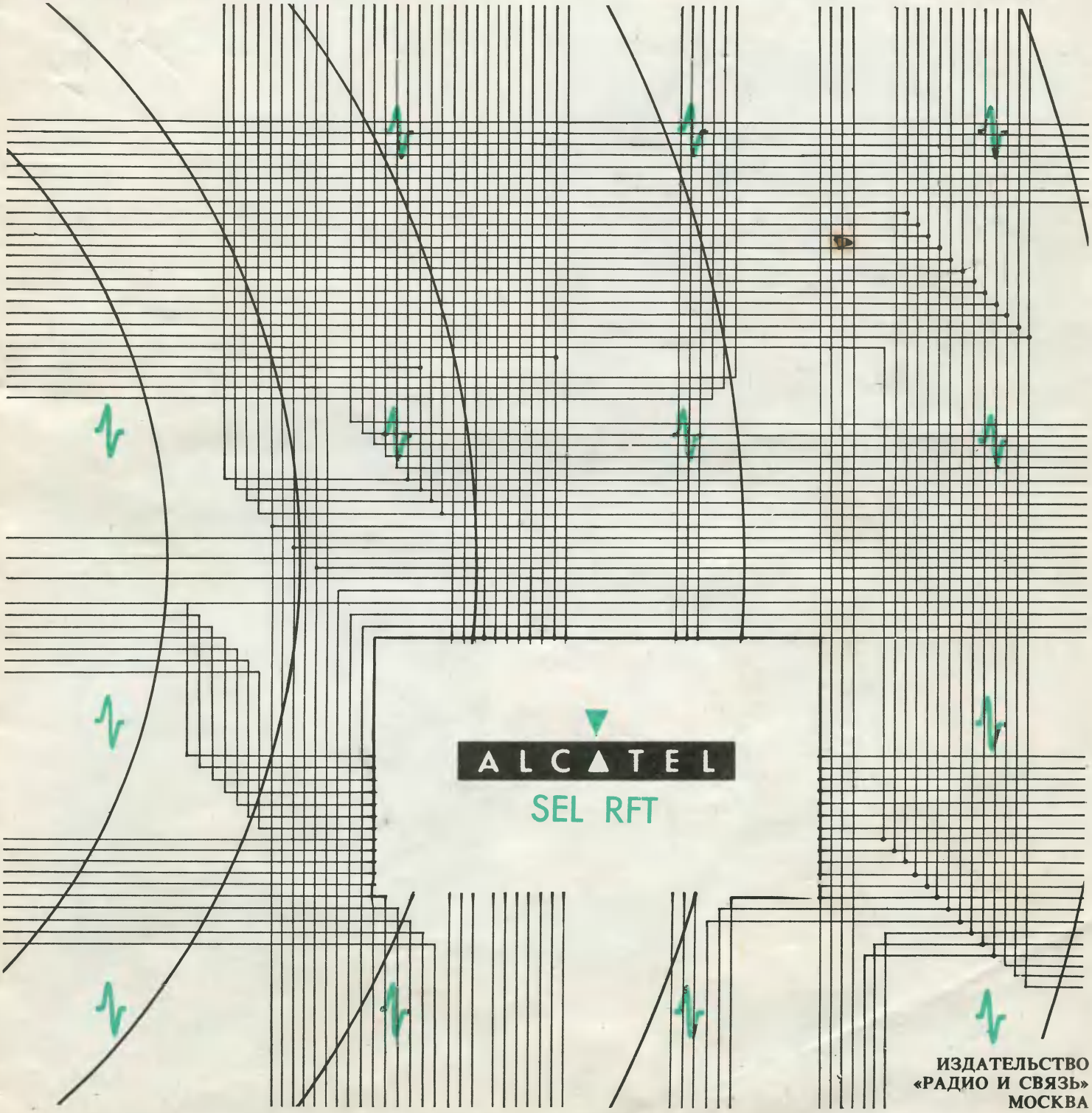
ISSN 0013-5771

4 1993

ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ
ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ,
ТЕЛЕВИДЕНИЮ, РАДИОВЕЩАНИЮ



ИЗДАТЕЛЬСТВО
«РАДИО И СВЯЗЬ»
МОСКВА

ERICSSON

Если Вы работаете на пределе собственных возможностей, то дополнительные Вам предоставит СП «ИНКОМ» — продаст за СКВ и установит за рубли системы телефонной связи, не имеющие аналогов в мире.

Tesla TELEKOMUNIKACIJE ZAGREB

nikola tesla

ВРЕМЯ — ДЕНЬГИ!

НАШИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СЭКОНОМЯТ ВАМ И ТО И ДРУГОЕ!

Все эти системы позволяют подключать не только аналоговые и цифровые телефонные аппараты, автоответчики и телефаксы, но и персональные компьютеры, а также устройства радиопоиска.

Фирмы ERICSSON и NIKOLA TESLA изготавливают также радиотелефонную систему MRS-5000 и универсальную систему для телефонных сетей общего пользования AXE-10.

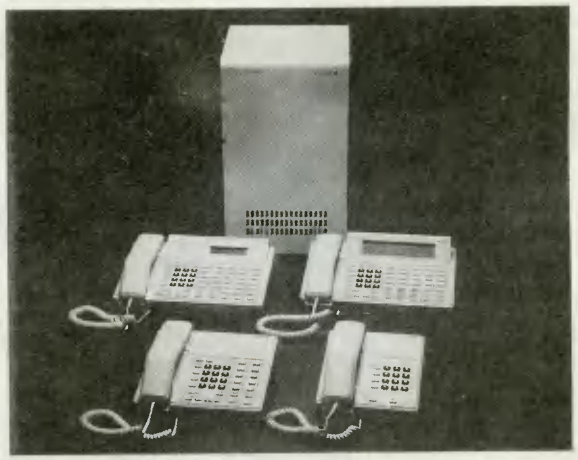
К Вашим услугам продукция фирм:
ERICSSON — Швеция
NIKOLA TESLA — Хорватия.

СП «ИНКОМ» обеспечит:

- **поставку в любую точку страны**
- **проектирование**
- **монтаж**
- **наладку**
- **гарантийное и послегарантийное обслуживание**

Если Вы начали работать по-новому, Вам необходимы:

- полностью цифровая, с программным управлением станция MD 110 — система интеграции речи и данных. Передать данные так же просто, как и позвонить; MD 110 может одновременно коммутировать речь и данные по существующей двухпроводной сети;
- небольшие аналоговые и цифровые бизнес-системы емкостью от 5 до 150 абонентов.



Joint Venture Co. INCOM

119895, Москва, Зубовский б-р, дом 27/26, строение 3а.
Телефоны: 246-17-68, 246-15-02, 246-48-96
Факс (международный): 200-39-37, 209-29-96
Факс (для стран СНГ): 200-00-60
Телекс 414745 INCO SU (круглосуточно)

УЧРЕДИТЕЛИ — РЕГИОНАЛЬНОЕ СОДРУЖЕСТВО В ОБЛАСТИ СВЯЗИ И РОССИЙСКОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЩЕСТВО РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ ИМ. А. С. ПОПОВА

4 1993

ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ, ТЕЛЕВИДЕНИЮ, РАДИОВЕЩАНИЮ

ОСНОВАН В 1933 ГОДУ

В НОМЕРЕ:

Свердлова И. С. Заседание Совета Регионального Содружества в области связи. Январь 1993. 2

О подписке на журнал «Электросвязь» 3

МЕЖДУНАРОДНАЯ ХРОНИКА

Куштуев А. И. Перспективы совершенствования Международного союза электросвязи. Рекомендации Комитета высокого уровня 4

Левин Р. Б. «ТЕЛЕФУНКЕН» дает «добро» 44

Тилекке К. Система коммутации Alcatel 1000 S-12 45

Учебный центр «МОСБЕЛЛ» для специалистов отрасли 7

ПОДВИЖНАЯ СВЯЗЬ

Алексеев С. М., Альтер Л. Ш., Каганер М. Б., Рубинштейн Г. Р. Электромагнитная совместимость при частотно-территориальном планировании сотовых сетей радиотелефонной связи 8

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Глазман Э. С. Защита приемной ТВ сети от эхосигналов 10

МАГИСТРАЛЬНАЯ РАДИОСВЯЗЬ

Батенков А. А., Постюшков В. П., Третьяков С. М. Оптимальное распределение частот в группе радиолиний 14

Борминский А. Н., Каплунов П. Г. Частотно-фазовый детектор для устройств восстановления несущей в цифровых системах радиосвязи 16

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Овчаренко В. В., Сумкин Г. П., Сулима В. В. Оптимальная ось вращения приемной антенны спутникового телевидения 18

Гончаров И. А., Романов В. А. Снижение уровней поля в местах размещения передающих антенн телевидения и радиовещания с ЧМ 20

Двуреченский В. Д., Аристархов П. А. Вибраторная антенна, низко подвешенная над металлическим экраном 22

Малевич И. Ю. Разветвитель с малыми потерями. Краткое сообщение 23

СЕТИ СВЯЗИ, КОММУТАЦИЯ

Нейман В. И. О концепции интеллектуальной сети. Письмо в редакцию 24

Варакин Л. Е., Поляк М. У. Ответы на письмо В. И. Неймана 25

Дорф И. Г. Принципы построения и маршрутизации сообщений в сети сигнализации СС-7 27

Кунегин С. В. Критерий эффективности метода эхоподавления и конфигурация комбинированного эхоподавителя. Ч. 2 29

Цыбулин М. К., Лам К. К., Нгуен Л. Т. Дискретные алгоритмы компенсации электрического эха в телефонных каналах 33

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ

Коржавин О. А. Оценка устойчивости однотактного преобразователя напряжения с обратным диодом и обратными связями по току и напряжению 34

Войтик М. С. Схема Скотта в низковольтном СВИП 37

ГЕНЕРИРОВАНИЕ, ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Паушкина Т. К., Федосова Т. С. Широкодиапазонный синтезатор частот с повышенным быстродействием 38

ИНФОРМАЦИЯ

Ефимова Н. Междугородный таксофон в России 41

Кузнецов И. Совещание по сельской связи в Саранске 41

Хроника жизни НТОРЭС им. А. С. Попова

Нефедов Е. Проблемы и перспективы развития систем сверхбыстрой обработки информации СВЧ-КВЧ на объемных интегральных схемах 42

Михайлов С. Надежная связь — деловым людям 44

Конференции, школы, семинары 43, 44

Новые книги 15, 26, 40

CONTENTS

SVERDLOVA I. Regional Concord Council Session in january 1993 — 2
KUSHTUEV A. I. The outlook of ITU perfection by the high level Committee — 4
ALEKSEEV S. M., ALTER L. Sh., KAGANER M. B., RUBINSHTEIN G. P. The electromagnetic compability during the frequency-territorial planning of the cellular mobile networks — 8
GLAZMAN E. S. The defence of the TV receivers network from the echos — 10
BATENKOV A. A., POSTJUSHKOV V. P., TRET'JAKOV S. M. The optimal distribution of frequencies in the group of radio lines — 14
BORMINSKIY A. N., KAPLUNOV P. G. The frequency-phase detector for the units of carrier restoration in the digital radiocommunication systems — 16
OVCHARENKO V. V., SUMKIN G. P., SULIMA V. V. The optimal axis of rotation of the satellite TV receive antenna — 18
GONCHAROV I. A., ROMANOV V. A. The field level reduction in the installation places of TV and FM radio antennas — 20
DVURECHENSKIY V. D., ARISTARKHOV P. A. The dipole antenna, low hanged above the metallic screen — 22
MALEVICH I. Ju. Low losses multi ways brancher — 23
NEYMAN V. I., VARAKIN L. E., POLJAK M. U. Intellectual network philosophy — 24
DORF I. G. The principles of design and of messages routing in the network with the signaling system SS-7 — 27
KUNEGIN S. V. The criterion of the echo suppression efficiency and the configuration of combined echo suppressor (Part 2) — 29
TZYBULIN M. V., LAM K. K., NGUEN L. T. The discret algorithms of electric echo compensation in the telephone channels — 33
KORZHAVIN O. A. The stability estimation of the unitransducer with the back diode and the current and voltage feedbacks — 34
VOYTIK M. S. The Scott circuit in with the low voltage stabilized secondary power sourses — 37
PAUSHKINA T. K., FEDOSOVA T. S. High-speed wide band frequency synthesizer — 38
INFORMATION — 7, 15, 26, 40—44

Журнал переводится на английский язык компанией Scripta Technica Inc. (США) **под названием** Telecommunications and Radio Engineering

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ» МОСКВА

Адрес редакции: 103031, Москва, К-31, Кузнецкий мост 9, 20/6
тел.: 923-84-36, 924-09-73

Телефакс 924-52-90

© Издательство «Радио и связь» «Электросвязь», 1993

Сдано в набор 11.02.93
Подписано в печать 29.03.93
Печать офсетная
Бумага тип. № 2
Формат 60×88 1/8
Тираж 3722 экз.
Изд. № 23776
Зак. № 312
Усл. кр.-отт. 6,86
Уч.-изд. л. 8,09
Усл. печ. л. 5,88
Цена 10 р.

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате Министерства печати и информации Российской Федерации
142300, г. Чехов Московской области
Отпечатано в Подольском филиале
142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25.

ЗАСЕДАНИЕ СОВЕТА РЕГИОНАЛЬНОГО СОДРУЖЕСТВА В ОБЛАСТИ СВЯЗИ

Январь 1993

Более года работает Региональное содружество в области связи (РСС). За это время проведено 6 заседаний Совета глав Администраций связи (АС). Время показало не только целесообразность, но и необходимость существования РСС, которое выполняет, на основе демократии, равноправия всех его членов, важнейшие задачи по согласованию проблем нормального функционирования и развития систем почтовой и электрической связи, телевизионного и радиовещания.

Обширной и разнообразной была программа заседания, которое состоялось 12—13 января 1993 г. В нем приняли участие главы и полномочные представители Администраций связи Азербайджана, Беларуси, Грузии, Казахстана, Латвии, Литвы, Молдовы, Российской Федерации, Таджикистана, Туркменистана, Узбекистана, Украины.

Вел заседание председатель Совета глав Администраций связи РСС В. Б. Булгак.

Заседание началось с информации о том, что в Республике Грузия министром связи назначен Ф. И. Инджия, в Литовской Республике — министром связи и информатики — Жинтялис Гинтаутас, в составе новых Правительств министром связи России вновь утвержден В. Б. Булгак, в Республике Таджикистан — И. У. Усманов.

Вниманию участников заседания была предложена информация о структурных изменениях в Администрации связи Эстонской Республики. Министерство связи ликвидировано и создано два государственных предприятия: «Эстонская почта» и «Эсттелеком» (генеральный директор последнего — Т. Сымера). В 1992 г. «Эсттелеком», с участием зарубежных партнеров, приватизировал сети связи и с января 1993 г. стал холдинговой компанией, являясь держателем акций компаний «Эстонский мобильный телефон», «Эстафакт» (по изданию телефонных справочников) и АО «Эстонский телефон», занимающегося использованием и развитием телефонно-телеграфных сетей и сетей передачи данных, выполняющего функции оператора международной сети. В состав «Эсттелекома» вошла и радиотелевизионная передающая сеть Республики. Функции регулирования в области передачи информации выполняет Министерство транспорта и связи (министр — А. Мейстер).

Участники заседания ознакомились с предложениями по сотрудничеству между Региональным содружеством в области связи и Организацией экономического сотрудничества и развития (ОЭСР), задача которой заключается в проведении политического и экономического анализа и формировании Советов 24 стран-членов с целью стимулирования их развития. Предложения исходят от Отдела ОЭСР в области информации, компьютеризации и связи (ICCP). Штаб-квартира ОЭСР находится в Париже.

Согласно утвержденной повестке дня Исполком РСС вынес на обсуждение подготовленные документы и вопросы. Они касались:

— соглашения Администраций связи РСС о координации их деятельности в области межгосударственной почтовой связи на 1993 г.;

— соглашения о межгосударственном обмене денежными переводами;

— соглашения о принципах распространения периодической печати на межгосударственном уровне;

— положения о финансах РРС и финансовом плане РСС на 1993 г.;

— международной конференции «Модернизация инфраструктуры электросвязи на территории Российской Федерации и других новых независимых государств», которая состоится 20—23 апреля 1993 г. в Санкт-Петербурге [работа ее будет проходить в форме сессий: 1) политика в области развития связи в странах СНГ; 2) текущее и перспективное развитие средств связи; 3) инвестиционные программы и роль международного сообщества; 4) подготовка кадров]. Число участников — до 250;

— обращения Совета технических руководителей Гостелерадиоорганизаций по вопросу приема в качестве наблюдателя в комиссию РСС, занимающуюся регулированием использования радиочастотного спектра и электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (ЭМС РЭС);

— информации о важных проектах в области международной связи с участием инофирм;

— многих других аспектов деятельности РСС и развития связи входящих в него стран.

Был представлен подробный отчет о работе Исполкома РСС в 1992 г. (Генеральным директором Е. А. Манякиным). Всего на заседаниях Совета рассмотрены 72 вопроса, касающиеся: организационной деятельности РСС; экономики; проводной электросвязи; радиовещания, телевидения; совместного использования спутниковых систем; использования радиоспектра; почтовой связи; международного сотрудничества и координации научно-исследовательских работ и поставок оборудования; стандартов и норм; управления сетями. Принят и вступил в действие ряд важных документов: соглашение и Устав РСС, Регламент Совета, Положение об Исполкоме, Положение о Ревизионной комиссии и др. Работа Исполкома за истекший период оценена положительно, намечены пути повышения ее результативности.

Совет принял решение утвердить подготовленные Исполкомом РСС в виде конкретного плана Предложения по реализации принятого на заседании в Бишкеке в октябре 1992 г. «Соглашения о координации межгосударственных отношений в области почтовой и электрической связи».

Участники заседания заслушали подробный доклад заместителя председателя Правления Ассоциации «Электрокабель» Г. И. Мещанова о производстве, поставках и разработках новых изделий кабельной промышленности для отрасли связи. В первом квартале 1993 г. АС РСС должны направить Ассоциации сведения о реальной потребности в кабелях связи на 1993-й и последующие годы. Принята рекомендация о расширении применения оптических кабелей (ОК), в особенности одномодовых, при строительстве междугородных, внутризоновых и городских сетей. К концу 1992 г. практически завершено создание мощностей для производства ОК. За пределами РФ единственным реальным их производителем является завод «Одесскабель» на Украине. Во ВНИИКП идет разработка ОК нового поколения. Если раньше финансирование НИОКР осуществлялось Минсвязи СССР, то теперь работы по конструированию, изготовлению опытных образцов, испытаниям, так же как и работы с соисполнителями — предприятиями стекольной, химической промышленности — в основном финансируются заводами кабельной промышленности, МНТК «Световод» и за счет прибыли самого ВНИИКП.

Совет одобрил Перечень научно-исследовательских работ в области связи, финансируемых совместно Администрациями связи РСС в 1993 г., утвердил объемы финансирования и размеры средств, переводимых на счет

Исполкома, одобрил порядок приобретения заинтересованными Администрациями связи и организациями результатов НИОКР, в финансировании которых они не принимали участия. Перечень включает разделы: стандартизация, метрология и сертификация технических средств связи; межгосударственное распределение радиочастот и ЭМС; обеспечение правопреемственности АС — членов РСС; электросвязь; экономика связи и подготовка кадров; телевидение; радиовещание; космическая связь; электронизация почтовой связи и распространения печати; НИР в области строительства.

На Совет был представлен перечень оборудования связи, производимого промышленностью стран, АС которых вошли в РСС. Были использованы в основном документы, подготовленные Администрациями связи Беларуси, Латвии, России, Украины. В Перечне около 100 наименований устройств, систем, изделий.

Заслушано сообщение о работе временной рабочей группы по спутниковым системам связи и радиовещания. Утверждено Техническое решение по организации одно-, двухпрограммного ТВ вещания для каждого государства на основе международных планов с использованием ИСЗ «Галс». Администрациям связи рекомендовано использовать это решение для развития на своей территории непосредственного телевизионного вещания. В Техническом решении определены орбитальные позиции, частотные каналы, параметры лучей на линии «сверху вниз», характеристики передающей станции. Временная рабочая группа должна завершить составление Межгосударственной программы в первом квартале 1993 г.

Утверждена программа работы Комиссии РСС по вопросам регулирования использования радиочастотного спектра и ЭМС РЭС на 1993—1994 гг.

Совет глав АС РСС принял к сведению информацию о том, что решением МККТТ ряду республик по их просьбе присвоены новые международные телефонные коды. Пропуск транзитной нагрузки от стран дальнего зарубежья должен осуществляться на основе двусторонних соглашений между Администрациями связи РСС. Признано целесообразным на переходный период сохранить существующую систему нумерации на междугородном уровне. Разработан порядок перехода на новую систему международных кодов.

К заседанию Совета была подготовлена Справка о существующих и создаваемых центрах проведения сертификационных испытаний и органах сертификации, а также о национальных центрах метрологических испытаний.

Участники заседания рассмотрели весьма содержательный Перечень проектов в области международной связи с участием инофирм до 1995 г. В Перечень включены проекты Беларуси, Казахстана, Молдовы, Российской Федерации, Туркменистана, Узбекистана, Украины. В качестве участников проекта названы Великобритания, США, Австралия, ФРГ, Франция, Турция, Канада, Дания, Болгария, Румыния, Польша, Япония, Ю. Корея, Испания, Иран, Китай, Голландия и др.

В конце первого дня заседания представители немецкой фирмы «Телефункен-Зендертехник» — ее генеральный директор г-н Ю. Грааф и маркетинг-координатор по Восточной Европе г-н В. Пфайфер — рассказали о фирме и ее продукции в области радиовещания с демонстрацией образцов аппаратуры, а главный инженер НПО «Азимут» В. А. Смирнов и генеральный директор «Технопост» В. А. Узилевский — об итогах и планах сотрудничества с фирмой и особенностях созданных предприятий.

Председателем Совета глав Администраций связи РСС на второй срок избран министр связи Российской Федерации В. Б. Булгак.

Очередное заседание Совета глав Администраций связи РСС решено созвать 19 апреля 1993 г. в Санкт-Петербурге.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Булгак В. Б.** Новое содружество // Электросвязь.— 1992.— № 7.

Материал подготовила *И. Свердлова*

ДОРОГИЕ ЧИТАТЕЛИ!

Напоминаем, что идет подписка на периодические издания на вторую половину 1993 года.

Просьба во-время оформить подписку на наш журнал.

В этом году «Электросвязь» отмечает очередной юбилей: 60 лет журнал верой и правдой служит связистам — теоретикам и практикам, научным работникам и инженерам эксплуатации, разработчикам аппаратуры, проектировщикам сетей и аспирантам — специалистам Минсвязи и других ведомств.

Несмотря на значительные экономические трудности, усугубляющиеся очередным повышением цен на бумагу и полиграфические работы, «Электросвязь» безусловно будет выходить, как всегда,— ежемесячно и в полном объеме, сохраняя очень небольшую, по нынешним временам, стоимость.

Журнал живет, обеспечивая себя финансово, главным образом, благодаря активной рекламной деятельности редакции, контактам с отечественными и иностранными рекламодателями, а также выпуску «коммерческих» тематических номеров и подборок по актуальным вопросам развития проводной и радиосвязи, телевидения, радиовещания. Такие номера служат пропаганде как технических идей, так и возможностей предприятий, НИИ, организаций, авторские коллективы которых выступают на страницах «Электросвязи».

Публикуя итоги Ваших разработок, мы поможем Вам заявить о себе на обширном рынке телекоммуникаций, о Вас узнают ведущие фирмы — а это необходимое условие для сотрудничества.

Мы учитываем огромный спрос на услуги связи новых коммерческих структур, создание альтернативных служб и сетей.

Запланированы тематические номера и подборки:

- сельская телефонная связь;
- подвижные системы связи;
- связь в деловой сфере;
- волоконно-оптические сети связи;
- номер, посвященный 60-летию нашего журнала;
- номер, посвященный Международной выставке систем и средств связи «Связь-93», которая будет развернута 13—21 мая этого года в Москве, в Выставочном комплексе на Красной Пресне.

Журнал освещает новинки техники связи ведущих зарубежных фирм, готовых выйти на рынок СНГ.

Конечно, сохраняются и все традиционные разделы и рубрики.

Приглашаем к сотрудничеству с журналом!

Ждем статей от наших постоянных и молодых авторов. Сроки публикации значительно сокращены.

Вы можете подписаться на журнал в редакции, это сэкономит Ваши средства.

Звоните по телефонам: **921-09-13, 925-84-36.** *Факс:* **924-52-90.**

ЦЕНА одного номера журнала: 20 руб.— *для индивидуальных подписчиков,* **40 руб.** — *для организаций.*

УДК 621.39

ПЕРСПЕКТИВЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Рекомендации Комитета высокого уровня

А. И. Куштуев

РОЛЬ КОМИТЕТА ВЫСОКОГО УРОВНЯ

Полномочная конференция Международного союза электросвязи (МСЭ), прошедшая в Ницце в 1989 г., выявила стремление большой группы стран мира к реорганизации Союза с целью адаптации к быстро меняющимся условиям развития систем передачи информации. Резкой критике подверглась существующая структура МСЭ и методы его работы.

Было представлено множество вариантов радикального преобразования МСЭ, среди них: слияние Международных консультативных комитетов по радио и по телеграфии и телефонии (МККР и МККТТ); замена в Международном комитете регистрации частот (МКРЧ) пяти постоянных членов на одного избираемого директора и комитет, собираемый один-два раза в год; отход от федеральной структуры Союза к пирамидальной с сосредоточением исполнительной власти в руках Генерального секретаря; создание нового самостоятельного Комитета по космосу; поднятие статуса департамента технической помощи до уровня постоянного органа МСЭ (уровня МККТТ, МККР, МКРЧ).

В итоге жарких дискуссий структура Союза осталась неизменной благодаря принятию компромиссных решений: о введении нового постоянного органа МСЭ — Бюро развития электросвязи, где должна быть сконцентрирована вся деятельность МСЭ в области технического сотрудничества; о поиске наиболее оптимальной структуры и совершенных методов функционирования МСЭ с учетом имеющихся финансовых ограничений. Для этих целей после Полномочной конференции на Чрезвычайной сессии Административного совета и был создан Комитет экспертов высокого уровня (КВУ) из представителей 21 страны.

В соответствии с Резолюцией Полномочной конференции 1989 г., по итогам работы КВУ Административному совету было предписано определить необходимость проведения внеочередной Дополнительной Полномочной конференции МСЭ. Рекомендации КВУ, изложенные в Итоговом отчете, затрагивали настолько важные аспекты деятельности МСЭ, что Административным советом было принято решение о проведении Дополнительной Полномочной конференции (ДПК-92), которая состоялась в Женеве в декабре 1992 г.

Ниже кратко изложены итоги работы КВУ.

