$  – гауссовские белые шумы с характеристиками:

$$\begin{aligned} M\{n(t)\} &= 0, \quad M\{n(t_1)n(t_2)\} = 0, 5N_0\delta(t_2 - t_1), \\ M\{n_{Q_n}(t)\} &= 0, \quad M\{n_{Q_n}(t_1)n_{Q_n}(t_2)\} = 0, 5N_{Q_n}\delta(t_2 - t_1), \\ M\{n_\lambda(t)\} &= 0, \quad M\{n_\lambda(t_1)n_\lambda(t_2)\} = 0, 5N_\lambda\delta(t_2 - t_1), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $N_0, N_{Q_n}, N_\lambda$  – односторонние спектральные плотности;  $\delta(x)$  – дельта-функция;  $M\{x\}$  – математическое ожидание случайной величины  $x$ .

Как правило, коэффициенты сноса процесса  $\lambda(t)$  и диффузии процессов  $\lambda(t)$  и  $\psi(t)$  неизвестны и являются постоянными величинами. Исследования показывают, что теория нелинейной фильтрации марковских процессов [1,2] для рассматриваемой модели наблюдения, когда неизвестные постоянные параметры включены дополнительными компонентами в вектор фильтруемых параметров и многомерную апостериорную плотность распределения (АПРВ) аппроксимируют гауссовской функцией, не всегда дает хороший результат – алгоритмы приема могут оказаться расходящимися [3,4]. В [5,6] предложена теория нелинейной фильтрации в условиях априорной неопределенности при негауссовской аппроксимации АПРВ. Используем теорию оптимального приема [5,6] для синтеза приемника

ЧМ сигналов при наблюдении  $y(t)$ , когда параметры  $\alpha_1, \alpha_2 = \frac{N_\lambda}{2}$  и  $\alpha_3 = \frac{N_{Q_n}}{2}$ , от которых зависят

коэффициенты сноса и диффузии марковских процессов  $\lambda(t)$  и  $\psi(t)$ , являются случайными постоянными величинами, удовлетворяют следующим априорным условиям:

$$\frac{d\alpha_1}{dt} = 0, \quad \alpha_1(0) = \alpha; \quad \frac{d\alpha_2}{dt} = 0, \quad \alpha_2(0) = \frac{N_\lambda}{2}; \quad \frac{d\alpha_3}{dt} = 0, \quad \alpha_3(0) = \frac{N_{Q_n}}{2}. \quad (4)$$

### Синтез структурных схем приема частотно модулированных сигналов

Основываясь на теории оптимального приема [5,6], синтезируем структурные схемы адаптивных приемников ЧМ сигналов, когда на входе действует наблюдение  $y(t)$ . Учитывая (1)-(4), конкретизируем уравнения фильтрации [5, 6]. В результате для одиночных значений фильтруемых параметров (компонент вектора состояния  $\bar{\Lambda}^T(t) = \{\lambda(t), \psi(t)\}$  и оценок вектора неизвестных параметров

$$\bar{\Lambda}^T = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\} = \left\{ \alpha, \frac{N_\lambda}{2}, \frac{N_{Q_n}}{2} \right\} \text{ получим:}$$

$$\begin{aligned}
\psi(t, \bar{\alpha}) &= -\frac{1}{D} \frac{2V_o}{N_o} \left\{ M_q \frac{T_{\lambda}}{T_{\lambda} D + 1} K_{\lambda\psi}(t, \bar{\alpha}) + K_{\psi\psi}(t, \bar{\alpha}) \right\} \times \\
&\quad \times y(t) \sin[\omega_o t + \psi(t, \bar{\lambda}(t, \bar{\alpha}))], \\
\bar{\lambda}(t, \bar{\alpha}) &= -\frac{T_{\lambda}}{T_{\lambda} D + 1} \frac{2V_o}{N_o} K_{\lambda\psi}(t, \bar{\alpha}) y(t) \sin[\omega_o t + \psi(t, \bar{\lambda}(t, \bar{\alpha}))], \\
\alpha_k(t) &= \frac{1}{D} \sum_{m=1}^{r_{\alpha}} K_{\alpha_k \alpha_m}(t, \bar{\lambda}) \left\{ F_{\alpha_m} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\eta} \sum_{j=1}^{\eta} \left[ F_{\lambda_i \lambda_j} \frac{\partial K_{\lambda_i \lambda_j}(t, \bar{\alpha})}{\partial \alpha_{\eta}} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + F_{\lambda_i \lambda_j \alpha_m} K_{\lambda_i \lambda_j}(t, \bar{\alpha}) \right] \right\},
\end{aligned} \tag{5}$$

а для кумулянтов (ошибок фильтрации):

$$\begin{aligned}
\frac{\partial K_{\psi\psi}(t, \bar{\alpha})}{\partial t} &= \bar{\alpha}_3 + 2M_q K_{\lambda\psi}(t, \bar{\alpha}) + K_{\psi\psi}(t, \bar{\alpha}) F_{\psi\psi}, \\
\frac{\partial K_{\lambda\lambda}(t, \bar{\alpha})}{\partial t} &= \bar{\alpha}_2 - 2\bar{\alpha}_1 K_{\lambda\lambda}(t, \bar{\alpha}) + K_{\lambda\psi}^2(t, \bar{\alpha}) F_{\psi\psi}, \\
\frac{\partial K_{\lambda\psi}(t, \bar{\alpha})}{\partial t} &= -\bar{\alpha}_1 K_{\lambda\psi}(t, \bar{\alpha}) + M_q K_{\lambda\lambda}(t, \bar{\alpha}) + K_{\psi\psi}(t, \bar{\alpha}) K_{\lambda\psi}(t, \bar{\alpha}) F_{\psi\psi}, \\
\frac{\partial K_{\alpha_k \alpha_l}(t, \bar{\lambda})}{\partial t} &= \sum_{m=1}^{r_{\alpha}} \sum_{n=1}^{r_{\alpha}} K_{\alpha_k \alpha_m}(t, \bar{\lambda}) K_{\alpha_n \alpha_l}(t, \bar{\lambda}) \times \\
&\quad \times \left\{ F_{\alpha_m \alpha_n} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\eta} \sum_{j=1}^{\eta} \left[ \frac{\partial^2 K_{\lambda_i \lambda_j}(t, \bar{\alpha})}{\partial \alpha_m \partial \alpha_n} + F_{\lambda_i \lambda_j \alpha_n} \frac{\partial K_{\lambda_i \lambda_j}(t, \bar{\alpha})}{\partial \alpha_m} + F_{\lambda_i \lambda_j \alpha_m} \frac{\partial K_{\lambda_i \lambda_j}(t, \bar{\alpha})}{\partial \alpha_n} + F_{\lambda_i \lambda_j \alpha_m \alpha_n} K_{\lambda_i \lambda_j}(t, \bar{\alpha}) \right] \right\}, \\
&\quad k, l, m, n = \overline{1, r_{\alpha}}; i, j = \overline{1, \eta_1},
\end{aligned} \tag{6}$$

где

$$\begin{aligned}
F(t, \bar{\lambda}(t, \bar{\alpha})) &= \frac{2V_o}{N_o} y(t) \cos[\omega_o t + \psi(t, \bar{\lambda}(t, \bar{\alpha}))]; F_{\lambda_i \lambda_j} = \frac{\partial^2 F(t, \bar{\lambda}, \bar{\alpha})}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j}; F_{\lambda_i \lambda_j \lambda_m} = \frac{\partial^3 F(t, \bar{\lambda}, \bar{\alpha})}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j \partial \lambda_m}; \\
F_{\lambda_i \lambda_j \alpha_n \alpha_m} &= \frac{\partial^4 F(t, \bar{\lambda}, \bar{\alpha})}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j \partial \alpha_n \partial \alpha_m}; F_{\alpha_m \alpha_n} = \frac{\partial^2 F(t, \bar{\lambda}, \bar{\alpha})}{\partial \alpha_m \partial \alpha_n}; F_{\alpha_m} = \frac{\partial F(t, \bar{\lambda}, \bar{\alpha})}{\partial \alpha_m}; T_{\lambda} = \frac{1}{\bar{\alpha}}; r_{\alpha} = 3; \eta_1 = 2.
\end{aligned}$$

Уравнения (5) и (6) позволяют получить схему адаптивного приемника. Она состоит из двух основных частей (блоков). Первую часть составляют информационный канал и канал фазовой автоподстройки частоты. По структуре эта часть совпадает с неадаптивным нестационарным вариантом оптимального приемника ЧМ сигналов при априорно известных неинформационных параметрах  $\alpha_i, i = \overline{1, 3}$ . Вторую часть составляют каналы формирования оценочных значений  $\bar{\alpha}_i, i = \overline{1, 3}$ . Между каналами существуют перекрестные связи, глубина которых определяется значениями соответствующих кумулянтов  $K_{ij}(t), i, j = \overline{1, \eta_1}$  и  $K_{lk}(t), l, k = \overline{1, r_{\alpha}}$ .

#### Анализ помехоустойчивости приема ЧМ сигналов

В установившемся режиме, когда закончился переходный процесс (процесс адаптации), на выходах интеграторов второго блока (каналов формирования оценочных значений  $\bar{\alpha}_i, i = \overline{1, 3}$ ) устанавли-

ваются неизменными напряжения, которые соответствуют измеренным значениям параметров  $\alpha_i, i = \overline{1,3}$ , а, значит, коэффициенты передачи цепей в информационном канале и канале фазовой автоподстройки частоты устанавливаются постоянными и равными значениям, обеспечивающим оптимальный прием сигнала.

Помехоустойчивость приема сообщения  $\lambda(t)$  характеризуется погрешностью фильтрации, т.е. значением кумулянта  $K_{\lambda\lambda}(t)$ , или в стационарном режиме работы приемного устройства  $K_{\lambda\lambda}$ . Для строгого решения задачи анализа (расчета) помехоустойчивости приема необходимо решить совместно системы уравнений (5),(6). Системы уравнений являются существенно нелинейными со стохастическими коэффициентами и в общем случае их решить невозможно. Можно использовать два пути. Первый заключается в статистическом моделировании алгоритмов (5) и (6) при начальных условиях:

$$\begin{aligned}\bar{\Lambda}(0) &= M_{ps} \{ \bar{\Lambda}_o \}; \\ K(0) &= M_{ps} \left\{ \left[ \bar{\Lambda}_o - \bar{\Lambda}(0) \right] \left[ \bar{\Lambda}_o - \bar{\Lambda}(0) \right]^T \right\}.\end{aligned}$$

При этом можно использовать достаточно конструктивный метод моделирования, изложенный в [7].

Второй путь заключается во введении некоторых предположений, практически не влияющих на точность решения системы уравнений (6), но позволяющий упростить процедуру нахождения решения, в том числе в аналитическом виде.

Используем на этом пути следующие два упрощающие предположения, которые используются в классической теории нелинейной фильтрации (см., например, [8]). При достаточно больших отношениях сигнал/шум такие предположения являются корректными.

Первое предположение заключается в том, что в уравнениях для кумулянтов (6) флуктуационные члены, содержащие шум  $n(t)$ , рассматриваем как малые и не учитываем (отбрасываем). В результате такого допущения корреляционная матрица ошибок  $K(t)$  не зависит от реализации колебания  $y(t)$ . Второе предположение заключается в том, что флуктуации коэффициентов  $K_{ij}(t)$  около соответствующих средних значений  $K_{ij}(t)$  рассматриваются как малые в установившемся режиме. При этом в установившемся режиме получим следующую систему уравнений для кумулянтов  $K_{ij} = K_{ij}$  из (6):

$$\begin{aligned}0,5N_{Q_n} + 2M_q K_{\lambda\psi}^* - K_{\psi\psi}^* \frac{V_o^2}{N_o} &= 0, \\ -\alpha K_{\lambda\psi}^* + M_q K_{\lambda\lambda}^* - K_{\lambda\psi}^* K_{\psi\psi}^* \frac{V_o^2}{N_o} &= 0, \\ -0,5N_{\lambda} - 2\alpha K_{\lambda\lambda}^* - K_{\lambda\psi}^* \frac{V_o^2}{N_o} &= 0.\end{aligned}\tag{7}$$

Здесь учтено, что в установившемся режиме имеют место приближения (с высокой степенью точности):  $\alpha_1^* = \alpha$ ;  $\alpha_2^* \cong 0,5N_{\lambda}$ ;  $\alpha_3^* \cong 0,5N_{Q_n}$ .

Из решения системы уравнений (7) получим следующие соотношения для определения ошибок фильтрации:

$$\begin{aligned}K_{\lambda\lambda}^* &= \frac{\sigma_{\lambda}^2 M_{\lambda}}{2qm_q^2} (1 + 2M_{\lambda} - M_{\psi}), \\ K_{\psi\psi}^* &= \frac{1}{2q} (M_{\psi} - 1), \\ K_{\lambda\psi}^* &= \frac{\sigma_{\lambda}}{2qM_q} (1 + 2M_{\lambda} - M_{\psi}),\end{aligned}\tag{8}$$

где  $M_{\lambda} = \sqrt{qm_q^2 + 0,5D_{Q_n}}$ ;  $M_{\psi} = \sqrt{1 + 2qD_{Q_n} + 4M_{\lambda}}$ ;  $q = Bq_{\text{вх}} = \frac{V_o^2}{2\alpha N_o}$ ;  $q_{\text{вх}}$  - отношение сигнал/шум

на входе;  $D_{Q_n} = \frac{N_{Q_n}}{2\alpha}$  и характеризует дисперсию случайного набег фазы высокочастотного колебания за время корреляции сообщения  $\tau_k = \frac{1}{\alpha}$ ;  $m_q = \frac{M_q \sigma_{\lambda}}{\alpha}$  - «индекс» частотной модуляции сообщением  $\lambda(t)$  с дисперсией  $\sigma_x^2 = \frac{N_x}{4\alpha}$ .

Из (8) легко заметить, что ошибки фильтрации адаптивного приемника практически равны соответствующим ошибкам фильтрации неадаптивного приемника при полностью известных априорных данных. Это свидетельствует, во-первых, об оптимальности полученных алгоритмов (5), (6) и, во-вторых, об их сходимости.

Представляет интерес вопрос оценки эффективности алгоритмов адаптивной фильтрации (5), (6) по сравнению с алгоритмами, полученными на основе классической теории нелинейной фильтрации [8] (неадаптивными).

Алгоритм работы неадаптивного приемника описывается [8, (4.3.7)] уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi(t)}{dt} &= M_q \tilde{\lambda}(t) - \frac{2V_o}{N_o} K_{\psi\psi} y(t) \sin[\omega_o t + \psi(t, \tilde{\lambda}(t, \tilde{\alpha}))], \\ \frac{d\tilde{\lambda}(t)}{dt} &= -\alpha \tilde{\lambda}(t) - \frac{2V_o}{N_o} K_{\lambda\psi} y(t) \sin[\omega_o t + \psi(t, \tilde{\lambda}(t, \tilde{\alpha}))]. \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\alpha}_3 + 2M_q K_{\lambda\psi} - K_{\psi\psi}^2 \frac{V_o^2}{2N_o} &= 0, \\ -\ddot{\alpha}_1 K_{\lambda\psi} + M_q K_{\lambda\lambda} - K_{\lambda\psi} K_{\psi\psi} \frac{V_o^2}{2N_o} &= 0, \\ -\ddot{\alpha}_2 - 2\ddot{\alpha}_1 K_{\lambda\psi} - K_{\lambda\psi}^2 \frac{V_o^2}{2N_o} &= 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Так как неизвестные значения параметров  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  выбираются равными соответственно  $\ddot{\alpha}_1, \ddot{\alpha}_2, \ddot{\alpha}_3$  более или менее произвольным образом, то кумулянты  $K_{\lambda\lambda}, K_{\psi\psi}$  и  $K_{\lambda\psi}$  не будут характеризовать ошибки фильтрации. Заметим, что кумулянты (8), в подобной по структуре системе уравнений (7), характеризуют ошибки и адаптивной фильтрации соответствующих параметров сигнала.

Сравнительные результаты оценки эффективности алгоритмов адаптивной фильтрации будут приведены во второй части статьи.

**Список литературы:** 1. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. М.: Сов. радио, 1973. 144 с. 2. Соцулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. радио, 1978. 320 с. 3. Тихонов В.И., Ефименко В.С. Адаптивный прием радиосигналов с неизвестной частотой // Радиотехника и электроника. 1979. Т. XXIV, № 4. С. 765-773. 4. Первачев С.В. Многомерный алгоритм скользящего адаптивного приема // Автоматика и телемеханика. 1977. № 6. С. 57-63. 5. Поляков В.П., Поляков П.Ф. Теория оптимального приема радиосигналов в условиях априорной неопределенности и ее приложения. Ч. 1. Формулировка проблемы // Сб. науч. тр. / ХарГАЖТ, 1995. Вып. 27. Ч. 1. С. 66-69. 6. Поляков В.П., Поляков П.Ф. Теория оптимального приема радиосигналов в условиях априорной неопределенности и ее приложения. Ч. 2. Алгоритмы фильтрации // Сб. науч. тр. / ХарГАЖТ, 1995. Вып. 27. Ч. 1. С. 84-89. 7. Поляков П.Ф. Адаптивная нелинейная фильтрация и оценка параметров // Статистическая радиотехника: Науч.-методич. материалы по докладом отраслевой науч.-техн. конф. Применение методов оптимальной фильтрации в радиотехнических системах; Под ред. Смирнова В.А. ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1989. С. 7-8. 8. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. С. 704.

Харьковская государственная академия  
железнодорожного транспорта

Поступила в редколлегию 03.10.2001

# ОБЩИЙ ПОДХОД К СИНТЕЗУ СИГНАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ, УДОВЛЕТВОРЯЮЩИХ КРИТЕРИЯМ НАЙКВИСТА

В теории связи важную роль играют сигналы с финитным спектром, удовлетворяющие критериям Найквиста.

В [1, 2] были рассмотрены основные свойства селективных сигналов, т. е. сигналов, удовлетворяющих первому критерию Найквиста

$$g(kT) = \begin{cases} U, & k = 0 \\ 0, & k = \pm 1; \pm 2; \dots, \end{cases} \quad (1)$$

где  $T$  – интервал между соседними моментами отсчета (длительность элементарного интервала).

Доказанные в [1, 2] теоремы позволили раскрыть ряд новых свойств селективных сигналов и их спектральных функций.

Следуя [2], запишем модуль спектральной плотности селективного сигнала  $g(t)$ ,  $-\infty < t < \infty$  с финитным спектром в виде

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

Фазовый спектр сигнальной функции  $g(t)$  принят равным нулю.

Рис. 1 иллюстрирует смысл выражения (2). Здесь приняты следующие обозначения:  $\omega_C = \pi/T$ ;  $\omega_A = (1-\alpha)\omega_C$ ;  $\omega_B = (1+\alpha)\omega_C$ ;  $\alpha = \Delta\omega/\omega_C$  – коэффициент скругления ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ).