ПЕРСПЕКТИВНАЯ СТРУКТУРА МСЭ И МЕТОДЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЕГО ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

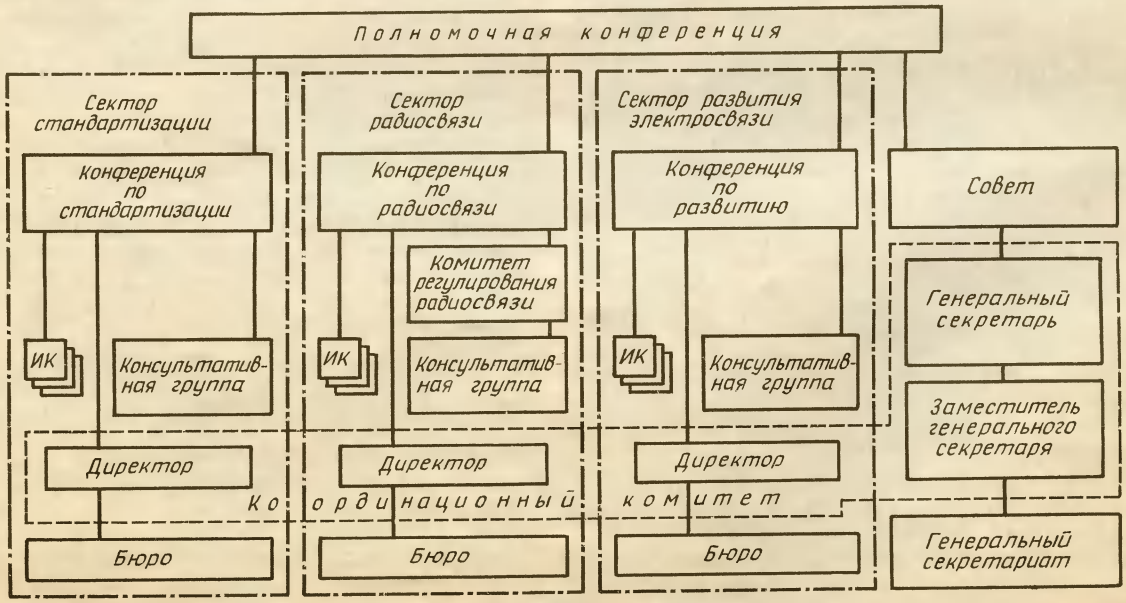
Федеральная структура МСЭ, по мнению КВУ, достаточно адекватна многоплановой работе Союза, и нет оснований ее менять. Тем не менее, предлагается перегруппировать деятельность Союза, сконцентрировав ее в рамках названных Секторами трех вертикальных структур:

— технического развития,
— стандартизации,
— радиосвязи.

В каждом Секторе высшим органом является Конференция, открытая для участия всех членов Союза. Ее работа поддерживается Исследовательскими комиссиями (ИК) и Рабочими группами. Выбираемый Директор возглавляет Секретариат (КВУ предложило «Секретариат» изменить на «Бюро»). В составе Сектора предусматривается Консультативная группа (или комиссия).

В частности, в Сектор стандартизации предлагается полностью включить деятельность МККТТ и часть направлений работы МККР, связанную с выходом на сеть общего пользования.

Сектор радиосвязи рекомендуется составить из МКРЧ и оставшихся частей МККР. Избираемый Директор возглавит Бюро радиосвязи, которое должно обеспечить работу обоих направлений Сектора. Новый Комитет регулирования радиосвязи (т. е. эквивалент МКРЧ) предлагается создать по принципу непостоян-



ного присутствия в штаб-квартире МСЭ, и собирать его в случае необходимости (но не чаще одного раза в квартал).

Сектор развития электросвязи включает Бюро, которое будет выполнять функции как Центра технического развития, так и Департамента технического сотрудничества Генерального секретариата.

Как существенное дополнение к федеральной структуре МСЭ рассматривается предложение КВУ о создании при Генеральном секретаре службы, в которой рекомендуется предусмотреть подразделение стратегической политики и перспективного планирования, что должно способствовать адаптации к изменяющимся условиям развития электросвязи. Предполагается, что на основе глубокого анализа происходящих изменений внутри и вне Союза этим подразделением будут разрабатываться варианты, предложения и планы реагирования Генерального секретаря и Координационного комитета, соответствующие целям и задачам Союза. Работа подразделения должна проходить в тесном контакте с Директорами Бюро секторов по направлениям, а также с Департаментом управления финансами — при подготовке бюджета Союза с учетом эффективного его использования. Начальник службы выполняет обязанности секретаря в Координационном комитете.

По рекомендации КВУ, подразделение стратегической политики и перспективного планирования будет выполнять также функции анализа текущей деятельности Союза, оказывая необходимую помощь Генеральному секретарю и Координационному комитету в управлении МСЭ.

КВУ предлагает создать консультативный Бизнес-форум, включив в него высокопоставленных представителей деловых кругов и предоставив им сведения частного сектора о состоянии среды электросвязи и происходящих в ней изменениях. Форум рассматривается как неофициальное образование с совещательными функциями.

По мнению КВУ, Координационный комитет будет выполнять кардинальные функции в управлении Союзом. В состав Комитета должны входить Генеральный секретарь, исполняющий функции председателя на его собраниях, заместитель Генерального секретаря и директора трех Бюро. Эффективное функционирование Координационного комитета должно обеспечиваться подразделением стратегической политики и перспективного планирования.

Конференции Союза. Высшим органом МСЭ остается Полномочная конференция. Руководствуясь необходимостью адаптации техники и услуг электросвязи к быстрым изменениям в развитии сетей, внедрению новых технологий, КВУ рекомендует проводить Полномочные конференции Союза чаще чем ранее, а именно каждые четыре года.

Следующие по уровню — Конференции (всемирные/региональные) по секторам.

Таким образом, рекомендуется «пакет» конференций в пределах четырехгодичного цикла:

— одна Полномочная конференция;

— две Радиоконференции с интервалом в два года;

— одна Конференция по стандартизации и, если потребуется (и если такое решение примет Совет МСЭ), то вторая конференция, через два года после первой;

— одна Всемирная конференция по техническому развитию и одна Региональная, когда потребуется,— по решению Совета МСЭ.

Совет МСЭ. КВУ в целях отражения возросшей роли Административного совета рекомендует дать ему новое название — Совет МСЭ.

Выборы. Как известно, выборы — одна из самых острых тем, обсуждаемых в рамках МСЭ. К тому же выборы 43 членов Административного совета и девяти на выборные должности в МСЭ занимают значительное время в работе каждой делегации на Полномочной конференции. Поэтому усовершенствование процедуры выборов весьма актуально.

Было несколько предложений. Например, одно из них: на Полномочной конференции выбирать только Генерального секретаря и членов Административного совета; заместитель Генерального секретаря после широких консультаций выбирается из определенного ряда кандидатов (по предложению Генерального секретаря) либо на Полномочной конференции, либо на Административном совете; директоров Бюро и членов Комитета по регулированию радиосвязи выбирать на Всемирных конференциях по Секторам.

Однако единого мнения на собраниях КВУ так и не удалось достичь, и было рекомендовано сохранить прежнюю систему выборов всех выборных лиц.

Что касается выборов в Совет МСЭ, то было высказано несколько предложений (в порядке их популярности):

— оставить существующую систему;

— определять членов Совета, исходя из величины взноса страны в бюджет Союза;

— определять часть членов Совета исходя из величины взноса в бюджет, а часть — путем выборов;

— то же, что и в предыдущем случае, но для второй — выбираемой — части Совета вводится принцип ротации;

— ротация всех членов Совета;

— отдельные выборы по каждому региону.

Вопрос оказался сложным, окончательных предложений не сформулировано, и решение по этому вопросу было перенесено на Дополнительную Полномочную конференцию 1992 г.

Управление Союзом. На Генерального секретаря возлагаются функции управления Генеральным секретариатом, всеми ресурсами Союза и координация всей деятельности МСЭ. КВУ рекомендует создать при Генеральном секретаре специальную службу, которая будет включать, помимо подразделения стратегической политики и перспективного планирования (включая функции по анализу текущей деятельности Союза), еще подразделения юридическое, а также внешних связей и публикаций.

В помощь Генеральному секретарю рекомендуется созывать совещательный орган — консультативный Бизнес-форум (как уже отмечалось ранее). Заместитель Генерального секретаря, как его помощник, разделяет с ним ответственность за управление Союзом, причем степень ответственности и конкретные подразделения, находящиеся в непосредственном подчинении заместителя, определяются Генеральным секретарем.

Генеральный секретариат возглавляется Генеральным секретарем и состоит из пяти отделов: кадров, финансового, общих служб, информационного обеспечения, выставок «Телеком». Тематическое направление по радиосвязи полностью передается в специализированный Секретариат Сектора радиосвязи.

ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИИ МСЭ

Техническое развитие. По вопросам технического сотрудничества и технической помощи были проведены широкие дискуссии, в том числе с участием представителей Совета Центра технического развития и Всемирного банка.

Полномочной конференцией 1989 г. в Ницце в общей федеральной архитектуре МСЭ был создан новый вертикальный сектор, который включает на верхнем уровне Конференции по развитию (всемирные и региональные) и Бюро развития электросвязи (БРЭ), возглавляемое Директором. На ДПК-2 Директором Бюро развития электросвязи был избран г-н А. Дживатампу из Индонезии. Бюро развития электросвязи создано на основе Департамента технического сотрудничества Генерального секретариата и Центра технического развития.

Конференции по развитию, по мнению КВУ, должны играть двойную роль. С одной стороны, это форум для широкого обсуждения вопросов технической помощи развивающимся странам, с другой — орган анализа и управления деятельностью Бюро развития электросвязи. Следует отметить, что Конференции по развитию не будут выпускать Итоговых документов, которым придается юридическая сила, а будут лишь издавать Резолюции, Решения и Рекомендации.

На Конференциях по развитию планируется обсуждать все аспекты перспективной технической помощи, осуществляемой Плановым комитетом, организационно сохранившимся за МККТТ.

КВУ рекомендует в период между Полномочными конференциями проводить одну Всемирную конференцию по развитию и, при наличии возможностей, в том числе финансовых,— одну Региональную конференцию в каждом регионе. Финансирование

Конференций по развитию (Всемирных и Региональных) предлагается осуществлять из регулярного бюджета МСЭ, хотя при этом приветствуются взносы страны-организатора Конференции и других участников.

КВУ рекомендует перенести на Сектор развития методы работы МККР/МККТТ и образовать Исследовательские комиссии по развитию, а также Рабочие группы. Эти комиссии заменят Специальные автономные группы МККТТ. Предполагается создать три ИК по развитию, включающие вопросы:

— технической политики и финансирования технической помощи;

— планирования сетей электросвязи, их эксплуатации, новых служб;

— подготовки Конференций по развитию.

Возможна также организация Целевых групп по конкретным неотложным вопросам изучения.

КВУ рекомендует сохранить Консультативную группу по развитию, организованную в свое время для Центра технического развития связи, причем члены группы назначаются Директором БРЭ в результате консультаций с Генеральным секретарем МСЭ. Председателем группы будет Директор Бюро развития электросвязи.

Стандартизация. Потребности всемирного рынка услуг и средств электросвязи, появление новых видов связи, внедрение перспективных технологий вызывают необходимость всемерного ускорения стандартизации всех аспектов в рамках МСЭ.

Итогом дискуссии в КВУ по вопросам повышения эффективности работы МККР и МККТТ — основных органов, занимающихся проблемами стандартизации в МСЭ, стало соглашение о сосредоточении всей деятельности Союза в области стандартизации в одном органе, который был назван КВУ Сектором стандартизации.

Новый орган должен взять на себя решение всех вопросов, которыми сейчас занимается МККТТ, и части вопросов МККР, касающейся выхода радиосредств на сеть общего пользования.

Остальные направления работы МККР, которые связаны в основном с эффективным использованием электромагнитного спектра и орбиты, изучением распространения радиоволн и другими характерными особенностями построения и регулирования наземной и спутниковой радиосвязи, телевизионного и радиовещания, передаются в новый орган, названный Сектором радиосвязи.

Структура управления деятельностью МСЭ по стандартизации представляется трехуровневой.

1-й уровень: Конференция по стандартизации, которая будет играть ту же роль, что и Пленарная ассамблея, и проводиться один раз в четыре года. Возможно проведение внеочередной Конференции (через два года после очередной).

КВУ рекомендует на Конференциях по стандартизации больше внимания уделять вопросам перспективного планирования, выделения приоритетных вопросов изучения, разработке рабочих программ. Рабочие программы должны ежегодно уточняться Директором Бюро стандартизации в тесном контакте с Консультативной группой стандартизации.

2-й уровень: Директор Бюро по стандартизации. Председатели Исследовательских комиссий и Консультативная группа стандартизации.

Консультативная группа стандартизации будет заниматься разработкой перспективной программы тематической работы и направлений самосовершенствования Сектора. Совет будет собираться, когда это потребуется, но не реже одного раза в год.

3-й уровень: Исследовательские комиссии и Секретариат Сектора стандартизации, названный Бюро.

Высшим органом управления является Полномочная конференция, которая может поставить вопросы для решения на Конференции по стандартизации и/или через Совет МСЭ, Генерального секретаря — для Директора Бюро стандартизации.

КВУ рекомендует шире привлекать частные предприятия и организации к работе МСЭ в области стандартизации.

Радиосвязь — электросвязь посредством радиоволн — играет важную роль в сетях передачи информации всего мира и затрагивает сферу использования общемировых ресурсов (каковыми являются радиочастотный спектр и геостационарная орбита), большим числом различных служб.

С учетом ускоренного проникновения перспективных технологий в радиосвязь, разработки систем связи с глубоким Космосом, широкого внедрения персональной радиосвязи, появления телевидения высокой четкости и т. п., КВУ рекомендует сконцентрировать все вопросы радиосвязи в новом постоянном Секторе федеральной архитектуры МСЭ, ответственном за эффективное управление использованием радиочастотного спектра и геостационарной орбиты, а также за другие вопросы построения и применения систем радиосвязи.

КВУ выработало мнения относительно: роли и функционирования элементов нового органа и, в частности, Радиоконференций; создания Комитета регулирования радиосвязи; введения Консультативной группы управления работой Исследовательских комиссий, Директора нового Бюро радиосвязи, собственно Бюро и особенно ИК.

Конференции по радиосвязи рекомендуется проводить каждые два года, посвящая их как пересмотру (если потребуется) Регламента радиосвязи, так и выполнению функций Пленарных ассамблей; созывать для рассмотрения плана проведения очередных Конференций в перспективе на четыре года, с последующей подготовкой рекомендаций по этому поводу для Административного совета МСЭ.

Комитет регулирования радиосвязи предлагается в количестве девяти человек; построить его работу без постоянного присутствия в штаб-квартире МСЭ; направить деятельность Комитета, как и сейчас, на рассмотрение сложных случаев поиска частотных присвоений по представлению Директора Бюро радиосвязи на основе запросов Администраций связи, а также на утверждение технических стандартов и процедур применения Регламента радиосвязи.

По *Консультативной группе* приняты решения: для управления работой ИК составить ее из представителей Администраций связи и других членов МККР, а также из председателей ИК; направить ее деятельность на разработку перспективного плана работы ИК.

Деятельность *Директора* заключается в: управлении работой специализированного Секретариата Бюро (имеется в виду слияние в перспективе двух Секретариатов — МККР и МКРЧ); выполнении функции исполнительного секретаря в Комитете; обнародовании, по поручению Комитета, результатов поиска частотных присвоений на основе установленных технических стандартов и процедур поиска; подготовке проектов пересмотренных технических стандартов и процедур поиска и представлении их на рассмотрение Комитету; координации работы по подготовке к Конференциям по радиосвязи; обеспечении Администрациям связи консультаций по Регламенту радиосвязи; обновлении Международного регистра частот; управлении выделенными финансовыми ресурсами с отчетом перед Административным советом об их расходовании; обеспечении условий работы ИК.

Исследовательские комиссии (ИК) работают так же, как и сейчас.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ УПРАВЛЕНИЯ ФИНАНСАМИ И КАДРАМИ

Управление финансами. Предлагается децентрализация системы формирования бюджета МСЭ с переносом 70—80 % общего бюджета в постоянные органы. Эту рекомендацию можно считать элементом системы финансирования «по программам», когда планы деятельности каждого из постоянных органов рассматриваются как своего рода программы.

Бюджеты органов (в том числе на выплату зарплаты) рассматриваются Координационным комитетом и затем Административным советом МСЭ. Меняется роль финансового департамента Генерального секретариата — он превращается в координирующую и контролирующую инстанцию.

Вариант финансирования «по программам» признается многими международными организациями прогрессивным, способствующим ясности расходования материальных средств.

Переход с одногодичного бюджетного цикла на двухгодичный и составление четырехлетнего перспективного плана были одобрены всеми членами КВУ.

Общее одобрение членов КВУ вызвала также рекомендация относительно запрета «перелива» в зарплату каких-либо средств, предназначенных на другие нужды.

Управление кадрами. Результаты анкетирования, приведенные в Итоговом отчете КВУ, показывают неудовлетворенность штата МСЭ состоянием дел в области управления кадрами (72—78 % негативных ответов). Подавляющее большинство опрошенных считает, что существующая политика и методология набора кадров не позволяют набрать персонал, соответствующий высоким требованиям компетентности и честности; повышение по службе производится не на основе критериев профессиональной эффективности, а исходя из каких-то других качеств; недостаточна информированность персонала в вопросе подбора кадров и их продвижения по службе.

На основе анализа сделан вывод о том, что практика управления кадрами не отвечает перспективным задачам МСЭ. В итоге предусматривается прямой подбор кадров, однако в таких случаях рекомендовано консультироваться с Администрациями связи и, в дополнение к объективной квалификационной характеристике, учитывать такой показатель, как географическое представительство в кадровом составе.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

В рекомендациях КВУ делается упор на переход от больших ЭВМ к персональным, с разработкой всякого рода интерфейсов и «мостов»; использованием имеющегося программного обеспечения и баз данных; введением приоритетов по срочности при вводе нового программного обеспечения; концентрацией средств для развития информационной системы, составлением планов ее развития, пополнения новейшей техникой.

В части систем связи в штаб-квартире МСЭ отмечено, что она устарела, особенно междугородная связь, которая осуществляется через четырех операторов. Предложено установить современное оборудование, шире использовать факсимильные аппараты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Часть рекомендаций Комитета высокого уровня, например в области совершенствования управления в штаб-квартире МСЭ, улучшения информационного обеспечения, по решению Административного совета, начала без дополнительного обсуждения реализовываться. Все принципиальные предложения — по изменению структуры Союза и основных документов — Устава и Конвенции, требовавшие более высокого уровня рассмотрения, были вынесены на обсуждение Дополнительной Полномочной конференции 1992 г.

ДПК-92 приняла многие рекомендации КВУ; некоторые претерпели изменения. Решения ДПК-92 представляются весьма важными, и их следует рассмотреть в отдельной статье.*

ЛИТЕРАТУРА

1. **Куштуев А. И.** Международный союз электросвязи: структура, значение, функции // Электросвязь.— 1993.— № 2.

Получено 30.11.92.

* См. статью В. В. Тимофеева в «ЭС», 1993, № 5

УЧЕБНЫЙ ЦЕНТР «МОСБЕЛЛ» ДЛЯ СПЕЦИАЛИСТОВ ОТРАСЛИ

23 марта в Московском техническом университете связи и информатики (МТУСИ) состоялось открытие Российско-бельгийского учебного центра «МОСБЕЛЛ». Его учредителями стали: бельгийская фирма Alcatel Bell, совместное российско-бельгийское предприятие «ЛЕНБЕЛЛ» (Санкт-Петербург) и Технический университет связи и информатики (Москва).

Создание учебного центра «МОСБЕЛЛ» стало очередным этапом в развитии партнерских отношений в области связи между Россией и Бельгией.

В последние годы Alcatel Bell играет важную роль в модернизации российских сетей связи, оснащении их новым оборудованием. Поставляя в Россию цифровые коммутационные станции типа A 1000 S-12, компания планирует наладить производство этих систем и на предприятиях Российской Федерации. Для решения вопросов маркетинга, закупки и установки станций, а также их производства в 1991 г. было образовано совместное предприятие «ЛЕНБЕЛЛ». Следующим звеном в цепи совместных действий стало решение вопроса об обучении отечественных специалистов техническому обслуживанию и эксплуатации современных коммутационных систем, что стало особенно актуальным для ряда эксплуатационных предприятий, закупивших станции A 1000 S-12.

В сентябре 1991 г. министр связи России В. Б. Булгак и министр связи Бельгии Н. Колла подписали соглашение о сотрудничестве в обучении специалистов. В дальнейшем вся работа по созданию Учебного центра в России велась в тесном взаимодействии между российскими и бельгийскими специалистами.

Пять преподавателей МТУСИ прошли подготовку в Главном учебном центре в Бельгии. После восьми месяцев обучения они получили Международные сертификаты на право преподавания курсов, готовящих техников-операторов и инженеров по эксплуатации и обслуживанию системы S-12.

На весь цикл обучения операторов станции отводится 53 дня (три недели — теоретический курс и 38 дней — практические занятия на учебной станции). Каждый специалист, обучающийся в Центре, получает полный комплект учебной документации (все материалы, предоставленные Главным учебным центром, переведены преподавателями «МОСБЕЛЛ» на русский язык).

Уже получили дипломы операторов станции A 1000 S-12 две группы специалистов (первая — из С.-Петербурга и Волгограда, вторая — из Ханты-Мансийска, Сургута и Норильска).

Исходя из потребностей заказчика-покупателя оборудования, в первый учебный год в Центре будут обучаться только операторы. В перспективе предусмотрена подготовка в нем инженеров для A 1000 S-12 и менеджеров для работы в области связи. Таким образом, приобретая станцию, заказчик получает возможность комплексного решения проблем ее установки, наладки и обслуживания, причем все вопросы, связанные с обучением обслуживающего персонала, в том числе и с оплатой обучения, оговариваются в контракте при покупке станции.

Специалисты, направляемые в Учебный центр, должны иметь высшее техническое образование, знать компьютерную технику, цифровую технику, а также владеть английским языком (все рабочие рапорты, выдаваемые станцией, а также станционная документация — на английском языке).

Сегодня заказчиками «МОСБЕЛЛ» стали предприятия и организации связи России и других стран СНГ. О популярности Центра можно судить уже по тому, что заявки на обучение поступают не только на текущий, но и на будущий учебный год (в основном это предприятия северных регионов и Сибири, где заключено большое количество контрактов с «ЛЕНБЕЛЛ» и Alcatel Bell).

«МОСБЕЛЛ» представляет собой своеобразную модель Главного учебного центра в Бельгии, сохраняет его принципы обучения, реализует его программы. При этом «МОСБЕЛЛ» — предприятие некоммерческое. Более того, работа Учебного центра, ориентированного, в первую очередь, на заказчика, будет вестись и в интересах Технического университета: с учетом широкого распространения в России современных цифровых АТС, «МОСБЕЛЛ» предоставит возможность обучаться работе на станции преподавателям, аспирантам и студентам университета.

В интересах отрасли Центр планирует расширить программу обучения, включив в нее вопросы не только современной телефонии, но и других телекоммуникационных технологий.

ПОДВИЖНАЯ СВЯЗЬ

УДК 621.391.823:621.396.7

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ПРИ ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОМ ПЛАНИРОВАНИИ СОТОВЫХ СЕТЕЙ РАДИОТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ

С. М. Алексеев, Л. Ш. Альтер, М. Б. Каганер, Г. Р. Рубинштейн

Внедрение сотовых систем радиосвязи во многих странах мира, в том числе и в нашей стране, обусловлено рядом причин. Во-первых, сотовый радиотелефон обеспечивает подвижного (или стационарного) абонента устойчивой высококачественной связью с абонентами телефонной сети общего пользования и позволяет предоставлять дополнительные виды услуг (передачу данных, телексную и факсимильную связь). Во-вторых, в течение сравнительно короткого времени можно обеспечить связью абонентов, живущих в городах и пригородах, где нет достаточного числа телефонных линий. В-третьих, сотовые системы быстро окупаются, а эксплуатирующие их фирмы получают большие доходы от внедрения этих систем. Кроме того, сотовые системы позволяют эффективно использовать выделенную полосу частот благодаря возможности многократного повторения частотных радиоканалов [1...3].
Авторы публикуемой статьи представляют основные принципы и этапы оптимального проектирования сотовой сети, методы анализа межсистемной электромагнитной совместимости и результаты экспериментальной проверки корректности проведенного проектирования.

Оптимальное проектирование сотовой сети связи. Одна из основных стадий проектирования сотовой сети — частотно-территориальное планирование и разработка мероприятий по обеспечению межсистемной электромагнитной совместимости (ЭМС). Задача частотно-территориального планирования заключается в выборе структуры сети, расстановке базовых станций (БС) и распределении частот между ними.

Основные технические показатели планирования радиотелефонной сети — это радиус зоны обслуживания $R_{обсл}$ и число абонентов в сети П, а экономические показатели — затраты на строительство. Для повышения экономичности сети необходимо оптимизировать систему, т. е. снизить затраты на строительство и эксплуатацию при условии обеспечения заданных требований к показателям ее качества [4, 5, 7]. Таким образом, задача оптимизации проектирования, основанная на принципе минимума затрат, имеет следующий вид: найти такой вариант построения системы, при котором достигается минимум целевой функции C_Σ (суммарных затрат): $C_\Sigma = \min$ при условии $П \geqslant П_{тр}$, $R_{обсл} \geqslant R_{тр}$, где $П_{тр}$, $P_{тр}$ — требуемые число абонентов сети и радиус зоны обслуживания.

Стоимость системы C_Σ зависит от числа стоек приемопередатчиков $n_{ст}$ и антенн $n_{ант}$, определяемых структурой сети $S_{стр}$; радиуса зоны обслуживания $R_{обсл}$; мощностей подвижных (ПС) и базовых станций $P_{ои\ БС}$, $P_{ои\ ПС}$; коэффициентов усиления антенн $G_{ои\ БС}$, $G_{ои\ ПС}$; высот антенн БС $H_{БС}$, числа абонентов в сети П, т. е. $C_\Sigma = F_1(n_{ст},\ n_{ант}) = F_2(S_{стр},\ R_{обсл},\ P_{ои\ БС},\ P_{ои\ ПС},\ G_{ои\ БС},\ G_{ои\ ПС},\ H_{БС},\ П)$.

В данном случае целевая функция C_Σ зависит от многих параметров, имеющих различный физический смысл и практически не связанных между собой «жесткой» функциональной зависимостью. Поэтому для выбора оптимального пути проектирования необходимо провести сравнительный анализ возможных вариантов решения этой задачи.

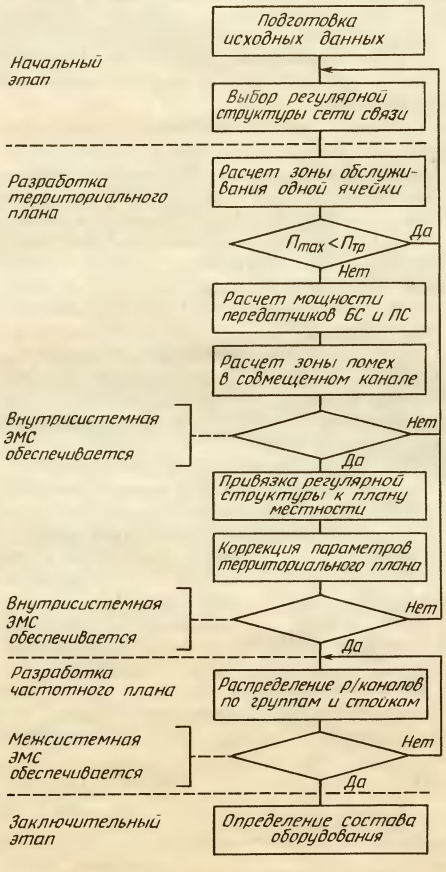


Рис. 1

Частотно-территориальное планирование. Порядок планирования представлен на рис. 1 и включает четыре этапа — подготовку исходных данных, разработку территориального, частотного планов, заключительный этап.

Исходные данные для планирования содержат общие характеристики сети связи (число и частоты разрешенных радиоканалов; число абонентов; план зоны обслуживания с указанием желательных пунктов размещения БС, отвечающих требованиям по наличию линий связи с АТС, электропитанию, возможности установки антенн). В качестве технических основ для планирования используются характеристики передатчиков, приемников и антенн, условия распространения радиоволн, необходимая напряженность поля полезного сигнала, защитное отношение в совмещенном канале, нагрузка на одного абонента, допустимое блокирование вызова.