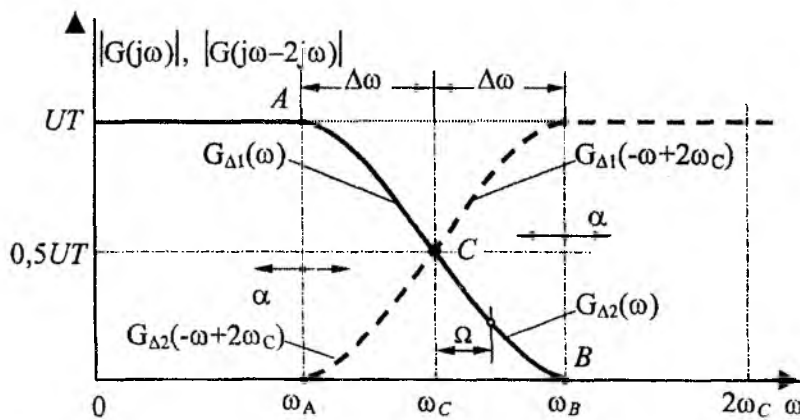


Рис. 1

Можно показать [1], что функция  $|G(j\omega)|$  для любого селективного сигнала с финитным спектром обладает нечетной симметрией относительно точки  $C$  в переходной области  $[\omega_A, \omega_B]$ . Тогда запись первого критерия Найквиста в частотной области может быть представлена в виде двух равенств

$$G_{\Delta 1}(\omega) + G_{\Delta 2}(-\omega + 2\omega_C) = UT, \quad \omega_A \leq |\omega| \leq \omega_C, \quad (3)$$

$$G_{\Delta 1}(-\omega + 2\omega_C) + G_{\Delta 2}(\omega) = UT, \quad \omega_C < |\omega| \leq \omega_B.$$

Решение проблемы синтеза сигналов с финитным спектром, удовлетворяющих критериям Найквиста и обладающих некоторыми дополнительными свойствами, можно разделить на два этапа. Первый связан с получением аналитического выражения для селективного сигнала, содержащего заданное число параметров. Некоторые частные задачи такого рода были решены в [1, 3].

Второй этап предполагает параметрическую оптимизацию некоторого функционала при дополнительных ограничениях, заданных в виде системы равенств или неравенств.

Остановимся более подробно на первом этапе. Представим спектральную плотность  $G_{\Delta 2}(\omega)$  в виде ряда

$$G_{\Delta 2}(\omega) = \sum_{i=1}^N b_i \tilde{e}_i(\omega), \quad \omega_C \leq \omega \leq 2\omega_C \quad (4)$$

при условии, что  $|\tilde{e}_i(\omega)| \leq 1$  и  $\sum_{i=1}^N b_i \leq 0,5UT$ ,

где  $b_i$  – вещественные коэффициенты;  $\{\tilde{e}_i(\omega)\}$  – система элементарных функций, выбираемая в соответствии с конкретной задачей.

Элементы  $\tilde{e}_i(\omega)$  не обязательно должны быть ортогональными, хотя такое условие в ряде случаев может быть желательным.

Аналитическая запись селективного сигнала  $g(t)$  может быть получена при помощи обратного преобразования Фурье спектральной плотности (2) с учетом (3)

$$\begin{aligned} g(t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_C} [UT - G_{\Delta 2}(-\omega + 2\omega_C)] \cos \omega t d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{\omega_C}^{2\omega_C} G_{\Delta 2}(\omega) \cos \omega t d\omega = \\ &= UT \frac{\sin \omega_C t}{\omega_C t} - \frac{1}{\pi} \left\{ \cos 2\omega_C t \int_{\omega_C}^{2\omega_C} G_{\Delta 2}(\omega) \cos \omega t d\omega + \right. \\ &\quad \left. + \sin 2\omega_C t \int_{\omega_C}^{2\omega_C} G_{\Delta 2}(\omega) \sin \omega t d\omega - \int_{\omega_C}^{2\omega_C} G_{\Delta 2}(\omega) \cos \omega t d\omega \right\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Подставляя (4) в (5), приходим к окончательному выражению

$$\begin{aligned} g(t; b_1, \dots, b_N) &= U \frac{\sin \omega_C t}{\omega_C t} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_C t \left\{ \sin \omega_C t \sum_{i=1}^N b_i e_{ci}(t) - \right. \\ &\quad \left. - \cos \omega_C t \sum_{i=1}^N b_i e_{si}(t) \right\}, \quad -\infty < t < \infty \end{aligned} \quad (6)$$

где  $e_{ci}(t) = \int_{\omega_C}^{2\omega_C} \tilde{e}_i(\omega) \cos \omega t d\omega$  и  $e_{si}(t) = \int_{\omega_C}^{2\omega_C} \tilde{e}_i(\omega) \sin \omega t d\omega$ .

Выражение (6) является общей формой записи для различных классов селективных сигналов с финитным спектром. Оно может быть использовано для построения семейств сигналов, обладающих какими-либо дополнительными свойствами. В частности, можно потребовать, чтобы сигнал  $g(t)$  удовлетворял как первому, так и второму критерию Найквиста [3].

Для этого необходимо найти все наборы коэффициентов (параметров)  $\{b_1, \dots, b_N\}$ , которые удовлетворяют уравнению

$$g\left(\frac{T}{2}; b_1, \dots, b_N\right) = \frac{U}{2}.$$

Рассмотрим теперь особенности синтеза сигналов, удовлетворяющих третьему критерию Найквиста. Известно [4], что третий критерий Найквиста для сигнальной функции  $f(t)$  записывается в виде

$$\int_{(2k-1)T/2}^{(2k+1)T/2} f(t) dt = \begin{cases} UT, & k = 0; \\ 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (7)$$

Спектральная плотность сигнала  $f(t)$  имеет вид

$$F(\omega) = G(\omega) \frac{\omega T}{2 \sin(\omega T/2)}, \quad (8)$$

где  $G(\omega)$  – спектр селективной функции  $g(t; b_1, \dots, b_N)$ , удовлетворяющей первому критерию Найквиста (1).

Таким образом, для любых допустимых наборов параметров  $\{b_1, \dots, b_N\}$  согласно (8) с учетом (2) – (4) можно рассчитать спектр сигнала, удовлетворяющего третьему критерию Найквиста.

В заключение следует отметить, что предложенный метод получения многопараметрических селективных сигналов с финитным спектром является общим, и может применяться в теории и практике цифровых систем связи для решения задач синтеза сигналов, обладающих различными экстремальными свойствами.

**Список литературы:** 1. Сукачев Э.А. Метод расчета формы сигнала цифровых систем передачи // Труды учебн. заведений связи /СПбГУТ. С-Пб., 1997. № 163. С. 51-55. 2. Сукачев Э.А. Новая форма представления селективных сигнальных функций для цифровых систем передачи // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2001. Вып. 117. С.182-184. 3. Сукачев Э.А. Класс функций, удовлетворяющих первому и второму критериям Найквиста // Наукові праці УДАЗ. 2001. № 1. С. 28-32. 4. De Jager F., Dekker C.B. Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission // IEEE Trans. on Commun. 1978. V.26. № 5. P. 534-542.

Украинская государственная академия связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 02.10.2001

# РАСЧЕТ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЗАИМНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ВЫХОДЕ УСИЛИТЕЛЯ ПРИ БОЛЬШОМ ЧИСЛЕ НЕСУЩИХ НА ЕГО ВХОДЕ

В современных телекоммуникационных системах с использованием радиодоступа: сотовых, транкинговых, спутниковых возникает необходимость усиления большого числа несущих с помощью широкополосных усилителей. Усилительные каскады обладают той или иной степенью нелинейностей, выходные же каскады часто ставят в режим максимальной выходной мощности и поэтому на выходе усилителя возникают взаимные и перекрестные помехи. Кроме того, вносимый каскадом фазовый сдвиг зависит от уровня сигналов на его входе. Учитывая, что огибающая суммарного сигнала при многостанционном доступе не постоянна (изменяется с частотой биений между ее составляющими), после усилителя в фазе каждого из сигналов будут содержаться продукты этих биений. При определении спектра сигнала на выходе необходимо учитывать также собственные тепловые шумы усилительного каскада.

Возникает задача анализа спектрального состава сигналов на выходе такого усилителя, определения параметров отдельных компонент и группового сигнала в целом. Такой анализ необходим при решении задач электромагнитной совместимости, при оценке качества передачи и ретрансляции сигналов и для других важных приложений.

Пусть заданы:

- нелинейная амплитудная характеристика  $g(\rho)$ , связывающая выходной сигнал со входным;
- характеристика преобразования АМ-ФМ  $f(\rho)$ . Допустим, что собственные тепловые шумы усилителя имеют распределение гауссова шума, и воспользуемся моделью анализа нелинейного устройства (НУ) по огибающим:

$$e_{\text{вх}} = A \cos(\omega_0 t + \theta) \rightarrow |HY| \rightarrow U_{\text{вых}} = g(A) \cos[\omega_0 t + \theta + f(A)].$$

Представим входной сигнал как

$$e_{\text{вх}} = \sum_{l=1}^L A_l \cos[\omega_0 t + \omega_l t + \theta_l(t) + \varphi_l] + N_c(t) \cos \omega_0 t + N_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (1)$$

где  $\omega_0 + \omega_l$  — несущая частота  $l$ -го сигнала;  $\theta_l(t)$  — закон модуляции  $l$ -го сигнала;  $A_l$  — амплитуда  $l$ -й несущей;  $\varphi_l$  — фаза  $l$ -й несущей;  $N_c(t)$  и  $N_s(t)$  — синфазная и квадратурная составляющие шума;  $\omega_0$  — угловая частота, соответствующая середине полосы усиления.

Распределение несущих частот показано на рис. 1.

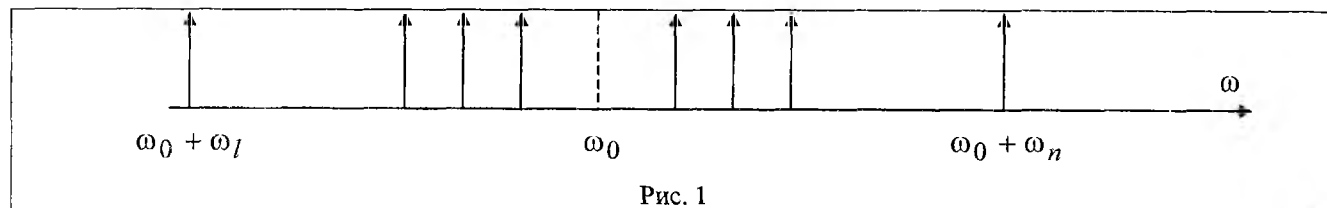


Рис. 1

После очевидных преобразований видно, что соотношение (1) в виде

$$e_{\text{вх}} = \sqrt{x_1^2 + y_1^2} \cos\left(\omega_0 t + \arctg \frac{y_1}{x_1}\right), \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} x_1 &= \sum_{l=1}^L A_l \cos[\omega_l t + \theta_l(t) + \varphi_l] + N_c(t); \\ y_1 &= \sum_{l=1}^L A_l \sin[\omega_l t + \theta_l(t) + \varphi_l] + N_s(t). \end{aligned} \quad (3)$$

Выходной сигнал представим следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = g(\sqrt{x_1^2 + y_1^2}) \cos \left[ \omega_0 t + \arctg \frac{y_1}{x_1} + f(\sqrt{x_1^2 + y_1^2}) \right], \quad (4)$$

где  $g(\sqrt{x_1^2 + y_1^2})$  — амплитуда сигнала на выходе;  $g(\sqrt{x_1^2 + y_1^2})$  — закон изменения фазы вследствие преобразования АМ-ФМ.

Прямое нахождение энергетического спектра на выходе НУ по известному спектру на входе в общем случае невозможно. Спектр сигнала на выходе может быть вычислен с помощью преобразования Фурье от автокорреляционной функции этого сигнала, которую можно определить методом характеристической функции.

Пусть

$$\begin{aligned} x_1 &= x_1(t), \quad x_2 = x_1(t + \tau), \\ y_1 &= y_1(t), \quad y_2 = y_1(t + \tau). \end{aligned} \quad (5)$$

Тогда характеристическую функцию можно представить в виде

$$C(u_1, v_1, u_2, v_2) = \overline{e^{j(u_1 x_1 + v_1 y_1 + u_2 x_2 + v_2 y_2)}}. \quad (6)$$

Результат суммирования большого числа модулированных несущих, имеющих случайные фазы, приближенно можно считать случайным процессом на входе усилителя.

Если на входе НУ с характеристикой  $u = F(e)$  действует случайный процесс  $E(t)$ , то автокорреляционной функцией СП на выходе НУ будет

$$B_u(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int F[e(t)] F[e(t + \tau)] p[e(t), e(t + \tau), \tau] de(t) de(t + \tau), \quad (7)$$

где плотность распределения вероятностей

$$p[e(t), e(t + \tau), \tau] = p(x_1, y_1, x_2, y_2) = \frac{1}{(2\pi)^4} \int \int \int \int C(u_1, v_1, u_2, v_2) e^{-j(u_1 x_1 + v_1 y_1 + u_2 x_2 + v_2 y_2)} du_1 dv_1 du_2 dv_2. \quad (8)$$

Зная автокорреляционную функцию, по теореме Винера—Хинчина определяем

$$S_u(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_u(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (9)$$

Проведя, таким образом, все необходимые преобразования, в соответствии с [4] получаем

$$\begin{aligned} B_u(\tau) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \sum_{k_1, \dots, k_n = -\infty}^{\infty} e^{j(\omega_0 + k_1 \omega_1 + \dots + k_n \omega_n)} e^{j(k_1 \varphi_1 + \dots + k_n \varphi_n)} \times e^{-j(k_1 + \dots + k_n - 1)} e^{j(k_1 \varphi_1 + \dots + k_n \varphi_n) \Delta(\tau)} \times \\ &\times \int_0^{\infty} t e^{-t^2/2} \left| \int_0^{\infty} r \prod_{l=1}^L J_{k_l}(A_l r) J_{k_1 + \dots + k_{n-1}} \left[ \sqrt{U(\tau) r t} \right] e^{-[R(0) - U(\tau)] r^2/2} dr \int_0^{\infty} \rho g(\rho) e^{j f(\rho)} J_1(r \rho) d\rho \right|^2 dt, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $\rho$  — суммарная амплитуда сигнала на входе НУ;  $J_n(z)$  — функция Бесселя 1-го рода  $n$ -го порядка.

Эта формула позволяет вычислять составляющие взаимной модуляции при работе усилителя в системе с большим числом несущих на входе и при наличии гауссова шума. Так, составляющая взаимной модуляции на частоте  $\omega_0 + k_1 \omega_1 + \dots + k_n \omega_n$  определяется выражением

$$\int_0^{\infty} t e^{-t^2/2} \left| \int_0^{\infty} r \prod_{l=1}^L J_{k_l}(A_l r) J_{k_1 + \dots + k_{n-1}} \left[ \sqrt{U(\tau) r t} \right] e^{-[R(0) - U(\tau)] r^2/2} dr \int_0^{\infty} \rho g(\rho) e^{j f(\rho)} J_1(r \rho) d\rho \right|^2 dt. \quad (11)$$

Из выражения (11) видно, что величина составляющей взаимной модуляции зависит от вида нелинейной характеристики усилителя  $g(\rho)e^{jf(\rho)}$ .

Для нахождения чисто сигнальной компоненты на частоте  $\omega_0 + \omega_l$  необходимо положить  $k_l = 1$ ,  $k_1 = k_2 = \dots = k_{l-1} = k_{l+1} = \dots = k_n = 0$ .

Интеграл в (11) вычислить очень трудно, но учитывая малый уровень теплового шума усилителя, которым можно пренебречь, выражение (11) упрощается и приводится к виду

$$M(k_1, \dots, k_n) = \int_0^\infty r \prod_{l=1}^L J_{kl}(A_l r) dr \int_0^\infty \rho g(\rho) e^{jf(\rho)} J_1(r\rho) d\rho. \quad (12)$$

Поскольку по содержанию нашей задачи интерес представляют только спектральные составляющие выходного сигнала в первой области спектра (постоянная составляющая и гармоники более высокого порядка отфильтровываются), вычисление по этой формуле ограничивается условием  $k_1 + k_2 + \dots + k_n = 1$ .

Для проведения численных расчетов предположим, что  $g(\rho)e^{jf(\rho)}$ , выражающая характеристику как нелинейного усиления, так и преобразования АМ-ФМ, принимает особую форму.

При достаточно общих условиях функцию  $g(\rho)e^{jf(\rho)}$  можно разложить в ряд Фурье—Бесселя

$$g(\bar{\rho})e^{jf(\bar{\rho})} \cong \sum_{m=1}^{\infty} b_m J_1(\lambda_m \bar{\rho}), \quad (13)$$

где  $\bar{\rho} = \rho / \rho_{\max}$ ,  $0 \leq \bar{\rho} \leq 1$ . Число членов ряда подбирается таким образом, чтобы обеспечивалось хорошее согласование по методу наименьших квадратов с измеренными  $g(\rho)$  и  $f(\rho)$ ;  $\lambda_1, \lambda_2, \dots$  — положительные нули функции  $J_1(z)$ , расположенные в порядке их возрастания;  $b$  — комплексное число, определяемое как

$$b_m = \frac{2}{[J_2(\lambda_m)]^2} \int_0^1 \rho g(\bar{\rho}) J_1(\lambda_m \bar{\rho}) d\bar{\rho}. \quad (14)$$

Принимая  $A_l = A_l / \rho_{\max}$ , получаем выражение для комплексной составляющей взаимной модуляции

$$\begin{aligned} M &= \sum_{m=1}^{\infty} b_m \int_0^\infty \prod_{l=1}^L J_{kl}(A_l r) r \int_0^\infty J_1(r\rho) J_1(\lambda_m \bar{\rho}) \rho d\bar{\rho} dr = \\ &= \sum_{m=1}^{\infty} b_m \int_0^\infty \prod_{l=1}^L J_{kl}(A_l r) \delta(r - \lambda_m) dr = \sum_{m=1}^{\infty} b_m \prod_{l=1}^L J_{kl}(A_l \lambda_m), \end{aligned} \quad (15)$$

где  $k_1, k_2, \dots, k_n$  могут быть целыми положительными, отрицательными числами или равными нулю.

Нелинейную характеристику усилителя можно представить в виде

$$\begin{aligned} g(\rho) &= g(\rho)e^{jf(\rho)} = g(\rho)[\cos f(\rho) + j \sin f(\rho)] = \\ &= g(\rho) \cos f(\rho) + j g(\rho) \sin f(\rho) = g_c(\rho) + j g_s(\rho). \end{aligned} \quad (16)$$

Тогда коэффициенты ряда Фурье—Бесселя вычисляются следующим образом:

$$b_{m_c} = \frac{2}{[J_2(\lambda_m)]^2} \int_0^1 \bar{\rho} g_c(\bar{\rho}) J_1(\lambda_m \bar{\rho}) d\bar{\rho}, \quad b_{m_s} = \frac{2}{[J_2(\lambda_m)]^2} \int_0^1 \bar{\rho} g_s(\bar{\rho}) J_1(\lambda_m \bar{\rho}) d\bar{\rho}, \quad (17)$$

причем  $b_{m_c} + jb_{m_s} = \dot{b}_m$ .

Соответственно этому

$$M_c = \sum_{m=1}^{\infty} b_{m_c} \prod_{l=1}^L J_{kl}(\bar{A}_l \lambda_m); \quad M_s = \sum_{m=1}^{\infty} b_{m_s} \prod_{l=1}^L J_{kl}(\bar{A}_l \lambda_m). \quad (18)$$

Амплитуда составляющей взаимной модуляции определяется как

$$M(k_1, \dots, k_n) = \sqrt{M_c^2 + M_s^2}, \quad (19)$$

а фаза

$$\varphi_M(k_1, \dots, k_n) = \arctg \frac{M_s}{M_c}. \quad (20)$$

Таким образом, что позволила получить достаточно простые и удобные для расчетов формулы вычисления амплитуды и фазы, составляющих взаимной модуляции на выходе усилителя при большом числе несущих на его входе. Результаты планируется использовать при анализе ЭМС в элементах многостанционного доступа: ретрансляторах, базовых станциях и группировках радиоэлектронных средств.

**Список литературы:** 1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1977. 608 с. 2. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с. 3. Маделунг Э. Математический аппарат физики. М.: Наука, 1968. 620 с. 4. Шимбо О. Влияние взаимной модуляции, преобразования АМ-ФМ и аддитивного шума в системах на ЛБВ с большим числом несущих. ТИИЭР. 1971. Т. 59, № 2. С. 130—139.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2001

## УМЕНЬШЕНИЕ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ С ПОМОЩЬЮ ЭКСТРАПОЛИРУЮЩИХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) находят самое широкое применение на практике. В частности, системы ФАП используются в устройствах автоматической подстройки разности фаз выходного сигнала относительно входного в усилителях, преобразователях частоты, при демодуляции фазомодулированных сигналов, при построении высокоточных систем автоматического управления в магнитной записи и др. [1-6].

Одним из основных практических требований, предъявляемых к современным системам ФАП, является повышение точности при помощи простых и надежных устройств. В данной статье предлагается структурная схема непрерывной системы ФАП, в которой коррекция ошибки осуществляется при помощи экстраполирующего корректирующего устройства (ЭКУ), осуществляющего импульсную связь с замкнутым контуром системы.

В отличие от импульсных систем ФАП, где в канале управления имеется импульсный элемент и фиксатор, преобразующий импульсный сигнал в непрерывный, в рассматриваемой структуре импульсный элемент и фиксатор вынесены из прямой цепи замкнутого контура и предназначены для экстраполяции корректирующего сигнала.

Суть рассматриваемого способа коррекции системы ФАП заключается в том, что в момент короткого импульса измеряют и фиксируют сигнал, пропорциональный амплитуде фазовой ошибки, после чего измеряемая цепь размыкается, и на интервале времени  $(0, \tau)$  экстраполируют прямоугольный корректирующий сигнал. Полученный таким образом корректирующий сигнал суммируют с сигналом прямой цепи замкнутого контура. В момент следующего импульса измеряют и фиксируют суммарный сигнал, состоящий из корректирующего сигнала, сформированного в момент предыдущего импульса  $(t - \tau)$ , и значения сигнала ошибки, полученной после завершения переходного процесса от предыдущего ступенчатого корректирующего сигнала.

На рис. 1 изображена функциональная схема системы ФАП с одним экстраполирующим каналом, где обозначено: ФД – фазовый дискриминатор; Ф – фильтр нижних частот; С – сумматор; У – усилитель; ФЭ – фиксирующий элемент (фиксатор); ГТИ – генератор тактовых импульсов; УГ – управляемый генератор.

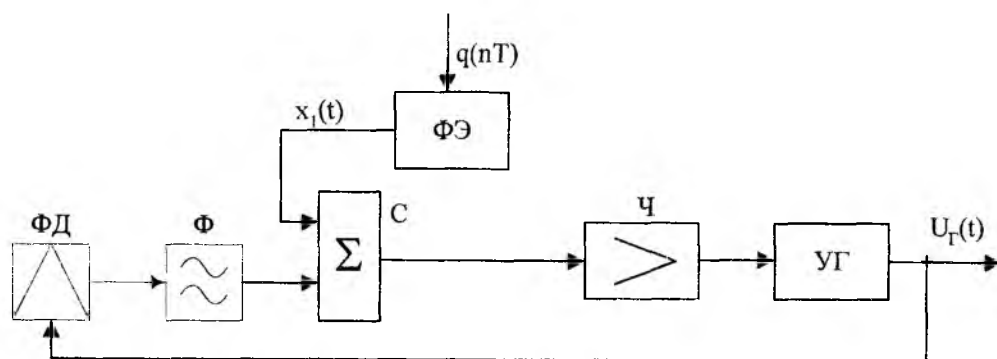


Рис. 1

Коррекция динамической ошибки системы ФАП осуществляется следующим образом. Сигнал с выхода сумматора С прямой цепи замкнутого контура в момент импульса, поступающего с генератора тактовых импульсов ГТИ фиксируется (запоминается) на фиксаторе ФЭ (рис. 1). Зафиксированное напряжение с фиксатора в момент паузы поступает на сумматор С замкнутого контура, где суммируется с напряжением ошибки  $\Delta\varphi(t)$  системы ФАП. Под воздействием суммарного напряжения прямой цепи замкнутого контура и напряжения, поступающего с выхода корректирующего устройства, корректируется закон изменения выходной величины (фаза напряжения УГ).

Временные диаграммы, поясняющие работу системы ФАП с ЭКУ, приведены на рис. 2, где:  $x_1(t)$  - корректирующий сигнал;  $\Delta\varphi(t)$  - ошибка системы ФАП без ЭКУ;  $q(nT)$  - тактовые импульсы;  $\Delta\varphi_k(t)$  - текущая ошибка системы ФАП с ЭКУ.

Для анализа системы ФАП с одним экстраполирующим каналом приведена ее структурная схема на рис. 2

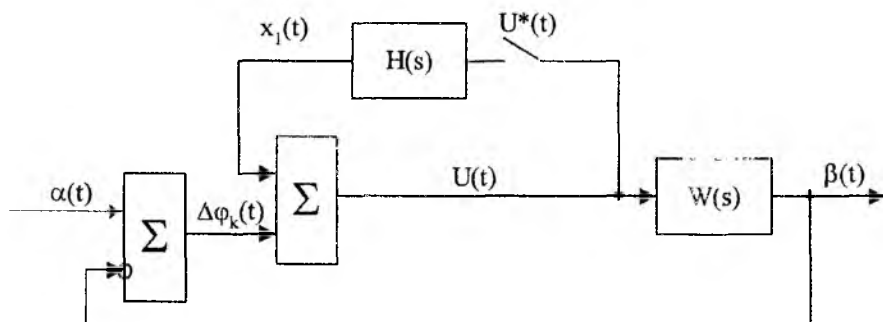


Рис. 2

В соответствии со структурной схемой, уравнение выхода системы ФАП с ЭКУ имеет вид:

$$\begin{aligned}\beta(s) &= W(s)[\Delta\varphi(s) + H(s)u^*(s)] = \\ &= A(s)\alpha(s) + A(s)H(s)u^*(s),\end{aligned}\quad (1)$$

где  $A(s) = \frac{W_p(s)}{1 + W_p(s)}$ ;  $H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$ .

В уравнение (1) входит  $u^*(s)$ , которое формируется в момент замыкания ключа и определяется уравнением:

$$u^*(s) = \Delta\varphi_k^*(s) + z[H(s)e^{-sT/n}]u^*(s). \quad (2)$$

Из уравнения (2) получаем:

$$u^*(s) = \Delta\varphi_k^*(s) \frac{1}{1 - z[H(s)e^{-sT/n}]}. \quad (3)$$

Учитывая, что  $\Delta\varphi_k^*(s) = \alpha^*(s) - \beta^*(s)$ , выражение (3) можно представить в виде:

$$u^*(s) = \frac{\alpha^*(s)}{1 - z(H(s)e^{-sT})}. \quad (4)$$

Подставляя выражение (4) в уравнение (1), получим:

$$\beta(s) = A\alpha(s) + AH(s)\alpha^*(s)D^*(s) - AH(s)\beta^*(s)D^*(s), \quad (5)$$

где  $D^*(s) = \frac{1}{1 - z[H(s)e^{-sT}]}$ .

Переходя к z- преобразованию, получим уравнение выхода системы ФАП с одним экстраполирующим каналом:

$$\beta(z) = \frac{A\alpha(z) + AH(z)\alpha(z)/1 - z^{-1}H(z)}{1 + AH(z)/1 - z^{-1}H(z)}. \quad (6)$$

В связи с тем, что в непрерывной системе ФАП отсутствует прерывание сигнала ошибки, мы выведем условную передаточную функцию для определенного входного сигнала, которая имеет вид:

$$F(z) = \frac{A\alpha(z)/\alpha(z) + AH(z)/[1 - z^{-1}]}{1 + AH(z)/[1 - z^{-1}H(z)]}. \quad (7)$$

Для определения реакции системы ФАП в интервале между импульсной связью перейдем к модифицированному  $z$ -преобразованию, для этого выражение (6) подставим в уравнение (5), тогда:

$$\beta(z, m) = A\alpha(z, m) + AH(z, m)\alpha(z)D(z) - AH(z, m)\beta(z)D(z). \quad (8)$$

Условная передаточная функция при использовании модифицированного  $z$ -преобразования с учетом (8) равна:

$$F(z, m) = A\alpha(z, m)/\alpha(z) + AH(z, m)D(z)[1 - F(z)]. \quad (9)$$

В соответствии с рис. 2 уравнение экстраполирующего звена определяется выражением:

$$u(s) = \Delta\varphi_k(s) + H(s)u^*(s), \quad (10)$$

где  $u^*(s)$  определяется уравнением (3).

Как показано ранее, импульсная передаточная функция такого звена  $F(z) = z/(z - 1)$ .

Подставляя (3) в (10), получим:

$$u(s) = \Delta\varphi(s) + H(s)D^*(s)\Delta\varphi(s). \quad (11)$$

На основании (11) структурную схему рис. 2 можно заменить эквивалентной структурной схемой, приведенной на рис. 3

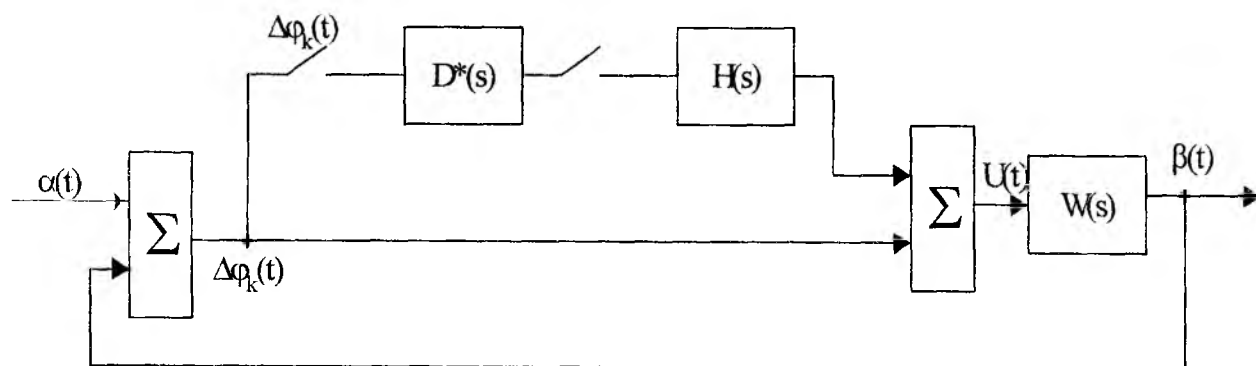


Рис. 3

Если 
$$D^*(s) = \frac{1}{e^{sT} - 1}, \quad (12)$$

тогда 
$$U^*(s) = \Delta\varphi^*(s) + H(s)z\left(\frac{1}{e^{sT} - 1}\right)\Delta\varphi^*(s). \quad (13)$$

Переходя к  $z$ -преобразованию, уравнение (13) будет иметь вид:

$$U(z) = \Delta\varphi(z)\left[1 + \frac{1}{z - 1}\right] = \Delta\varphi(z)\frac{z}{z - 1}. \quad (14)$$

Откуда 
$$F(z) = z/(z - 1). \quad (15)$$

Таким образом, для получения экстраполирующего устройства с импульсной передаточной функцией (15) в эквивалентную структурную схему системы ФАП (рис. 3), необходимо включить дополнительный импульсный фильтр (12). Следовательно, структурная схема системы ФАП с ЭКУ, приведенная на рис. 2, проще, чем система ФАП, приведенная на рис. 3.

Полученные уравнения выхода и передаточные функции характеризуют систему ФАП с корректирующим устройством, которое формирует прямоугольный корректирующий сигнал. К Из графиков изменения переменных в системе ФАП с ЭКУ, приведенных на рис.4, где а – ошибка в системе ФАП без коррекции; б – тактовые импульсы; в – сигнал на выходе фиксатора; г – ошибка в системе ФАП с коррекцией видно, что при изменении скорости задающего воздействия, скоростная составляющая ошибки будет увеличиваться в промежутке между тактовыми импульсами, а следовательно, будет уменьшаться точность системы ФАП.

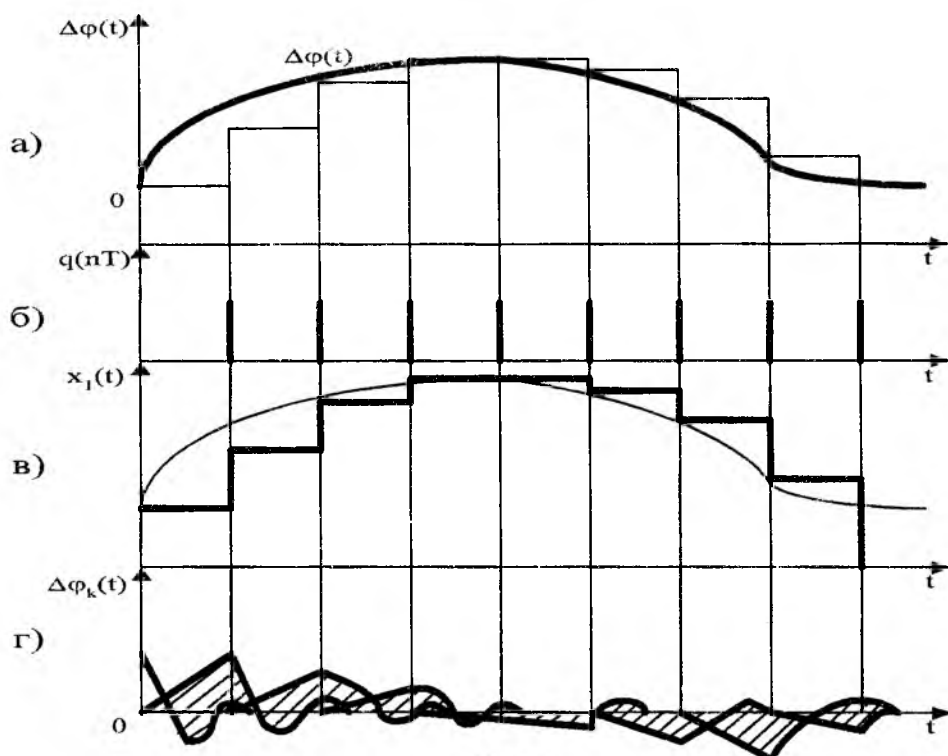


Рис. 4

Для коррекции скоростной составляющей ошибки в промежутке между импульсной связью при изменении скорости задающего воздействия можно использовать значение производной от фазовой ошибки, которая фиксируется в момент замыкания ключа и суммируется с предварительно зафиксированным значением, а суммарное значение интегрируется. Это позволит повысить точность системы ФАП в промежутках между тактовыми импульсами.

### Заключение

В статье предлагается структурная схема системы ФАП, в которой для уменьшения фазовой ошибки используется экстраполирующее корректирующее устройство, осуществляющее импульсную связь с замкнутым контуром системы. Получены соответствующие передаточные функции элементов системы и системы в целом. Результаты могут быть использованы при построении высокоточных систем ФАП, устройств связи и управления.

**Список литературы:** 1. Автоматическая подстройка фазового набег; /Под ред. М.В. Капранова. М.: Сов. Радио, 1972. 175с. 2. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Юрасов В.С. Автоматическое регулирование в магнитной записи. К.: Техника, 1979. 168с. 3. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. К.: Техника, 1988. 208с. 4. Полищук В.Г., Тарасенко И.А., Охрущак В.П. Представление комбинированной системы ФАП методом пространства состояний. Одесса: Труды УНИИРТ, 1998. С.98-99. 5. Охрущак В.П., Руденко А.А., Полищук В.Г. Синтез оператора двухсвязной системы ФАП из условия повышения точности в установившихся режимах. – Одесса: Труды УНИИРТ, 1998. С.23-25.

## МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ S-БЛОКОВ С ПРЕДЕЛЬНЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ НЕЛИНЕЙНОСТИ

Опыт эксплуатации открытых информационно-телекоммуникационных систем свидетельствует о необходимости обеспечения в таких системах функций целостности и конфиденциальности передаваемой информации. Указанные функции могут быть обеспечены применением средств криптографической защиты информации. Задача разработки современных криптоалгоритмов может быть разбита на ряд подзадач проектирования отдельных компонентов криптопреобразования. Рассмотрим один из вариантов решения подзадачи построения криптографически стойких элементарных нелинейных преобразований (S-блоков).

В настоящее время известно четыре критерия [1] оценки стойкости алгоритмов блочного симметричного шифра (БСШ) к атакам криптоанализа цикловой функции.

- 1) точный критерий;
- 2) теоретический критерий;
- 3) практический критерий;
- 4) эвристический критерий.

На практике наиболее применимым является практический критерий [1]. Он заключается в оценке нижней границы сложности криптоанализа алгоритма на основе отдельной криптоаналитической характеристики.

### 1. Практический критерий оценки стойкости БСШ

Устойчивость БСШ к большинству атак криптоанализа цикловой функции определяется соответствующими показателями нелинейности отдельного S-блока, а также минимальным количеством «активных» S-блоков, задействованных в «лучшей характеристике».