Выбор структуры сети производится на основе данных о распределении нагрузки по территории зоны обслуживания и возможности установки БС. Регулярная сотовая структура строится на основе равномерного покрытия требуемой зоны обслуживания одинаковыми шестиугольниками (сотами) и используется, как правило, в зонах, не имеющих четко выраженного центра нагрузки (рис. 2). Радиальная структура применяется, как правило, для зон с высокой и неравномерной плотностью абонентской нагрузки и часто именуется «зонтичной» (рис. 3), а комбинированная — для покрытия протяженных зон об-

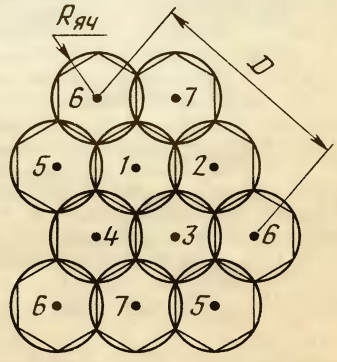


Рис. 2

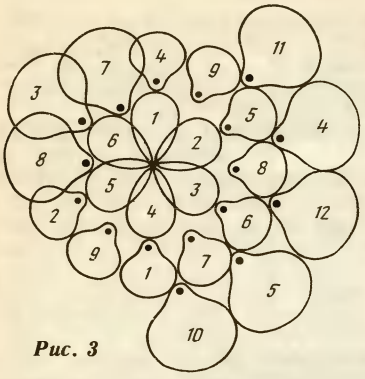


Рис. 3

служивания с локальными концентрациями нагрузки.

Разработка территориального плана начинается с расчета радиуса ячейки $R_{яч}$ и максимально возможного числа абонентов $П_{макс}$ для сети связи с минимальным числом ячеек. Если $П_{макс}$ оказывается меньше требуемого, то необходимо выбрать конфигурацию с большим количеством ячеек или другую структуру сети.

После расчета мощностей передатчиков БС и ПС сравнивают полученные результаты с исходными параметрами оборудования и проверяют условия отсутствия внутрисистемных помех от ближайших БС по совмещенным каналам.

Привязка плана размещения БС производится по картам местности. Как правило, рассчитанные координаты БС приходится корректировать с целью предпочтительной установки БС на объектах связи для сокращения материальных затрат. Если после коррекции территориального плана обеспечивается внутрисистемная ЭМС, то переходят к разработке частотного плана, заключаемого в распределении разрешенных каналов по группам на основе структуры сети. При равномерной нагрузке число рабочих частот в группах одинаково, при неравномерной — частоты из зон с низкой нагрузкой передаются в группы ячеек с высокой нагрузкой. В каждой группе радиоканалы разнесены на ΔF. Радиоканалы одной группы распределяются затем между стойками БС.

Анализ внутрисистемной ЭМС. В процессе анализа внутрисистемной ЭМС необходимо учесть помехи от радиосредств, расположенных в одной и разных ячейках.

Средства, находящиеся в разных ячейках, могут создавать помехи только в совмещенных каналах. Существующие параметры ЭМС оборудования обеспечивают отсутствие помех по соседним каналам и недопущение интермодуляции [6, 8]. В случае территориального планирования сети уменьшение помех по совмещенным каналам до допустимого уровня достигается путем разнесения БС на координационное расстояние D. Для регулярных сотовых структур с различным числом ячеек величины $D/R_{яч}$ известны [1].

Средства, установленные в пределах одной ячейки, могут потенциально наводить помехи интермодуляции и в соседних каналах. В [6] на основе учета реальных характеристик ЭМС приемников показано, что вероятность помех от передатчика ПС приемнику БС $p \leqslant 0{,}01$, а вероятность помех интермодуляции приемнику БС от двух или трех передатчиков ПС $p \leqslant 0{,}05$. Таким образом, делаем вывод, что ЭМС радиосредств, расположенных в одной ячейке, практически обеспечивается.

Анализ межсистемной ЭМС. Полоса частот 390...470 МГц в СНГ используется совместно подвижной, фиксированной, радионавигационной и метеорологической службами. К средствам фиксированной службы относятся аналоговые и цифровые РРЛ с направленными антеннами, во многих случаях расположенные в зоне проектируемой сети связи или на небольших удалениях от нее. Поэтому в процессе планирования сотовой сети необходимо провести анализ межсистемной ЭМС. Такая экспертиза должна учитывать не только возможность возникновения помех по основному и внеполосным каналам приема, но и эффекты блокирования, интермодуляции, а также помехи от гармонических излучений РЭС в более низкочастотных диапазонах (например, от РЭС диапазона 150 МГц, широко используемого подвижной службой в крупных городах).

В технических описаниях приемо-передатчиков ПС и БС приводятся параметры ЭМС для случая воздействия помех только по смежным каналам, т. е. при малых частотных расстройках. Для проведения экспертизы ЭМС средств, имеющих частотный разнос до ± 40 МГц, были выполнены экспериментальные исследования параметров ЭМС приемников фирм Nokia и Ericsson. Результаты исследований позволили получить характеристики восприимчивости к помехам по соседним каналам, а также эффекты блокирования и интермодуляции в широкой полосе частотных расстроек.

Полученные параметры совместно с характеристиками наиболее распространенных средств РРЛ (типов «Контейнер», «Трал», ДМ-400, FM-24 и др.) позволили получить нормы частотных и территориальных разносов (ЧР и ТР) радиосредств. Нормы гарантируют соблюдение в 90 % времени требуемого отношения сигнал/помеха на выходе приемника.

Условие соблюдения ЭМС в группировке РЭС — выполнение норм ЧР и ТР для всех пар «i-й приемник — j-й передатчик», входящих в группировку, т. е. $R_{ij} > R_н$ при заданном Δf_{ij} или $\Delta f_{ij} > \Delta f_н$ при заданном R_{ij}, где R_{ij} и $R_н$ — расстояние между приемником и передатчиком и нормируемый ТР; Δf_{ij} и $\Delta f_н$ — частотный разнос приемника и передатчика и нормированная величина ЧР. В группировку РЭС включаются все средства диапазона 390...470 МГц, удаленные от проектируемой сети на расстояние до 300 км и имеющие частотный разнос до ± 40 МГц. Радиосредства, имеющие больший частотный или территориальный разнос, как показали исследования, помех не создают.

Перечень исходных данных, необходимых для анализа ЭМС, представлен в табл. 1. на примере данных для БС стандарта NMT-450 и радиорелейной станции «Трал-400/24». В табл. 2 приведен

Таблица 1

Характеристики	Значение характеристик для	
	БС NMT	«Трал-400/24»
Мощность передатчика, Вт	50	10
Тип антенны	коллинеарная	восьмиэлементная решетка
Высота антенны H, м	35	50
Поляризация $П_{(1,2)}$	вертикальная	горизонтальная
Азимутальный угол $\varphi_{(1,2)}$, град	0	0
Частота передачи $f_и$, кГц	467325	428130
Частота приема $f_п$, кГц	457325	468130
Расстояние между РЭС R_{ij}, км	34,5	

Таблица 2

$П_1$	$П_2$	φ_1	φ_2	$\Delta f_{доп,мин}$ кГц	$R_н$, км	Примечание
Г	В	0	0	175 и более	750 и менее	Антенна РЭС-1 — двухмодульная (H_1=50 м)
»	»	0	0	100	850	
»	»	0	0	50	975	
»	»	0	0	25	1150	
»	»	0	0	5	1375	Антенна РЭС-2 — коллинеарная (H_2=35 м)
»	»	0	0	0,2	1700	

фрагмент разработанных норм частотных разносов для приемника «Трал-400/24» и передатчика БС NMT при исходных данных, приведенных в табл. 1. Для пары приемник «Трал-400/24» — передатчик БС NMT при частотном разносе $\Delta f = f_п - f_и = 803$ кГц $R_{ij} = 34{,}5$ км $< R_н = 100$ км, т. е. возможны помехи приему полезного сигнала РЭС «Трал-400/24». Аналогичным способом определяется выполнение условия обеспечения ЭМС между передатчиком «Трал-400» и приемником БС NMT.

Частотно-территориальный план радиотелефонной сети связи в Санкт-Петербурге. На основе изложенных выше принципов проектирования в Санкт-Петербурге в 1991 г. была создана первая очередь сотовой сети связи стандарта NMT-450; работы выполнены Центром ЭМС РЭС при участии ЛОНИИР. План размещения БС в территориальной зоне обслуживания площадью 830 км^2, включающей город и его окрестности, представлен на рис. 4. Все БС в соответствии с требованиями

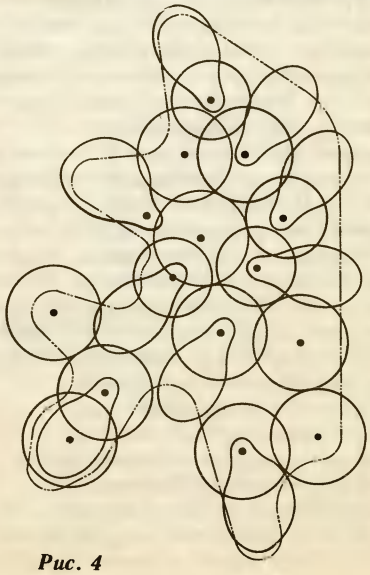


Рис. 4

заказчика размещены в зданиях действующих АТС.

Базовые станции состоят из нескольких стоек приемопередающего оборудования, каждая из которых содержит восемь канальных блоков. Мощности передатчиков установлены в пределах 4...10 Вт, что необходимо для обеспечения надежной радиосвязи в ячейках радиусом 4...5 км. Высоты подъема антенн БС определяются высотой здания АТС. Частотный план содержит 119 частот из 180 предусмотренных в аппаратуре. Часть каналов, по условиям радиообстановки, запрещены к использованию. В центральной части города (R=15 км) установлено 7 БС, которые обслуживают до 5,3 тыс. абонентов, а вся сеть, содержащая 15 БС, спроектирована на 7,5 тыс. абонентов при вероятности блокирования вызова не более 0,05.

Для проверки корректности методики планирования и норм частотного и территориального разноса РЭС были проведены испытания работоспособности первой очереди сети с семью БС, расположенными в центре города. Испытания показали, что реальная зона обслуживания БС, напряженность поля в которой составляет не менее 33 дБмкВ/м, соответствует расчетным данным. Координационное расстояние, определяющее возможность размещения БС, использующих совмещенные каналы, составляет 17...23 км. Измерения подтвердили предсказанное помеховое воздействие РЭС диапазонов 450 и 150 МГц на сотовую систему, в связи с чем число используемых радиоканалов было сокращено со 180 до 119.

Выводы. Разработанная методика и нормы частотно-территориальных разносов РЭС, работающих в диапазоне 450 МГц, позволяют оптимальным образом планировать сотовые сети радиотелефонной связи. Корректность методики планирования и норм частотно-территориальных разносов подтверждена экспериментальными исследованиями.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Варакин Л. Е., Трубин В. А.** Сотовые системы подвижной связи // Зарубежная радиоэлектроника.— 1986.— № 2.
2. **Алешин А. А., Варакин Л. Е.** // Зарубежная радиоэлектроника.— 1986.— № 12.— С. 40—63.
3. Сухопутная подвижная радиосвязь. Кн. 1. Основы теории / Под ред. **В. С. Семенихина и И. М. Пышкина.**— М.: Радио и связь, 1990.
4. **Гуткин Л. С.** Проектирование радиосистем и радиоустройств.— М.: Радио и связь, 1986.
5. **Кузьмин Б. И.** Оптимизация систем и аппаратуры связи // Радиотехника.— 1986.— № 6.— С. 24—27.
6. **Рубинштейн Г. Р.** Оценка условий ЭМС радиосредств, исключающих интермодуляционные помехи в сотовых системах подвижной радиосвязи.— Труды XI Вроцлавского симпозиума по ЭМС, 1992 г.
7. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / Под ред. **А. С. Немировского.**— М.: Радио и связь, 1986.
8. **Chan G. K.** Interference analysis of a land mobile cellular radio system. 6-th Symposium on EMC.— Zurich, 1985.— PP. 469—474.

Получено 2.11.92

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

УДК 621.391.8

ЗАЩИТА ПРИЕМНОЙ ТВ СЕТИ ОТ ЭХОСИГНАЛОВ

Э. С. Глазман

На раннем этапе становления современного вещательного телевидения в диапазонах ОВЧ и УВЧ обнаружилось, что эфирный прием изображений в большинстве случаев сопровождается искажениями в виде повторных контуров (повторов), сопровождающих детали изображения на некотором расстоянии от них. Причина повторов — попутный поток эхосигналов, распространяющихся в радиоканале. Их источниками служат тракт передатчика и его антенно-фидерное устройство, приемник с антенной, ретрансляторы, радиорелейные и кабельные радиолинии, если их параметры не отвечают требованиям неискаженной передачи. И хотя ценой жесткого нормирования характеристик всех звеньев радиоканала в конце концов удалось добиться их удовлетворительной работы, надлежащее качество приема не было достигнуто из-за многолучевого приема сигналов. Прием на комнатные антенны оказался в большинстве случаев невозможным; стали применять коллективные антенны и домовые кабельные сети, а в последнее время — сети кабельного телевидения. Альтернативный метод подавления повторов заключается во введении в каждый приемник так называемых устройств антиэха, на которые в разных странах выдано множество патентов. Такие устройства усложняют и удорожают телевизор и широкого распространения пока не нашли. Введение их в некоторые новые модели телеприемников, что, например, практикуют в Японии, не избавляет, тем не менее, миллионы зрителей от наблюдения на экранах повторов изображения.

В публикуемой статье впервые, по мнению автора, ставится задача отыскания метода защиты от этого явления всей приемной сети без использования дополнительных устройств антиэха в телевизорах.

Воздействие эхосигналов на передаточные характеристики тракта. Отражения в канале связи и обусловленное ими электрическое эхо возникают при наличии неоднородностей на пути распространения сигнала — неоднородностей в фидерных линиях; несогласованности их с нагрузкой; препятствий на пути распространения электромагнитных волн, ведущих к отклонениям от их прямолинейного распространения. Все это приводит к эффекту появления на приеме, помимо основного сигнала, еще и дополнительного, запаздывающего, эхосигнала.

Например, поле в точке C, создаваемое передатчиком, расположенным в точке A, при наличии отражателя в точке B (см. рис. 1) может быть представлено в виде суммы двух слагаемых:

$$e = E\cos\omega t + EP\cos\omega(t-\tau), \quad (1)$$

где E — амплитуда прямого сигнала, достигшего точки C, P — относительная амплитуда сигнала, отраженного от точки B, по сравнению с прямым сигналом, $\tau = d/c$ — время запаздывания отраженного сигнала относительно прямого, d — разница расстояний ABC и AC, c — скорость света.

Результирующее поле

$$e = EK(\omega)\cos(\omega t - \psi), \quad (2)$$

где

$$K(\omega) = E\sqrt{1+2p\cos\omega\tau+p^2} \quad (3)$$

— модуль коэффициента передачи или амплитудно-частотная характеристика тракта, а

$$\psi = \operatorname{arctg}[P\sin\omega\tau/(1+P\cos\omega\tau)] \quad (4)$$

— фаза коэффициента передачи или фазочастотная характеристика тракта.

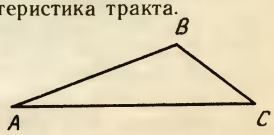


Рис. 1

Как известно, условия отсутствия искажений — независимость модуля коэффициента передачи от частоты и линейность фазовой характеристики в пределах рабочей полосы частот. Если полоса передаваемых частот $\omega \pm \Omega_{макс}$ много больше $2\pi/\tau$, что имеет место при передаче ТВ сигналов, то для времени запаздывания τ аргумент $\omega\tau$ изменяется на 2π при смене частоты на Ω : $\Omega\tau = 2\pi$, откуда $\Omega = 2\pi/\tau$.

Модуль коэффициента передачи в пределах передаваемой полосы становится неравномерным, проходя через ряд минимумов, а фазовая характеристика — непрямолинейной и также приобретает периодическую форму. При $P \ll 1$ формулу (4) можно представить в виде

$$K(\omega) \approx 1 + P \cos \omega\tau. \qquad (5)$$

В рабочую полосу частот $\omega \pm \Omega_{макс}$ укладывается несколько волн, число которых равно T/τ, $T = -2\pi/\Omega_{макс}$. Однако фаза этих волн зависит от несущей частоты. На рис. 2, *а* и 2, *б* представлены АЧХ и ФЧХ для двух несущих частот, для которых отраженные волны оказываются противоположными по фазе. Волнистость АЧХ и ФЧХ проявляется в виде запаздывающих эхосигналов не только в случае многолучевого распространения радиоволн, но и при частотно-амплитудных и фазовых искажениях передаточных характеристик цепей передатчика и приемника, также проявляющихся в виде спаренного эха.

Принцип подавления повторов. В технике телевидения известен ряд методов подавления повторов на изображении, вызываемых эхосигналами, к которым относятся коррекция и четвертьволновая компенсация.

Коррекция осуществляется посредством искусственно вводимой в тракт линии задержки с системой калиброванных отводов, создающей волнистость АЧХ и ФЧХ противоположного знака (так называемый гармонический корректор [1]). Такой корректор способен компенсировать эхосигналы только в конкретном передатчике или приемнике и отличается сравнительной сложностью устройства и управления. Существуют и другие устройства коррекции АЧХ и ФЧХ для конкретных трактов.

Широко применяют также подавление эхосигналов посредством четвертьволновой компенсации. Суть метода состоит в том, что отражения от двух одинаковых вибраторов (или иных отражателей) взаимно компенсируются, если питающие их фидеры отличаются по своей физической длине на четверть волны несущей частоты. Тогда, с учетом прямого и обратного хода, отраженные от вибраторов волны, отличающиеся по фазе на π, компенсируют друг друга. Аналогичный эффект имеет место и в случае одной отражающей нагрузки, если ее питание осуществляется двумя генераторами [2] с разностью длин фидеров в четверть волны. Данный метод годится для подавления повторов, возникающих в антенно-фидерных устройствах передатчиков, но для защиты приемников от многолучевого приема неприемлем. Таким образом, универсального метода защиты приемников от повторов, не зависящего от причины и места возникновения эхосигналов, не существует.

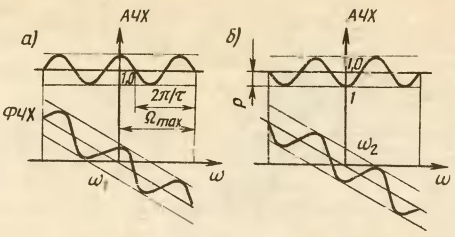


Рис. 2

Новый метод подавления повторов основан на предложении [3] передавать ТВ радиосигнал на двух несущих частотах. Согласно (5), коэффициент передачи на частоте ω_1 $K_1 \approx 1 + P \cos \omega_1 t$, на частоте ω_2 $K_2 \approx 1 + P \cos \omega_2 t$. Если, например, передачу на двух частотах производить последовательно через равные интервалы времени, то средний коэффициент передачи

$$K_{ср} \approx 1 + (1/2) P (\cos \omega_1\tau + \cos \omega_2\tau). \qquad (6)$$

Очевидно, что если $\omega_1\tau + \omega_2\tau = (2k+1)\pi$, то имеет место полная компенсация отраженных сигналов с временем запаздывания

$$\tau = [(2k+1)\pi]/(\omega_2 - \omega_1); \; k = 1, 2, 3... \qquad (7)$$

Аналогичный эффект наблюдается при одновременной передаче на двух частотах.

Физическая интерпретация. Выравнивание результирующего коэффициента передачи иллюстрирует рис. 2, из которого следует, что волнистость АЧХ при передаче на двух несущих частотах может быть взаимно скомпенсирована. Механизм подавления повтора ясен и из рис. 3, *а* и *б*, на которых показано возникновение искажений огибающей модулированного скачка (как известно, огибающая любого сигнала может рассматриваться как сумма элементарных скачков). Если, например, на интервале запаздывания эхосигнала укладывается четное число полупериодов несущей ω_1 (рис. 3, *а*), то в результате суммирования прямого и отраженного сигналов на огибающей результирующего сигнала образуется ступенька (повтор) положительной полярности. Когда же число полупериодов несущей ω_2 нечетно — создается повтор отрицательной полярности (рис. 3, *б*). В случае смещения эхосигнала относительно прямого по фазе на величину, отличную от 0 или π, повтор на «суммарной» огибающей приобретает выброс переднего фронта (3, *а* и *б*); противоположность полярности повторов на двух частотах сохраняется.

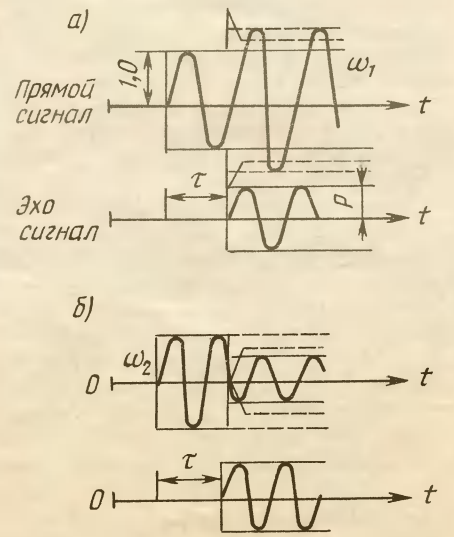


Рис. 3

Принцип подавления повторов посредством изменения несущей частоты основан на том, что электрическая длина расстояний ABC и AC (см. рис. 1), а следовательно, и их разность зависят от несущей частоты. Действительно, электрическая длина пути

$$ml = (2\pi/\lambda) l = (\omega/c) l,$$

где $m = \omega/c$ — волновое число, l — физическая длина пути, c — скорость света, λ — длина волны, ω — круговая частота колебаний. Разность электрических длин между ABC и AC, определяющая фазовый сдвиг между колебаниями прямой и отраженной волн, достигших точки C при изменении несущей от ω_1 до ω_2 может быть записана в виде

$$[(\omega_2 - \omega_1)/c] l_{ABC} - [(\omega_2 - \omega_1)/c] l_{AC}.$$

Если данная разность равна $(2k+1)\pi$, то в случае передачи сигнала на двух частотах повтор окажется скомпенсированным:

$$(\omega_2 - \omega_1)\tau = (2k+1)\pi;$$

$$\tau = (l_{ABC} - l_{AC})/c = d/c. \qquad (8)$$

Особенности метода. Использование двух несущих частот компенсирует только повторы с дискретными значениями интервалов запаздывания. Для создания действующей системы их подавления необходимо устранять все или большинство повторов с непредсказуемыми интервалами запаздывания, что достигается применением большего числа несущих (идея метода схожа с реализованной в американской системе связи с многочастотной манипуляцией «Вест-Форд» [4]).

Поскольку подавление повторов основано на изменении их полярности в зависимости от несущей частоты, для работы системы необходимо суммировать эхосигнал с немодулированным остатком несущей. На практике он составляет не менее 7—9 % от уровня передачи синхронизирующих импульсов. Это означает, что при полном размахе скачка яркости от уровня черного поля (75 %) до уровня белого (7—9 %) может компенсироваться повтор с интенсивностью около 14 % до допустимого уровня 1—2 %. При меньшем размахе огибающей скачка компенсируются и более интенсивные повторы.

Реализация системы подавления повторов. Для вариации несущей сигнала изображения в пределах рабочего частотного

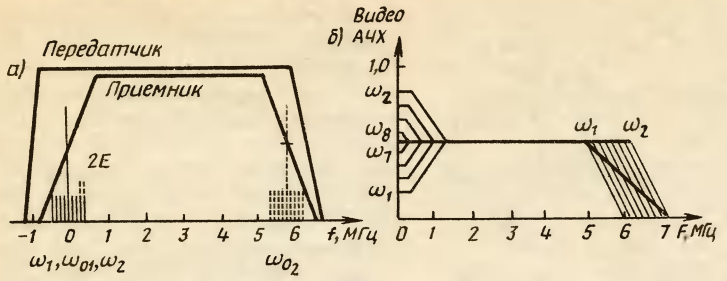


Рис. 4

канала без создания помех вне него, с сохранением качества приема и без усовершенствования типовых телевизоров, можно либо сканировать несущую вдоль рабочего склона Найквиста — нижнего склона АЧХ приемника протяженностью 1,5 МГц, в центре которого расположена номинальная рабочая частота, либо использовать для той же цели противоположный склон Найквиста. Амплитудно-частотная характеристика типового приемника вместе с характеристикой передатчика показаны на рис. 4.

О выборе метода сканирования и числа частот. Из условия (7) следует, что применение двух несущих компенсирует повторы с дискретными интервалами запаздывания, равными $1/2F$, $3/2F$, $5/2F$,..., где F — частота разноса несущих. Для подавления повторов в непрерывном спектре этих интервалов необходим целый пакет несущих. Реализовать подавление можно следующими способами: передавать весь пакет несущих частот одновременно; сменять частоты последовательно во времени; сочетать эти два варианта.

Одновременная передача пакета частот может превратить сигнал несущей в дискретные импульсы с большой скважностью, и передача всей полосы частот огибающей окажется проблематичной; кроме того, неизбежны и взаимные помехи между этими дискретными составляющими. Более приемлема последовательная смена несущих во времени либо передача сменяющих друг друга пар частот. Наиболее целесообразно варьировать несущую путем ее манипулирования с частотой полей в моменты передачи гасящих кадровых импульсов, чем поддерживается постоянство несущей частоты при передаче каждого поля сигнала.

Манипуляция значений несущих частот на рабочем склоне Найквиста. На рис. 4, *а* на левом склоне Найквиста показан пакет несущих частот ω_1, ω_2, ω_3,..., ω_n, расположенных симметрично относительно номинальной несущей ω_0 и находящихся на равном расстоянии друг от друга $2\Omega = 2 \cdot 2\pi F$. Если каждому значению несущей согласно (4) соответствует отраженный сигнал $P \cos \omega\tau$, то на выходе амплитудного детектора приемника в каждом поле выделится последовательность отраженных сигналов $P \cos \omega_1\tau$, $P \cos \omega_2\tau$ и т. д. (при $P \ll 1$).

В результате усредненный результирующий сигнал

$$E_{ср} = E(t) x (1/n) \; [n + P(\cos \omega_1\tau + \cos \omega_2\tau + \cos \omega_3\tau + \ldots + \cos \omega_n\tau)], \quad (9)$$

где $E(t)$ — полный видеосигнал изображения, n — четное число несущих частот. Условие неразличимости усредненного повтора

$$P_{ср} = (P/n) \; (\cos \omega_1\tau + \cos \omega_2\tau + \ldots + \cos \omega_n\tau) \to 0. \quad (10)$$

Попарным сложением для четного числа членов ряда приведем выражение (10) к виду

$$P_{ср} = (2P/n) \; (\cos \Omega\tau + \cos 3\Omega\tau + \ldots + \cos (n-1)\Omega\tau) \times \cos \omega_0\tau, \quad (11)$$

который, в свою очередь, преобразуется в формулу

$$P_{ср}/P = [\sin n\Omega\tau / (n \sin \Omega\tau)] \cos \omega_0\tau = \cos \Omega\tau \times \cos 2\Omega\tau \cos 4\Omega\tau \ldots \cos (n\tau/2) \cos \omega_0\tau. \quad (12)$$

Отметим, что выражения (9) — (12) справедливы и при наличии в приемнике не амплитудного, а синхронного видеодетектора; разумеется, управляющие колебания в нем должны соответствовать значениям несущей.

На рис. 5 изображены вычисленные по (12) зависимости модуля $|P_{ср}/P|$ от $\Omega\tau$ для двух, четырех и восьми несущих частот. Эти кривые представляют собой импульсные периодические функции. Расстояние между импульсами $\tau_{макс} = 1/(2F)$; ширина начального полуимпульса, определяющая минимальный интервал запаздывания подавляемого повтора, $\tau_{мин} = 1/(n2F)$; имеется высокочастотное заполнение несущей частотой ω_{01}. Из рис. 5 следует, что для подавления повторов в среднем до уровня —20 дБ необходимо применить 8 частот. Рассмотрение данных графиков указывает на то, что от числа частот и расстояния между ними зависят минимальный интервал запаздывания $\tau_{мин}$ подавляемого повтора, целиком определяемый полной девиацией несущей частоты по склону Найквиста, а также расстояние между неподавляемыми импульсами.