Если предположить, что цикловая функция состоит из однотипных S-блоков, тогда оценка устойчивости БСШ к различным атакам криптоанализа цикловой функции может быть сведена к оценке параметров нелинейности отдельного S-блока. Так, нижняя граница сложности выполнения некоторой атаки криптоанализа БСШ может быть оценена как

$$h_f = h_s^a, \quad h_e = h_f^{c \times (r-q)} \Rightarrow h_e = h_s^{c \times (r-q) \times a},$$

где  $h_s$ ,  $h_f$ ,  $h_e$  – показатели, определяющие верхнюю границу устойчивости к некоторому методу криптоанализа соответственно для отдельного S-блока, цикловой функции и полного алгоритма БСШ;  $a$  – минимальное количество «активных» S-блоков в составе одной цикловой функции (в контексте некоторой атаки);  $r$  – общее количество циклов шифрования;  $c$  – коэффициент «активизации» циклов, определяющий отношение минимального числа «активных» циклов к общему числу циклов;  $q$  – количество циклов «отбрасываемых» в результате применения NR-атаки.

Отметим, что для случая наиболее эффективных атак дифференциального и линейного криптоанализа в качестве показателей стойкости выступают, соответственно, вероятности «фиксированного трансформирования» разности и линейной аппроксимации.

Алгоритм может считаться практически стойким к некоторой криптоатаке, если справедливо  $h_e > p_e$ , где  $p_e$  – предельная сложность «силовой атаки» (обычно  $p_e = 2^{\pm n}$  либо  $p_e = 2^{\pm k}$ , где  $n$  – разрядность блока данных,  $k$  – разрядность ключа). Таким образом, если максимально достижимое, для выбранной разрядности S-блока, значение показателя устойчивости к некоторой атаке обозначить  $p_s$ , то минимальное число циклов шифрования, необходимых для достижения безопасности по практическому критерию, можно определить из соотношения:

$$r = \left\lceil \left( \log_{p_s} p_e \right) / (c \times a) \right\rceil + q.$$

Для построения шифра, достигающего границы устойчивости к аналитическим атакам (по практическому критерию) за минимальное число циклов, необходимо, чтобы значения показателей стойкости отдельного S-блока были максимальными (при условии фиксированной структуры циклового преобразования).

## 2. Показатели нелинейности S-блоков

Рассмотрим качественные и количественные показатели S-блоков, определяющие устойчивость алгоритма к известным атакам криптоанализа цикловой функции. При этом будем предполагать, что наиболее эффективные линейные и дифференциальные характеристики могут быть построены в контексте групповой операции сложения по модулю 2 (XOR).

### 1. Биективность.

Для защиты от простых статистических атак, S-блоки должны удовлетворять требованию *эластичности* [2], т.е. пространство выходов S-блока не должно содержать запрещённых значений, и все выходные значения должны быть равновероятны. В случае равенства разрядности входа и выхода, это требование означает биективность.

Кроме того, для шифра на базе биективной f-функции, сложность дифференциального и линейного криптоанализа как по теоретическому, так и по практическому ~~критериям~~, будет меньше, чем для случая небиективной f-функции [1,3]. Задача построения биективной f-функции на основе SPN-либо SLTN-структуры имеет тривиальное решение в случае применения биективных S-блоков, поэтому дальше мы сосредоточим своё внимание исключительно на биективных S-блоках ( $F_2^n \rightarrow F_2^n: x \mapsto S(x)$ ).

### 2. Максимальная вероятность дифференциальной характеристики S-блока $P_S^{<dc>}$ .

Данный показатель определяется по таблице распределения дифференциальных разностей S-блока [4]. Индексы по строкам и столбцам этой таблицы соответствуют входной  $\Delta x$  и выходной  $\Delta y$  разностям, а элементы  $\delta(\Delta x, \Delta y)$  в ячейках таблицы соответствуют количеству случаев выполнения перехода  $\Delta x \rightarrow \Delta y$  на полном пространстве аргументов  $x$ :

$$\delta_{\max} = \max_{(\Delta x \neq 0, \Delta y) \in F_2^n} \# \left\{ x \in F_2^n \mid (S(x) + S(x + \Delta x)) = \Delta y \right\}, \quad P_S^{<dc>} = \delta_{\max} / 2^n.$$

### 3. Максимальная вероятность линейной аппроксимации S-блока $P_S^{<lc>}$ .

Данный показатель определяется по таблице отклонений линейных аппроксимаций S-блока [5]. Индексы по строкам и столбцам этой таблицы соответствуют входному  $\Delta x$  и выходному  $\Delta y$  шаблонам (маскам), а элементы  $\lambda(\Delta x, \Delta y)$  в ячейках таблицы соответствуют величине *отклонения* (от среднего значения) количества случаев выполнения соответствующей линейной аппроксимации, на полном пространстве аргументов  $x$ :

$$\lambda_{\max} = \max_{(\Delta x, \Delta y \neq 0) \in F_2^n} \left| \# \left\{ x \in F_2^n \mid x \cdot \Delta x = S(x) \cdot \Delta y \right\} - 2^{n-1} \right|, \quad P_S^{<lc>} = \left( 2 \times \lambda_{\max} / 2^n \right)^2.$$

### 4. Максимальная вероятность отклонения «критерия распространения» $P_S^{<pc>}$ .

Показатель определяется как максимальное отклонение (от среднего значения) вероятности изменения суммы некоторого не пустого множества  $\Lambda$  выходов S-блока под действием фиксированной разности  $\Delta$  на его входе [6]:

$$\xi_{\max} = \max_{(\Delta \neq 0, \Lambda \neq 0) \in F_2^n} \left| \# \left\{ x \in F_2^n \mid \Lambda \cdot S(x) = \Lambda \cdot S(x \oplus \Delta) \right\} - 2^{n-1} \right|, \quad P_S^{<pc>} = \xi_{\max} / 2^n.$$

### 5. Максимальная вероятность «частичного однобитного» дифференциала $P_S^{<td>}$ .

Показатель оценивает степень не равновероятности «активизации» некоторого бита выходной разности при «активизации» или «не активизации» некоторого бита входной разности:

$$\mu_{\max} = \max_{\substack{\Delta x, \Delta y \in F_2^n, \\ 0 \leq i, j < n}} \left| \# \left\{ x, \Delta \in F_2^n \mid \Delta x = [\Delta]_i, \Delta y = [S(x) \oplus S(x \oplus \Delta)]_j \right\} - 2^{2n-2} \right|, \quad P_S^{<td>} = \mu_{\max} / 2^{2n},$$

где операция  $[x]_i$  возвращает значение  $i$ -го разряда вектора  $x$ .

6. Минимальная алгебраическая степень булевых полиномов S-блока  $\deg_y(S)$ .

Алгебраическая степень S-блока определяется по минимальной степени булевых полиномов  $s_i$ , соответствующих отдельным выходным разрядам S-блока:  $y_i = s_i(x_0, \dots, x_{n-1})$ , т.е.  $s_i: F_2^n \rightarrow F_2$ :

$$\deg_y(S) = \min_{0 \leq i < n} \deg(s_i).$$

7. Минимальная алгебраическая степень переменных булевых полиномов S-блока  $\deg_x(S)$ .

Минимальная алгебраическая степень аргументов S-блока определяется по минимальному значению степени  $\deg_{x_j}(s_i)$  каждой из переменных  $x_j$  булевого полинома  $s_i$ , каждого из выходов S-блока:

$$\deg_x(S) = \min_{0 \leq i < n, 0 \leq j < n} \deg_{x_j}(s_i).$$

8. Минимальное количество термов булевого полинома S-блока  $\text{term}(S)$ .

Показатель определяется как минимальное количество термов в булевых полиномах  $s_i$ , соответствующих отдельным выходным разрядам  $y_i$  S-блока:

$$\text{term}(S) = \min_{0 \leq i < n} \text{term}(s_i),$$

где  $\text{term}(s_i)$  – количество термов в полиноме  $s_i$ .

9. Минимальное количество термов булевого полинома S-блока, содержащих некоторую переменную  $\text{term}_x(S)$ .

Показатель определяется как минимальное количество термов в булевых полиномах  $s_i$ , соответствующих отдельным выходным разрядам  $y_i$  S-блока, содержащих каждую из переменных  $x_j$ , т.е.:

$$\text{term}_x(S) = \min_{0 \leq i < n, 0 \leq j < n} \text{term}_{x_j}(s_i).$$

При выборе конструкции S-блока необходимо обеспечить выполнение показателя 1, а также стремиться к минимизации показателей 2–5 и максимизации показателей 6–9 вплоть до предельно достижимых значений. Рассмотренные показатели дальше будем называть *показателями нелинейности*. Отметим, что показатели 6,7 отражают устойчивость алгоритма к атаке криптоанализа методом дифференциалов высших порядков, а показатели 8, 9 — к интерполяционной атаке.

### 3. Предельно нелинейные S-блоки

Для защиты от атак криптоанализа цикловой функции S-блоки должны удовлетворять определённым ограничениям на перечисленные выше показатели нелинейности.

Задача формирования S-блоков, удовлетворяющих определённым требованиям, является не тривиальной и может решаться двумя способами:

- 1) формирование случайных подстановок и проверка показателей их нелинейности;
- 2) построение S-блоков в соответствии с некоторой конструкцией, обеспечивающей удовлетворение соответствующим требованиям.

Первый способ является более универсальным, однако менее эффективным. В соответствии со вторым способом, можно сравнительно просто построить подстановки, удовлетворяющие только некоторому подмножеству требований, предъявляемых к S-блокам. Поэтому для построения S-блоков предлагается использовать комбинированную методику, включающую оба подхода.

В качестве основы для построения S-блока воспользуемся «биективными предельно нелинейными преобразованиями», которые представляют собой биективные преобразования, обладающие свойствами предельно близкими к свойствам «совершенно нелинейных (или бент-) преобразований» [7]. Использование в качестве основы преобразований указанного вида позволяет получить предельно достижимые, для выбранной разрядности, значения 2 - 4-го показателей нелинейности. При этом, если S-блок имеет нечётную разрядность, то соответствующее преобразование является «почти совершенно нелинейным» [7].

Особый интерес среди конструкций «биективных предельно нелинейных преобразований» представляет конструкция Динга [8] (или её частный случай – конструкция Ниберг [9]), которая сочетает

свойства «предельной нелинейности» и максимальной алгебраической степени (показатель 6). Эта конструкция имеет вид

$$S(x) = x^{2^n - 2^i}, \quad 1 \leq i < n, \quad x \in F_{2^n},$$

где в качестве полинома, образующего поле может использоваться любой неприводимый полином степени  $n$  над  $F_2[x]$ . В конструкции Ниберг [9] используется случай ( $i = 1$ ), т.е. вычисление обратного элемента. Эта конструкция была использована разработчиками алгоритма Rijndael [10], победителя проекта AES [11].

Несмотря на достижение предельных значений 2–4 и 6-го показателей нелинейности, а также выполнение условия биективности (показатель 1), конструкция Ниберг–Динга не гарантирует получение оптимальных значений показателей 5–9. Однако известно [9], что группой симметрии «совершенно нелинейных» и «предельно нелинейных» преобразований является множество аффинных невырожденных преобразований, т.е. показатели нелинейности 2–4, а также 1 и 6 не зависят от вида (наличия) аффинного невырожденного преобразования на входе и/или выходе базового преобразования. При этом показатели 5, 7–9 зависят от линейных преобразований входа / выхода. Поэтому, используя в качестве основы конструкцию Ниберг–Динга, дополненную невырожденным аффинным преобразованием входа / выхода, можно получить конструкцию S-блока с оптимальными значениями показателей 5, 7–9. Таким образом, нелинейное преобразование, достигающее предельных значений по показателям 2–9, может быть описано следующим образом:

$$S(X) = M_y \times \left[ (M_x \times X \oplus V_x)^{2^n - 2} \right]_B \oplus V_y, \quad X, V_x, V_y \in F_2^n, \quad M_x, M_y \in GL(n, F_2),$$

где  $B$  – некоторый базис над  $GF(2^n)$ , определяемый образующим (неприводимым) полиномом;  $\times$  – операция матричного умножения;  $\oplus$  – операция сложения векторов из  $F_2^n$ .

Отметим, что для упрощения записи, в последнем соотношении опущены операции транспонирования векторов, и предполагается, что преобразование «вектор-строка»  $\leftrightarrow$  «вектор-столбец» выполняется «по умолчанию».

Фактические значения достижимых показателей нелинейности зависят от разрядности S-блока  $n$ . При выборе разрядности S-блока следует учитывать, что большая разрядность S-блоков позволяет «быстрее» (за меньшее число циклов) достигнуть необходимого уровня криптостойкости, однако ограничивающим фактором является сложность реализации многоразрядных S-блоков. На современных CPU, с приемлемой сложностью, фиксированный S-блок может быть реализован двумя способами:

- 1) табличным (разрядность 4–12 бит);
- 2) аналитическим (разрядность 4 бита).

В силу байт-ориентированности большинства современных процессоров наиболее эффективно табличным способом могут быть реализованы байтовые подстановки (8→8 бит). Кроме того, длина полного блока данных обычно является степенью 2 и желательно, чтобы длина S-блока делила длину блока.

Применение аналитического способа (вычисление булевых выражений) оправдано только на процессорах большой разрядности (64 и больше бит), позволяющих распараллелить вычисление соответствующего числа S-блоков. С другой стороны, учитывая, что табличный способ выполняет нелинейное смешивание последовательно расположенных битов некоторого регистра («слова» в памяти), достоинством аналитического способа реализации является *межрегистровое* нелинейное смешивание битов блока без применения дополнительных операций перестановки битов.

Таким образом, наиболее предпочтительными, с точки зрения простоты реализации, являются 4-х и 8-ми битные S-блоки. Предельные значения показателей 2–4 и 6 (обеспечиваемые конструкцией Ниберг–Динга), для выбранных разрядностей, приведены в табл. 1. Оценка предельных значений показателей 5, 7–9, достижимых на базе конструкции Ниберг–Динга, была выполнена экспериментально. Полученные значения приведены в табл. 2. Соответствующие вероятности приведены в табл. 3. Кроме того, в качестве дополнительного требования использовалось ограничение максимальной вероятности «однобитного перехода» значением  $2^{1-n}$ , т.е.

$$W_H(\Delta x) = W_H(\Delta y) = 1 : \delta(\Delta x, \Delta y) = 2,$$

а также «отбраковывались» S-блоки, имеющие «фиксированные точки», т.е.  $S(x) = x$ .

Таблица 1

| Разрядность | $\delta_{\max}$ | $\lambda_{\max}$ | $\xi_{\max}$ | $\deg_y(S)$ |
|-------------|-----------------|------------------|--------------|-------------|
| 4 бита      | 4               | 4                | 4            | 3           |
| 8 бит       | 4               | 16               | 16           | 7           |

Таблица 2

| Разрядность | $\mu_{\max}$ | $\deg_x(S)$ | $\text{term}_y(S)$ | $\text{term}_x(S)$ |
|-------------|--------------|-------------|--------------------|--------------------|
| 4 бита      | 4            | 3           | 8                  | 3                  |
| 8 бит       | 196          | 7           | 124                | 56                 |

Таблица 3

| Разрядность | $P_S^{<dc>}$ | $P_S^{<lc>}$ | $P_S^{<pc>}$ | $P_S^{<td>}$ |
|-------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 4 бита      | $2^{-2}$     | $2^{-2}$     | $2^{-2}$     | $2^{-6}$     |
| 8 бит       | $2^{-6}$     | $2^{-6}$     | $2^{-4}$     | $49/2^{14}$  |

4. Управляемые S-блоки

Сложность построения многих криптоатак может быть существенно повышена, если шифр использует переменные (ключезависимые) подстановки (например, в ГОСТ 28147-89 [12] подстановки определяются долговременным ключом). При этом необходимо, чтобы используемые S-блоки выбирались из множества подстановок, удовлетворяющих ограничениям на рассмотренные выше показатели.

Группой симметрии для рассмотренных показателей S-блока будет являться множество операций инвертирования и перестановки входов и/или выходов. Т.е. указанные преобразования не влияют на рассмотренные показатели нелинейности S-блока. Если перестановку координат (битов) сделать управляемой цикловым ключом, то мы получим управляемый S-блок с фиксированными показателями криптостойкости. Назовём такое управляемое преобразование PS-блоком.

Выбирая конструкцию PS-блока, следует учитывать, что общее количество перестановок  $n$  элементов составляет  $n!$ , а для  $n > 2$  указанное значение не может быть степенью 2, в то время как ключ, используемый для выбора одной из перестановок, будет числом в двоичной системе счисления, каждый бит которого равновероятно может принимать как значение 0, так и 1. Поэтому если для выбора перестановки битов (из полного множества) использовать ключ длиной  $\lceil \log_2 n! \rceil$  или больше, то различные перестановки будут не равновероятны, что негативно скажется на статистической безопасности алгоритма.

Для решения этой проблемы можно ограничиться выбором перестановок из усечённого множества размерностью  $2^k < n!$ . Однако и в этом случае необходимо контролировать статистические параметры перестановки: негативной является ситуация, когда вероятности перестановки некоторого разряда в различные позиции зависят от позиции источника и/или получателя.

Для решения обоих указанных задач может использоваться следующая схема выбора перестановки по (двоичному) ключу. Предлагаемый алгоритм выбора перестановок основан на следующем свойстве.

**Лемма 1.**  $n$  различных перестановок может быть получено путём циклического сдвига (вращения) любой перестановки  $n$  элементов.

Так как любой фрагмент длиной  $k$  некоторой перестановки также является перестановкой  $k$  элементов, то к нему также применима лемма 1, и, следовательно, справедлива следующая лемма.

**Лемма 2.** Ни одна из новых  $k_1 \times k_2 - 1$  перестановок, полученных различными циклическими сдвигами (вращением) двух не пересекающихся непрерывных фрагментов длиной  $k_1$  и  $k_2$  ( $k_1, k_2 > 0$ ) некоторой перестановки длиной  $n$  ( $n \geq k_1 + k_2 > 2$ ), не может быть получена из исходной перестановки путём применения любого из  $n - 1$  не нулевого циклического сдвига.

Это связано с изменением «циклического» порядка расположения элементов исходной перестановки длины  $n$  при циклическом сдвиге любого её фрагмента.

Посредством итеративного применения лемм 1 и 2 (для случая  $k_1 = 1$ ) можно сформировать все возможные  $n!$  перестановок, однако для обеспечения равновероятности получения любой перестановки «управляющий сигнал» должен быть  $M$ -ичным.

Для динамического формирования  $2^k$  различных перестановок из  $2^m$  элементов, удовлетворяющих требованию равновероятности перестановки каждого элемента в любую позицию, на основе лемм 1 и 2 можно определить следующий алгоритм.

#### Алгоритм.

- 1) Присвоить  $n = m$ ,  $t = 1$ , в качестве исходной взять тождественную перестановку длиной  $N = 2^m$ ;
- 2) поместить указатель перестановки в её начало  $p = 1$ ;  
поместить указатель «управляющей последовательности» в её начало  $k = 1$ ;
- 3) на основе  $n$  разрядов «управляющей последовательности» выполнить циклический сдвиг  $2^n$  соседних элементов перестановки;
- 4) сместить указатель в «управляющей последовательности» на  $n$  разрядов ( $k = k + n$ );  
сместить указатель позиции перестановки на  $2^n$  элементов ( $p = p + 2^n$ );
- 5)  $t = t - 1$ , если  $t > 0$ , то перейти к пункту 3;
- 6)  $n = n - 1$ ;  $t = m - n + 1$ ;
- 7) если  $n > 0$ , то перейти к пункту 2, иначе выход.

Количество разрядов  $k$ , необходимое для задания всех  $2^m$  перестановок указанного вида, можно определить из следующего соотношения

$$k = \sum_{1 \leq i \leq m} i \times 2^{m-i}. \quad (1)$$

Схема «вращения» перестановки, в соответствии с последним алгоритмом, может быть представлена следующей диаграммой (см. рисунок).

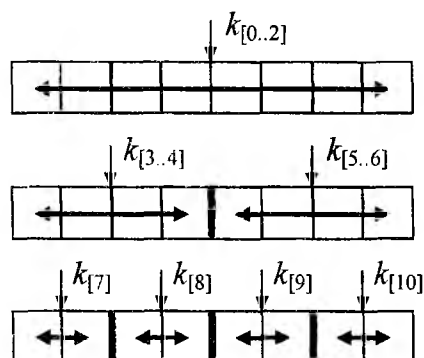


Рис.

Конструкция PS-блоков позволяет получить множество различных (ключезависимых) S-блоков с требуемыми характеристиками на основе одного нелинейного преобразования.

В соответствии с соотношением (1) для интересующих нас длин S-блоков можем определить длину (ключевой) «управляющей последовательности»: для  $n = 4 \Rightarrow k = 4$ , для  $n = 8 \Rightarrow k = 11$ .

Алгоритм выбора перестановки по ключу для  $n = 4$  ( $k = 4$ ) может быть реализован в виде булевых выражений, а для  $n = 8$  ( $k = 11$ ) — таблично. При этом в последнем случае для сокращения затрат памяти  $k$  может быть представлено в виде  $8+3$ , где 8 бит (на диаграмме рис. 1 биты  $k_{[3..10]}$ ) определяют вход в таблицу из 256 ячеек, содержащих по 8 элементов, содержащих номер позиции, в которую должен быть переставлен соответствующий бит. Оставшиеся 3 бита ключа (на диаграмме рис. 1

биты  $k_{[0..2]}$ ) используются для определения величины сдвига содержимого выбранной ячейки.

Отметим, что направление циклического сдвига фрагмента перестановки значения не имеет, но для однозначности представления перестановки «управляющим сигналом» направление должно быть фиксированным.

Перестановки малого числа битов (например, четырёх) могут быть эффективно реализованы в виде матричного умножения:

$$x'_i = \bigoplus_{j=0}^3 a_{i,j} \wedge x_j, \quad i = \overline{0,3}, \quad a_{i,j}, x_j \in \{0,1\},$$

где  $A = \{a_{i,j}\}$  — матрица перестановки (т.е. содержит в каждой строке и столбце только по одной единице), и, если  $a_{i,j} = 1$ , то  $x'_i = x_j$ .

В соответствии с соотношением (1) получаем, что общее количество матриц перестановки 4 элементов составляет  $2^4 = 16$ . Если в качестве «управляющего сигнала» для выполнения перестановки используется цикловой ключ, то соответствующие матрицы перестановки могут быть сформированы

на стадии «разворачивания ключа». В силу высокой «разряжённости» этих матриц, задача их без избыточного кодирования может быть решена весьма эффективно.

### Выводы

Предложенный метод построения управляемых предельно нелинейных преобразований (PS-блоков) позволяет динамически формировать «секретные» S-блоки с предельно достижимыми показателями устойчивости к известным атакам криптоанализа. При этом множество различных PS-блоков может быть реализовано на базе одного фиксированного S-блока путём добавления операции ключезависимой перестановки координат (битов). Эта операция не коммутативна с операцией сложения по модулю 2 (XOR), используемой обычно для ввода ключа. Кроме того, обе указанные операции не влияют на нелинейные свойства базового S-блока, т.е. криптостойкость PS-блока не зависит от используемого ключа, в то время как сложность линейного и дифференциального криптоанализа возрастает в случае неопределённости позиций входных / выходных координат. Предложенная конструкция S-блоков, благодаря максимизации алгебраической степени и количества термов отдельных аргументов, оптимизирована для применения в составе цикловых функций с SPN-структурой.

**Список литературы:** 1. «Supporting Document on E2», Nippon Telegraph and Telephone Corporation, June 14, 1998. 2. Zhang X.-M., Zheng Y., Cryptographically resilient functions // IEEE Transactions on Information Theory, September 1997. 3. Nyberg K., Knudsen L.R. Provable Security Against a Differential Attack // Journal of Cryptology. Vol. 8, No. 1. P. 27–37. 1995. 4. Biham E., Shamir A. Differential Cryptanalysis of the Data Encryption Standard. Springer-Verlag, New York, 1993. 5. Matsui M. Linear cryptanalysis method for DES cipher. Advances in Cryptology – EUROCRYPT '93, LNCS 765. 1994. P. 386–397. 6. Preneel B., Van Leekwijck W., Van Linden L., Govaerts R., Vandewalle J. Propagation characteristics of boolean functions in LNCS 473. Advances in Cryptology: Proc. Eurocrypt'90, 1. Damgard, Ed., Aarhus, Denmark, May 21–24. Berlin: Springer-Verlag. 1990. P. 161–173. 7. Meier W., Staffelbach O. "Nonlinearity criteria for cryptographic functions," in LNCS 434; Advances in Cryptology: Proc. Eurocrypt'89, J.-J. Quisquater and J. Vandewalle, Eds., Houthalen, Belgium, April 10–23, 1989, pp. 549–562. Berlin: Springer-Verlag, 1990. 8. Beth T., Ding C. «On Almost Perfect Nonlinear Permutations», Advances in Cryptology, Proceedings Eurocrypt'93, LNCS 765, T. Helleseth, Ed., Springer-Verlag, 1994. 9. Nyberg K. «Differentially uniform mappings for cryptography», Advances in Cryptology, Proceedings Eurocrypt'93, LNCS 765, T. Helleseth, Ed., Springer-Verlag, 1994, pp. 55–64. 10. Daemen J., Rijmen V. AES Proposal: Rijndael, 1999. 11. AES discussion forum: <http://aes.nist.gov> 12. ГОСТ 28147-89. Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования. М.: Госстандарт СССР.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 2.10.2001

|                                                                                                                                                                                          |     |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Предисловие научного редактора выпуска .....                                                                                                                                             | 3   |
| <b>Общесистемные проблемы телекоммуникаций</b>                                                                                                                                           |     |
| <i>Поповский В.В.</i> Основные тенденции мирового развития телекоммуникаций .....                                                                                                        | 4   |
| <i>Татарчук С.И.</i> Развитие телекоммуникаций в Украине и Харьковской области .....                                                                                                     | 9   |
| <i>Зима Н.Г., Сабурова С.А.</i> Услуги электросвязи и информационно-билингвовая служба .....                                                                                             | 13  |
| <i>Зувев С.И.</i> Проблемы управления в телекоммуникационных системах и сетях .....                                                                                                      | 26  |
| <i>Марчук В.С.</i> О выборе новых технологий при модернизации телекоммуникационных сетей .....                                                                                           | 30  |
| <b>Проблемы синтеза, анализа и управления в телекоммуникационных системах</b>                                                                                                            |     |
| <i>Агеев Д.В.</i> Методика синтеза гетерогенной сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке .....                                                               | 37  |
| <i>Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Гема Н.И.</i> Динамическая маршрутизация в пакетных сетях гарантированным качеством обслуживания .....                                                    | 45  |
| <i>Марчук В.С.</i> Расчет информационной живучести синхронных сетей связи .....                                                                                                          | 51  |
| <i>Москалец Н.В., Коломоец В.В.</i> Анализ кольцевых структур телекоммуникационных сетей .....                                                                                           | 56  |
| <i>Евсеева О.Ю., Татарчук С.И.</i> Методика оптимального размещения концентраторов нагрузки xDSL .....                                                                                   | 60  |
| <i>Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Варфоломеева О.Г.</i> Особенности векторного синтеза систем управления .....                                                                              | 64  |
| <i>Ощепков М.Ю.</i> Методы моделирования речевого канала в сетях с коммутацией пакетов .....                                                                                             | 68  |
| <i>Коваленко Т.Н.</i> Расчет нагрузки в интеллектуальной сети .....                                                                                                                      | 76  |
| <i>Костенко П.Ю., Сиващенко С.И.</i> Потенциальная точность восстановления последовательности, генерируемой нелинейной динамической системой .....                                       | 86  |
| <i>Ерохин В.Ф., Хоменко О.Ю.</i> Простой метод оценки пропускной способности систем связи со случайным множественным доступом при разрешении конфликтов на физическом уровне .....       | 90  |
| <i>Мищенко В.Г.</i> Рекомендации к выбору параметров алгоритма вхождения в синхронизацию радиолнии со свободной псевдослучайной перестройкой радиочастот .....                           | 94  |
| <i>Лосев Ю.И., Шматков С.И., Дуравкин Е.В.</i> Моделирование протоколов информационного обмена на основе аппарата Е-сетей .....                                                          | 99  |
| <i>Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Чумак О.И.</i> Требования к системе управления интеллектуальной надстройкой .....                                                                         | 104 |
| <i>Бирюков Н.Л., Стеклов В.К., Триска Н.Р.</i> Нормирование фазовых дрожаний при использовании различных линейных кодов .....                                                            | 110 |
| <i>Нетикова Л.И.</i> Влияние мобильных средств связи на здоровье человека .....                                                                                                          | 114 |
| <i>Калекина Т.Г., Русанов С.А.</i> Синтез двухсвязной распределенной топологии телекоммуникационной сети .....                                                                           | 119 |
| <i>Николаев И.М., Адаменко А.А., Закиров С.В., Ассанов Э.Э.</i> Статистический синтез алгоритма распознавания источников радиоизлучений по сигнальным признакам интервального типа ..... | 122 |
| <i>Шевченко В.О.</i> Методологические основы оценки пропускной способности коммутированных сетей военной связи с учетом стойкости их элементов .....                                     | 125 |
| <b>Проблемы электромагнитной совместимости и антенны</b>                                                                                                                                 |     |
| <i>Стороженко В.В., Олейник В.Ф.</i> Учет характеристик направленности антенн в задачах электромагнитной совместимости .....                                                             | 130 |
| <i>Олейник В.Ф., Афонин С.В.</i> Робастное адаптивное диаграммообразование в условиях возмущений пространственно-временного сигнала .....                                                | 139 |
| <i>Корниченко Л.Г.</i> Предельный коэффициент направленного действия антенных решеток со случайными фазовыми ошибками .....                                                              | 145 |

|                                                                                                                                                                      |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <i>Мельникова Л.И.</i> Метод децентрализованного управления мощностью излучения передатчиков в группировке РЭС .....                                                 | 148 |
| <i>Стрелковская И.В.</i> Граничные свойства некоторых аналитических сплайнов в областях с свазиконформной границей .....                                             | 151 |
| <i>Гокарский П.Л., Усин В.А., Щербина А.А.</i> Применение персонального компьютера при измерениях диаграмм направленности антенн .....                               | 155 |
| <i>Коляденко Ю.Ю.</i> Анализ потерь эффективности адаптивных антенных решеток в условиях погрешности вектора весовых коэффициентов .....                             | 163 |
| <i>Тоспелов Б.Б.</i> Метод повышения эффективности функционирования адаптивных антенных решеток в нестационарных условиях .....                                      | 168 |
| <i>Карташов В.М.</i> Анализ состояния и тенденций развития систем акустического зондирования атмосферы ....                                                          | 173 |
| <b>Теория сигналов и их обработка</b>                                                                                                                                |     |
| <i>Абрамов С.К., Лукин В.В., Зеленский А.А.</i> Мириадный метод автоматической оценки дисперсии помех на изображениях и его оптимизация .....                        | 177 |
| <i>Поляков П.Ф., Басов В.И.</i> Синтез согласованных фильтров с когерентными откликами .....                                                                         | 185 |
| <i>Гитаренко Л.А.</i> Особенности адаптивной пространственно-временной обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой радиочастоты .....                          | 191 |
| <i>Омельченко В.А., Безрук В.М., Коваленко Н.П.</i> Алгоритмы распознавания радиосигналов на основе авторегрессионной модели .....                                   | 195 |
| <i>Поляков В.П.</i> Прием частотно-модулированных сигналов при априорной неопределенности. Часть 1. Синтез структурных схем и анализ помехоустойчивости приема ..... | 200 |
| <i>Сукачев Э.А.</i> Общий подход к синтезу сигнальных функций, удовлетворяющих критериям Найквиста .....                                                             | 204 |
| <i>Селиванов К.А., Идриси Яхьяуи Халид</i> Расчет составляющей взаимной модуляции на выходе усилителя при большом числе несущих на его входе .....                   | 207 |
| <i>Охтенъ О.И.</i> Уменьшение фазовой ошибки системы фазовой автоподстройки с помощью экстраполирующих корректирующих устройств .....                                | 211 |
| <i>Головашич С.А.</i> Метод построения управляемых S-блоков с предельными показателями нелинейности .....                                                            | 215 |

# CONTENTS

|                                                                                                                                                                                         |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Preface of the scientific redactor of the issue .....                                                                                                                                   | 3   |
| <b>General system telecommunication problems</b>                                                                                                                                        |     |
| <i>Popovsky V.V.</i> The basic tendencies of telecommunications world development .....                                                                                                 | 4   |
| <i>Tatarchuk S.I.</i> Development of telecommunications in Ukraine and Kharkov region .....                                                                                             | 9   |
| <i>Zima N.G., Saburova S.A.</i> Telecom Services and Information-Billing System (IBS) .....                                                                                             | 13  |
| <i>Zuev S.I.</i> The problems of management in telecommunication systems and networks .....                                                                                             | 26  |
| <i>Marchuk V.S.</i> About selection of new technologies when modernizing telecommunication networks .....                                                                               | 30  |
| <b>Problems of synthesis, analysis and control in telecommunication systems</b>                                                                                                         |     |
| <i>Ageyev D.V.</i> Heterogeneous data networks synthesis method which contain ring structure on the backbone .....                                                                      | 37  |
| <i>Lemeshko A.V., Evseeva O.Y., Gema N.I.</i> Dynamic routing in batch networks with guaranteed quality of service .....                                                                | 45  |
| <i>Marchuk V.S.</i> Calculation of the synchronous communications networks information robustness .....                                                                                 | 51  |
| <i>Moskalets N.V., Kolomojets V.V.</i> Analysis of the ring structures of nets .....                                                                                                    | 56  |
| <i>Evseeva O.Y., Tatarchuk S.I.</i> Technique of optimum arrangement of xDSL load concentrators .....                                                                                   | 60  |
| <i>Steklov V.C., Berkman L.N., Varfolomejeva O.G.</i> Peculiarities of control systems vector synthesis .....                                                                           | 64  |
| <i>Oshchepkov M.Y.</i> Simulation methods for voice channel in switching packets network .....                                                                                          | 68  |
| <i>Kovalenko T.N.</i> Calculation of loading in the Intelligent Network .....                                                                                                           | 76  |
| <i>Kostenko P.Y., Sivashchenko S.I.</i> Potential precision of restoring the sequence, generated by a nonlinear dynamic system .....                                                    | 86  |
| <i>Erokhin V.F., Homenko O.J.</i> Simple method of estimating the capacity of communications systems with random or multiple access at the conflicts solution on a physical level ..... | 90  |
| <i>Mishchenko V.G.</i> The guidelines to the choice of parameters of radio link with slow FSSS algorithm of coming into synchronism .....                                               | 94  |
| <i>Losev U.I., Shmatkov S.I., Duravkin E.V.</i> Simulation of information exchange protocols based on E-nets apparatus .....                                                            | 99  |
| <i>Steklov V.K., Berkman L.N., Chumak A.I.</i> Requirements imposed on the intelligent superstructure control system .....                                                              | 104 |
| <i>Birukov N.L., Steklov V.K., Triska N.R.</i> Normalization of timing jitters when using various linear codes .....                                                                    | 110 |
| <i>Netikova L.I.</i> Impact of mobile communication facilities on the human health .....                                                                                                | 114 |
| <i>Kalekina T.G., Rusanov S.A.</i> Synthesis of telecommunication's network bi – connected allocated topology .....                                                                     | 119 |
| <i>Nikolayev I.M., Zakirov S.V., Asanov E.E.</i> Statistical synthesis of algorithm of radio waves sources recognition by alarming signs of interval type .....                         | 122 |
| <i>Shevchenko V.O.</i> Methodological foundations of estimating the capacity of military communication switched networks with allowance for their elements stability .....              | 125 |
| <b>Electromagnetic compatibility problems and antennas</b>                                                                                                                              |     |
| <i>Storozhenko V.V., Oleinik V.F.</i> Registration of the antennas pointing direction characteristics in the electromagnetic compatibility problems .....                               | 130 |
| <i>Oleynik V.F., Afonin S.V.</i> Robast adaptive diagram transformation procedure under conditions of space-time signal disturbances .....                                              | 139 |
| <i>Korniienko L.G.</i> Limiting directed action coefficient of antenna arrays with random phase errors .....                                                                            | 145 |
| <i>Melnikova L.I.</i> The method of decentralized control of transmitters' radiation power in grouping of radio electronic communication arrangements .....                             | 148 |
| <i>Strelkovska I.V.</i> Boundary properties of some analytic splines in the regions with a quasiconformal boundary .....                                                                | 151 |
| <i>Tokarsky P.L., Usin V.A., Shcherbina A.A.</i> Application of a PC to the antenna patterns measurements .....                                                                         | 155 |

|                                                                                                                                                                      |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <i>Kolyadenko Yu.Yu.</i> Analysis of losses of efficiency of adaptive antenna arrays in conditions of inaccuracy of weight factor vector .....                       | 163 |
| <i>Pospelov B.B.</i> Method of increase of functioning efficiency of adaptive antenna arrays in non-stationary conditions .....                                      | 168 |
| <i>Kartashov V.M.</i> Analysis of the state and tendencies of atmosphere acoustic sounding systems development .....                                                 | 173 |
| <b>Theory of signals and their procession</b>                                                                                                                        |     |
| <i>Abramov S.K., Lukin V.V., Zelensky A.A.</i> Myriad blind noise variance estimation method for images and its optimization .....                                   | 177 |
| <i>Polyakov P.F., Basov V.I.</i> Synthesis of the matched filters with coherent response .....                                                                       | 185 |
| <i>Titarenko L.A.</i> Features of adaptive spatial-temporal processing of signals with PRWF .....                                                                    | 191 |
| <i>Omelchenko V.A., Bezruk V.M., Kovalenko N.P.</i> Recognition of radiosignals at presence of unknown signals based on autoregressive model .....                   | 195 |
| <i>Polyakov V.P.</i> Reception of FM signals in a priori indeterminacy. Part 1. Synthesis of structural circuits and analysis of reception noise stability .....     | 200 |
| <i>Sukachov E.A.</i> General approach to the synthesis of signal functions satisfying the Nyquist criteria .....                                                     | 204 |
| <i>Selivanov K.A., Yahyui Halid Idrissi</i> Calculation of reciprocal modulation components on the booster output with a great number of carriers on its input ..... | 207 |
| <i>Ohten O.I.</i> Decrease in phase fault of automatic phase adjustment system with extrapolating correcting devices .....                                           | 211 |
| <i>Golovashich S.A.</i> The construction method of the controlled almost perfect nonlinear S-boxes .....                                                             | 215 |

УДК 621.391

**Основные тенденции мирового развития телекоммуникаций** / В. В. Поповский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 4-8.