Выбор девиации частоты. Полная девиация частоты, исходя из требования минимизации интервала запаздывания подавляемого повтора, должна быть максимально возможной. В пределах склона Найквиста она не может превышать $\sim \pm 0{,}5$ МГц от несущей. Шаг несущих должен быть таким, чтобы они были кратными нечетному числу гармоник половинной частоты строк, т. е. $F = (2k+1) F_{стр}/2$, k — целое число, $F_{стр} = 15625$ Гц — частота строк (выбираем $k=4$, $F = 0{,}0703$ МГц).

Исходя из этих условий, принимаем шаг несущих $2F = 0{,}1406$ МГц, а полную девиацию — $\pm 0{,}4925$ МГц. В таком случае будут подавляться повторы с запаздываниями от 0,88 мкс до 6,12 мкс, от 7,88 до 13,12 мкс и т. д.; всего в строке подавляется 75 % всех возможных повторов.

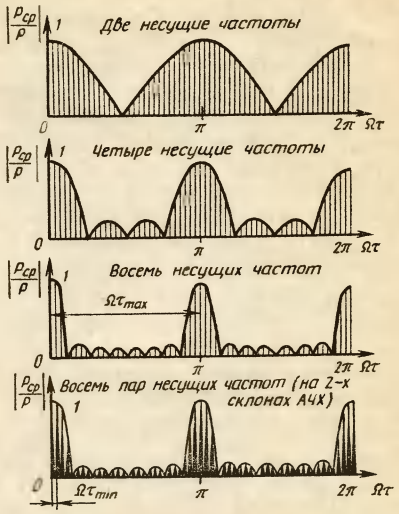


Рис. 5

Ожидаемые побочные явления и их устранение. Ступенчатое перемещение несущей частоты вдоль склона Найквиста, осуществляемое с частотой полей, связано, естественно, с частотными искажениями передаваемого сигнала. Этих искажений не было бы, если система автоподстройки частоты гетеродина (АПЧГ) приемника была бы достаточно безынерционной и в каждом поле возвращала в приемники несущую к середине склона Найквиста. Однако реальная система АПЧГ приемника обладает инерционностью, из-за чего с вносимыми частотными искажениями следует считаться.

На рис. 4 вместе с АЧХ приемника по радиочастоте приведены видеочастотные характеристики, соответствующие перемещениям несущей частоты вдоль склона. В этом случае на характеристиках возникают противоположные по знаку и совершенно симметричные подъемы и провалы АЧХ в области до 1,25 МГц. Данные искажения в двух кадрах взаимно компенсируются. Однако в связи с изменениями в пределах ± 3 дБ в области нижних частот средних значений видеосигнала могут появиться колебания яркости, воспринимаемые как мерцание изображения.

Для устранения такого эффекта может быть рекомендован ряд мер. Во-первых, в смежных кадрах должны чередоваться частоты, расположенные симметрично относительно середины склона Найквиста, чем достигается максимальная частота мельканий; во-вторых, поскольку наибольшие отклонения видеочастотных характеристик соответствуют двум парам несущих $\omega_1 - \omega_2$, $\omega_3 - \omega_4$, находящихся на наибольшем расстоянии от середины склона, каждую из этих пар следует передавать одновременно. Раздельно (друг за другом) передаются лишь сигналы несущих, расположенных вблизи середины склона, т. е. ω_5, ω_4, ω_7, ω_8.

Возникающие при одновременной передаче помехи в виде колебаний разностных частот одновременно передаваемых несущих из-за небольшой разницы уровней оказываются незначительными. Их подавление осуществляется путем фазоинверсии, обусловленной выбранным выше шагом частот, кратным нечетному числу гармоник половины строчной частоты (напомним, что аналогично в сигналах NTSC и PAL подавляется цветовая поднесущая).

Дополнительной мерой, направленной на недопущение мерцаний, может быть предкоррекция видеосигнала в модуляторе.

Манипуляция несущих, расположенных на верхнем и нижнем склонах Найквиста. Недостаток предыдущего варианта — невозможность подавления повторов, расположенных ближе чем на 0,9 мкс от соответствующей детали изображения. Между тем, весьма желательно подавлять и более близкие повторы, возникающие на расстояниях, соизмеримых с длительностью элемента изображения. Эти повторы определяются несовершенством передаточных характеристик тракта и проявляются в виде окантовок, продолжений и т. п.

Для уменьшения $\tau_{мин}$ необходимо увеличить максимальный разнос несущих частот, для чего можно использовать склон АЧХ, противоположный рабочему, и разместить на нем пакет несущих частот, аналогичный рассмотренному в первом варианте (этот пакет пунктиром показан на АЧХ (см. рис. 4, *а*).

Найдем выражение для усредненного повтора. Обозначим центральные частоты склонов Найквиста ω_{01} и ω_{02}. Тогда для суммарного усредненного повтора в соответствии с (12)

$$P_{ср}=0{,}5(P_{ср\,1}+P_{ср\,2})=0{,}5P\times$$
$$\times\sin n\Omega\tau/(n\sin\Omega\tau)\times(\cos\omega_{01}\tau+$$
$$+\cos\omega_{02}\tau)=P\sin n\Omega\tau/(n\sin\Omega\tau)\times$$
$$\times\cos(\Delta\tau/2)\cos\omega_{ср}\tau, \qquad (13)$$

где $\Delta=\omega_{02}-\omega_{01}$; $\omega_{ср}=(\omega_{02}+\omega_{01})/2$ — частота разноса несущих и средняя частота рабочей полосы соответственно. При восьми частотах в каждом пакете подавление повторов происходит в соответствии с диаграммой, приведенной на рис. 5, отличающейся от аналогичного графика для предыдущего варианта тем, что она «прорезана» косинусоидальными импульсами частоты Δ, создающими подавление повторов, отстоящих друг от друга на два элемента изображения. Таким образом, устраняются близкие повторы, отстоящие на один, три и т. д. элементов изображения.

Особенности передачи двухчастотного сигнала. Передача сигнала на двух частотах, находящихся на верхнем и на нижнем склонах Найквиста, совершенно равноправна: в одном случае передается и принимается сигнал с частично подавленной нижней боковой полосой, в другом — с частично подавленной верхней. Разумеется, для такой передачи необходимо, чтобы соблюдалась строгая симметрия обоих склонов. Поскольку в типовых приемниках

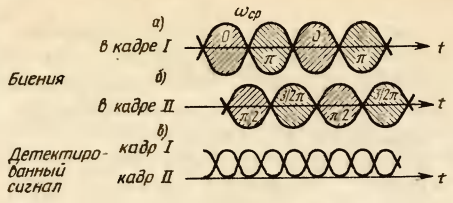


Рис. 6

нормирован лишь один склон, рассчитывать на такую симметрию нельзя, и поэтому поочередная передача может быть связана с частотными искажениями огибающей.

Представляется, что более приемлема одновременная передача сигнала с двумя несущими. Тогда переносчиком сигналов ВЧ служат так называемые биения двух несущих — импульсный сигнал, описываемый выражением $e_1=\cos\omega_{01}t+\cos\omega_{02}t=2\cos(\Delta t/2)\times\cos\omega_{ср}t$. Передача и прием модулированных биений сопровождается появлением помехи, образованной модулированной разностной частотой несущих. Для подавления данной помехи применяют фазоинверсию одной из несущих частот: вместе с повторением передачи сигнала производят поворот фазы колебаний одной из несущих на π. Выражение для биений принимает в этом случае вид $e_2=\cos\omega_{01}t-\cos\omega_{02}t=2\sin(\Delta t/2)\times\sin\omega_{ср}t$.

Огибающая импульсов биений и их высокочастотное заполнение оказываются сдвинутыми относительно друг друга на π/2 (см. рис. 6, *а* и *б*). В результате сложения детектированных импульсов с учетом инерции зрительного восприятия суммарная огибающая не будет содержать колебаний (рис. 6, *в*). Для инвертирования фазы одной из несущих применяют либо искусственную коммутацию, либо же она происходит автоматически вследствие выбора поднесущей частоты в ранее указанном соотношении с частотой развертки строк. В рассматриваемой системе подавления эту частоту целесообразно выбрать равной 5,5078125 МГц (302,5 гармоника частоты строк). Следует отметить, что точность ее расположения именно в середине верхнего склона Найквиста не имеет значения, поскольку сигнал данной частоты вместе с продуктами модуляции подавляется, в формировании сигнала изображения не участвует, а используется только для подавления повторов.

Сопоставление двух вариантов. Отличие последнего варианта заключается в том, что сканирование частот в нем происходит одновременно на двух склонах Найквиста. Ближайшие подавляемые повторы имеют запаздывание 0,091 (длительность одного элемента изображения); 0,27; 0,45; 0,63 мкс, что лучше, чем в первом варианте (0,88 мкс). Недостаток же второго варианта состоит в том, что формирование элементов изображения происходит вместе с компенсацией в двух кадрах импульсов с частотой Δ, поскольку они содержатся в каждом кадре (см. рис. 6, *в*). Отметим, что, так как амплитуда каждой из несущих частот должна быть снижена вдвое, пиковая мощность передатчика при использовании обоих вариантов сохраняется неизменной.

На первый взгляд может показаться, что одновременная передача сигнала на двух несущих должна сопровождаться возникновением дополнительных интермодуляционных помех. В действительности такие помехи из-за нелинейности тракта появиться не могут, поскольку модулирующий видеосигнал — общий для двух несущих частот.

Устройство системы. Рассмотренный принцип подавления повторов путем манипуляции несущей частоты передаваемого модулированного радиосигнала изображения может быть реализован с помощью введения манипулятора частоты в модулятор передатчика (обычно работающего на пониженной промышленной частоте) или в гетеродин его преобразователя частоты. Пример такого устройства показан на схеме, изображенной на рис. 7, *а*. В ней для формирования частот использован известный прием выделения из АМ-колебания сигналов боковых частот посредством двух балансных модуляторов *1* и *2* с ортогональными ВЧ и НЧ сигналами. Ортогональность первых достигается с помощью фазовращателя Φ_0, создающего сдвиг фаз π/2 на частотах ω_{01} и ω_{02} (во втором варианте ω_{02} отсутствует).

Модулирующими служат частоты *F*, 3*F*, 5*F* и 7*F*, получаемые в умножителях частоты. Сигналы этих частот подаются на вхо-

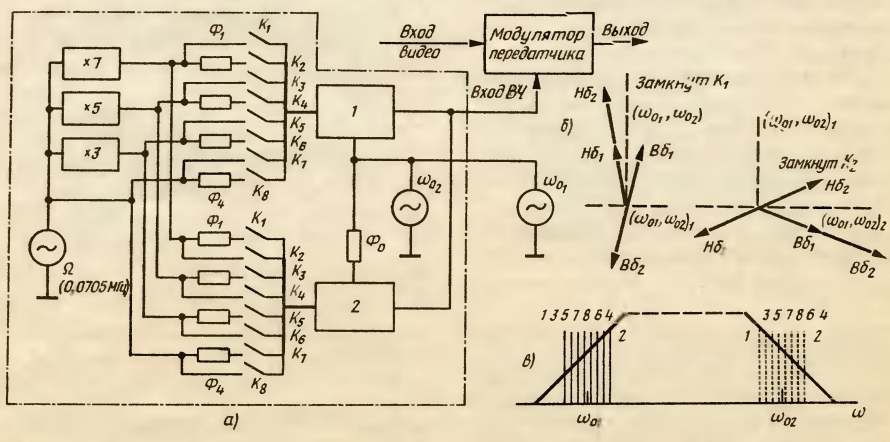


Рис. 7

ды модуляторов через НЧ фазовращатели на $\pi/2$ Φ_1,..., Φ_4; модулирующие сигналы подаются через восемь пар ключей K_1 ... K_8, включаемых поочередно в моменты передачи гасящих импульсов (одноименные ключи замыкаются одновременно). При срабатывании пар нечетных ключей K_1, K_3,... выделяются сигналы нижних боковых (*Нб*) частот, четных ключей — верхних боковых (*Вб*). В первом случае происходит взаимная компенсация первых, во втором случае — вторых.

Процесс компенсации иллюстрирует векторная диаграмма, представленная на рис. 7, *б*. Ключи замыкаются в моменты передачи гасящих импульсов и осуществляют манипуляцию одновременно в двух пакетах несущих частот (рис. 7, *в*). Одновременным срабатыванием двух пар ключей можно обеспечить и совместную передачу нужных пар частот. Следует отметить, что необходимая номинальная частота немодулированной несущей изображения (с уровнем 7—9 % относительно максимального) в телеприемнике сигналов звукового сопровождения образуется путем разбалансировки одного из модуляторов; возникающая на изображении помеха компенсируется фазоинверсией.

На рис. 7, *а* показано, как включить описанное устройство подавления повторов в ТВ передатчик.

Заключение. Изложенный принцип подавления повторов изображения и его реализация позволяют решить весьма важную для ТВ вещания проблему защиты эфирного канала связи от воздействия эхосигналов, что позволит снизить ажиотаж вокруг систем кабельного телевидения. Для реализации системы подавления требуются незначительные технические средства, доукомплектующие действующие ТВ радиопередатчики. Модернизация может быть осуществлена без перерыва работы передающих средств. Важно, что предложенная система полностью соответствует стандартам и не требует их ужесточения, в то же время она позволяет снизить требования к ТВ передатчикам, отказаться от мощных антенных циркуляторов и иных эхопоглотительных устройств, снизить требования к приемным антеннам и т. д.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Стрижевский Н. З.** Коррекция произвольных линейных искажений в трактах телевизионных сигналов.— М.: Связь, 1966.
2. **Глазман Э. С.** Поглотитель фидерного эха для телевизионных передатчиков // Радиотехника.— Т. 14.— № 2.— 1959.
3. А. с. 1711645 СССР. Способ передачи и приема телевизионной программы и устройство для его осуществления / **Э. С. Глазман.** Опубл. 8.10.91.
4. **Долуханов М. П.** Некоторые характеристики систем связи с многочастотной манипуляцией // Изв. вузов.— Радиотехника.— Т. IX.— № 2.— Киевский политехнический институт, 1966.

Получено 2.10.91

МАГИСТРАЛЬНАЯ РАДИОСВЯЗЬ

УДК 621.391.8

ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТ В ГРУППЕ РАДИОЛИНИЙ

А. А. Батенков, В. П. Постюшков, С. М. Третьяков

Известно, что эффективность функционирования радиоцентра в значительной степени зависит от того, каким образом используется его частотный ресурс [1, 2]. Сегодня применяют два способа использования частотного ресурса — децентрализованный, когда за радиолиниями закрепляются несколько частот, а управление осуществляется в каждой радиолинии раздельно и независимо друг от друга, и централизованный, когда частоты за радиолиниями не закрепляются и составляется ресурс общего пользования.

Задачи централизованного распределения частотного ресурса рассматривались в [3, 4, 5]. Однако пока на радиоцентрах наряду с централизованным использованием частотного ресурса применяется и децентрализованное, в связи с чем возникает необходимость решения задачи оптимального распределения частот в этом случае.

Постановка задачи. Пусть на радиоцентр, обслуживающий N однородных радиолиний, выделено M различных частот. Требуется распределить указанный частотный ресурс между радиолиниями так, чтобы при выделении j-й частоты ($j=\overline{1, M}$) на i-ю радиолинию ($i=\overline{1, N}$) надежность связи в ней составляла $p_{\text{св}\,ij}$. Выделение в i-ю радиолинию M_i разнородных частот позволяет обеспечить надежность связи $p_{\text{св}\,i}$ $(M_i)=1-\Pi_{j=1}^{M}(1-p_{\text{св}\,ij})^{x_{ij}}$. Требуется найти такой вариант распределения M частот между N радиолиниями, при котором надежность связи в радиолинии, находящейся в наихудших условиях, окажется максимальной, либо — что тоже самое — окажутся минимальными потери надежности.

Обозначим через $\|x_{ij}\|$ матрицу (план) распределения частот. Каждый элемент этой матрицы определяется следующим образом:

$$x_{ij}=\begin{cases}1, & \text{если } j\text{-я частота закрепляется за } i\text{-й радиолинией,}\\ 0, & \text{в противном случае.}\end{cases}$$

Математически задача формулируется так: из множества $\{x\}$ требуется найти матрицу распределения частот $X^0=\|x_{ij}\|_{N,\,M}$, при которой:

$$F(X^0)=\max_i \Pi_{j=1}^{M}(1-p_{\text{св}\,ij})^{x_{ij}}\Rightarrow\min_{\{x\}}, \quad (1)$$

если

$$x_{ij}=0 \text{ или } 1, \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M} x_{ij}=M, \quad (3)$$

$$\sum_{i=1}^{N} x_{ij}=1;\ \forall_j=\overline{1, M}. \quad (4)$$

Решение задачи (1) — (4) равносильно нахождению матрицы X^0, для которой

$$\mathcal{F}(X^0)=\min_i\left[\sum_{j=1}^{M} C_{ij}x_{ij}\right]\Rightarrow\max_{\{x\}}, \quad (5)$$

при ограничениях

$$x_{ij}=0 \text{ или } 1, \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}=M, \quad (7)$$

$$\sum_{i=1}^{N} x_{ij}=1;\ \forall_j=\overline{1, M}, \quad (8)$$

где

$$C_{ij}=-\ln(1-p_{\text{св}\,ij}). \quad (9)$$

Решение задачи (5) — (8) заключается в следующем. Если исключить (8), то получим задачу (5) — (7) с ослабленными ограничениями, которая решается методом динамического программирования. Полученное в его результате решение можно использовать в качестве исходного плана (исходного узла дерева решений) при организации его поиска методом ветвей и границ [6, 7].

При построении дерева решений по данному алгоритму для задачи (5) — (8) необходимо сформировать два процесса — ветвление и получение верхних границ.

Ветвление. Если в некоторой вершине t решение задачи (5) — (7) не удовлетворяет условию (8), то это означает, что по крайней мере в одном столбце матрицы $\|x\|^t_{N,M}$ содержится не менее двух единиц. Ограничение (8) этого не допускает. Поэтому в данной вершине осуществляем ветвление рассмотренной подзадачи на k^t непересекающихся подмножеств (подзадач), где k^t — число единиц в тех столбцах матрицы, где $k^t \geqslant 2$. Это приводит к необходимости решения k^t подзадач типа (5) — (7). В каждой из них введено дополнительное ограничение

$$C_{lp} = -\infty \qquad (10)$$

для тех l и p (строк и столбцов) в матрице $\|x_{ij}\|^t_{N,M}$, для которых $x^t_{l,p}=1$ и $\sum_{i=1}^{N} x_{ip} > 1$.

Если решение задачи (5) — (7) с ограничением (10) удовлетворяет условию (8), то данное решение допустимо для (5) — (8) и принимается в качестве новой (текущей) нижней границы, если она не ниже предыдущей нижней границы.

Получение верхних границ происходит в результате решений подзадач в соответствующих вершинах с помощью метода динамического программирования. Основное уравнение динамического программирования [6]

$$f_i(S_i) = \max_{\vec{x}_i} \{\min [f_{i+1}(S_i - \sum_{j=1}^{M} x_{ij}); \max_{\vec{x}_i} (\boldsymbol{C}_i \boldsymbol{x}_i)]\}; \qquad (11)$$

$$\sum_{j=1}^{M} x_{ij} \leqslant S_i - N + i; \quad \mathcal{F} = f_N(S_N);$$

$$f_N(S_N) = \max \{\boldsymbol{C}_N \boldsymbol{x}_N\}; \quad \sum_{j=1}^{M} x_{Nj} \leqslant S_N, \qquad (12)$$

где $N-i+1 \leqslant Si \leqslant M-i+1$; $\forall i = \overline{1, N}$, $\boldsymbol{C}_i$ — вектор образованный i-й строкой матрицы $\|C_{ij}\|_{N,M}$; $\boldsymbol{x}_i$ — вектор, образованный i-й строкой матрицы $\|x_{ij}\|_{N,M}$; x_{ij} — j-я компонента вектора x_i; S_i — число частот, подлежащих распределению на i-м шаге. Найденное в результате решения уравнения значение целевой функции назовем верхней границей для задачи (5) — (7).

С целью сокращения вычислительных операций целесообразно исключить неперспективную вершину на более ранних шагах алгоритма ветвей и границ. Для этого предварительно находят начальное решение задачи (5) — (8) с помощью некоторой эвристической процедуры и вычисляют целевую функцию, величина которой будет исходной нижней границей. Вершины, для которых верхняя граница оказывается меньше нижней текущей границы, из дальнейшего рассмотрения исключаются, ветвление из них не производится.

Один из вариантов эвристического алгоритма нахождения нехудшего решения задачи (5) — (8) можно представить в виде алгоритма А:

1) на нулевом шаге ($I=0$) произвести N назначений частот, начиная с первой радиолинии, при условии $C_{ij_i} \geqslant C_{ij}$, $\forall j = \overline{1, M}$, $i = \overline{1, N}$, учитывая, что каждая частота может быть назначена только на одну радиолинию, т. е. $\alpha_1 \neq \beta_2 \neq \neq \ldots \neq j_i \neq \ldots j_N$ (j_i — означает закрепление j-й частоты за i-й радиолинией),

2) присвоить текущему качеству связи в i-й радиолинии значение $C'_i = C_{ij_i}$; $\forall i = \overline{1, N}$;

3) на последующих шагах ($I = I+1$) выполнить пункты 4—6;

4) найти радиолинию l, для которой $C'_l \leqslant C'_i$; $\forall i = \overline{1, N}$;

5) назначить радиолинии l дополнительную частоту k_l при условии $C_{lk_l} \geqslant C_{lj}$; $j = \overline{1, M}$; $k_l \neq \alpha^2_1 \neq \beta^3_2 \neq \ldots \neq \xi^{N+1}_N$, т. е. каждая частота может быть назначена только в одну радиолинию;

6) $C'_l = C'_l + C_{lk_l}$;

7) проверить условие: $I = M - N$, если «да» — перейти к п. 8, «нет» — к п. 3;

8) составить матрицу эвристического назначения частот $\|x^3_{ij}\|_{N,M}$ и определить исходную нижнюю границу $V^3 = \min C'_i$; $\forall^3 = \min C'_i$; $\forall_i = \overline{1, N}$.

Алгоритм оптимального распределения частот можно представить в виде:

1) из элементов матрицы $\|p_{\text{св. }ij}\|_{N,M}$ построить матрицу $\|C_{ij}\|_{N,M}$ с учетом (9);

2) с помощью эвристического алгоритма (А) найти нехудшее решение $\|x_{ij}\|_{N,M}$ и текущую нижнюю границу $V^3 = V_{\text{н}}$;

3) составить активную задачу из исходной задачи (5) — (7), исключив ограничения;

4) решить активную задачу методом динамического программирования;

5) сформировать k_l последующих подзадач;

6) $\forall_i = \overline{1, k^l}$ — методом динамического программирования решить подзадачу, вычислить значения целевой функции, принять их в качестве верхней границы $V^i_{\text{в}}$;

7) проверить условие $V^i_b \leqslant V_{\text{н}}$, если «да» — перейти к п. 8, «нет» — к п. 10;

8) перейти к пункту 6;

9) проверить условие: решение задачи i удовлетворяет ограничению (8); «да» — перейти к п. 12, «нет» — к п. 10;

10) оставить узел i во множестве задач, подлежащих решению;

11) перейти к пункту 6;

12) присвоить текущей нижней границе решение $V^i_{\text{н. тек}}$ (лучшее текущее решение $x\|^i_{N,M}$);

13) исключить из дальнеишего рассмотрения задачи те решения, у которых $V^i_{\text{в}} < V_{\text{н. тек}}$;

14) перейти к пункту 6;

15) проверить наличие задач, для которых $V^i_{\text{в}} > V_{\text{н. тек}}$; если «да» — перейти к п. 18, «нет» — к п. 16;

16) выбрать задачу, для которой не выполняется условие п. 15, и принять ее в качестве активной задачи;

17) перейти к пункту 4;

18) полученное лучшее текущее решение принять за оптимальный план распределения частот.

Предложенный алгоритм оптимального распределения частот в группе радиолиний при организации поиска методом ветвей и границ в глубину дерева подзадач реализован на языке ФОРТРАН. Решение задачи для различных исходных данных показало, что полученные значения целевой функции в случае использования данного алгоритма значительно превосходят величины, получаемые эвристическим путем.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Комарович В. Ф., Сосунов В. Н.** Случайные радиопомехи и надежность КВ связи.— М.: Связь, 1977.— 136 с.
2. **Татарченко Л. В.** Сравнительная эффективность видов адаптивного управления в декаметровой линии // Электросвязь.— 1990.— № 9.— С. 6—8.
3. **Алексеев О. А.** Об оптимальном алгоритме централизованного распределения частот в коллективе радиолиний // Техника средств связи. Сер. ТРС.— 1984.— № 5.— С. 46—49.
4. **Бессонов А. П., Буга Н. Н., Ляндрес В. З.** Оптимальное распределение частотного ресурса // Техника средств связи. Сер. ТРС.— 1983.— № 5.— С. 24—29.
5. **Гут Р. Э., Миневич М. Л., Файнштейн М. А.** Потенциальная эффективность коллектива радиостанций с управляемыми рабочими частотами // Техника средств связи. Сер. ТРС.— 1977.— № 5.— С. 3—11.
6. **Таха Х.** Введение в исследование операций.— М.: Мир, 1985, 2 кн.— 480 с.
7. **Пападимитриу Х., Стайглиц К.** Комбинаторная оптимизация. Алгоритмы и сложность.— М.: Мир, 1985.— 510 с.

Получено 25.06.91

НОВЫЕ КНИГИ

Шевцов Э. А., Белкин М. Е. ФОТОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ.— М.: Радио и связь, 1992.— 224 с., 1500 экз.

Рассматриваются основные параметры и структуры фотоприемных устройств (ФПУ), искажения сигналов, шумы элементов ФПУ — фотодиодов, биполярных и полевых транзисторов. Излагаются вопросы теоретического ограничения пороговых свойств ФПУ, проектирования входных каскадов предварительных усилителей, применения противошумовой коррекции, измерения параметров ФПУ.

Для инженерно-технических работников, занятых разработкой и эксплуатацией волоконно-оптических линий связи. Может быть полезна студентам вузов.

УДК 621.396.43

ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР ДЛЯ УСТРОЙСТВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

А. Н. Борминский, П. Г. Каплунов

При создании систем восстановления несущей (СВН) для цифровых радиорелейных систем СВЧ диапазона возникает противоречие между стремлением к достижению небольшого уровня фазового джиттера и необходимостью обеспечить высокое быстродействие СВН и широкую полосу захвата этих устройств [1].

Предложенный авторами простой способ преобразования известного фазового дискриминатора для СВН в частотно-фазовый позволяет существенно повысить быстродействие СВН и расширить ее полосу захвата, сохранив малый уровень фазового джиттера. К достоинствам данного частотно-фазового детектора относится его нечувствительность к изменению уровня принимаемого сигнала. В публикуемой статье анализируются характеристики этого устройства и производится их сравнение с характеристиками аналогичных систем.

Основные положения. Прежде чем приступить к рассмотрению работы детектора, кратко остановимся на принципе [1] придания частотных свойств фазовым детекторам (ФД). Его суть состоит в том, что к выходу обычного ФД подключается устройство выборки — хранения (УВХ), которое при малых фазовых ошибках относительно точки устойчивого равновесия повторяет напряжение с выхода ФД, а при больших — переходит в режим запоминания. Вследствие этого напряжение на выходе УВХ приобретает постоянную составляющую, знак которой совпадает со знаком частотной расстройки.

Сказанное иллюстрирует рис. 1, на котором для случая разомкнутой петли фазовой синхронизации показаны эпюры напряжения на выходе исходного (штриховая линия) и модифицированного (непрерывная линия) детекторов при положительной (рис. 1, *а*) и отрицательной (рис. 1, *б*) частотных расстройках.