Рассматриваются общие тенденции развития телекоммуникаций в мире. Отмечаются общие тенденции к созданию инфокоммуникационного сектора.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

**Загальні тенденції світового розвитку телекомунікацій** / В. В. Поповський // Радіотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 4-8.

Розглядаються загальні тенденції розвитку телекомунікацій у світі. Відзначається загальна тенденція щодо створення інфокомунікаційного сектора.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391

**The basic tendencies of telecommunications world development** /V. V. Popovsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 4-8.

The general tendencies of telecommunications development in the world are considered. The general tendencies of infocommunications sector creation are pointed out.

1 tab. 1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

**Развитие телекоммуникаций в Украине и Харьковской области** /С. И. Татарчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 9-12.

Рассматриваются общие тенденции развития телекоммуникаций в Украине и в Харьковском регионе. Отмечается общая тенденция к росту и расширению услуг, повышению их качества. Отмечаются недостатки в области законодательства и политики цен, что дает возможность альтернативным операторам связи за счет более гибкой ценовой политики получать большие приоритеты. Обсуждаются перспективы внедрения новых сетевых технологий ATM, IP, сетей с интеграцией сервисов.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

**Розвиток телекомунікацій в Україні та Харківській області** / С. І. Татарчук // Радіотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 9-12.

Розглядаються загальні тенденції розвитку телекомунікацій в Україні та Харківському регіоні. Відзначається загальна тенденція щодо росту та розширення послуг, підвищення їх якості. Відзначаються недоліки в області законодавства і політики цін, що дає можливість альтернативним операторам зв'язку за рахунок більш гнучкої цінової політики одержувати більші пріоритети. Обговорюються перспективи втілення нових мережних технологій ATM, IP, мереж з інтеграцією сервісів.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391

**Development of telecommunications in Ukraine and Kharkov region** / S. I. Tatarchuk // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 9-12.

The common tendencies of telecommunications development in the world, Ukraine and Kharkov region are considered. The common tendency to services growth and extension, their quality perfection is observed. The disadvantages in the field of the legislation and price policy are marked, these enables alternative communication operators to gain higher priorities at the expence of more flexible price policy. The perspectives of introduction of new network technologies, namely ATM, IP, service integration networks, are discussed.

1 tab. 1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

**Услуги электросвязи и информационно-биллинговая система (ИБС)** / Н. Г. Зима, С. А. Сабурова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 13-25.

Проведены исследования в области развития услуг связи и определены особенности внедрения автоматизированной системы расчетов, предложена модель расчета повременной оплаты коммутируемого доступа в Интернет.

Ил. 11. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621. 391

**Послуги електрозв'язку й інформаційно-білінгова система (ІБС) / Н. Г. Зима, С. А. Сабурова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 13-25.**

Проведено дослідження в області розвитку послуг зв'язку і визначені особливості впровадження автоматизованої системи розрахунків, запропонована модель розрахунку погодинної оплати доступу, що комується, в Інтернет.

Іл. . 11. Бібліогр.: 12 назви.

UDC 621. 391

**Telecom Services and Information-Billing System (IBS) / N. G. Zima, S. A. Saburova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 13-25.**

Investigations in the field of communication services development are carried out and peculiarities of the automated payment system implementation are defined, the model of time payment calculation for the switched access to Internet is offered.

11 fig. Ref.: 12 items.

УДК 338. 654. 01

**Проблемы управления в телекоммуникационных системах и сетях / С. И. Зуев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 26-29**

Представлен обзор проблемы управления в телекоммуникационных системах и сетях различных технологий. Основное внимание уделено технологии с централизованной стратегией управления (TMN) и децентрализованной (TINA).

Библиогр.: 5 назв.

УДК 338. 654. 01

**Проблеми керування в телекомунікаційних системах та мережах / С. І. Зуєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 26-29.**

Подается обзор проблем керування в телекомунікаційних системах та мережах різноманітних технологій. Основна увага приділена технології з централізованою стратегією керування (TMN) та децентралізованою (TINA).

Бібліогр.: 5 назви.

UDC 338. 654. 01

**The problems of management in telecommunication systems and networks. / S. I. Zuev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 26-29.**

The survey of the problems of management in telecommunication systems and networks of different technologies is presented. The main attention is focused on the technology with the centralized strategy of management (Telecommunications Management Network – TMN) and the decentered one (Telecommunication Information Networking Architecture- TINA).

Ref.: 5 items

УДК 621. 391

**О выборе новых технологий при модернизации телекоммуникационных сетей / В. С. Марчук // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 30-36.**

Дан анализ возможностей использования технологий PDH, SDH, FR, ATM, AON при модернизации телекоммуникационных сетей. Учтено, что технологии LAN взаимодействуют с перечисленными технологиями при организации удаленного доступа к локальным сетям через городские и глобальные сети. Представлена база данных с наиболее важными качественными показателями современных технологий.

Табл. 6. Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 391

**Про вибір нових технологій при модернізації телекомунікаційних мереж / В. С. Марчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 30-36.**

Дано аналіз можливостей використання технологій PDH, SDH, FR, ATM, AON при модернізації телекомунікаційних мереж. Враховано, що технології LAN взаємодіють з перерахованими технологіями при організації віддаленого доступу до локальних мереж крізь міські та глобальні мережі. Представлена база даних з найбільш важливими якісними показниками сучасних технологій.

Табл. 6. Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621. 391

**About selection of new technologies when modernizing telecommunication networks / V. S. Marchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 30-36.**

The analysis of possibilities to use the PDH, SDH, FR, ATM, AON technologies when modernizing the telecommunication networks is given. It is taken into account, that the LAN technologies interact with the above-stated technologies when organizing the remote access to the local area networks through urban and terrestrial networks. The database with the most relevant quality indices of modern technologies is submitted.

6 tab. 7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621. 391

**Методика синтеза гетерогенной сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке / Д. В. Агеев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 37-44.**

При проектировании глобальной сети передачи данных возникает задача синтеза ее структуры (топологии). В данной статье предлагается алгоритм решения задачи синтеза гетерогенной сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке по критерию минимум стоимости. Для решения данной задачи сначала определяем зоны наибольшей концентрации трафика на передачу, а затем синтезируем начальную структуру магистрального сегмента посредством объединения данных узлов в кольцо.

Данная статья будет интересна специалистам, занимающимся проектированием и синтезом топологии сетей передачи данных.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 391

**Методика синтезу гетерогенної мережі передачі даних з кільцевою структурою на магістральній ділянці / Д. В. Агєєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 37-44.**

Під час проектування глобальної мережі передачі даних спливає задача синтезу її структури (топології). У цій статті пропонується алгоритм рішення задачі синтезу гетерогенної мережі передачі даних з кільцевою структурою на магістральній ділянці за критерієм мінімальної вартості. Для розв'язку цієї задачі спочатку знаходимо зони найбільшої концентрації трафіку, що треба передати, а далі синтезуємо початкову структуру магістрального сегмента за допомогою з'єднання цих вузлів у кільце.

Стаття буде корисна фахівцям у галузі проектування та синтезу топології мереж передачі даних.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 4 назви

UDC 621. 391

**Heterogeneous data networks synthesis method containg ring structure on the backbone / Dmitry V. Ageyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 37-44.**

The problem of synthesis of a wide area data network structure (topology) arises when designing it. An algorithm for solving the synthesis problem of heterogeneous data networks containing a ring structure on the backbone using the minimum cost criterion is offered in this paper. To solve the given problem the zone of the highest traffic concentration for transmission should be defined and then the initial structure of the backbone segment should be synthesized through the given nodes join into a ring.

The given paper will be of interest for specialists in data network topology synthesis and design.

1 tab. 4 fig. Ref: 4 items.

УДК 621. 391. 28

**Динамическая маршрутизация в пакетных сетях с гарантированным качеством обслуживания / А. В. Лемешко, О. Ю. Евсеева, Н. И. Гема // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 45-50.**

Предложен подход к решению задач динамической маршрутизации в пакетных сетях с гарантированным качеством обслуживания. Решение базируется на использовании динамической модели сети, представленной с помощью системы разностных уравнений состояния. В качестве параметра качества выбрано среднее время обслуживания в сети пользовательского трафика.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 621. 391. 28

**Динамічна маршрутизація в пакетних мережах із гарантованою якістю обслуговування / О.В. Лемешко, О. Ю. Євсєєва, М. І. Гема // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 45-50.**

Запропоновано підхід до розв'язку задач динамічної маршрутизації в пакетних мережах з гарантованою якістю обслуговування. Розв'язок базується на використанні динамічної моделі мережі, представленої за допомогою системи різницьових рівнянь стану. Як параметр якості обраний середній час обслуговування у мережі трафіку користувачів.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621. 391. 28

**Dynamic routing in batch networks with guaranteed quality of service** / A. V. Lemeshko, O. Y. Evseeva, N. I. Gema // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 45-50.

The approach to solution of problems of dynamic routing in batch networks with a guaranteed quality of service is offered. The solution is based on the use of the network dynamic model presented by the system of the state difference equations. An average holding time of the user traffic in a network is chosen as a parameter of quality.

Ref.: 7 items.

УДК 621. 391

**Расчет информационной живучести синхронных сетей связи** / В. С. Марчук // Радиотехника: Всеукр. Межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 51-55.

Дан анализ факторов, влияющих на живучесть SDH-сетей. Разработана модель SDH-сети. Применен метод электронного моделирования для расчета живучести SDH-сети. Физическое моделирование заменено компьютерным. Приведен пример расчета живучести SDH-сети. Метод можно использовать для расчетов с погрешностью в несколько процентов.

Табл. 2. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621. 391

**Розрахунок інформаційної живучості синхронних мереж зв'язку** / В. С. Марчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 51-55.

Дано аналіз факторів, що впливають на живучість SDH-мереж. Розроблена модель SDH-мережі. Використано метод електронного моделювання для розрахунку живучості SDH-мережі. Фізичне моделювання замінено комп'ютерним. Наведено приклад розрахунку живучості SDH-мережі. Метод можливо використовувати для розрахунків з похибкою в декілька процентів.

Табл. 2. Іл. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621. 391

**Calculation of the synchronous communications networks information robustness** / V. S. Marchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 51-55

The analysis of the factors exerting influence on the network SDH robustness is given. The network SDH model is developed. The electronic simulation method is used for the network SDH robustness calculation. Physical modeling is replaced by computer simulation. The network SDH robustness calculation example is given. The method can be used for calculations, the error being of several percents.

2 tab. 6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621. 391

**Анализ кольцевых структур телекоммуникационных сетей** / Н. В. Москалец, В. В. Коломоец // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 56-59.

При реализации SDH- и ATM-технологий принято использование кольцевых структур. Одним из методов повышения структурной надежности сети является использование перемычек в кольцевых структурах.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621. 391

**Аналіз кільцевих структур телекомунікаційних мереж** / Н. В. Москалець, В. В. Коломоєць // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 56-59.

При реалізації SDH- і ATM-технологій прийнято використання кільцевих структур. Одним із методів підвищення структурної надійності являється застосовування перемичок у кільцевих структурах.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621. 391

**Analysis of the ring structures of nets** / N. V. Moskalets, V. V. Kolomojets // Radiotekhnika; All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N123. P. 56-59.

Under the realization of CDH and ATM technologies it is accepted to use ring structures of nets. One of the ways of raising the structural reliability is the crosspieces use in the ring structures.

1 tab. 2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

**Методика оптимального размещения концентраторов нагрузки xDSL/** О. Ю. Евсеева, С. И. Татарчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 60-63.

Рассмотрены особенности применения технологий xDSL. Предложена методика оптимального размещения концентраторов нагрузки DSLAM с учетом требований абонентов к предоставляемым скоростям передачи данных и ограничений на максимально допустимую длину абонентской линии.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

**Методика оптимального розміщення концентраторів навантаження xDSL /** О. Ю. Євсєєва, С. І. Татарчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 60-63.

Розглянуто особливості застосування технологій xDSL. Запропоновано методику оптимального розміщення концентраторів навантаження DSLAM з урахуванням вимог абонентів до швидкості передачі даних та обмежень на довжину абонентської лінії, що максимально допускається.

Ил. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

**Technique of optimum arrangement of xDSL load concentrators/** O. Y. Evseeva, S. I. Tatarchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 60-63.

The features of xDSL technologies application are considered. The technique of optimum arrangement of DSLAM load concentrators with allowance for the subscribers requirements to the granted transfer rates and limitations on the maximum permissible length of a subscriber line is offered.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК. 621.391

**Особенности векторного синтеза систем управления /** В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, О. Г. Варфоломеева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 64-109.

Дана характеристика системы управления современными телекоммуникационными сетями. Показана целесообразность векторного синтеза систем управления. Определены частичные критерии оптимальности и предложены методы их объединения.

Библиогр.: 4 назв.

УДК. 621.391

**Особливості векторного синтезу систем управління /** В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, О. Г. Варфоломєєва // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 64-67.

Дана характеристика системи управління сучасними телекомунікаційними мережами. Показано доцільність векторного синтезу систем управління. Визначено часткові критерії оптимальності та запропоновано методи їх об'єднання.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC. 621.391

**Peculiarities of control systems vector synthesis/** Steklov V. C. , Berkman L. N. , Varfolomejeva O. G. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 64-67.

The characteristic of control system for modern telecommunication networks is given. The utility of control system vector synthesis is shown. The partial criteria are defined and methods of their join are offered.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391

**Методы моделирования речевого канала в сетях с коммутацией пакетов /** М. Ю. Ощепков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. 2001. Вып. 123. С. 68-75.

Приведено описание методики имитационного моделирования передачи речевого трафика по IP-сетям. Рассмотрены используемые характеристики оценки QoS.

Ил. 5. Библиогр.: 17 назв.

УДК 621.391

**Методи моделювання мовного каналу в мережах з комутацією пакетів /** М. Ю. Ощепков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 68-75.

Наведено опис методики імітаційного моделювання передачі мовного трафіку по IP-мережам. Розглянуто застосовані характеристики оцінки QoS.

Ил. 5. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 621.391

**Simulation methods for voice channel in switching packets network** / M. Oshchepkov // Radiotekhnika:

All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 68-75.

Description of voice-IP traffic transmission method is given. The QoS estimates characteristics in use are considered. 5 fig. Ref.: 17 items.

УДК 621.395.31

**Расчёт нагрузки в интеллектуальной сети** / Т. Н. Коваленко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 76-85.

Описаны основные положения архитектурной концепции интеллектуальной сети и распределение сетевых функций по её узлам. Приведены диаграммы обмена сообщениями TCAP/INAP для пяти услуг IN первой очереди внедрения: ACC, CCC, FPH, PRM, VOT. Рассмотрена возможность построения платформы IN в Харьковском регионе, а также представлены результаты расчёта нагрузки на сеть ЗКС №7 в случае организации IN, реализующей эти пять услуг, на базе существующей сети оператора «Велтон Телеком». Исследована зависимость временной задержки на обработку вызова на участке SSP-SCP от числа каналов ЗКС №7.

Табл. 1. Ил. 8. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.395.31

**Розрахунок навантаження в інтелектуальній мережі** / Т. Н. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 76-85.

Змальовано основні положення архітектурної концепції інтелектуальної мережі та розподіл функцій мережі між її вузлами. Наведено діаграми обміну повідомленнями TCAP/INAP для п'яти послуг IN першої черги впровадження: ACC, CCC, FPH, PRM, VOT. Розглянута можливість побудови платформи IN у Харківському регіоні, а також представлені результати розрахунку навантаження на мережу ЗКС №7 у випадку організації IN, яка реалізує ці п'ять послуг, на базі існуючої мережі оператора «Велтон Телеком». Досліджена залежність часової затримки на обробку виклику на ділянці SSP-SCP від кількості каналів ЗКС №7.

Табл. 1. Ил. 8. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.395.31

**Calculation of loading in the Intelligent Network** / T. N. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 76-85.

The main statements of the Intelligent Network architectural conception and the distribution of the network functions between its nodes are described. The diagrams of the TCAP/INAP messages exchange for the most popular IN services are cited. These are the next five services: ACC, CCC, FPH, PRM, VOT. The possibility to build the IN platform in Kharkov region is considered, and also the results of the calculation of loading on the CCS # 7 network in the case of IN organization, realizing these five services, on the basis of the existing «Velton Telecom» operator's network are presented. The dependence of the time delay for the call processing in the SSP-SCP section on the number of channels CCS № 7 is examined.

1 tab. 8 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

**Потенциальная точность восстановления последовательности, генерируемой нелинейной динамической системой** / П. Ю. Костенко, С. И. Сивашенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 86-89.

Проведен анализ потенциальной точности нелинейной интерполяции регулярных и хаотических последовательностей, наблюдаемых на фоне аддитивного шума, и установлена ее связь с показателями Ляпунова, описывающими состояние нелинейной динамической системы в широком диапазоне возможных значений управляющих параметров.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391

**Потенційна точність відновлення послідовності, що генерується нелінійною динамічною системою** / П. Ю. Костенко, С. І. Сивашенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 86-89.

Проведено аналіз потенційної точності нелінійної інтерполяції регулярних та хаотичних послідовностей, що спостерігаються на фоні адитивного шуму, і встановлено її взаємозв'язок із показниками Ляпунова, що описують стан нелінійної динамічної системи у широкому діапазоні можливих значень управляючих параметрів.

Бібліогр.: 10 назв.

**Potential precision of restoring the sequence, generated by a nonlinear dynamic system / P. Y. Kostenko, I. Sivashchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 86-89.**

Analysis of the potential precision of regular and random sequences nonlinear interpolation observed on an additive noise background was performed and the association between Lyapunov parameters, representing the state of a nonlinear dynamic system in a broad band of possible managing parameters values was carried out

Ref.: 10 items.

**Простой метод оценки пропускной способности систем связи со случайным или множественным доступом при решении конфликтов на физическом уровне / В. Ф. Ерохин, О. Ю. Хоменко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 90-93.**

На примере анализа протокола  $\mu$ -ALOHA показано, что для определения пропускной способности протоколов случайного множественного доступа в предположении решения конфликтов на физическом уровне достаточно ограничиться моделью, где очередь повторных заявок отсутствует.

При этом совпадения результатов с полученными раньше достаточно сложными асимптотическими методами не менее трех значащих цифр.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

**Простий метод оцінки пропускної спроможності систем зв'язку з випадковим або множинним доступом при розв'язанні конфліктів на фізичному рівні / В. Ф. Єрохін, О. Ю. Хоменко // Радіотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 90-93.**

На прикладі аналізу протоколу  $\mu$ -ALOHA показано, що для визначення пропускної спроможності протоколів випадкового множинного доступу в припущенні розв'язання конфліктів на фізичному рівні достатньо обмежитись моделлю, де черга повторних викликів відсутня.

При цьому співпадіння результатів з одержаними раніше достатньо складними асимптотичними методами не менше трьох значущих цифр.

Ил. 1. Бібліогр.: 4 назви.

**Simple method of estimating the capacity of communications systems with random or multiple access at the conflicts solution on a physical level / V. F. Erokhin, O. J. Homenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 90-93.**

As an example of  $\mu$ -ALOHA protocol analysis it is shown that to define the capacity protocols of random multiple access when offering a conflicts solution on the physical level it is enough to confine ourselves to the model where the repeated applications sequence is absent.

Thus, the coincidences of the results with the earlier obtained rather composite asymptotic methods are no less than three significant digits.

1 fig. Ref.: 4 items.

**Рекомендации по выбору параметров алгоритма вхождения в синхронизм радиолинии с медленной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) / В. Г. Мищенко // Радиотехника: Всеукр. Межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 94-98.**

Выработаны рекомендации по выбору оптимальных параметров алгоритма вхождения в синхронизм радиолинии с медленной ППРЧ с учетом принципиально нового подхода к решению проблемы помехозащищенности синхронизации на этапе вхождения в синхронизм. Рекомендации имеют практическое значение и могут быть полезными при разработке новых помехозащищенных средств радиосвязи в части, касающейся разработки алгоритма вхождения в синхронизм.

Табл. 2. Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

**Рекомендації щодо вибору параметрів алгоритму входження в синхронізм радіолінії з повільним псевдовипадковим переналаштуванням робочої частоти (ППРЧ) ППРЧ / В. Г. Міщенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 94-98.**

Вироблені рекомендації щодо вибору оптимальних параметрів алгоритму входження в синхронізм радіолінії з повільною ППРЧ з урахуванням принципово нового підходу до вирішення проблеми завадозахищеності синхронізації на етапі входження в синхронізм. Рекомендації мають практичне значення і можуть бути корисними при розробці нових завадозахищених засобів радіозв'язку в частині, що стосується розробки алгоритму входження в синхронізм.

Табл. 2. Ил. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621. 391. 372. 019

**The guidelines to the choice of parameters of radio link with slow FSSS algorithm of coming into synchronism** /Mishchenko V. G. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 94-98.

The guidelines to the choice of optimum parameters of radio link with slow FSSS algorithm of coming into synchronism with allowance for a principally new approach to the solution of synchronization electronic antiaircraft measures problem at the stage of coming into synchronism are developed. The guidelines have practical value and can be useful when developing new electronic antiaircraft measures for radio facilities in a part concerning the algorithm of coming into synchronism.

2 tab. 2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 631. 513

**Моделирование протоколов информационного обмена на основе аппарата Е-сетей** / Ю. И. Лосев, С. И. Шматков, Е. В. Дуравкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 99-103.

Предлагается методика анализа протоколов управления информацией в вычислительной сети с использованием аппарата Е-сетей. Рассмотрены возникающие при этом проблемы и введенные расширения в описание аппарата Е-сетей, предназначенные для их решения. В качестве примера приведена модель протокола управления обменом информацией, использующего циклический код, положительное и отрицательное квитирования.

Табл. 2. Ил. 7 Библиогр.: 4 назв.

УДК 631. 513

**Моделювання протоколів інформаційного обміну на основі апарату Е-мереж** / Ю. І. Лосев, С. І. Шматков, Є. В. Дуравкін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 99-103.

Пропонується методика аналізу протоколів управління інформаційно – обчислювальними мережами з використанням апарату Е-мереж. Розглянуті проблеми, які виникають при цьому, та введені розширення до апарату Е – мереж, які повинні усунути ці проблеми. Як приклад надана модель протоколу управління обміном інформацією, який використовує циклічний код, позитивне та негативне квитування.

Табл. 2. Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 631. 513

**Simulation of information exchange protocols based on E-nets apparatus**/ U. I. Losev, S. I. Shmatkov, E. V. Duravkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 99-103.

Methods for analyzing the information-calculation network control protocols using the E-nets apparatus are proposed. The resulting problems as well as extensions introduced into the E-net apparatus description meant for their solution are considered. As an example the model of the information exchange control protocol using a cyclic code, positive and negative acknowledgement, is given.

2 tab. 7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621. 391

**Требования к системе управления интеллектуальной надстройкой** / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, А. И. Чумак // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 104-109.

Представлена архитектура интеллектуальной сети и структура системы управления интеллектуальной надстройкой. Определены основные требования и возможности предоставления услуг в интеллектуальной сети.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 391

**Вимоги до системи управління інтелектуальною надбудовою** / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, О. І. Чумак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 104-109.

Представлено архітектуру інтелектуальної мережі та структуру системи управління інтелектуальною надбудовою. Визначені основні вимоги та можливості надання послуг в інтелектуальній мережі.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621. 391

**Requirements imposed on the intelligent superstructure control system**/ V. K. Steklov, L. N. Berkman, A. I. Chumak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 104-109.

The intelligent network architecture and the intelligent superstructure control system structure are offered. The main requirements and the possibilities to render services in the intelligent network are defined.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621. 391

**Нормирование фазовых дрожаний при использовании различных линейных кодов** / Н. Л. Бирюков, В. К. Стеклов, Н. Р. Триска // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 110-113.

Ставится задача нормирования фазовых дрожаний на интерфейсах транспортной телекоммуникационной сети в зависимости от типа линейного кода и обсуждаются пути ее решения.

Табл. 2. Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621. 391

**Нормування фазових тремтінгів при використанні різних лінійних кодів** / Н. Л. Бірюков, В. К. Стеклов, Н. Р. Тріска // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 110-113

Ставиться задача нормування фазових тремтінгів на інтерфейсах транспортної телекомунікаційної мережі в залежності від типу лінійного коду та обговорюються шляхи її вирішення.

Табл. 2. Іл. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621. 391

**Normalization of timing jitters when using various linear codes** / N. L. Birukov, V. K. Steklov, N. R. Triska // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P.

The problem of timing jitters normalization on the transport telecommunication network interfaces in relation to the linear code type is proposed and the lines of attack on the problem are considered.

2 fig. Tab. 2. Ref.: 6 items.

УДК 621. 396

**Влияние мобильных средств связи на здоровье** /Л. И. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 114-118.

Проанализированы способы защиты пользователей от электромагнитного излучения и приведены рекомендации пользователям.

Ил. 3. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621. 396

**Вплив мобільних засобів зв'язку на здоров'я** / Л. І. Нетікова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 114-118.

Проаналізовані засоби захисту споживачів від електромагнітного випромінювання та наведені рекомендації споживачам.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621. 396

**Impact of mobile communication facilities on the human health** /L. I. Netikova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 114-118.

The ways of the users protection against the electromagnetic radiation are analyzed and recommendations for the users are given.

3 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621. 391

**Синтез двухсвязной распределенной топологии телекоммуникационной сети** / Т. Г. Калекіна, С. А. Русанов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 119-121.

Разработан алгоритм синтеза оптимальной распределенной топологии сети с минимальной избыточностью и длиной маршрутов.

Библиогр.:3 назв.

УДК 621. 396

**Синтез двов'язної розподіленої топології телекомунікаційної мережі** / Т. Г. Калекіна, С. А. Русанов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 119-121.

Разроблено алгоритм синтезу оптимальної розподіленої топології мережі з мінімальною надлишкованістю і довжиною маршрутів.

Бібліогр.:3 назв.

UDC 621. 396

**Synthesis of telecommunication's network bi – connected allocated topology** / T. G. Kalekina, S. A. Rusanov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 119-121.

An algorithm for synthesizing an optimal allocated topology of the network with the minimal redundancy and route length is developed.

Ref.: 3 items.

УДК 355. 404 (06)

**Статистический синтез алгоритма распознавания источников радиоизлучений по сигнальным признакам интервального типа** / И. М. Николаев, С. В. Закиров, Э. Э. Асанов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 122-124.

Предложен метод статистического синтеза оптимального алгоритма распознавания источников радиоизлучений по сигнальным признакам, в качестве которых используются вид и параметры их излучений.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 355. 404 (06)

**Статистичний синтез алгоритму розпізнавання джерел радіовипромінювань за сигнальними ознаками інтервального типу** / І. М. Ніколаєв, С. В. Закіров, Е. Е. Асанов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 122-124.

Запропоновано метод статистичного синтезу оптимального алгоритму розпізнавання джерел радіовипромінювань за сигнальними ознаками, у якості яких використовуються вид і параметри їхніх випромінювань.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 355. 404 (06)

**Statistical synthesis of algorithm of radio waves sources recognition by alarming signs of interval type** /

I. M. Nikolayev, S. V. Zakirov, E. E. Asanov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 122-124.

The method of statistical synthesis optimum algorithm for the radio waves sources recognition by signaling indications is offered; their radiation type and parameters are used as these indications.

Ref.: 5 items.

УДК 621. 391. 1

**Методологические основы оценки пропускной способности коммутируемых сетей военной связи с учётом устойчивости их элементов** / В. О. Шевченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 125-129.

Разработана методика определения пропускной способности коммутированных сетей военной связи с учётом живучести линий и узлов связи, а также зависимости маршрутов установления соединений и передачи сообщений коммутированных сетей связи. Результаты оценки могут быть использованы для выбора рациональных структур сетей связи специального назначения, а также для оценки действенности мероприятий, направленных на повышение эффективности их функционирования.

Ил. 2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621. 396. 1

**Методологічні основи оцінки пропускної спроможності комутованих мереж військового зв'язку з урахуванням стійкості їх елементів** / В. О. Шевченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 125-129.

Розроблено методику визначення пропускної спроможності комутованих мереж військового зв'язку з урахуванням живучості ліній і вузлів зв'язку, а також залежності шляхів встановлення з'єднань і передачі повідомлень комутованих мереж зв'язку. Результати оцінки можуть бути використані для вибору раціональних структур мереж зв'язку спеціального призначення, а також для оцінки дієвості заходів, спрямованих на підвищення ефективності їхньої функціонування.

Ил. 2. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621. 396. 1

**Methodological foundations of estimating the capacity of military communication switched networks with allowance for their elements stability** / V. O. Shevchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 125-129.

The methods for estimating the capacity of military communication switched networks with allowance for survival of communication links and nodes and also dependences of connection and communications transmission establishment routes in the commuted communications networks are developed. The estimation results can be used for choosing the rational structure of special communication networks as well as for estimating the efficiency of measures directed to their functioning effectiveness increase.

2 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621. 391. 827

**Учет характеристик направленности антенн в задачах электромагнитной совместимости** / В. В. Сто-роженко, В. Ф. Олейник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2001. Вып. 123 С. 130-138

Рассмотрена методика расчета коэффициентов усиления антенн с учетом их направленных, частотных и поляризационных свойств.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621. 391. 827

**Урахування характеристик спрямованості антен у задачах електромагнітної сумісності / В. В. Сто-  
роженко, В. Ф. Олійник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.- техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 130-138.**

Розглянуто методику розрахунку коефіцієнтів підсилення антен з урахуванням їх спрямованих, частотних і поляризаційних властивостей.

Табл. 3. Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621. 391. 827

**Registration of the antennas pointing direction characteristics in the electromagnetic compatibility prob-  
lems /V. V. Storozhenko, V. F. Oleinik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 130-138.**

Antenna gain calculation methods with regard to their directed, frequency and polarizing properties are consid-  
ered.

3 tab. 4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621. 391

**Робастное адаптивное диаграммообразование в условиях возмущений пространственно-временного  
сигнала/ В. Ф. Олейник, С. В. Афонин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вип. 123 С.  
139-144.**

В условиях возмущений пространственно-временного сигнала, вызванных средой распространения радио-  
волн и особенностями системы радиосвязи, в ААР необходимо применять специальные робастные процедуры  
обработки сигналов. Одним из конструктивных подходов при этом является процедура минимизации выходной  
мощности ААР при ограничениях на среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи ААР.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621. 391

**Робастне адаптивне діаграмоутворення в умовах збурень простір-часового сигналу / В. Ф. Олейник, С.  
В. Афонин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 139-144.**

В умовах збурень просторово-часового сигналу, викликаних середовищем розповсюдження радіохвиль і  
особливостями систем радіозв'язку, в ААР слід застосовувати спеціальні робастні процедури обробки сигналів.  
Одним із конструктивних підходів при цьому є процедура мінімізації вихідної потужності ААР при обмежен-  
нях на середньоквадратичне відхилення коефіцієнта передачі ААР.

Іл. 1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621. 391

**Robast adaptive diagram transformation procedure under conditions of space-time signal disturbances /  
V. F. Oleynik, S. V. Afonin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 139-144.**

Under conditions of spase-time signal disturbances by the radio waves propagation medium and peculiarities of  
the radio communication system in adaptive antenna arrays it is necessary to use special robast procedure of signals  
processing. One of the constructive approaches in this case is the procedure of the AAA output power minimization  
with limitations on deflection coefficient of the AAA transmission.

1 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621. 396

**Предельный коэффициент направленного действия антенных решеток со случайными фазовыми  
ошибками/ Л. Г. Корниенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 145-147.**

Рассмотрены механизмы возникновения флуктуаций фазы в раскрые антенных решеток, приводящие к  
эффекту предельного коэффициента направленного действия (КНД). Получены и проанализированы выраже-  
ния для предельных и целесообразных КНД и размеров линейных и плоских антенных решеток.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621. 396

**Граничний коефіцієнт спрямованої дії антенних ґраток з випадковими фазовими похибками /  
Л. Г. Корнієнко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.- техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 145-147.**

Розглянуті механізми виникнення флуктуацій фази в розкритті антенних ґраток, які приводять до ефекту  
граничного коефіцієнта спрямованої дії (КСД). Отримані і проаналізовані вирази для граничних та доцільних  
КСД і розмірів лінійних та плоских антенних ґраток.

Бібліогр.: 2 назви.

**Limiting directed action coefficient of antenna arrays with random phase errors/** L. G. Korniyenko// Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 145-147.

The phase fluctuations occurrence mechanisms in antenna array aperture resulting in limiting directive gain are considered. The expressions for limiting and expedient directive gain and linear and flat antenna arrays dimensions were received and analyzed.

Ref.: 2 items.

УДК 621. 391. 827

**Метод децентрализованного управления мощностью излучения передатчиков в группировке РЭС связи/** Л. И. Мельникова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 148-150.

Одним из путей увеличения емкости современных систем связи является снижение межканальных помех. Управление мощностью передатчиков в процессе сеанса связи может эффективно влиять на снижение этих помех. Предлагается метод децентрализованного управления мощностями излучения передатчиков в системах РЭС связи, построенный по принципу двухуровневой оптимизации. Процедура оптимизации легко модифицируется в случае расширения системы. Метод предусматривает возможность параллельного выполнения вычислений, что может существенно уменьшить время решения задачи.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621. 391. 827

**Метод децентрализованного управления потужністю випромінювання передавачів в угрупованні РЕЗ зв'язку /** Л. І. Мельнікова// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 148-150.

Одним із шляхів збільшення ємності сучасних систем зв'язку є зниження міжканальних завад. Управління потужністю передавачів у процесі сеансу зв'язку може ефективно впливати на зниження цих завад. Запропоновано метод децентрализованного управління потужністю випромінювання передавачів системах РЕЗ зв'язку, який побудовано за принципом двохрівневої оптимізації. Процедура оптимізації легко модифікується у разі розширення системи. Метод забезпечує можливість паралельного виконання обчислювань, що може суттєво зменшити час рішення задачі.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621. 391. 827

**The method of decentralized control of transmitters' radiation power in grouping of radio electronic communication arrangements /** L. I. Melnikova // Radiotekhnika. All.-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 148-150.

One way to increase capacity of modern communication systems is to decrease the interchannel interference. The transmitter power control can affect profitably the decrease of such interference in the process of a communication session. The transmitter radiation power control method based on two-level optimization principle is offered for the radio electronic communication arrangements. The optimization process is easily modified in the case of the system extension. The method allows for parallel calculations, this can significantly shorten the problem solution time.

Ref.: 6 items.

УДК 517. 54

**Граничные свойства некоторых аналитических сплайнов в областях с квазиконформной границей /** И. В. Стрелковская // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 151-154.

Аналитические комплексные сплайны определены в конечной области  $G$ , ограниченной квазиконформной границей. Конструкция этих сплайнов основана на интегральном представлении функций класса  $A(\bar{G})$ , полученного В. И. Белым (см. РЖ Мат. , 1977, 9Б123) и интерполяционных многочленов Лагранжа. Исследованы граничные свойства этих аналитических комплексных сплайнов.

Библиогр.: 5 назв.

УДК. 517. 54

**Межеві властивості деяких аналітичних сплайнів в областях з квазиконформною межею /** І. В. Стрелковська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 151-154.

Аналітичні комплексні сплайни визначені в скінченній області  $G$  з квазиконформною межею. Конструкція цих сплайнів заснована на інтегральному зображенні функцій класу  $A(\bar{G})$ , здобутого В. І. Белим (див. РЖ Мат. , 1977, 9Б123) та інтерполяційних многочленів Лагранжа. Досліджені межеві властивості цих аналітичних комплексних сплайнів.

Бібліогр.: 5 назв.

**Boundary properties of some analytic splines in the regions with a quasiconformal boundary** / I. V. Strelkova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 151-154.

Analytic complex splines are defined in a finite  $G$  domain limited with a quasiconformal boundary. These splines design is based on the integral representation of functions of  $A(\overline{G})$  class obtained by V. I. Belyi (see RJ Mat. , 1977, 9B123) and interpolational Lagrange polynomials. Boundary properties of these analytic complex splines are investigated.

Ref.: 5 items.

## УДК 621. 396. 67

**Применение персонального компьютера при измерениях диаграмм направленности антенн** / П. Л. Токарский, В. А. Усин, А. А. Щербина // Радиотехника: Всеукр. межвед. на.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 155-162.

Описана простая установка для измерения диаграмм направленности антенн, использующая в качестве регистрирующего устройства персональный компьютер. СВЧ-сигнал, модулированный по амплитуде колебаниями звуковой частоты, принимается испытуемой антенной, детектируется диодным детектором и усиливается селективным усилителем. Затем он подается на вход звуковой карты компьютера, которая выполняет функцию аналого-цифрового преобразователя. Особое внимание уделено применению мультимедийных средств и приложений WINDOWS для записи низкочастотного сигнала. Предложен алгоритм обработки результатов измерений, который базируется на методах спектрального оценивания, и дана оценка его систематических ошибок. Обсуждены результаты измерений диаграммы направленности рупорной антенны.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

## УДК 621. 396. 67

**Застосування персонального комп'ютера для вимірювання діаграм спрямованості антен** / П. Л. Токарський, В. А. Усін, О. О. Щербина // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 155-162.