Для оценки того, находится ли фазовая ошибка вблизи точки устойчивого равновесия, в [1] предложено сравнивать амплитуды сигналов в квадратурных ветвях приема с фиксированными порогами. Если квадратурные проекции принимаемого вектора превышают порог, то считается, что система находится вблизи точки устойчивого равновесия, и напряжение на выходе УВХ повторяет сигнал с выхода ФД. В противном случае фазовая ошибка считается большой и УВХ переводится в режим запоминания (см. рис. 2).

Ясно, что работа описанного устройства в значительной степени определяется уровнем сигнала в квадратурных каналах, который определяется их симметрией и точностью работы системы АРУ. Симметрии можно достичь путем соответствующей регулировки аппаратуры при ее изготовлении. Что касается системы АРУ, то из-за ограниченности ее быстродействия при каждом вхождении приемного устройства в синхронизм уровни сигналов в квадратурных каналах будут отличаться от номинального значения, что осложнит захват частоты в СВН.

Кроме этого, зависимость описанного в [1] устройства от амплитуды сигналов препятствует использованию подобных алгоритмов в полностью цифровых демодуляторах, в которых по одним и тем же отсчетам формируются оценки различных параметров принимаемого сигнала.

Для преодоления данных недостатков предлагается воспользоваться тем фактом, что мгновенная частотная расстройка $\Delta\omega$ характеризуется скоростью изменения фазовой ошибки φ, измеряя которую за некоторый малый промежуток времени, например, за тактовый интервал T (при $T \ll 1/\Delta\omega$), можно оценить мгновенную частотную расстройку и ее знак:

$$\Delta\hat{\omega}_k = (\varphi_k - \varphi_{k-1})/T, \qquad (1)$$

где φ_k — отсчет фазовой ошибки в момент $t = kT$. Причем можно условиться, что если оценка мгновенной частотной расстройки $\Delta\hat{\omega}_k$ по абсолютной величине не превышает определенного порога П, то считается, что в системе поддерживается синхронизм по частоте. Если же $|\Delta\hat{\omega}_k| > \text{П}$, то он отсутствует. Используя этот критерий для управления режимом УВХ, подключенного к выходу ФД, получим следующий алгоритм:

$$U_k = (1-z)e_k + zU_{k-1}, \qquad (2)$$

где

$$z = \begin{cases} 0, \text{ если } |e_k - U_{k-1}| \leqslant \text{П}, \\ 1, \text{ в противном случае,} \end{cases}$$

e_k, U_k — соответственно выходные напряжения ФД и УВХ на k-м тактовом интервале. Выражение (2) показывает, что амплитуда принимаемого сигнала непосредственно не используется в работе детектора. Таким образом удается избавиться от основного недостатка устройства [1] и получить систему, работа которой не зависит от работы АРУ. Эта система может быть составной частью полностью цифрового демодулятора, в котором по тем же отсчетам входного сигнала, что и для СВН, осуществляется подстройка тактового генератора и коэффициента усиления радиотракта.

Следует отметить, что для реализации в общем виде алгоритма (2) необходим ФД с линейной зависимостью выходного напряжения от фазовой ошибки, нечувствительный к уровню принимаемого сигнала. Такой ФД для систем с M-позиционной КАМ можно построить по алгоритму

$$e_k = \operatorname{arctg}(I_k/Q_k) - \operatorname{arctg}(\hat{a}_k/\hat{b}_k), \qquad (3)$$

где I_k и Q_k — отсчеты напряжения соответственно в синфазном и квадратурном каналах в момент принятия решения, a_k и b_k — оценки значений символов, переданных в тех же каналах ($\hat{a}_k$, $\hat{b}_k = 2n - 1 - \sqrt{M}$, где $n = \overline{1, \sqrt{M}}$). Одно из достоинств формулы (3) — использование в ней для определения фазовой ошибки именно отношения сигналов в синфазной и квадратурной ветвях демодулятора. Поэтому в случае изменения I_k и Q_k в V раз, что происходит при замираниях сигнала или в процессе начального включения приемного устройства, значение e_k не изменится.

На рис. 3 изображена вычисленная с помощью ЭВМ дискриминационная характеристика ФД (3) для варианта четырехпозиционной ФМ (4-КАМ). Нетрудно заметить, что данная характеристика имеет пилообразный вид и периодичность $\pi/2$, обусловленную квадрантной симметрией КАМ-сигнала. Штриховой линией на рис. 3 показана характеристика ФД для 4-КАМ при отношении сигнал/шум на входе детектора 10 дБ, штрих-пунктирной линией — характеристика детектора, модифицированного по алгоритму (2) для $\text{П} = \pi/4$. Такой выбор П максимизирует протяженность линейного участка характеристики ФД и среднее значение выходного напряжения при частотной расстройке.

Рисунок 3 также показывает, что в выходном напряжении ЧФД есть постоянная составляющая, знак которой соответствует знаку частотной расстройки. Поэтому, как и в [1], ФД становится чувствительным к расстройке по частоте, сохраняя при ее отсутствии прочие свойства.

На рис. 4 представлена характеристика арктангенсного ФД для 16-КАМ, полученная без учета влияния теплового шума. Следует отметить, что она имеет точку ложного захвата при $\varphi = 22{,}5°$, избавиться от которой можно различными способа-

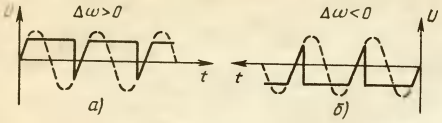


Рис. 1

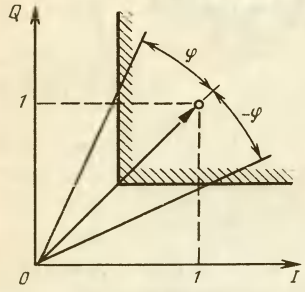


Рис. 2

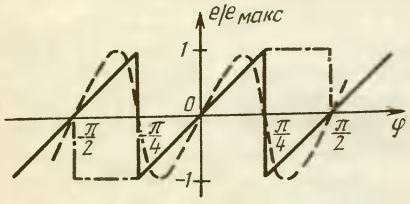


Рис. 3

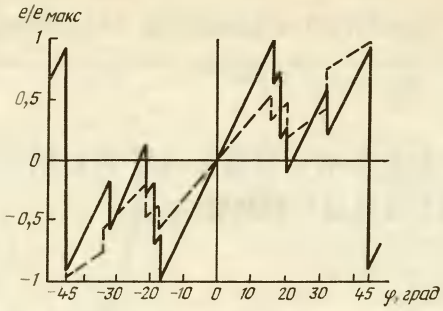


Рис. 4

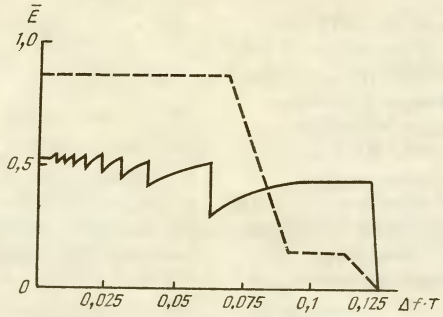


Рис. 5

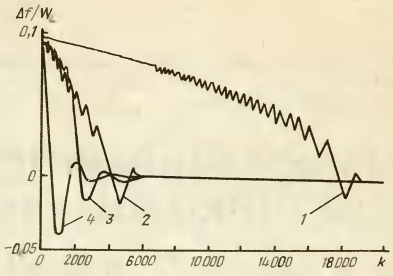


Рис. 6

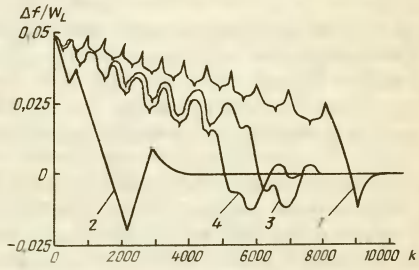


Рис. 7

ми, например, используя в работе ФД только диагональные точки пространства сигналов, что соответствует условию $|\hat{a}_k| = |\hat{b}_k|$. Если же данное условие не выполняется, то напряжение на выходе ФД сохраняется прежним:

$$e_k = \begin{cases} \operatorname{arctg}(I_k/Q_k) - \operatorname{arc\,tg}(a_k/b_k), & \text{при } |\hat{a}_k| = |\hat{b}_k|, \\ e_{k-1}, & \text{во всех других случаях.} \end{cases} \quad (4)$$

Характеристика ФД для 16-КАМ, использующего только диагональные точки, показана на рис. 4 штриховой линией. Нетрудно заметить, что такой ФД не имеет точек ложного захвата.

Анализ частотных свойств. Для оценки частотных свойств предложенного ЧФД применим полученную путем моделирования на ЭВМ зависимость среднего напряжения на его выходе $\bar{E}$ от мгновенной частотной расстройки ΔfT в разомкнутой СВН и сравним эту расстройку с приведенной в [3]. На рис. 5 изображена зависимость $\bar{E}(\Delta fT)$ для 4-КАМ при $\Pi = \pi/4$. Как видно, знаки $\bar{E}(\Delta fT)$ и ΔfT совпадают, что доказывает работоспособность рассматриваемого ЧФД. Из рисунка также следует, что диапазон правильной работы ЧФД ограничен величиной $\Delta f_{макс}T = 0{,}125$, обусловленной, как показано в [1], квадрантной симметрией сигнала. Для сравнения на рис. 5 штриховой линией показана зависимость $\bar{E}(\Delta fT)$, полученная в [1]. Совершенно очевидно, что предложенный ЧФД по ширине диапазона правильной работы не уступает представленному в [1].

Оценим, достаточен ли для практических целей указанный выше рабочий диапазон частот ЧФД. Пусть частота несущей — 6 ГГц, скорость передачи — 140 Мбит/с, вид модуляции — 16-КАМ, $T = 30$ нс. В таком случае $\Delta f_{макс}$ составит около 4 МГц, что соответствует относительной расстройке около 10^{-3}. Так как нестабильность несущей в современных системах радиосвязи СВЧ диапазона не должна превышать 10^{-4}, то диапазон захвата частоты в СВН с предложенным ЧФД с запасом превышает требуемый.

Сравнительный анализ быстродействия. Сравним быстродействие описанного выше ФД с характеристиками аналогичных устройств. Для этого применим метод моделирования на ЭВМ [2] динамики работы СВН и результаты [1, 2].

Воспользуемся алгоритмом моделирования [2], а для получения сопоставимых результатов примем те же параметры петли СВН, что и в [1]: нормированная ширина шумовой полосы петли $W_L T = 0{,}008$, коэффициент демпфирования $\xi = 0{,}7$, нормированная крутизна ГУН $KT = 1{,}45$ В/(рад/с), тип петлевого фильтра — пропорционально-интегрирующий.

Результаты моделирования процессов захвата при 4-КАМ и 16-КАМ приведены соответственно на рис. 6 и 7. На этих рисунках кривые *1* взяты из [2] для СВН с ФД, а кривые *2* получены для СВН с ЧФД. Кривые *3* и *4* получены для СВН с описанными выше арктангенсным ФД и ЧФД соответственно. Нормированная начальная расстройка по частоте $\Delta f/W_L$ для 4-КАМ составляет 0,1, а для 16-КАМ — 0,05. Из рис. 6 и 7 следует, что применение ЧФД в СВН значительно уменьшает время захвата. Кроме того, необходимо отметить, что при приеме сигналов с 4-КАМ арктангенсный ЧФД обеспечивает большее быстродействие, чем ЧФД, представленный в [1], а при 16-КАМ — несколько меньшее. В целом, по быстродействию и ширине полосы захвата предложенный ЧФД сопоставим с рассмотренным в [1].

Выводы. Нечувствительность к изменению уровня принимаемого сигнала позволяет использовать предложенный в статье частотно-фазовый детектор в качестве составной части полностью цифровых демодуляторов, в которых по одним и тем же отсчетам производятся оценки различных характеристик сигнала (амплитуды, начальной фазы и т. д.).

Моделирование на ЭВМ подтвердило, что по динамическим характеристикам СВН с данным детектором не уступает известным ранее.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Sari H., Moridi S.** New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems // IEEE Trans. on Commun.— 1988.— V. COM-36.— № 9.— P. 1035—1043.
2. **Sari H., Moridi S., Desperben L., Vandamme P.** Baseband equilization and carrier recovery in digital radio systems // IEEE Trans. on Commun.— 1987.— V. COM-35.— № 3.— P. 319—327.
3. **Leclert A., Vandamme P.** Universal carrier recovery loop QASK and PSK signal sets // IEEE Trans. on Commun.— 1983.— V. COM-31.— № 1.— P. 130—136.

Получено после доработки 5.05.92

УДК 621.397.13:629.783

ОПТИМАЛЬНАЯ ОСЬ ВРАЩЕНИЯ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

В. В. Овчаренко, Г. П. Сумкин, В. В. Сулима

Для перестройки оси диаграммы направленности (ДН) антенны спутникового телевидения с одного стационарного ИСЗ на другой необходимо иметь поворотное устройство с двумя осями вращения, обеспечивающими независимую установку азимута и угла места оси ДН. Этот механизм позволяет в два этапа наводить данную ось на выбранный ИСЗ по его известным угловым координатам. Можно, однако, упростить устройство наведения, если учесть конечность ширины ДН приемной антенны (1°...2°); в таком случае можно ослабить требования по точности наведения и осуществлять его поворотом антенны вокруг одной оси, направленной примерно на Полярную звезду [1, с. 57; 2, с. 73—74].

В публикуемой статье приводятся методика вычисления точных угловых координат оптимальной оси вращения одноповоротной приемной антенны спутникового телевидения и оценка максимальной угловой погрешности наведения такой антенны для заданных места установки приемной антенны и координат диапазона долгот ИСЗ.

Основные геометрические соотношения. Пусть $(\boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \boldsymbol{e}_3)$ — правый ортонормированный базис геостационарной системы координат, в котором орт $\boldsymbol{e}_3$ направлен на Полярную звезду, а орт $\boldsymbol{e}_1$ лежит на плоскости Гринвичского меридиана. Допустим также, что векторы $\boldsymbol{OA}, \boldsymbol{OB}, \boldsymbol{OE}, \boldsymbol{OC}$ идут от данной системы координат соответственно к точкам A, B, E геостационарной орбиты (ГО) и к точке C установки приемной антенны на поверхности Земли (рис. 1). Предположим, что точка $A\,(B)$ относится к некоторому фиксированному спутнику в западном (восточном) секторе «осматриваемого» участка ГО, а точка E — переменная.

Условимся, что орт $\boldsymbol{k}_3$, исходящий из точки C, лежит на оси вращения антенны и направлен в сторону от поверхности Земли, а Π — плоскость, проходящая через оси вращения и диаграммы направленности антенны, пересекающиеся под некоторым фиксированным углом γ в точке C. При непрерывном вращении антенны вокруг оси, определяемой направляющим вектором $\boldsymbol{k}_3$, ось ДН, задаваемая некоторым направляющим вектором CF, проходит через точки A и B. Тогда, если плоскость Π проходит через точку A, то $\boldsymbol{CF}=\boldsymbol{CA}=\boldsymbol{OA}-\boldsymbol{OC}$ и

$$\gamma=\arccos[(\boldsymbol{k}_3, \boldsymbol{CA})/|\boldsymbol{CA}|] \qquad (1)$$

В другом положении плоскости Π, при котором она проходит через точку B, направляющим для оси ДН (которую в дальнейшем будем называть просто лучом) служит вектор $\boldsymbol{CB}=\boldsymbol{OB}-\boldsymbol{OC}$, и

$$\gamma=\arccos[(\boldsymbol{k}_3, \boldsymbol{CB})/|\boldsymbol{CB}|]. \qquad (2)$$

Сравнивая (1) и (2), получаем уравнение для семейства векторов $\boldsymbol{k}_3$, обеспечивающих прохождение луча через точки A и B при непрерывном вращении антенны вокруг вектора $\boldsymbol{k}_3$:

$$(\boldsymbol{k}_3, \boldsymbol{CA})/|\boldsymbol{CA}|=(\boldsymbol{k}_3, \boldsymbol{CB})/|\boldsymbol{CB}|. \qquad (3)$$

Это семейство — однопараметрическое, так как векторы $\boldsymbol{k}_3$ помимо уравнения (3) подчинены условию нормировки $|\boldsymbol{k}_3|=1$.

Нетрудно получить и явную формулу, описывающую рассматриваемое семейство векторов $\boldsymbol{k}_3$, если заметить, что каждый из них лежит в плоскости, перпендикулярной плоскости угла ACB, проходит через точку C и делит угол ACB пополам. Следовательно,

$$\boldsymbol{k}_3=\boldsymbol{Q}_1\cos p-\boldsymbol{Q}_2\sin p, \qquad (4)$$

где

$$\boldsymbol{Q}_1=(\boldsymbol{CA}/|\boldsymbol{CA}|+\boldsymbol{CB}/|\boldsymbol{CB}|)/(\boldsymbol{CA}/|\boldsymbol{CA}|+\boldsymbol{CB}/|\boldsymbol{CB}|),$$
$$\boldsymbol{Q}_2=(\boldsymbol{CA}\times\boldsymbol{CB})/|\boldsymbol{CA}\times\boldsymbol{CB}|,$$

p — угол между осью вращения антенны и направляющим вектором плоскости ACB.

Теперь легко вычислить зависимость углового отклонения Δ луча от направления $\boldsymbol{CE}$ на спутник E при прохождении плоскости Π через произвольную точку E ГО. Отметим, что данное угловое отклонение совпадает с углом между лежащими в плоскости Π лучом и вектором CE, поэтому

$$\Delta=\gamma_E-\gamma,$$

где

$$\gamma_E=\arccos[(\boldsymbol{k}_3, \boldsymbol{CE})/|\boldsymbol{CE}|].$$

Таким образом, получена зависимость погрешности настройки луча Δ от точки E на ГО. Однако в плане практической перестройки антенны с одного спутника на другой важнее зависимость Δ от угла поворота $\tilde{d}$ плоскости Π вокруг оси $\boldsymbol{k}_3$. Чтобы выразить $\tilde{d}$ через долготу d стационарного спутника E, построим два правых ортонормированных базиса — подвижный $(\boldsymbol{k}_{1E}, \boldsymbol{k}_{2E}, \boldsymbol{k}_3)$ и неподвижный $(\boldsymbol{k}_{1A}, \boldsymbol{k}_{2A}, \boldsymbol{k}_3)$, где вектор $\boldsymbol{k}_{1A}$ $(\boldsymbol{k}_{1E})$ лежит в плоскости Π при ее прохождении через точку $A\,(E)$. Тогда

$$\boldsymbol{k}_{2A}=(\boldsymbol{k}_3\times\boldsymbol{CA})/|\boldsymbol{k}_3\times\boldsymbol{CA}|,$$
$$\boldsymbol{k}_{1A}=(\boldsymbol{k}_{2A}\times\boldsymbol{k}_3)/|\boldsymbol{k}_{2A}\times\boldsymbol{k}_3|,$$
$$\boldsymbol{k}_{2E}=(\boldsymbol{k}_3\times\boldsymbol{CE})/|\boldsymbol{k}_3\times\boldsymbol{CE}|,$$
$$\boldsymbol{k}_{1E}=(\boldsymbol{k}_{2E}\times\boldsymbol{k}_3)/|\boldsymbol{k}_{2E}\times\boldsymbol{k}_3|.$$

Ясно, что искомый угол $\tilde{d}=\arccos(\boldsymbol{k}_{2A}, \boldsymbol{k}_{2E})$. Эта формула представляет зависимость $\tilde{d}\,(d)$, поскольку $\boldsymbol{CA}=\boldsymbol{OE}-\boldsymbol{OC}=(R_{ст}\cos d\boldsymbol{e}_1+R_{ст}\sin d\boldsymbol{e}_2)-\boldsymbol{OC}$, где $R_{ст}$ — радиус ГО.

Нахождение оптимальной оси вращения антенны. Для упрощения процедуры вычисления оптимальных угловых координат оси вращения антенны, при которых ось ДН $\boldsymbol{OF}$ имеет наименьшее угловое отклонение $\Delta\,(d)$ от направления на ближайшую точку ГО в заданном угловом диапазоне (d_{A_0}, d_{B_0}), где A_0, B_0 — крайние точки «просматриваемого» участка ГО, использовалась следующая методика.

На краях наблюдаемого участка ГО $\overset{\frown}{A_0B_0}$ выбираются точки A, B $(\overset{\frown}{A_0A}, \overset{\frown}{B_0B}\sim 0{,}1\overset{\frown}{A_0B_0})$, и по формулам (4), (5) для некоторого

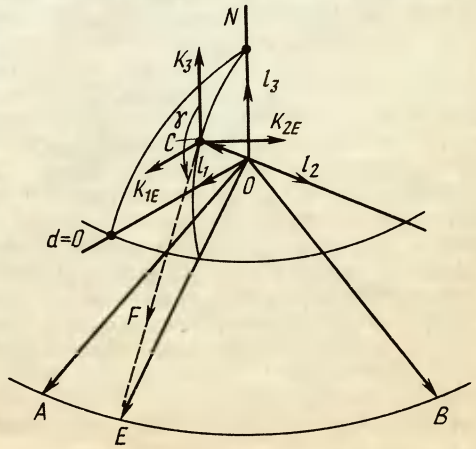


Рис. 1

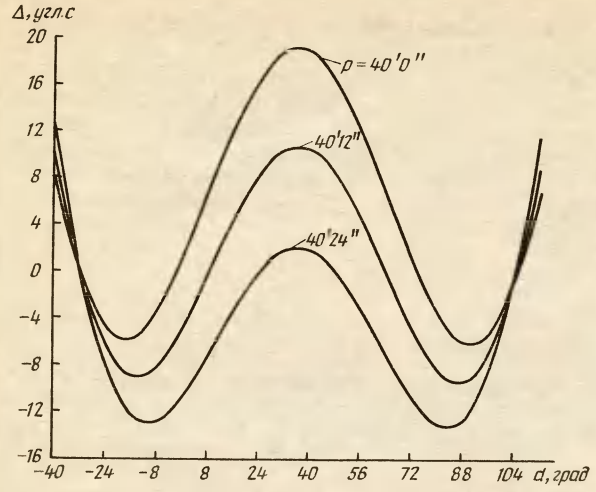


Рис. 2

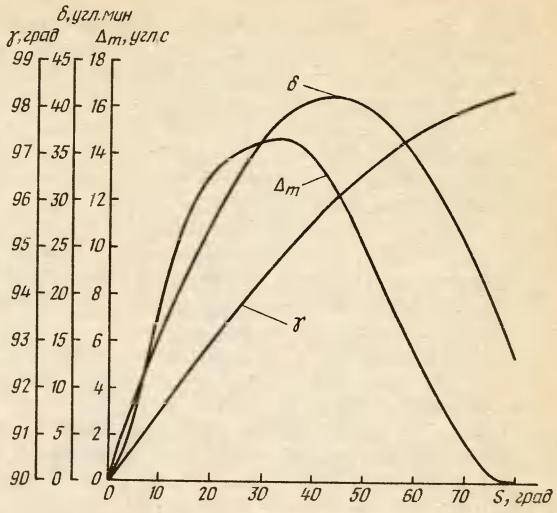


Рис. 3

фиксированного значения параметра p строится вектор $\boldsymbol{k}_з$. Затем по (6)—(8) строят график $\Delta(d)$ для того же p. На рис. 2 приведено семейство кривых $\Delta(d, p)$ для различных значений параметра p, построенных указанным способом. Каждая кривая проходит через нуль при $d=d_A$, $d=d_B$. Из семейства выбирается та кривая, которая имеет минимальное отклонение от нуля.

Заметим, что оптимальная кривая обычно обращается в нуль в четырех точках, что объясняется соответствием нулевым точкам точек пересечения круговой ГО с эллипсом, представляющим собой сечение экваториальной плоскостью конуса, описываемого лучом приемной антенны. А таких точек, как известно из аналитической геометрии, существует не более четырех.

Варьируя положение точек A и B в небольших пределах и вычисляя максимальное отклонение Δ_m функции $\Delta(d)$ от нуля для каждой фиксированной пары (A, B), можно построить поверхность $\Delta_m(A, B)$ и с ее помощью найти оптимальную пару (A^*, B^*), обеспечивающую наименьшее отклонение кривой $\Delta(d)$ от нуля на участке (d_{A_0}, d_{B_0}). Пара (A^*, B^*) однозначно определяет оптимальный параметр p^*, а он, в свою очередь,— оптимальное направление $\boldsymbol{k}_з^*$ оси вращения антенны [см. (4)]. Описанную процедуру легко осуществить на ЭВМ.

Очевидно, что для каждой точки C установки приемной антенны на поверхности Земли существует максимальный диапазон (d_{A_0}, d_{B_0}) долгот d ИСЗ. Он определяется приближенно линией пересечения в точке C касательной к поверхности Земли плоскости и экваториальной плоскости. Таким образом, крайние точки максимального диапазона долгот характеризуются равенствами $(\boldsymbol{CA}_0, \boldsymbol{OC})=0$, $(\boldsymbol{CB}_0, \boldsymbol{OC})=0$. Поскольку $\boldsymbol{CA}_0=\boldsymbol{OA}_0-\boldsymbol{OC}$, $\boldsymbol{CB}_0=\boldsymbol{OB}_0-\boldsymbol{OC}$ и $(\boldsymbol{OC}, \boldsymbol{OC})=|\boldsymbol{OC}|^2=R_з^2$ ($R_з$ — радиус Земли), то

$$(\boldsymbol{OA}_0, \boldsymbol{OC})=R_з^2,\ (\boldsymbol{OB}_0, \boldsymbol{OC})=R_з^2$$

или

$$(R_{ст}\cos d_{A_0}\boldsymbol{e}_1+R_{ст}\sin d_{A_0}\boldsymbol{e}_2, \boldsymbol{OC})=R_з^2;$$
$$(R_{ст}\cos d_{B_0}\boldsymbol{e}_1+R_{ст}\sin d_{B_0}\boldsymbol{e}_2, \boldsymbol{OC})=R_з^2.$$

Эти уравнения с учетом географического положения места установки приемной антенны C однозначно определяют две долготы d_{A_0}, d_{B_0} крайних точек (A_0, B_0) «видимого» участка стационарной орбиты. На рис. 2 кривые $\Delta(d)$ представлены именно для максимального диапазона видимости, соответствующего средней широте (50°). Из графиков следует, что оптимальное направление оси вращения антенны на ИСЗ допускает максимальное отклонение (погрешность) Δ_m в весьма малых пределах, равных 9″ (ДН имеет ширину 3000″). Поэтому нет необходимости сужать диапазон наблюдения с целью еще большего уменьшения максимального отклонения Δ_m.

Используя принцип симметрии, получаем, что при работе по максимальному участку ось вращения антенны должна лежать в меридианной плоскости, т. е. иметь азимут $\alpha=0$. В этом случае отклонение оптимальной оси вращения антенны от направления на Полярную звезду будет характеризоваться лишь углом δ, что обосновывает полезность представленных на рис. 3 зависимостей δ, Δ_m, γ от широты s. Нетрудно заметить, что максимальное отклонение δ оптимальной оси вращения антенны от направления на полярную ось составляет 41′ на широте 40°, а погрешность Δ_m не превышает 14,5″; γ монотонно изменяется от 90° до 98°.

Методика практической настройки оптимальной оси вращения антенны обеспечивает достаточно высокую точность (около 30″) установки расчетного угла γ между осью диаграммы направленности и осью вращения антенны.

Оптимальную настройку оси вращения антенны в принципе можно осуществить с помощью геодезических приборов, устанавливая угол места β и азимут α в соответствии с расчетными данными, полученными по формулам (9), (10) после выбора оптимального вектора $\boldsymbol{k}_з$ в геоцентрической системе координат. Геодезические измерения весьма трудоемки и не дают достаточно высокой точности, которая в соответствии с результатами расчетов Δ (см. рис. 2) должна составлять десятые доли угловых минут. Однако благодаря тому, что сегодня на ГО находится большое число «телевизионных» ИСЗ, можно определять направление оптимальной оси вращения приемной антенны по реперным спутникам с применением только приемника спутникового телевидения и простейших угломерных приборов.

Указанные спутники целесообразно выбирать среди тех, которые расположены на краях участка ГО, наблюдаемого из данной точки земной поверхности (желательно в точках A, B), соответствующих нулевым значениям оптимальной функции $\Delta(d)$ (рис. 2). Учитывая весьма малое фактическое отклонение от нуля оптимальной функции $\Delta(d)$, можно не требовать высокой степени точности совпадения мест расположения реперных спутников с расчетными координатами A, B, взятыми, например, из рис. 2. Следовательно, реперные спутники можно выбрать на концах наблюдаемой дуги ГО, где однозначно определяется азимут оптимальной оси вращения антенны, если предварительно с нужной точностью установлен ее угол места. Последнюю операцию легко осуществить с помощью простого геодезического прибора (например, квадранта оптического КО-60М или КО-10М).

Выводы. Таким образом, настройку оптимальной оси вращения антенны можно осуществить в три этапа:

1) при произвольных развороте антенны относительно оси вращения и угле места этой оси азимутальным поворотным устройством устанавливают азимут оси вращения, примерно равный 0° (точность — невысокая, примерно 10...20°);

2) измеряя квадрантом угол места β оси вращения, устанавливают угломестным поворотным устройством ее расчетный угол места с точностью 10...30″;

3) разворотом антенны вокруг собственной оси вращения (например, в сторону крайнего западного спутника) устанавливают угол места луча, соответствующий «видимому» спутнику с наименьшим углом места, после чего поворачивают ось вращения антенны в азимутальной плоскости так, чтобы на выходе приемника был максимальный сигнал.

Изложенная методика дает несколько худшую точность установки азимута оси вращения антенны относительно точности установки ее угла места из-за меньшей точности измерения угловых координат оси ДН, по сравнению с точностью измерения угловых координат оси вращения антенны.

Для более точной настройки оси вращения антенны можно применить вторую методику, с использованием двух удобных реперных спутников A и B, расположенных вблизи краев наблюдаемой дуги ГО:

1) осуществляется приближенная настройка оси вращения по первой методике;

2) разворотом антенны вокруг оси вращения выводят луч в район спутника A;

3) поочередным вращением азимутального поворотного устройства и поворотом антенны вокруг ее оси вращения добиваются максимума принимаемого сигнала от спутника A для каждого фиксированного значения угла места (таким путем находится зависимость $\alpha_A(\beta)$ для спутника A);

4) разворотом антенны вокруг ее оси вращения переводят луч в район спутника B и так же, как в предыдущем пункте, находят зависимость $\alpha_B(\beta)$ для спутника B;

5) находят пересечение графиков функций $\alpha_A(\beta)$ и $\alpha_B(\beta)$, что дает оптимальные азимут α^* и угол места β^* оси вращения антенны, которые устанавливаются теми же поворотными устройствами.

Завершающая операция заключается в коррекции угла γ между лучом и осью вращения антенны. С этой целью используют спутник E с наибольшим углом места. Выполнив по описанной выше методике настройку оси вращения антенны для нескольких γ и измеряя каждый раз сигнал от спутника E, находят такой γ^* и соответствующие α^*, β^*, при которых сигнал от данного спутника будет наибольшим. После завершения указанных операций ось вращения антенны займет требуемое положение.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Злотникова Е. А., Кантор Л. Я., Локшин Б. А.** Прием телевидения со спутников // Вестник связи.— 1990.— № 6.
2. **Покрас А. М., Цирлин В. М., Кудеяров Г. Н.** Системы наведения антенн земных станций спутниковой связи.— М.: Связь, 1978.

Получено 12.12.90

УДК 621.396.677

СНИЖЕНИЕ УРОВНЕЙ ПОЛЯ В МЕСТАХ РАЗМЕЩЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН ТЕЛЕВИДЕНИЯ И РАДИОВЕЩАНИЯ С ЧМ

И. А. Гончаров, В. А. Романов

Развитие сети телевизионного (ТВ) вещания требует строительства новых и реконструкции действующих ТВ станций. Помимо расширения зоны уверенного приема и все большего покрытия территории страны ТВ вещанием, необходимо предусмотреть выполнение санитарных норм по допустимым уровням воздействия электромагнитных полей на человека путем организации санитарных зон в районе размещения ТВ станции, снижения уровней излучаемой мощности, изменения высот размещения и типов используемых антенн и т. п. Уровни напряженности поля вблизи ТВ станции можно уменьшить, изменив геометрические размеры и распределения фаз питания этажей передающих антенн [4, 6]. В публикуемой статье предлагается достичь той же цели с помощью оптимизации характеристик излучения антенн и рационального использования излучаемой мощности.

Анализ характеристик излучения вещательных антенн. Как известно, эффективность любой передающей антенны оценивается по напряженности поля, создаваемого ею в месте приема, и характеризуется коэффициентом направленного действия (КНД) и коэффициентом рассеяния мощности $k_р$, соответственно определяемыми следующими выражениями [1]:

$$D = 2/[\int_0^{\pi} F^2(\Delta)\sin(\Delta)d\Delta], \qquad (1)$$

где $F^2(\Delta)$ — диаграмма направленности (ДН) антенны по мощности в вертикальной плоскости; Δ — угол, отсчитываемый от зенита;

$$k_р = P_{\Sigma б}/P_{\Sigma}, \qquad (2)$$

где $P_{\Sigma б}$ — мощность, излучаемая в пределах боковых лепестков; P_{Σ} — полная мощность излучения; или

$$k_р = P_{\Sigma} - P_{гл}/P_{\Sigma} = 1 - P_{гл}/P_{\Sigma}, \qquad (3)$$

где $P_{гл}$ — мощность, излучаемая в пределах главного лепестка ДН.

Один из важных показателей, отражающий достаточность уровней поля в зоне обслуживания вещательных антенн,— это, по нашему мнению, именно отношение $P_{гл}/P_{\Sigma}$ в (3), которое можно назвать коэффициентом направленности мощности на данную зону. Определим его через ДН антенны по мощности:

$$k_{н.м} = \int_{\pi/2-\Delta_1}^{\pi/2+\Delta_2} F^2(\Delta)d\Delta / \int_0^{\pi} F^2(\Delta)d\Delta, \qquad (4)$$

где углы Δ_1 и Δ_2 соответствуют пределам главного лепестка ДН.

В силу специфики требований, предъявляемых к передающим антеннам телевидения и ЧМ-радиовещания,— предотвращения излучения энергии в свободное пространство, равномерности ДН в пределах зоны прямой видимости (зоны обслуживания) и минимума излучений энергии на примыкающей к ТВ станции территории («ближней» зоне телецентра) — ДН этих антенн должны иметь форму косекансной зависимости [2]. Иными словами, излучение электромагнитной энергии в верхней полуплоскости ДН (над горизонтом) должно отсутствовать, а вся энергия должна быть сосредоточена в нижней полуплоскости. Причем максимум излучения приходится на интервал углов от 90° до $\Delta_з^*$, где $\Delta_з = (110...120)°$ и соответствует полуширине главного лепестка ДН или несколько большей величине.

Наибольший интерес представляет рассмотрение передающих антенн диапазона ОВЧ, поскольку в силу ограничений, накладываемых в данном диапазоне [2] на вертикальный размер и число этажей, характеристики излучения антенн ОВЧ отличаются от имеющих место для вещательных антенн диапазона УВЧ невысоким КНД и довольно большими уровнями боковых лепестков. Широко распространенные, тем не менее, на телецентрах страны панельные и уголковые антенны ОВЧ, хотя и обеспечивают, в основном, качественное ТВ и радиовещание в зонах обслуживания, однако в ряде случаев создают неблагоприятную электромагнитную обстановку на примыкающей к ТВ станции территории. Согласно [3], это ведет к отчуждению части земель и установлению на них санитарно-защитных зон.

В таком случае целесообразно рассмотреть и оптимизировать характеристики излучения антенн с учетом коэффициента рассеяния мощности в нижней полуплоскости ДН

$$k_{р.н} = \int_{\pi/2+\Delta_з}^{\pi} F^2(\Delta)d\Delta / \int_0^{\pi} F^2(\Delta)d\Delta. \qquad (5)$$

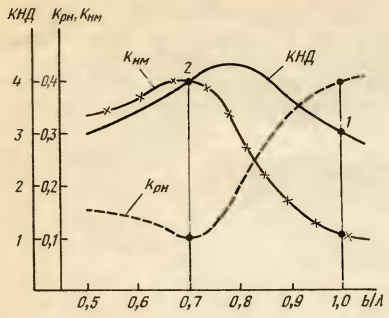


Рис. 1

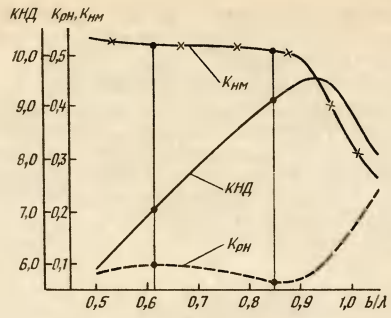


Рис. 3

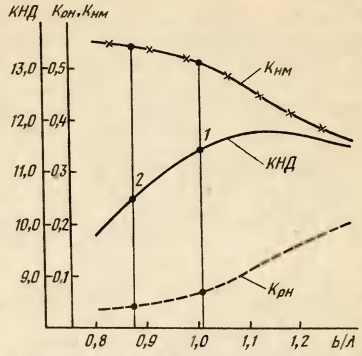


Рис. 5

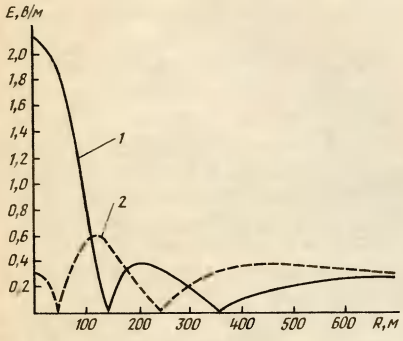


Рис. 2

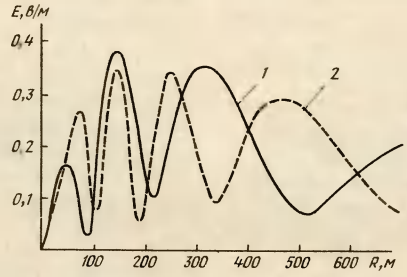


Рис. 4

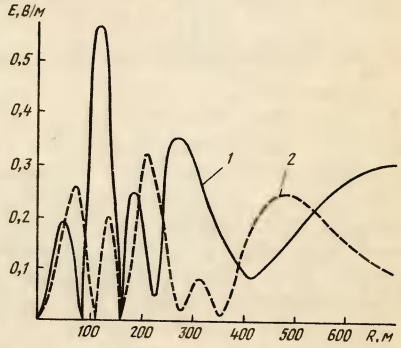


Рис. 6

Очевидно, что этот коэффициент характеризует «экологическую чистоту» антенны.

Анализ характеристик излучения вещательных антенн, построенных на основе синфазных и фазированных антенных решеток, позволяет сделать вывод о реальности минимизации боковых излучений без ухудшения качества вещания путем изменения межэтажного расстояния и фазировки этажей антенн. Было проведено исследование зависимости КНД и интегральных коэффициентов $k_{р.н}$ и $k_{н.м}$ от расстояния между этажами типовых антенн. Расчет вертикальных ДН и распределение уровней напряженности поля в местах размещения антенн проводился по известной методике [4]. Коэффициент направленного действия, $k_{р.н}$ и $k_{н.м}$ определялись численным интегрированием ДН по мощности в соответствующих секторах углов.

В качестве примера рассмотрим зависимости КНД, $k_{р.н}$ и $k_{н.м}$ от выраженного в длинах волн межэтажного расстояния b/λ для панельных антенн ТВ диапазонов II и III и уголковой антенны ОВЧ ЧМ вещания, вариант размещения которых на типовой башне высотой 180 м предлагается в [5]. Все характеристики и распределение уровней поля рассчитаны на средней частоте рабочих диапазонов антенн.

На рис. 1 изображены зависимости КНД и интегральных коэффициентов для трехэтажной уголковой антенны при штатном $b/\lambda=1$; КНД=3; $k_{р.н}=0{,}4$; $k_{н.м}=0{,}1$ (точка *1*). Из рисунка следует, что только 10 % излучаемой мощности сосредоточено в секторе углов $(90...\Delta_3)°$ и направляется на покрытие зоны обслуживания; 50 % энергии излучается над горизонтом, а 40 % мощности — в «ближней» зоне телецентра. При $b/\lambda=0{,}5$ КНД будет таким же, а интегральные коэффициенты станут равны соответственно 0,15 и 0,3. В случае оптимального $b/\lambda=0{,}7$ (точка *2* на рис. 1) КНД=4; $k_{р.н}=0{,}1$; $k_{н.м}=0{,}4$, а напряженность поля на границе зоны уверенного приема увеличивается на 25 % [6].

На рис. 2 приведено распределение уровней напряженности поля в «ближней» зоне, когда высота подвеса геометрического фазового центра уголковой антенны $H=132{,}2$ м [5] для штатного и оптимального межэтажных расстояний (соответственно кривые *1* и *2*), а мощность передатчика $P=1$ кВт. Нетрудно заметить, что оптимизация размеров антенны позволяет существенно снизить уровень излучений вблизи телебашни.

Характеристики шестиэтажной панельной антенны ТВ диапазона II представлены на рис. 3. У этой антенны наблюдается рост КНД и стабильность интегральных коэффициентов, если $b/\lambda\leqslant 0{,}9$. При реконструкции антенного комплекса [5] и изменении высот подвеса антенн на несколько метров можно увеличить межэтажное расстояние до $(0{,}8...0{,}85)\lambda$ (точка *2* на рис. 3) без изменения схемы питания антенны. В этом случае наблюдается рост КНД до 9 и, следовательно, напряженность поля на границе зоны уверенного приема повышается на 13 %.

Распределение уровней поля при $P=1$ кВт приводится на рис. 4, где кривая *1* ($H=160$ м) и кривая *2* ($H=159{,}35$ м) относятся к точкам *1* и *2* на рис. 3.

Интересно рассмотреть восьмиэтажную панельную антенну ТВ диапазона III, имеющую по два вибратора в этаже и сложную фазировку этажей, которая не дает существенного выигрыша ни по КНД, ни по заполнению «нулей» в ДН [4]. Зависимости КНД, $k_{р.н}$ и $k_{н.м}$ данной антенны от расстояния между центрами этажей (панелей) имеют монотонный характер и представлены на рис. 5. Заметим, что, уменьшив межэтажное расстояние при сохранении штатной фазировки антенны, можно при незначительном снижении КНД добиться лучшего соотношения между $k_{р.н}$ и $k_{н.м}$. Конструктивные особенности антенны позволяют снизить межэтажное расстояние до 0,875 λ.

Распределения уровней поля для штатного (кривая *1*, $H=173$ м, $b/\lambda=1{,}01$) и предлагаемого вариантов антенн (кривая *2*, $H=174{,}8$ м, $b/\lambda=0{,}875$) приводятся на рис. 6 и показывают, что уровень излучения данной антенны вблизи ТВ башни меньше в несколько раз. Использование оптимальной схемы питания [4] повышает КНД на 25 % и, соответственно, увеличивает напряженность поля на границе зоны уверенного приема на 11 % при еще большем снижении уровня поля в «ближней» зоне.

Анализ рассчитанных выше зависимостей позволяет сделать вывод о возможности оптимизации характеристик излучения передающих ТВ антенн по критерию экологической чистоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н.** Антенны УКВ.— М.: Связь, 1977, ч. 1.
2. **Варбанский А. М.** Передающие теле-

визионные станции. — М.: Связь, 1980.
3. Санитарные нормы дифференцированных по частоте предельно допустимых уровней для населения электромагнитного поля (ОВЧ диапазона волн), создаваемого телевизионными станциями. (СанПиН № 42-128-4262-87) — М.: Минздрав СССР, 1987 г.
4. **Гончаров И. А., Карачаев И. И., Романов В. А.** Оптимизация характеристик излучения дефазированных антенн телевизионных станций // Труды НИИР. — 1988. — № 3.
5. **Омельяненко Ю. И., Медвинский С. А.** Применение типовых башен для установки ТВ антенн дециметрового диапазона // Вестник связи. — 1985. — № 3.
6. **Романов В. А.** Модернизация уголковых антенн ОВЧ-ЧМ вещания // Труды НИИР. — 1986. — № 3.
7. **Романов В. А., Кушпель В. Е., Соловьев А. В., Никифоров А. Н.** Исследование распределения напряженности поля уголковых антенн ЧМ вещательных станций // Труды НИИР. — 1986. — № 2.

Получено 10.10.89

УДК 621.396.67.001

ВИБРАТОРНАЯ АНТЕННА, НИЗКО ПОДВЕШЕННАЯ НАД МЕТАЛЛИЧЕСКИМ ЭКРАНОМ

В. Д. Двуреченский, П. А. Аристархов

Разработку направленных антенн в виде симметричных вибраторов, расположенных над металлическим экраном, ограничивает резкая зависимость входного сопротивления вибратора от высоты подвеса [1]. Реализация антенны при высоте подвеса, равной нескольким сотым длины волны, связана с большими техническими трудностями и во многих случаях практически невозможна [обычно высота подвеса вибратора лежит в пределах (0,2...0,3) λ, где λ — длина волны]. Такое явление физически обусловлено влиянием «зеркального» отображения тока вибратора в металлическом экране, которое проявляется в возникновении около вибратора касательной составляющей электрического поля, противофазной касательной составляющей электрического поля тока в вибраторе.

Авторы статьи показывают, как ослабить влияние «зеркального» отображения на входное сопротивление антенны при уменьшении высоты подвеса вибратора над металлическим экраном.

Воспользуемся физической моделью антенны в виде бесконечного проводника диаметром $2a$ с равномерным синфазным током I_1, расположенного параллельно металлической плоскости на высоте h. Собственное электромагнитное поле тока I_1 имеет следующие составляющие:

$$H_{\varphi 1}=AH_1^{(2)}(kr_1),$$
$$E_{z1}=-iWAH_0^{(2)}(kr_1), \qquad (1)$$

где A — постоянный множитель; H_n^2 — функция Ганкеля; k, W — волновые число и сопротивление окружающей среды; r_1, φ_1, z_1 — цилиндрическая система координат, связанная с проводом. Так как $I_1=2\pi aH_{\varphi 1}$ при $r_1=a$, то $I_1=2\pi aAH_1^{(2)}(ka)$.

Касательная составляющая суммарного электрического поля на проводе $a \ll h$

$$E_z^h=-iWA\,[H_0^{(2)}(ka)-H_0^{(2)}(2kh)]. \qquad (2)$$

Зафиксируем высоту h, при которой составляющая E_z^h, определяющая входное сопротивление антенны, представляет собой допустимую величину. Практика показывает, что в большинстве случаев $h=0{,}25\lambda$. Теперь рассмотрим два проводника, параллельных друг другу и расположенных над металлической плоскостью, как показано на рис. 1. В верхнем проводнике диаметром $2a$, расположенном на высоте $d<h$ над экраном, протекает ток I_1, в нижнем — диаметром 2ρ, расположенном на высоте $b<d$ (в этот проводник с периодом T включены реактивные нагрузки $ix_н$), наводится ток I_2, собственное поле которого можно представить в виде:

$$H_{\varphi 2}=BH_1^{(2)}(kr_2); \qquad (3)$$
$$E_{z2}=-iWBH_0^{(2)}(kr_2),$$

где B — постоянный множитель; r_2, φ_2, z_2 — цилиндрическая система координат, связанная с вторым проводом. Так как $I_2=2\pi\rho H_{\varphi 2}$ при $r_2=\rho$, $I_2=2\pi\rho BH_1^{(2)}(k\rho)$. Собственное поле тока в первом проводе определяется выражением (1).

Согласно принципу «зеркального» отображения, касательная составляющая электрического поля около верхнего (первого) провода

$$E_z^d=-iW\{A\,[H_0^{(2)}(ka)-H_0^{(2)}(2kd)]+B\,[H_0^{(2)}(k(d-b))-H_0^{(2)}(k(d+b))]\}, \qquad (4)$$

а аналогичная составляющая около нижнего (второго) провода

$$E_z^b=-iW\{A\,[H_0^{(2)}(k(d-b))-H_0^{(2)}(k(d+b))+B\,[H_0^{(2)}(k\rho)-H_0^{(2)}(2kb)]\}. \qquad (5)$$

Соотношение между постоянными A и B определяется из равенства $E_z^d=\gamma E_z^h$ (где γ — неизвестный параметр), которое с учетом (2) и (4) принимает следующий вид:

$$A=B\,[H_0^{(2)}(k(d-b))-H_0^{(2)}(k(d+b))]/\{\gamma\,[H_0^{(2)}(ka)-H_0^{(2)}(2kh)]-[H_0^{(2)}(ka)-H_0^{(2)}(2kd)]\}. \qquad (6)$$

После подстановки (6) в (5) имеем

$$E_z^b=-iWBC, \qquad (7)$$

где

$$C=[H_0^{(2)}(k(d-b))-H_0^{(2)}(k(d+b))]/\{\gamma\,[H_0^{(2)}(ka)-H_0^{(2)}(2kh)]-[H_0^{(2)}(ka)-H_0^{(2)}(2kd)]\}[H_0^{(2)}(k(d-b))-H_0^{(2)}(k(d+b))]+H_0^{(2)}(k\rho)-H_0^{(2)}(2kb).$$

На нижнем проводе должно выполняться импедансное граничное условие [2]: $ix_н=TE_z^b/(2\pi\rho H_{\varphi 2})$ при $r_2=\rho$, на основании которого после постановки (7) и (3) получим

$$x_н=-WTC/[2\pi\rho H_1^{(2)}(k\rho)]. \qquad (8)$$

Поскольку $x_н$ — действительная величина, согласно (8) должно выполняться условие

$$\mathrm{Im}\,\{C/[H_1^{(2)}(k\rho)]\}=0. \qquad (9)$$

Чтобы оценить возможность выполнения условия (9), рассмотрим случай, когда $2kh<1$. Тогда для оценки можно использовать асимптотику функций Ганкеля: $H_0^{(2)}(x)=1+i(2/\pi)\ln[2/(\gamma_0 x)]$, $H_1^{(2)}(x)=i2/(\pi x)$, при которой

$$x_н=-W(T/\lambda)\{\ln[(d+b)/(d-b)]+\ln(h/d)\ln(2b/\rho)\}/\ln(h/d), \quad \text{если } \gamma=1. \qquad (10)$$

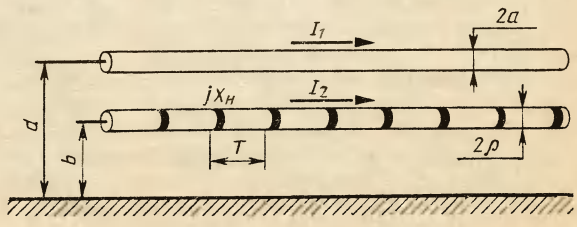


Рис. 1

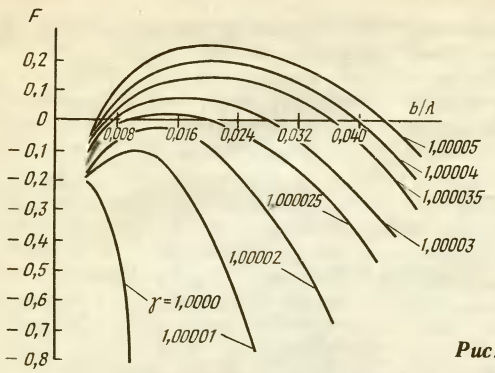


Рис. 2

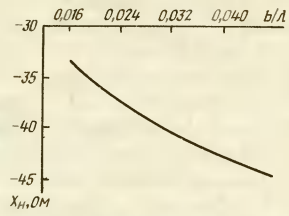


Рис. 3

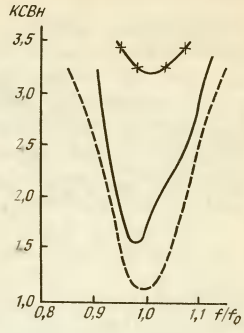


Рис. 4

Из (10) следует, что при асимптотической оценке условие (9) выполняется для произвольных (в пределах асимптотики) геометрических размеров рассматриваемой системы проводов. Причем, если в нижний провод включены реактивные нагрузки, импеданс которых определен из выражения (10), то полностью устраняется изменение касательной составляющей суммарного электрического поля при уменьшении высоты подвеса провода, по которому течет ток I_1, от h до d ($\gamma=1$).

В действительности, как правило, $2kh>1$ и ассимптотические оценки недостаточно точны. На рис. 2 построены графики функции $F(b/\lambda)=\mathrm{Im}\{C/[H_1^{(2)}(k\rho)]\}$ для различных действительных значений параметра γ при $h=0{,}25\lambda$, $d=0{,}05\lambda$, $a=0{,}001\lambda$, $\rho=0{,}001\lambda$. Из графиков следует, что условие (9) для данного случая выполняется при $\gamma\neq1$. Однако отличие параметра γ от 1 практически незаметно, поэтому введение периодически нагруженного реактивными нагрузками провода позволяет компенсировать нежелательное изменение касательной составляющей электрического поля при уменьшении высоты подвеса проводника с током.

На рис. 3 представлена зависимость $x_н$ от b/λ для рассмотренного случая при выполнении условия (9). Нетрудно заметить, что при $0{,}016\lambda\leqslant b\leqslant0{,}048\lambda$ $x_н$ изменяется от —33 Ом до —44 Ом. Это обстоятельство может быть использовано при настройке в реальных условиях, когда точность реализации конструктивных параметров антенн конечна.

На рис. 4 показаны экспериментальные частотные зависимости коэффициента стоячей волны симметричного полуволнового вибратора, расположенного на высотах $h=0{,}25\lambda$ (штриховая линия); $h=0{,}05\lambda$ (линия с крестиками); $h=d=0{,}05\lambda$ (сплошная линия) при наличии отрезка провода (длиной, равной длине вибратора), расположенного на высоте $b=0{,}04\lambda$, в который с периодом $T=0{,}05\lambda$ включены конденсаторы, обеспечивающие рассчитанный по предлагаемой методике импеданс $x_н=-42$ Ом при $a=\rho=0{,}001\lambda$.

Экспериментальные исследования показывают, что теоретические положения, изложенные для физической модели антенны, представленной бесконечным проводником с равномерным синфазным током, могут быть использованы для расчета вибраторных антенн, низко подвешенных над металлическим экраном.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н.** Антенны УКВ. Т. 1.— М.: Связь, 1977.
2. **Терешин О. Н., Седов В. М., Чаплин А. Ф.** Синтез антенн на замедляющих структурах.— М.: Связь, 1980.

Получено 10.06.91

Краткие сообщения

УДК 621.39.62

РАЗВЕТВИТЕЛЬ С МАЛЫМИ ПОТЕРЯМИ

И. Ю. Малевич

Сумматоры и делители мощности широко используются в технике кабельной связи, в фазированных антенных решетках, в приемных устройствах коллективного пользования и т. п. В диапазоне от 100 кГц до 1 ГГц основное применение находят схемы, выполненные на дифференциальных трансформаторах [1, 2]. Тракты на их основе обеспечивают при минимальном затухании развязку плеч 20...30 дБ в диапазоне до десяти октав [3]. Однако при реализации многоканальных трактов значительное увеличение числа ступеней ветвления приводит к ощутимым потерям мощности из-за рассогласования в структуре делителя и собственных потерь в трансформаторах. Потери мощности в тракте, содержащем n ступеней ветвления, можно оценить величиной (0,4...1,1 дБ) n.