Описано нескладну установку для вимірювання діаграм спрямованості антен, що використовує персональний комп'ютер як реєструвальний пристрій. НВЧ-сигнал, модульований за амплітудою коливаннями звукової частоти, приймається випробуваною антеною, детектується діодним детектором і підсилюється селективним підсилювачем, після чого подається на вхід звукової карти комп'ютера, що виконує функцію аналого-цифрового перетворювача. Особлива увага виділена застосуванню мультимедійних засобів і додатків WINDOWS для запису низькочастотного сигналу. Запропоновано алгоритм обробки результатів вимірювань, котрий базується на методах спектрального оцінювання, і дана оцінка його систематичних похибок. Обговорено результати вимірювань діаграми спрямованості рупорної антени.

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

## UDC 621. 396. 67

**Application of a PC to the antenna patterns measurements** / P. L. Tokarsky, V. AUsin, A. A. Shcherbina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 155-162.

The simple installation for antenna patterns measurements that uses a PC as the recording device is described. The microwave signal, amplitude-modulated by an audio frequency oscillation, is received by a testing antenna, detected by the diode detector and magnified by the selective amplifier. Then the audio signal arrives at the input of the PC sound board, which fulfils the function of an analog-to-digital converter. The special attention is given to using the multimedia and the WINDOWS applications for recording the low-frequency signal. An algorithm based on the spectral estimation methods, is offered for processing the audio-signal. The constant biases of this algorithm is evaluated. The measured horn antenna pattern is discussed.

3 fig. Ref.: 3 items.

## УДК 519. 216. 8

**Анализ потерь эффективности адаптивных антенных решеток в условиях погрешности вектора весовых коэффициентов** / Ю. Ю. Коляденко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123 С. 163-167.

Проведены исследования работы алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов при наличии нелинейных элементов в цепи управления вектором весовых коэффициентов. Оценены количественно уровни потерь эффективности адаптивных решеток при наличии гистерезиса, характерного в цепи управления вектором весовых коэффициентов.

Ил. 4. Библиогр.: 9 наим.

УДК 519. 216. 8

**Аналіз втрат ефективності адаптивних антенних ґраток в умовах похибки вектора вагових коефіцієнтів / Ю. Ю. Коляденко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб 2001. Вип. 123 С. 163-167.**

Проведені дослідження роботи алгоритмів просторово-часової обробки сигналів при наявності нелінійних елементів в ланцюзі управління вектором вісових коефіцієнтів. Оцінені кількісно рівні втрат ефективності адаптивних антенних ґраток при наявності гістерезису, характерного в ланцюзі управління вектором вісових коефіцієнтів.

Іл. 4. Бібліогр. 9 назв.

UDC 519. 216

**Analysis of losses of efficiency of adaptive antenna arrays in conditions of inaccuracy of weight factor vector / Yu. Yu. Kolyadenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2001. N. 123. P. 165-167.**

Efficiency of the spatial – temporal signal processing algorithm performance is studied in the presence of non – linear elements in the weight factor vector control network. Levels of the adaptive antenna arrays efficiency losses with the hysteresis inherent in the weight factors control circuit are estimated quantitatively.

4 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621. 391. 82

**Метод підвищення ефективності функціонування адаптивних антенних решіток в нестационарних умовах / Б.Б. Поспелов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 168-172.**

Рассмотрено развитие метода калмановской фильтрации применительно к ААР, функционирующим в нестационарных условиях, характерных для объектов авиационной и космической техники. Метод позволяет синтезировать алгоритмы адаптивной обработки сигналов в ААР в условиях скачкообразного изменения нестационарности. Рассмотрены возможные способы упрощения алгоритмов, позволяющие обеспечить их аппаратную реализацию и существенное повышение устойчивости алгоритмов адаптации при высоком их быстродействии.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621. 391. 82

**Метод підвищення ефективності функціонування адаптивних антенних ґраток у нестационарних умовах / Б. Б. Поспелов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 168-172.**

Розглянуто розвиток методу калманівської фільтрації стосовно ААР, функціонуючих у нестационарних умовах, характерних для об'єктів авіаційної та космічної техніки. Метод дозволяє синтезувати робочі алгоритми адаптивної обробки сигналів в ААР в умовах стрибкової зміни нестационарності. Розглянуті можливі засоби спрощення алгоритмів, що дозволяють забезпечити їх апаратну реалізацію та суттєво підвищити стійкість алгоритмів адаптації та високу швидкодію.

Бібліогр. 8 назв.

UDC 621. 391. 82

**Method of increase of functioning efficiency of adaptive antenna arrays in non-stationary conditions / Pospelov B. B. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 168-172.**

The development of Kalman filtration method in conformity to AAA, functioning in non-stationary conditions, characteristic of air and space technology is considered. The method allows to synthesize algorithms of adaptive signal processing in AAA in conditions of discontinuous change of non-stationary conditions. The possible ways of simplification of algorithms permitting to supply their hardware implementation and essential stability augmentation of adaptation algorithms with their high response are considered.

Ref.: 8 items.

УДК 551. 508. 85

**Анализ состояния и тенденций развития систем акустического зондирования атмосферы / В. М. Карташов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 173-176.**

Проанализированы тенденции развития акустических локаторов для измерения параметров атмосферы. Показано, что значительные возможности по их совершенствованию открываются в связи с применением акустических фазированных антенных решеток, позволяющих реализовать адаптивные алгоритмы пространственной избирательности.

Табл. 1. Библиогр.: 14 назв.

УДК 551. 508. 85

**Аналіз стану і тенденцій розвитку систем акустичного зондування атмосфери / В. М. Карташов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 173-176.**

Проаналізовані тенденції розвитку акустичних локаторів для виміру параметрів атмосфери. Показано, що значні можливості з їх удосконалювання відкриваються у зв'язку з застосуванням акустичних фазованих антенних решіток, що дозволяють реалізувати адаптивні алгоритми просторової вибірконості.

Табл. 1. Бібліогр.: 14 назв.

**Analysis of the state and tendencies of atmosphere acoustic sounding systems development** / V. M. Kartashov // Radiotekhnika: All.-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 173-176.

Tendencies of development of acoustic radars for atmosphere parameter measurement are analyzed. It is shown that significant possibilities in their perfection are opening in the context of application of the acoustic phased antenna arrays allowing to realise adaptive algorithms of the spatial selectivity.

1 tab. Ref.: 14 items.

## УДК 621. 301

**Мириадний метод автоматической оценки дисперсии помех на изображениях и его оптимизация** / С. К. Абрамов, В. В. Лукин, А. А. Зеленский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 177-184.

Ряд широко используемых в настоящее время методов обработки изображений требует априорного знания дисперсии искажающего изображения шума, которая на практике часто неизвестна и, следовательно, должна быть оценена. Для повышения скорости обработки и обеспечения высокой точности требуется проводить такое оценивание автоматически без участия человека. В работе предложен эффективный метод автоматической оценки дисперсии шума на изображениях, основанный на применении мириадной операции. Проведен анализ точностных характеристики предложенного метода в сравнении с другими методами автоматического оценивания. Даны рекомендации по выбору параметров метода для практических приложений.

Табл. 3. Ил. 7. Библиогр.: 8 назв.

## УДК 621. 301

**Міриадний метод автоматичної оцінки дисперсії завад на зображеннях та його оптимізація** / С. К. Абрамов, В. В. Лукін, О. О. Зеленський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 177-184.

Ряд методів обробки зображень, що на даний час широко використовуються, вимагає априорного знання дисперсії спотворюючого зображення шуму, яка на практиці часто невідома і, отже, повинна бути оцінена. Для підвищення швидкості обробки та забезпечення високої точності потрібно проводити таке оцінювання автоматично без участі людини. У роботі запропоновано ефективний метод автоматичної оцінки дисперсії шуму на зображеннях, який базується на застосуванні міриадної операції. Проведено аналіз характеристик точності запропонованого методу у порівнянні з іншими методами автоматичного оцінювання. Надано рекомендації щодо вибору параметрів методу для практичного застосування.

Табл. 3. Іл. 7. Бібліогр.: 8 назв.

## UDC 621. 301

**Myriad blind noise variance estimation method for images and its optimization** / S. K. Abramov, V. V. Lukin, A. A. Zelensky // Radiotekhnika: All.-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 177-184.

A wide range of useful image processing methods requires for their normal operation *a priori* knowledge about variance of the corrupting noise, which is usually unknown and, therefore, should be estimated. For fast processing and high accuracy it is required to provide this estimation automatically without human interaction. In the paper an effective blind noise variance estimation method for images using myriad operation is proposed. Analysis of the proposed method accuracy as compared with other blind estimation methods is done. The recommendations for method parameter selection for real-life situations are given.

3 tab. 7 fig. Ref.: 8 items.

## УДК 621. 391. 272:621. 396. 96

**Синтез согласованных фильтров с когерентным откликом** / П. Ф. Поляков, В. И. Басов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 185-191.

Решена задача синтеза согласованных фильтров с когерентным откликом. Проведен анализ их помехоустойчивости.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

## УДК 621. 391. 272:621. 396. 96

**Синтез узгоджених фільтрів із когерентним відгуком** / П. Ф. Поляков, В. І. Басов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 185-191.

Вирішена задача синтезу узгоджених фільтрів із когерентним відгуком. Проведено аналіз їхньої завадозахищеності.

Ил. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391.272:621.396.96

**Synthesis of the matched filters with coherent response** / P. F. Polyakov, V. I. Basov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 185-191.

The problem of synthesizing of matched filters with coherent response is solved. The analysis of their noise stability is performed.

2. fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.2

**Особенности адаптивной пространственно-временной обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ)** / Л. А. Титаренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 191-194.

Работа посвящена вопросам анализа и синтеза алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки сигналов применительно к классам сигналов, обладающих характерными особенностями, а именно – сигналам с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Предложена структурная схема адаптивной антенной решетки для приема таких сигналов, а также метод запоминания, который позволяет определить вектор весовых коэффициентов и обеспечить реализацию потенциальной эффективности адаптивной пространственно-временной обработки сигналов по критерию максимума выходного отношения мощностей сигнала и помех.

Ил. 3. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396.2

**Особливості адаптивної просторово-часової обробки сигналів з псевдовипадковим переналаштуванням робочої частоти (ППРЧ)** / Л. О. Титаренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 191-194.

Робота присвячена питанням аналізу та синтезу адаптивної просторово-часової обробки сигналів стосовно класу сигналів, що мають характерні особливості, а саме – сигналів з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти. Запропонована структурна схема адаптивної антенної решітки, яка приймає такі сигнали, а також метод запам'ятовування, який дозволяє визначити вектор вагових коефіцієнтів та забезпечити потенційну ефективність адаптивної просторово-часової обробки сигналів за критерієм максимуму вихідної потужності сигналу та завад.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.2

**Features of adaptive spatial-temporal processing of signals with PRWF** / L. A. Titarenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 191-194.

This work is devoted to the problems of analysis and synthesis of adaptive spatial-temporal signal processing algorithms in conformity to the classes of signals having distinctive singularities, namely- to the signals with pseudo-random reorganization of working frequency. The block diagram of the adaptive array for such signals reception is offered, and also the method of storing which allows to define a weight factor vector and to provide realization of potential efficiency of adaptive signals spatial-temporal processing by the criterion of maximum of signal-to-noise power output ratio.

3 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.391

**Распознавание радиосигналов на основе авторегрессионной модели** / В. А. Омельченко, В. М. Безрук, Н. П. Коваленко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 195-199.

Рассматриваются возможности алгоритмов распознавания радиосигналов, основанных на авторегрессионной модели. Предложенные алгоритмы были сравнены с известными спектральными алгоритмами распознавания. Сравнение было выполнено методом статистического моделирования. Исследования проведены на смоделированных выборках радиосигналов, характерных для задач радиоконтроля.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

**Розпізнавання радіосигналів на основі авторегресійної моделі** / В. А. Омельченко, В. М. Безрук, Н. П. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 195-199.

Розглядаються можливості алгоритмів розпізнавання радіосигналів, що основані на авторегресійній моделі. Запропоновані алгоритми були порівняні з відомими спектральними алгоритмами розпізнавання. Порівняння було виконано методом статистичного моделювання. Дослідження були проведені на змодельованих вибірках радіосигналів, характерних для задач радіоконтролю.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621. 391

**Recognition of radiosignals in the presence of unknown signals based on autoregressive model** / V. A. Omelchenko, V. M. Bezruk, N. P. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 195-199.

A possibility of recognition of radio frequency (RF) waveform using algorithms based on autoregressive model is studied in this paper. The suggested algorithms were compared with well known spectral-based recognition algorithms. The comparison was carried out using a method of statistical modeling. RF waveforms were simulated with surveillance modeling.

1 tab. 4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621. 391. 2

**Прием ЧМ-сигналов при априорной неопределенности. Ч. 1. Синтез структурных схем и анализ помехоустойчивости приема** / В. П. Поляков // Радиотехника: Всеукр. міжвед. наук.-техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 200-203. .

Синтезированы алгоритмы приема ЧМ-сигналов в условиях априорной неопределенности при негауссовской аппроксимации АПРВ (апостериорная плотность распределения вероятности).

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621. 391. 2

**Прийм ЧМ-сигналів при апіорній невизначеності. Ч. 1. Синтез структурних схем і аналіз завадозахисності прийому** / В. П. Поляков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 200-203.

Синтезовані алгоритми прийому ЧМ-сигналів в умовах апіорної невизначеності при негауссовській аппроксиматії АЩРІ (апостеріорна щільність розподілення ймовірності).

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621. 391. 2

**Reception of FM signals in a priori indeterminacy. Part 1 . Synthesis of structural circuits and analysis of reception noise stability** / V. P. Polyakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 200-203.

The algorithms of FM signals reception in terms of a priori indeterminacy in PPD (a posteriori probability density) non-Gaussian approximation are synthesized.

Ref.: 8 items.

УДК 621. 391:621. 837

**Общий подход к синтезу сигнальных функций, удовлетворяющих критериям Найквиста** / Э. А. Сукачев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вип. 123. С. 204-206.

Рассмотрена задача создания многопараметрических сигнальных функций посредством аппроксимации спектральных характеристик сигналов, удовлетворяющих первому критерию Найквиста. Показано, что предложенный метод пригоден также для синтеза сигналов, удовлетворяющих второму и третьему критериям Найквиста.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 391:621. 837

**Загальний підхід до синтезу сигнальних функцій, задовольняючих критеріям Найквіста** / Е. О. Сукачов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 204-206.

Розглянуто задачу створення багатопараметричних сигнальних функцій за допомогою аппроксиматії спектральних характеристик сигналів, задовольняючих першому критерію Найквіста. Показано, що запропонований підхід придатний також для синтезу сигналів, що задовольняють другому та третьому критеріям Найквіста.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви

UDC 621. 391:621. 837

**General approach to the synthesis of signal functions satisfying the Nyquist criteria** / E. A. Sukachov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123. P. 204-206.

The problem of the multiparametric signal functions construction by means of approximation spectra of Nyquist signals is considered. It is shown that the proposed approach is suitable for synthesis of signals satisfying the second and third Nyquist criteria.

1 fig. Ref.: 4 items

УДК 621. 398

**Расчёт составляющих взаимной модуляции на выходе усилителя при большом числе несущих на его входе** / К. А. Селиванов, Идрисси Яхьяуи Халид // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 211-214.

На основе аппроксимации характеристики передачи нелинейного элемента рядом Фурье-Бесселя предлагается существенное упрощение общей формулы для расчёта величины составляющей взаимной модуляции на выходе безынерционного нелинейного элемента при большом числе несущих на его входе.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 398

**Розрахунок складових взаємної модуляції на виході підсилювача при великому числі несучих на його вході** / К. А. Селіванов, Ідріссі Яхьяуї Халід // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 211-214.

На основі апроксимації характеристики передачі нелінійного елемента поруч з рядом Фур'є-Бесселя пропонується істотне спрощення загальної формули для розрахунку розміру складової взаємної модуляції на виході безінерційного нелінійного елемента при великому числі несучих на його вході.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621. 398

**Calculation of reciprocal modulation components on the booster output with a great number of carriers on its input** / K. A. Selivanov, Idrissi Yahyui Halid // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 123 P. 211-214.

An essential simplification of the general formula for calculating the reciprocal modulation component value on the inertialess nonlinear element output with a great number of carries on its input is offered on the basis of the nonlinear element transmission characteristic approximation using Fourier-Bessel series.

1 fig. 4 items.

УДК 621. 391

**Уменьшение фазовой ошибки системы фазовой автоподстройки с помощью экстраполирующих корректирующих устройств** / Охтен О. И. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 211-214.

Предлагается структура системы фазовой автоподстройки, в которой уменьшение (коррекция) фазовой ошибки достигается с помощью экстраполирующего корректирующего устройства (ЭКУ), осуществляющего непосредственную связь с замкнутым контуром системы.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621. 396

**Зменшення фазової похибки системи фазової автопідстройки за допомогою екстраполюючих коректуючих пристроїв** / Охтен О. І. // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 211-214.

Пропонується структура системи фазової автопідстройки, у якій зменшення (корекція) фазової похибки досягається за допомогою екстраполюючого коректуючого пристрою (ЕКП), здійснюючого безпосередній зв'язок з замкнутим контуром.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621. 396

**Decrease in phase fault of automatic phase adjustment system with extrapolating correcting devises** / O. I. Ohten // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 211-214.

The automatic phase adjustment system structure, where the decrease (correction) in a phase error is achieved with an extrapolating correction device (ECD) performing a direct coupling with a closed circuit of the system, is offered.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681. 3. 06

**Метод построения управляемых S-блоков с предельными показателями нелинейности** / С. А. Головашич // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 215-221.

Предлагается метод построения управляемых S-блоков, обладающих предельными значениями показателей нелинейности для обеспечения значения «управляющего сигнала». Предлагаемая конструкция S-блоков обеспечивает достижение предельных значений показателей устойчивости к атакам дифференциального и линейного криптоанализа, а также к атакам на основе анализа побочных каналов.

Табл. 3. Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681. 3. 06

**Метод побудови керованих S-блоків із граничними показниками нелінійності** / С. О. Головашич // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 123. С. 215-221.

Пропонується метод побудови керованих S-блоків, які мають граничні значення показників нелінійності для будь-якого допустимого значення «керуючого сигналу». Запропонована конструкція S- блоків забезпечує досягнення верхньої межі показників стійкості до атак диференціального і лінійного криптоаналізу, а також модифікацій.

Табл. 3. Іл. 1. Бібліогр.: 11 назви.

UDC 681. 3. 06

**The construction method of the controlled almost perfect nonlinear S-boxes** / S. A. Golovashich // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 123. P. 215-221.

A construction method of the controlled almost perfect nonlinear S-boxes for any acceptable control signal is offered. The S-box structure under consideration provides achievement of the highest boundary of resistance parameters to the differential and linear cyptanalysis as well as their modifications.

3 tab. 1 fig. Ref.: 11 items.