Существенно уменьшить потери в тракте можно, реализовав принцип распараллеливания каналов с использованием ненаправленных элементов. В этом случае структура тракта включает две ступени — входную, содержащую трансформаторную

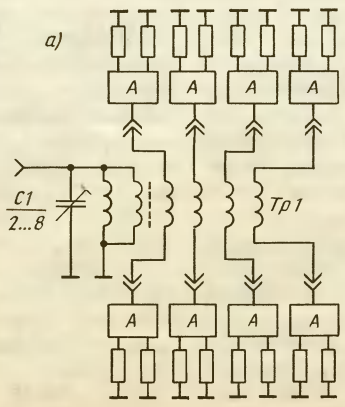
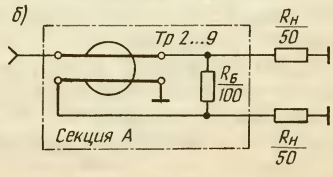


Рис. 1

секцию, и оконечную — с дифференциальными разветвителями на два выхода. Сокращение числа ступеней ветвления приводит к существенному снижению потерь мощности в тракте до 0,7...1,5 дБ.

Принципиальная схема 16-канального разветвителя представлена на рис. 1, *а*. Входной трансформатор $T_р1$ содержит 2,5 витка жгутом из шести проводов ПЭВ-0,10, намотанных на двухдырочном сердечнике марки М200 ВНП-7 типоразмера 3,5×2,0×2,4. Для уменьшения паразитной емкости входная обмотка содержит



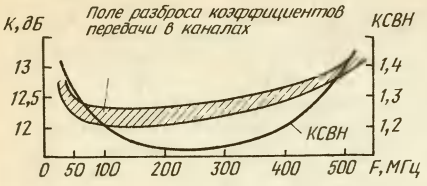


Рис. 2

две параллельные секции. Оконечная секция разветвителя (рис. 1, *б*) выполнена на дифференциальных трансформаторах $T_р2...T_р9$. Все трансформаторы однотипны и содержат по 5 витков бифилярной линии с волновым сопротивлением 100 Ом, намотанных на кольцах марки 20 ВЧ типоразмера 0,8×1×4. Для получения требуемого согласования по входу разветвителя параллельно первичной обмотке $T_р1$ включается подстроечный конденсатор *С1*.

Разветвитель имеет следующие характеристики (рис. 2): диапазон рабочих частот — 30...500 МГц, рабочее затухание в канале — 12,3...12,6 дБ, передаточное затухание между каналами — не менее 22 дБ, КСВН по входу и выходу на нагрузку 50 Ом — менее 1,4.

Предложенная структура разветвителя позволяет минимизировать потери в тракте при сохранении его широкополосности и обеспечении удовлетворительной развязки между каналами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний. Под ред. **З. И. Моделя.**— М.: Сов. радио, 1980.— 296 с.
2. **Лондон С. Е., Томашевич С. В.** Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам.— М.: Радио и связь, 1984.— 216 с.
3. **Челышев В. Д.** Приемные радиоцентры.— М.: Связь, 1975.— 264 с.

Получено 10.06.91

СЕТИ СВЯЗИ, КОММУТАЦИЯ

Письмо в редакцию

О КОНЦЕПЦИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СЕТИ

Первый номер журнала «Электросвязь» за 1992 г. открывается тематической подборкой, озаглавленной «Интеллектуальная сеть — основа информатизации общества». Автор или соавтор всех четырех статей подборки — Л. Е. Варакин, и это дает основание полагать, что подборка подготовлена по его инициативе. Такая инициатива заслуживает самой высокой оценки и всяческой поддержки.

После ввода опытной интеллектуальной сети в США специалисты компании AT&T Communication отмечали, что раньше телефон был телефоном, а компьютер был компьютером, и любой человек мог объяснить разницу между ними. Однако сегодня стало обычным использование в телефонах компьютерной памяти, компьютерного интеллекта и даже компьютерных экранов, а для вычислительной техники важной потребностью стало построение сетей, давно применявшихся для телефонной связи. Конечная цель всех этих нововведений — доставка нужной информации конкретному человеку в надлежащее время, т. е. они делают наш труд более продуктивным, а нашу жизнь более комфортной. Для претворения этих идей необходимо объединить все полезное, получаемое от телефонной связи, со всем полезным, ожидаемым от вычислительной техники.

Задачи, которые ставили перед собой американские специалисты, не менее актуальны и для нашей страны, поэтому инициатива Л. Е. Варакина представляется чрезвычайно важной, и идеи, высказанные в опубликованных статьях, безусловно получат дальнейшее развитие и будут способствовать прогрессу связи в нашей стране. Вместе с тем, статьи содержат некоторые неточности, в том числе терминологические, на которые нужно обратить внимание, поскольку они могут ввести в заблуждение читателей.

По первой статье (автор Л. Е. Варакин) прежде всего необходимо уточнить понятие интеллектуальной сети. Фактически интеллектуальная сеть — это надстройка над сетью связи, расширяющая возможности программного управления (ПУ). Например, известно, что первые 90 лет существования телефонии (1876—1965) были посвящены развитию обычной услуги телефонной связи (в англоязычной литературе POTS — Plain Old Telephone Service). Дело кардинально изменилось в 1965 г. после пуска первой АТС с ПУ, когда возникла проблема предоставления сетевых услуг или дополнительных видов обслуживания (ДВО). Но через 10 лет после ввода первой АТС с ПУ в США возможностями ДВО могли воспользоваться лишь 1 % квартирных абонентов, и даже через 25 лет (в 1990 г.), несмотря на самое широкое распространение АТС с ПУ, еще далеко не все абоненты США могли пользоваться ДВО.

Интеллектуальная сеть была задумана, прежде всего, как средство, способствующее предоставлению ДВО абонентам, включенным в АТС без ПУ. Другая причина создания интеллектуальной сети — унификация доступа к услугам. Например, в тех же США, где применяются АТС систем ESS-1A, ESS-3, ESS-5, DMS-100 и многие другие, доступ к ДВО отличается для разных станций. Это было неважно для абонента, пока он пользовался ДВО только со своего аппарата, но вызывает большие затруднения, когда абонент начинает перемещаться и требовать ДВО с других стационарных аппаратов, а тем более с мобильных радиотелефонов.

Подразумеваемое в рассматриваемых статьях понятие интеллектуальной сети просто как сети связи, оснащенной техникой искусственного интеллекта, менее удачно, так как оно не дает представления о фактическом уровне технического оснащения сети (например, большая часть такой сети может оставаться с декадно-шаговыми АТС и аналоговыми средствами передачи).

Еще менее удачным является определение, цитируемое по документам МККТТ во второй статье (авторы Л. Е. Варакин, А. Е. Кучерявый, Н. А. Соколов, Ю. И. Филюшин). Оно вообще обходит стороной обсуждаемый вопрос и даже не удовлетворяет формальным требованиям к определению: в нем не раскрывается содержание понятия через более общее понятие, а дается лишь описание функций определяемого предмета (а это не является ни необходимым, ни достаточным для определения). Скорей всего это определение (если оно правильно переведено на русский язык) было записано как компромиссное в ходе жарких дискуссий на заседаниях Исследовательских комиссий МККТТ, и его никак нельзя признать окончательным.

Смешение понятий сети связи вообще и интеллектуальной сети в частности приводит и к смешению намечаемых этапов развития интеллектуальной сети. По-видимому, такими этапами могут быть: 1) развертывание коммутационных станций и узлов с ПУ, включая определение и введение минимального набора ДВО; 2) распространение ДВО на коммутационные станции без ПУ с помощью «прединтеллектуальной» сети (пока не имеющей специальных узлов управления услугами — УУУ) и 3) развитие интеллектуальной сети с УУУ, базами данных и постепенное наращивание новых ДВО. Этапы же, обсуждаемые в первой статье, непосредственного отношения к интеллектуальной сети не имеют.

В связи с этим представляется неточным и выражение «услуга интеллектуальной сети», так как услуги предоставляются сетью связи (телефонной, передачи данных, интегральной и т. п.), а интеллектуальная сеть лишь обрабатывает информацию, связанную с предоставлением услуги. Например, во Франции учреждены два

консорциума по созданию экспериментальных сетей цифровой мобильной телефонной связи, на которых абонентам предоставляются все услуги стационарной сети. При этом на одной из таких сетей, оборудованной с участием компании Matra-Ericsson, выбрана классическая архитектура, а на другой, построенной с участием компании Alcatel, применена интеллектуальная сеть, хотя с точки зрения услуг обе сети равноценны.

По третьей статье (авторы Л. Е. Варакин и В. И. Козлов) необходимо заметить, что разработка интерфейса между системой коммутации и базой данных не исчерпывает проблемы создания многочисленных интерфейсов как внутри интеллектуальной сети, так и между интеллектуальной сетью и программным обеспечением баз данных, с одной стороны, и интеллектуальной сетью и сетевыми ресурсами, с другой стороны. Программное обеспечение одного коммутационного узла в США характеризуется объемом, который может достигать десяти миллионов строк кодовых записей. Это может дать хотя бы приблизительное представление об объеме работы программистов по созданию интеллектуальной сети уже после того, как будут решены проблемы обеспечения сети надежно работающими аппаратными средствами.

Особое место занимает четвертая статья (авторы Л. Е. Варакин, М. У. Поляк, Ю. И. Филюшин), посвященная развитию ИЦС-32. Научный и гражданский подвиг М. У. Поляка в развитии техники связи бесспорен и может быть сравним разве что с подвигом К. В. Кэтермоула (Великобритания), создавшего систему ИКМ-30 с компандированием по закону А. Известно, что первые системы с импульсно-кодовой модуляцией, которые были созданы в 60-х гг. и получили широкое распространение в США и Японии, были системами ИКМ-24 с компандированием по закону μ, одобренными МККТТ. Перед Кэтермоулом стояла задача убедить мир в эффективности предлагаемого им альтернативного решения, которое после продолжительной борьбы в конце концов также было одобрено МККТТ, и специалистам США и Японии, не пожелавшим перейти на новую систему в своих странах, все равно пришлось работать над методами сопряжения двух систем ИКМ, но уже не на национальном, а на международном уровне.

Аналогичная задача стоит и перед М. У. Поляком, который должен убедить отечественных и зарубежных специалистов в том, что система ИЦС-32 не просто удачно придуманное занятие для научно-исследовательских институтов связи, а действительно система, ведущая к техническому прогрессу. Поэтому сама по себе публикация такой статьи сомнений не вызывает, но спорным является ее место в рассматриваемой подборке, как и ее название «Интеллектуальная сеть: реализация на базе ИЦС-32». Интеллектуальная сеть может быть реализована только на базе вычислительной техники и быстродействующей системы межстанционной сигнализации. К системам передачи и коммутации в сети связи интеллектуальная сеть прямого отношения не имеет. Конечно, можно сказать, что система ИЦС-32 будет способствовать созданию новых услуг, а те, в свою очередь, могут потребовать применения интеллектуальной сети. Но с помощью подобных рассуждений можно связать все, что угодно.

Другое замечание по этой статье касается рис. 4, поясняющего реализацию службы «800». Важно заметить, что здесь на самом деле говорится о двух самостоятельных услугах: бесплатном вызове (точнее, разговоре, оплачиваемом вызываемым абонентом; в США такая услуга называется службой «800», во Франции «Зеленым номером», в Германии службой «130» и т. д.) и переадресации вызова. Эти две услуги требуют обращения, вообще говоря, к разным базам данных, которые могут находиться даже в разных местах. Поэтому задачи сочетания услуг требуют разработки специального программного обеспечения и тщательной верификации. В данном случае дополнительно должно быть проверено, может ли вызов быть переадресован, поскольку формально при этом меняется плательщик.

В целом поднятые в статьях вопросы актуальны и публикация полезна, хотя излишне радикальный тон статей настраивает читателя скорее не на конкретный повседневный труд, а на традиционные мечтания и разговоры о светлом будущем.

С уважением

В. И. Нейман
профессор, главный научный
сотрудник ИППИ РАН,
член МКК по телетрафику

Ответы на письмо В. И. Неймана

Автор письма — профессор В. И. Нейман (которому от имени коллектива авторов тематической подборки «Интеллектуальная сеть — основа информатизации общества» хочется выразить искреннюю благодарность за внимание и интерес, проявленный к ее материалам) совершенно прав, утверждая, что интеллектуальная сеть представляет собой концепцию, в которой самым непосредственным образом объединены последние достижения как в области телефонии, так и в области вычислительной техники. Несомненно также, что конечной целью реализации интеллектуальной сети — что в принципе характерно для всех передовых телекоммуникационных технологий — является стремление предоставить каждому конкретному пользователю необходимую ему информацию в нужное время и в нужном месте.

Что касается самой концепции интеллектуальной сети, то ее возникновению действительно предшествовали попытки предоставить некоторые дополнительные виды обслуживания (ДВО) на принципиально новой (в отличие от традиционного усовершенствования систем коммутации) унифицированной технической основе — путем установки на телефонной сети общего пользования (ТфОП) специализированных баз данных (БД) услуг. Причем, говоря об унификации, в первую очередь следует иметь в виду не унификацию доступа к услугам интеллектуальной сети со стороны абонентов, а унификацию процесса их внедрения и предоставления со стороны эксплуатационных организаций. В этом и состоит основная особенность интеллектуальной сети.

Действительно, имея детально специфицированный интерфейс узла управления услугами с БД, эксплуатационные компании, администрации связи, а также другие поставщики могут сами на независимой и конкурентной основе внедрять все новые и новые услуги, не включаясь в дорогостоящий и не имеющий логического завершения процесс постоянной модификации систем коммутации (по мере возникновения новых требований абонентов).

Конечно, проблемы создания интеллектуальной сети не исчерпываются разработкой одного интерфейса с БД (хотя именно эта задача рассматривается в качестве основной); должны быть разработаны различные способы доступа абонентов к услугам интеллектуальной сети, многообразие которых зависит от многих конкретных факторов: уровня цифровизации сети, способов ее построения, используемых систем сигнализации и коммутации и т. п.

Относительно службы «800», В. И. Нейман совершенно справедливо утверждает, что в начале 70-х гг. она появилась в США как услуга по предоставлению абонентам возможности осуществления междугородных вызовов за счет вызываемых абонентов. Однако в процессе дальнейшего развития функциональное содержание этой службы претерпело существенные изменения. В 80-х гг. появилась идея улучшенной (или как сейчас часто говорят «продвинутой») службы «800» (Enhanced 800 Service), позволяющей осуществлять переадресацию вызовов в зависимости от ряда условий. Именно с этой службой была связана установка на телефонной сети централизованных баз данных и само понятие интеллектуальности сети. Однако сейчас традиционно и новую, улучшенную службу «800» во многих изданиях зачастую называют 800 Service, что, вероятно, можно объяснить лишь стремлением к рационализации.

Что касается неконкретности определения интеллектуальной сети, приведенного в одной из статей тематической подборки, то, по мнению авторов, оно явилось не результатом компромисса, достигнутого в рамках МККТТ, а отражением принципиальной возможности построения интеллектуальной сети на основе любой коммутируемой сети электросвязи (ТфОП, сети передачи данных

с коммутацией пакетов, ISDN и др.). Кроме того, долгосрочная целевая архитектура интеллектуальной сети — равно как и ее функциональное описание и определение — будет развиваться и совершенствоваться, вбирая в себя как уже накопленный опыт эксплуатации и достижения в области базовых технологий, так и требования развивающегося рынка новых услуг. Именно поэтому сегодняшняя редакция интеллектуальной сети предполагает некоторую степень свободы и не является окончательной.

В заключение хотелось бы еще раз поблагодарить автора письма за понимание важности поднятых в тематической подборке проблем и пригласить других специалистов высказать на страницах журнала свои соображения по проблемам, связанным с построением Интеллектуальной сети Российской Федерации.

Л. Е. Варакин
профессор,
генеральный директор ЦНИИС

Остановимся на том, как будут взаимодействовать интеллектуальные цифровые сети с Всероссийской интегральной цифровой сетью (ВИЦС-32) с коммутируемыми и доводимыми до терминалов потребителей цифровыми каналами со скоростью 32 кбит/с, наложенной на государственную телефонную сеть страны.

Цель создания Всероссийской интегральной цифровой сети, наложенной на существующую телефонную сеть, состоит в том, чтобы, во-первых, развить телефонную сеть России за счет весьма экономичной установки цифровых телефонов, обеспечивающих получение автоматической телефонной связи высокого качества как между всеми цифровыми, так и между цифровыми и существующими аналоговыми телефонами на всей территории страны; во-вторых, обеспечить возможность установки у любых потребителей ВИЦС-32 (между их абонентскими линиями и цифровыми телефонными аппаратами) цифровых адаптеров передачи данных, слитых с персональными ЭВМ, к которым могут быть подключены по стандартным стыкам телефаксы и любые другие абонентские устройства.

Для телефонного соединения с цифровым или аналоговым телефоном абонент ВИЦС-32 набирает на кнопочном номеронабирателе цифрового телефона до семи (для местной связи) или десяти (для междугородного соединения) цифр. Для обмена данными персональная ЭВМ посылает сначала четырехзначный код услуги «передача данных» ($*x_1x_2*$) и далее — знаки набранного номера.

По коду этой услуги произойдет подключение заданного номера вызываемого абонента, и на цифровую коммутационную станцию С-32 (ранее она называлась ЭАТС-ЦА) поступит указание, чтобы вызываемому абоненту был послан вызов второго типа (по которому должен подключиться абонентский цифровой адаптер передачи данных, а не цифровой телефон вызываемого абонента). Получив вызов, адаптер вызываемого абонента вступит во взаимодействие с адаптером вызывающего абонента. Таким образом, две ПЭВМ теперь могут обмениваться информацией по четырехпроводному синхронному цифровому каналу со скоростью передачи 32 кбит/с при коэффициенте ошибок менее $1 \cdot 10^{-6}$. Затем тарифицируется продолжительность сеанса взаимодействия двух адаптеров передачи данных.

Отметим, что в каждую сторону в течением минутного сеанса с высокой достоверностью будет передаваться $32 \cdot 10^3 \times 60 = 1\,920\,000$ бит, что соответствует передаче «из памяти в память» ПЭВМ 100 страниц машинописного текста телеграфным кодом (один байт на один знак) или шести ксерокопий полноформатных документов. Так вот, в качестве абонентов Всероссийской интегральной цифровой сети могут выступать также оконечные устройства интеллектуальных сетей, которые в течение 3—5 с будут получать заказанные соединения между любыми терминалами.

Естественно, абоненты интеллектуальных сетей обладают высшим приоритетом; они будут пользоваться преимуществами серийного искания, при котором соединение может закончиться с первой попытки обменом данными с любой заданной вероятностью. Естественно, что при наличии двух независимых выходов обеспечивается высокоэффективное резервирование.

Таким образом, ВИЦС-32 для интеллектуальных цифровых сетей будет выполнять роль высокопроизводительной превосходной транспортной системы, т. е. предоставляется по высшей категории та же услуга, что и абонентам ВИЦС-32. Поэтому ВИЦС-32 ничего специального не должна делать для обслуживания интеллектуальных цифровых сетей. Последние только должны по нужным адресам иметь необходимое число цифровых телефонов. Эта задача представляется разрешимой, поскольку не проблема быстро устанавливать цифровые телефоны тем, кто в состоянии оплачивать их установку по срочным дорогим тарифам.

ВИЦС-32 предусматривает не использовать существующие ЭАТС (так называемые «острова»), а охватывать всю городскую территорию с помощью удаленных малоканальных мультиплексоров. Это позволит таким организациям, как, например, сбербанк, установить цифровые телефоны и адаптеры к ним во всех отделениях и включить их в соответствующий вычислительный центр. Во всех случаях абонентские линии будут короткими.

Отметим, что если интеллектуальная сеть обслуживает крупную организацию, например, крупный вычислительный центр, целесообразно для его связи со всеми другими оконечными станциями иметь, например, 100 цифровых адаптеров передачи данных с суммарной производительностью 10000 страниц машинописного текста в минуту (телеграфным кодом) — ведь цифровых телефонов будет несколько миллионов. Коммутационная система ВИЦС-32 способна совместно коммутировать два соседних канала со скоростями передачи 32 кбит/с. Поэтому абоненты будут иметь возможность заказывать для обмена данными каналы со скоростью передачи 64 кбит/с, конечно, с двойной оплатой.

ВИЦС-32 не претендует на монополию в обслуживании интеллектуальных сетей, для них, по-видимому, будут использоваться также волоконно-оптические сети огромной производительности.

М. У. Поляк
к. т. н., ведущий научный сотрудник

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»

доводит до Вашего сведения, что в 1993 г. планирует выпустить справочник коллектива авторов
под ред. **Мещанова В. П.**
«СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСТРОЙСТВА УВЧ, СВЧ И КВЧ ДИАПАЗОНОВ».

Справочник включает в себя обзор известных и новых методов параметрической оптимизации и аппроксимации частотных характеристик СВЧ устройств; содержит новейшие результаты в теории многополюсников и неоднородных линий передачи, обширные справочные данные по одиночным и связанным линиям передачи, эффективно используемым в задачах анализа и синтеза.

Основная часть книги посвящена оригинальным результатам синтеза, разработки и экспериментального исследования конкретных устройств СВЧ, таких, как фильтры, делители и сумматоры мощности, направляющие ответвители, фазовращатели, трансформаторы волновых сопротивлений, нагрузки. Устройства реализованы на основе одиночных и связанных линий передачи со ступенчатым и плавным изменением погонных параметров. Результаты синтеза представлены в табличной форме, что обеспечивает их доступность для широкого круга научных и инженерно-технических работников. Все результаты исследований прошли экспериментальную проверку, воплощены в реальных конструкциях, конкурентноспособных на внешнем и внутреннем рынках. Устройства для диапазона частот 0...50 ГГц поставляются в страны СНГ, Германию и США.

Объем справочника 25 л., ориентировочная цена 50...70 руб. Заявки принимаются по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь», зав. ред. В. Н. Вяльцеву.
Контактные телефоны: 925-04-53, 925-02-10.

УДК 621.395.31:519.2

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И МАРШРУТИЗАЦИИ СООБЩЕНИЙ В СЕТИ СИГНАЛИЗАЦИИ СС-7

И. Г. Дорф

Введение. В современных средствах связи система сигнализации № 7 (СС-7) может быть определена как система, позволяющая станциям с программным управлением, сетевым базам данных и другим «интеллектуальным» узлам сети обмениваться информацией, относящейся к процессу установления соединений, обслуживанию различных прикладных процессов, управлению сетевыми процессами и др. Сигнализация определяет инфраструктуру управления современных сетей связи, служит для них "аналогом центральной нервной системы живого организма" [1, 2].

В цифровых сетях с интеграцией служб (ЦСИС) множество стандартов на протоколы сигнализации может быть разделено на две основные части [1, 3]. Первая (протоколы на абонентском участке) известна под названием D-канал, или точнее цифровая система абонентской сигнализации № 1 (Digital Subscriber Sygnalling System № 1), а вторая (протоколы на межстанционном участке ЦСИС) — система сигнализации МККТТ № 7 (CCITT Signalling System № 7) [1, 4, 5]. Оба стандарта международные и приняты МККТТ — организацией стандартов Международного союза электросвязи.

Известно значительное число публикаций по проблемам построения, проектирования и анализа качественных характеристик систем сигнализации, причем в числе наиболее актуальных — расчет сети каналов СС-7, маршрутизация сообщений и разделение сигнальной нагрузки, а также управление сигнальным трафиком в сети СС-7.

Один из подходов к расчету сети каналов изложен в [7]; в [8] дается подробное описание особенностей междугородной сети ОКС в РФ. Готовится публикация по вопросам управления сигнальным трафиком в сети СС-7. В целом перечисленные направления образуют единый комплекс задач по созданию системы автоматизированного проектирования (САПР) междугородной телефонной сети Российской Федерации (СС-7 РФ). Первая версия ее была разработана в 1986 г. [9].

Маршрутизация сообщений и разделение нагрузки (общие положения). Сегодня на телефонной сети России устанавливаются различные цифровые станции с СС-7. Увеличение числа таких станций, использование аналоговых и цифровых каналов сигнализации ставят перед проектировщиками сети ряд практических вопросов, связанных со способами маршрутизации сигнальных сообщений.

В соответствии с рекомендациями МККТТ функции маршрутизации, распознавания и распределения сигнальных сообщений по подсистемам пользователей (рис. 1) представляют собой часть функций обработки сигнальных сообщений (уровень 3 СС-7). Функции распознавания на основании кода пункта назначения определяют, является ли данный узел сети пунктом назначения принятого сообщения. Функции распределения направляют сообщения на уровень 4 СС-7 в подсистемы пользователей. Маршрутизация — процесс выбора в узлах сети звена сигнализации (ЗС) для каждого сообщения в соответствии с этикеткой и данными, имеющимися в каждом пункте сигнализации (ПС) в виде маршрутных таблиц.

Этикетка маршрутизации — часть стандартной телефонной этикетки сигнального сообщения (рис. 2). Код исходящего пункта (КИП) и код пункта назначения (КПН) на этикетке указывают для данного сообщения исходящий ПС и ПС назначения. Четыре младших бита поля кода идентификации канала (КИК) служат полем селекции звена сигнализации (СЗС), используемым для разделения нагрузки. Отметим, что поле СЗС — часть поля КИК только для сообщений части пользователей телефонии, для других частей пользователей системы сигнализации СЗС представляет собой независимое поле.

Под разделением сигнальной нагрузки понимается процесс распределения сигнального трафика по двум или более звеньям или маршрутам сигнализации с целью выравнивания трафика и/или обеспечения надежности. Решение о разделении нагрузки принимается в узлах сети, исходя из значения поля СЗС. Следует отметить, что в конкретных реализациях, принятых в настоящее время, способы использования и количество битов поля СЗС могут иметь некоторые различия. Например, для Северной Америки (стандарт ANSI) число битов поля СЗС равно пяти, а для общеевропейских стандартов — четырем.

В терминологии СС-7 [4] возможность обмена сигнальными сообщениями между подсистемами пользователей определяется как их сигнальное отношение (signalling relation). Маршрут сигнализации — это заранее установленный путь, состоящий из пунктов сигнализации (оконечных и транзитных) последовательно соединенных ЗС. Передача сообщений в сети может осуществляться в одном из трех режимов: связанном, несвязанном или квазисвязанном. В первом случае сообщения одного сигнального отношения передаются через пучок ЗС, непосредственно связывающий два пункта сигнализации. При несвязанном режиме сообщения между оконечными пунктами передаются с помощью маршрута сигнализации, использующего транзитные пункты (маршруты определяются непосредственно перед передачей сообщения). При квазисвязанном режиме маршрут сигнализации всегда предопределен, фиксирован и, кроме того, используется квазистатическая маршрутизация (разновидность адаптивной), предусматривающая изменение маршрутов в случае отказов их элементов или перегрузках [6]. Далее рассматривается квазистатическая маршрутизация.

В нормальных условиях пользуются основными маршрутами. При их повреждениях или перегрузках применяют резервные (альтернативные) маршруты. Общее число основных и резервных маршрутов для каждого сигнального отношения, как правило, определяется исходя из ограничений на качественные и надежностные показатели сети, нормируемые МККТТ. Совокупность основных и резервных маршрутов между двумя ПС называют пучком маршрутов сигнализации.

Структура сети сигнализации. Функции маршрутизации сообщений и разделения нагрузки прямо зависят от структуры сети сигнализации и ее топологии. Структура сети СС-7 включает в себя ПС, транзитные пункты сигнализации (ТПС) и ЗС. Совокупность правил установления связей между ПС и ТПС с помощью ЗС определяет топологию сети.

Сегодня известны два основных подхода к определению структуры и топологии сети СС-7 [1, 10, 11]. В обоих подходах ПС объединяются в кластеры, а ТПС в сеть: полносвязную в первом случае (рис. 3, *а*) и двухуровневую во

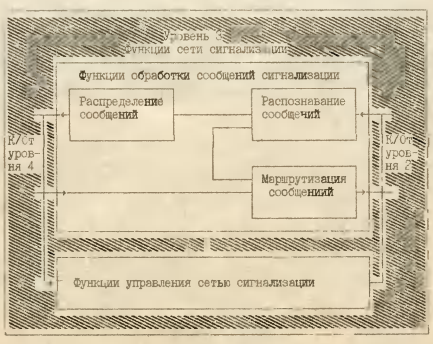


Рис. 1

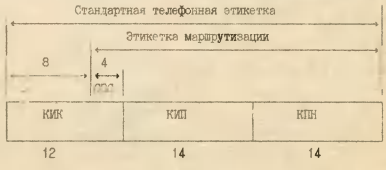


Рис. 2

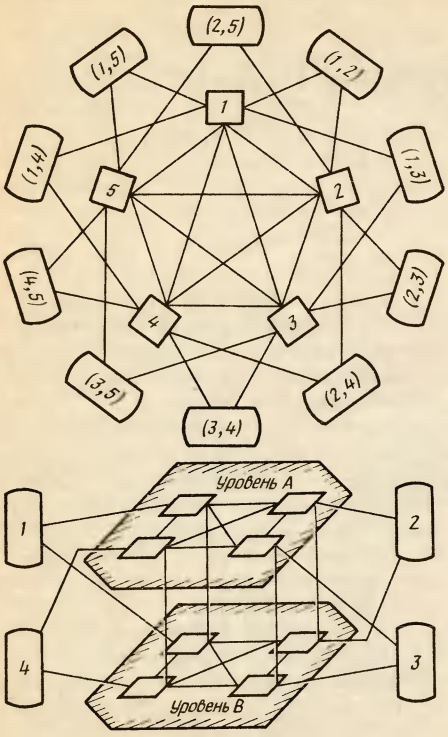


Рис. 3

втором (рис. 3, *б*). На рис. 3, *б* ПС каждого кластера *1—4* опирается пучками ЗС (сплошные линии) на два «своих» ТПС (четырехугольники). Уровни *А* и *В* сети ТПС равноценны, сеть каждого уровня — полносвязная, а связи между уровнями используются при повреждениях или перегрузках сети.

Основными «ячейками» рассматриваемых топологий служат структуры, представленные на рис. 4. Ячейка типа *А* определяет способ связи двух ПС одного кластера для сетей, изображенных на рис. 3, *а* и *б*. Ячейки типов *В* и *С* характеризуют связи двух ПС различных кластеров, причем для сети, показанной на рис. 3, *б*, возможны лишь ячейки типа *С*.

Представление сети в виде совокупности ячеек дает возможность проектировщику и администратору сети четко определить функции маршрутизации и разделения нагрузки, реализовать относительно простые процедуры управления сетью

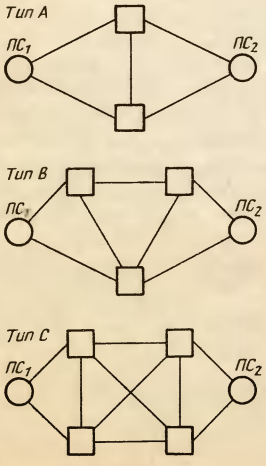


Рис. 4

Таблица 1

Пункт назначения	Маршрутизация сообщений в ПС *А*				Примечание
	Нормальный пучок (приоритет)	Первый резервный пучок (приоритет)	Второй резервный пучок (приоритет)	Доступность пучков*	Разделение нагрузки
F	(*A*, *B*) [1]	(*A*, *D*) [1]	—	0 0 1	С пучком (*A*, *D*)
	(*A*, *D*) [1]	(*A*, *B*) [1]	—	0 0 1	С пучком (*A*, *B*)
D	(*A*, *B*) [1]	(*A*, *D*) [2]	—	0 0 1	Без разделения нагрузки

*: 0 — пучок (звено) доступен, 1 — недоступен.

Таблица 2

ЗС	$(A, B)_1$	$(A, B)_2$	$(A, D)_1$
Коды СЗС	XXIX	XX0X	XXX0
Доступность ЗС	0	0	0

и функции техобслуживания. Эксплуатация и развитие «ячеистой» сети оптимальны и с экономической точки зрения.

Для рассматриваемых структур целесообразно использование квазисвязанного режима передачи сообщений. Однако следует отметить, что в ряде случаев экономически выгодно применить связанный режим для передачи сообщений между двумя ПС одного или двух различных кластеров. При этом сеть ТПС используется только для резервной маршрутизации.

Маршрутные таблицы. Рекомендации МККТТ по составлению маршрутных таблиц носят весьма общий характер и при конкретных реализациях требуют детальной проработки. Маршрутная таблица каждого узла сети должна включать в себя следующую информацию: список доступных для данного узла пунктов назначения; указание на пучок (пучки) ЗС, по которому должно передаваться сообщение в нормальных условиях; указание на резервный пучок (пучки) ЗС для случая, если нормальный пучок недоступен; признаки доступности ЗС и пучков ЗС; приоритеты использования пучков ЗС; коды поля СЗС, на основании которых разделяются нагрузки между ЗС.

Другие сведения могут быть включены в маршрутные таблицы в зависимости от конкретной реализации. Отметим, что назначение приоритетов с точки зрения маршрутизации сообщений в сети означает, что пучки ЗС, соответствующие основным маршрутам (нормальные пучки), имеют высший приоритет. Далее следует приоритет 1. Приоритеты 2, 3 и т. д. (низшие приоритеты) присваиваются резервным пучкам звеньев.

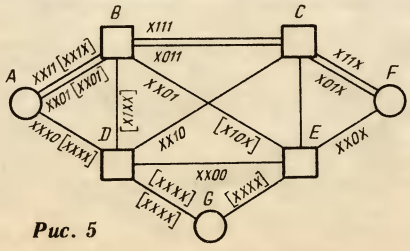


Рис. 5

Пример описания маршрутной таблицы и ее использования приведен в табл. 1 и 2 и на рис. 5 и 6. На рис. 5 показано разделение нагрузки в сети с использованием кодов СЗС. Здесь XXXX — код СЗС сообщений от ПС *А* к ПС *F*; [XXXX] — коды сообщений от ПС *А* к ПС *G* по основному (*A—D—G*) и альтернативному (*A—B—D—G* и *A—B—F—G*) маршрутам. Кружком обозначено ПС, квадратом — ТПС, а линией — ЗС. Длина поля СЗС 4 бита. При маршрутизации сообщений в исходящем ПС для разделения нагрузки между пучками звеньев используется первый значащий бит, а два последующих бита могут быть применены для разделения нагрузки между звеньями одного пучка. В первом транзитном ПС разделение нагрузки осуществляется с помощью второго значащего бита, а третий и четвертый биты используются при разделении нагрузки внутри пучков. При втором транзите для разделения нагрузки внутри пучков тоже достаточно взять третий и четвертый значащие биты.

Основные положения построения сети СС-7 междугородной телефонной сети. На этапе проектирования весьма актуальной становится задача определения принципов построения структуры сети, методов маршрутизации сообщений и разделения нагрузки. В основных документах [12, 13], регламентирующих принципы построения телефонной сети России, данные положения практически не содержатся, а другие связанные с ними, требуют уточнений и/или пересмотра.

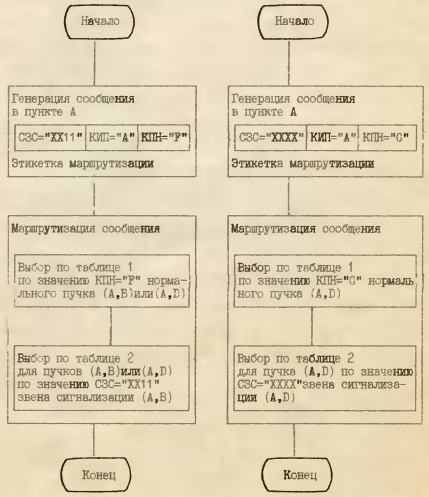


Рис. 6.

Сформулируем основные положения, которые необходимо учитывать при построении сети СС-7 РФ.

1. Междугородная сеть СС-7 РФ должна иметь ячеистую структуру, естественным образом учитывающую специфику междугородной телефонной сети.

2. Сеть узлов автоматической коммутации и опорно-транзитных станций (сеть ТПС) следует строить по полносвязному принципу. ПС должны быть объединены в кластеры по региональному принципу.

3. Передачу сообщений через сеть ТПС необходимо осуществлять в квазисвязанном режиме. При сильном тяготении отдельные ПС могут производить сигнализацию в связанном режиме.

4. При передаче сообщений по сети должны использоваться основные и резервные маршруты с возможностью разделения нагрузки. Количество маршрутов в пучке не может превосходить четырех, а число ТПС на каждом маршруте — двух. Конкретные значения определяют исходя из ограничений на надежность пучка маршрутов и среднего значения задержки сообщений на маршруте.

5. Маршрутные таблицы в узлах сети следует строить по изложенным выше принципам и с учетом типа внедряемых на сети станций.

6. Для проектирования и оптимизации сети СС-7 РФ должна быть разработана САПР, учитывающая этапы развития сети и контроль ее состояния.

Перечисленные положения подлежат детальному анализу и должны быть соответствующим образом сформулированы для включения в основные документы, регламентирующие построение междугородной телефонной сети РФ.

В заключение отметим, что в данной статье рассмотрена лишь часть задач, требующих конкретных и своевременных решений для междугородной сети СС-7 РФ. Зарубежный опыт эксплуатации таких сетей показывает, что с развитием СС-7 и широким внедрением распределенного сетевого управления перечисленные задачи проектирования сети требуют самой тщательной проработки. В противном случае на этапе эксплуатации весьма вероятны сбои и повреждения сети СС-7 [13] — центрального элемента технологических и перспективных служб ЦСИС.

Автор благодарит К. Е. Самуйлова, С. А. Клауза, М. А. Жаркова и В. А. Наумова за помощь, оказанную при написании статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Modaressi A. R., Skoog R. A.** Signalling System N 7: A Tutorial // IEEE Commun. Magazine. — 1990. — Vol. 28.— N 7.
2. **Munzez S., Spears D.** New Directions for Broadband ISDN // IEEE Commun. Magazine.— 1989.— Vol. 27.— N 2.
3. **Боккер П.** ISDN. Цифровая сеть с интеграцией служб / Пер. с нем. под ред. **Э. Е. Ершовой, Э. В. Кордонского.**— М.: Радио и связь, 1991.
4. CCITT. Recomendation Q. 700 — Q. 795. Signalling System. — Melbourn. — 1988.— Vol. I, VI.7 — VI.9.
5. CCITT. Recomendation Q. 920 — Q. 921, Q. 930 — Q. 940. Digital Subscriber Signalling System N 1.— Melbourn.— 1988.— Vol. VI, VI. 10, VI. 11.
6. **Мизин И. А., Богатырев В. А., Кулешов А. П.** Сети коммутации пакетов.— М.: Радио и связь, 1986.
7. **Дорф И. Г., Жарков М. А., Наумов В. А., Самуйлов К. Е.** Метод расчета междугородной сети ОКС с использованием декомпозиции. // Электросвязь.— 1992.— № 8.
8. Система автоматизированного проектирования сети общих каналов сигнализации / **Г. П. Башарин и др.** // Электросвязь.— 1987.— № 5.
9. **Delosme B. Risson I.** Structure of the Common Channel Signalling Network // Annales des Telecommun.— 1981.— Vol. 36.— № 9—10.
10. **Kitami K., Ogawa K.** Current Role and Future Evolution of the ISDN Signalling System in NTT's Network // IEEE Commun. Magazine.— 1990.— Vol. 28.— N 7.
11. Руководящий документ по общегосударственной системе автоматизированной телефонной связи ОГСТФС.— М.— 1988.
12. Основные положения единой системы ОКС на местных, зоновых и междугородных сетях. — М. — Л. — Рига.— 1985.
13. CCSS7 Outages: bad News for all? // Public Network.— 1991.— Vol. 1.— № 9.

Получено 8.06.92

УДК 621.391.664.12

КРИТЕРИЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА ЭХОПОДАВЛЕНИЯ И КОНФИГУРАЦИЯ КОМБИНИРОВАННОГО ЭХОПОДАВИТЕЛЯ

Часть 2

С. В. Кунегин

В первой части статьи* был рассмотрен критерий эффективности метода эхоподавления и приведены математические модели эхоподавителей и их среды функционирования. Ниже представлены результаты оценки методов эхоподавления по критерию эффективности *K* способом имитационного моделирования на ЭВМ, рассмотрены оптимальный по критерию эффективности комбинированный метод эхоподавления, его обобщенный алгоритм и структурная схема эхоподавителя (ЭП), реализующего комбинированный метод эхоподавления.

Оценка метода эхокомпенсации по критерию эффективности проводилась в виде определения объема пространства условий функционирования эхокомпенсатора (ЭК) *K3* при ограничениях на качество эхоподавления *K1* и вычислительную сложность *K2*.

Ограничения на качество эхоподавления *K1* могут быть выражены в единицах абонентской оценки качества передачи (АОКП) по протяженным телефонным каналам, оборудованным эхоподавителями [3]. Оценку метода эхоподавления для одно- скачковых и двухскачковых спутниковых каналов осуществляли по четырехбалльной шкале. Результаты абонентской оценки для ЭК и эхозаградителя (ЭЗ) приведены в табл. 1.

Эхокомпенсатор обладает более высокой АОКП, чем ЭЗ. Снижение оценки у двухскачкового спутникового канала для обоих методов эхоподавления связано, в основном, с неудобством ведения переговоров вследствие увеличения времени задержки распространения сигнала в канале.

Ограничения на сложность *K2* метода эхокомпенсации определяются вычислительной сложностью математической модели ЭК. В рассматриваемом случае это адаптивный трансверсальный фильтр (АТФ) с алгоритмом адаптации по методу наименьших квадратов (МНК) и детектором перебоя,

Таблица 1

Вид эхоподавителя	Односкачковый канал	Двухскачковый канал
ЭК	3,23	2,95
ЭЗ	2,77	1,99

* См. «Электросвязь», 1993, № 3.

работающим по принципу сравнения уровней взвешенных сигналов в направлениях приема и передачи.

Способность ЭК выполнять функции эхоподавления выявлялась при различной степени отклонения характеристик эхотракта (ЭТ) от линейных и при разных видах и интенсивностях мешающих воздействий. Кроме того, были отфиксированы степени отклонения и интенсивности воздействий, при которых ЭК утрачивает работоспособность. Для численного выражения степени работоспособности ЭК использовали величину B: процентное увеличение суммарной длительности неподавленного эхосигнала (НЭ) на выходе ЭК по сравнению с этим же параметром во время настройки на линейный ЭТ. При отклонении характеристик ЭТ от линейных увеличивается суммарная длительность существования НЭ.

В дальнейшем под НЭ будем понимать сигнал на выходе ЭК, превышающий определенный пороговый уровень остаточного эхосигнала —36 дБмО, соответствующий уровню входного сигнала ЭК —10 дБмО [6].

Для каждого конкретного условия функционирования длительность существования НЭ можно измерить и представить в виде

$$B=[(T_i-T_л)/T_i]100\ \%,$$

где $T_л$ — длительность существования НЭ при адаптации ЭК к линейному ЭТ; T_i — длительность существования НЭ при конкретных условиях функционирования. При оценке этих условий учитывали различные виды отклонения характеристик ЭТ от линейных и разные виды аддитивных помех в линейном ЭТ. Первые присущи параметрическим и нелинейным ЭТ, которые, в свою очередь, подразделяются на ЭТ с квадратичными, кубичными и смешанными нелинейными искажениями и ЭТ с нелинейными искажениями типа центрального ограничения. К аддитивным помехам относятся: гармоническая (селективная), импульсная и шумовые помехи с различными законами распределения.

Для проведения эксперимента ЭТ представляли в виде системы «задержка — отражение — задержка» с затуханием 6 дБ и общей длительностью импульсной характеристики (ИХ) 8 мс (64 отсчета). Длительность ИХ адаптируемого фильтра ЭК тоже составляла 8 мс (64 отсчета). Масштабирующий коэффициент обратной связи алгоритма адаптации МНК $\mu=0{,}55$. Запас устойчивости L составлял 8 дБ в соответствии с

$$L=20\lg(\mu_{крит}/\mu),$$

где $\mu_{крит}$ — критический масштабирующий коэффициент [5] для заданной длительности ИХ адаптивного фильтра и мощности входного сигнала.

Результаты исследования представлены в виде графиков. На рис. 1 показана зависимость B от величины и вида нелинейных искажений (НИ) в ЭТ: кривая *1* отражает изменение АОКП речевых сигналов от степени нелинейности [1]; кривые *2, 3* и *4* представляют зависимость B от уровня квадратичных, кубических и смешанных НИ соответственно. Под смешанными НИ понимается наличие квадратичных и кубических НИ в равном процентном соотношении. Кривая *1* — усреднение трех весьма близких кривых для АОКП при квадратичных, кубических и смешанных НИ. За нуль психологической шкалы принимается АОКП высококачественного тракта с коэффициентом НИ $k_{НИ}\leqslant 1{,}2\ \%$, что аналогично уровню НИ $p_{НИ}=-34{,}8$ дБ.

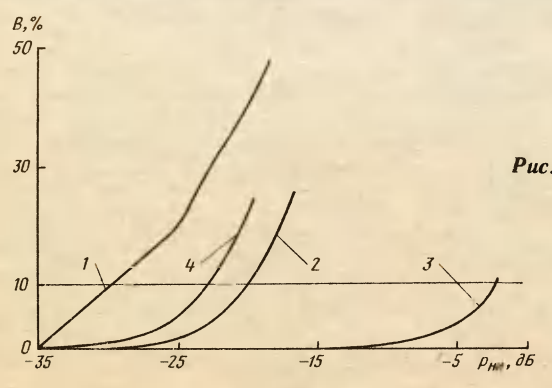


Рис. 1

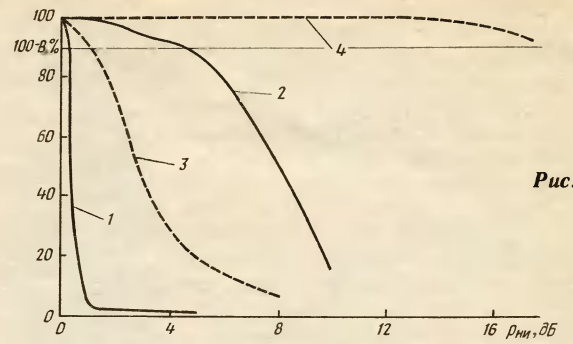


Рис. 2

Из рис. 1 следует, что степень работоспособности ЭК зависит от вида нелинейности. Отклонение модели ЭТ от линейной — единственное, при котором АОКП падает быстрее, чем уменьшается степень работоспособности ЭК.

На рис. 2 представлена зависимость величины B от значения НИ типа центрального ограничения: ограничения по минимуму (кривая *1*) и максимуму (кривая *2*). На этом же рисунке показана зависимость разборчивости звуков от НИ типа ограничения по минимуму (кривая *3*) и максимуму (кривые *4*) [1]. Из приведенных кривых следует, что ЭК более чувствителен к НИ типа центрального ограничения, чем человеческое ухо.

На рис. 3 показаны результаты исследования работоспособности ЭК при нестационарном ЭТ (с эффектом «качания фазы»). При частотах флуктуации отсчетов ИХ ЭТ, равных 0,05 и 0,12 Гц, величина B достигает 1 и 10 % соответственно. В то же время по существующим нормам [7, 8] для каналов систем передачи, входящих в состав ЭТ, эффект «качания фазы» не должен превышать 0,5 Гц при протяженности канала до 2500 км (при отсутствии транзитов). Следует заметить, что на АОКП речевой информации мало влияет увеличение данного параметра до 20 Гц [8]. Таким образом, возможная нестационарность ЭТ критична для работоспособности ЭК.

На рис. 4 приведена зависимость величины B от уровня и частоты селективной помехи. Для текущей частоты фиксировался уровень помехи, при котором B достигала 1 и 10 % (кривые *1* и *2*). Для сравнения на этом же рисунке приведены пороговые (кривая *3*) и допустимые (кривая *4*) уровни селективных помех. Анализируя данные зависимости, можно сделать вывод, что аддитивная селективная помеха любой частоты (в пределах полосы частот канала ТЧ) достаточно малого уровня приводит к потере работоспособности ЭК. Кроме того, уровень помехи, вызывающий расстройку ЭК, может быть настолько мал, что не превысит допустимого (при частотах 0,3...1,5 кГц) и даже порогового (при 0,3...0,8 кГц) уровня селективной помехи. Тем более селективные помехи с уровнями, приводящими к расстройке ЭК, не будут превышать соответствующую норму канала ТЧ, составляющую —50 дБмО [7, 8].

Зависимость величины B от уровня аддитивной импульсной помехи представлена на рис. 5 (кривая *1*). Длительность импульсной помехи составила 500 мкс, что соответствует минимальной (с точки зрения обеспечения норм канала ТЧ

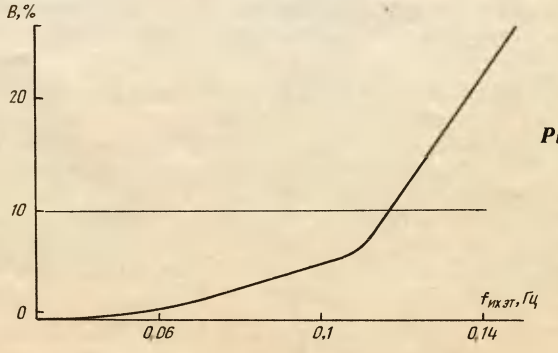


Рис. 3

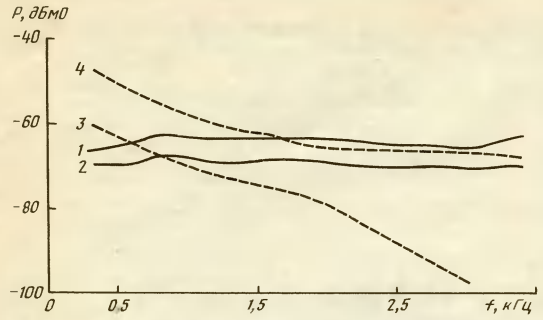


Рис. 4

[7, 8]) учитываемой длительности помехи такого типа. Импульсная помеха достаточно малого уровня (—73 и —58 дБмО для B=1 и 10 % соответственно) может привести к временной расстройке ЭК.

Кривые *2* и *3* показывают зависимость *B* от уровня аддитивного шума с распределением Гаусса и с равномерным распределением соответственно. Величина *B* достигает 1 % при —46 дБмО для шума с распределением Гаусса и 10 % при —63 дБмО для шума с равномерным распределением. Отсюда можно сделать два вывода: работоспособность ЭК зависит от распределений аддитивных шумов, ЭК не сохраняет работоспособность при шумах даже небольшого уровня.

Оценка метода эхозаграждения по критерию эффективности проводилась так же, как и метода эхокомпенсации, в виде определения объема пространства условий функционирования ЭЗ *K3*. Ограничение на качество эхоподавления *K1* выражается в единицах АОКП по протяженным каналам, оборудованным ЭЗ (см. табл. 1). Ограничение на *K2* метода эхозаграждения обусловливается вычислительной сложностью рассмотренной в [14] математической модели дифференциального ЭЗ. Режимы его работы определяются по принципу сравнения уровней взвешенных сигналов в направлениях приема и передачи. Следует отметить, что для моделирования устройства формирования сигналов управления ЭЗ и детектора перебоя ЭК использовались блоки с одинаковыми характеристиками (распознающие, пороговые устройства и блок логики). Объем пространства условий функционирования *K3* ЭЗ находили в сравнении с объемом пространства условий функционирования ЭК.

Эксперимент показал, что рассматриваемые степени отклонения характеристики ЭТ от линейных и интенсивности аддитивных помех не приводят к появлению на выходе ЭЗ неподавленного эхосигнала. Иными словами, ЭЗ сохраняет работоспособность в критичных для ЭК условиях функционирования. Потеря работоспособности ЭЗ происходит при таких степенях отклонения характеристик ЭТ от линейных и таких интенсивностях аддитивных помех, что в этом случае серьезно говорить о ЭТ, как о тракте, предназначенном для качественной телефонной передачи, нельзя.

Тем не менее, пространство условий функционирования рассматриваемого дифференциального ЭЗ ограничено. Нарушение правильного определения требуемого режима работы ЭЗ (т. е. потеря работоспособности ЭЗ) происходит при асимметрии затуханий ЭТ абонентов и при значительных величинах гладкой задержки и общей длительности ИХ ЭТ [2, 4, 10]. Неоднократно предлагались адаптивные ЭЗ, работоспособные в указанных условиях функционирования [2, 4, 11—13], за счет усложнения алгоритма работы адаптивного ЭЗ, т. е. увеличения

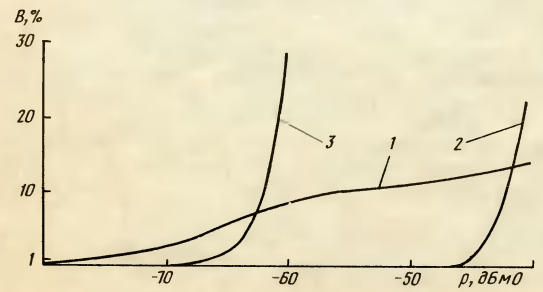


Рис. 5

сложности его технической реализуемости по сравнению с дифференциальным ЭЗ.

Однако в подобных (тяжелых) условиях функционирования ЭК, алгоритм детектора перебоя которого аналогичен алгоритму дифференциального ЭЗ, не работоспособен. Ложное детектирование встречного разговора будет приводить к приостановке адаптации (возможно, при недостаточном затухании эхосигнала) и, в худшем случае, расстройке ЭК. Избежать этого можно путем применения в ЭК детекторов перебоя с алгоритмами работы, аналогичными алгоритмам работы устройств формирования сигналов управления адаптивных ЭЗ, т. е. путем увеличения сложности технической реализации ЭК.

Таким образом, объем пространства условий функционирования ЭЗ тем больше, чем более сложные алгоритмы применяются для определения режимов работы ЭЗ, т. е. чем выше сложность его технической реализации. То же самое справедливо и по отношению к ЭК. Однако в любом случае объем пространства условий функционирования ЭЗ оказывается большим, чем у ЭК с аналогичным алгоритмом детектора перебоя.

Можно сделать вывод, что ввиду более низкой АОКП нельзя рекомендовать эхозаграждение как перспективный метод борьбы с мешающим воздействием эффекта электрического эха на общегосударственной автоматически коммутируемой телефонной сети (ОАКТС). В то же время нельзя рекомендовать и метод эхокомпенсации, с одной стороны, ввиду возможной неработоспособности из-за характерных для ОАКТС условий эксплуатации (для ЭК типа АТФ-МНК), и, с другой, ввиду неоправданной сложности их технической реализации (для ЭК усложненных структур).

Необходима разработка нового метода эхоподавления, аккумулирующего в себе по возможности все сильные стороны методов эхозаграждения и эхокомпенсации — комбинированного метода эхоподавления (КМЭ). Нужна оптимизация данного метода по критерию эффективности в смысле достижения наилучшей АОКП и максимизации объема пространства условий функционирования при ограничении на сложность реализации (вычислительную сложность).

Обобщенный алгоритм КМЭ показан на рис. 6. Очевидно, что КМЭ — объединение методов эхозаграждения и эхокомпенсации: если по условиям функционирования работоспособен метод эхокомпенсации, то подавление эхосигнала производится по этому методу; если он неработоспособен, эхосигнал подавляется по методу эхозаграждения.

С учетом ограничений, накладываемых на сложность технической реализации (вычислительную сложность) *K2*, КМЭ обладает следующими характеристиками. Объем пространства условий функционирования равновелик соответствующей величине метода эхозаграждения $K3_{ЭЗ}$. В то же время при этом объеме, не превышающем соответствующий объем метода эхокомпенсации $K3_{ЭК}$, абонентская оценка качества эхоподавления наибольшая и равна $K1_{ЭК}$. В КМЭ предусмотрен индивидуальный подход к конкретным текущим условиям функционирования и предоставляется обслуживание с максимальным для данных условий качеством. В то же время желательно, чтобы сложность технической реализации *K2* незначительно превосходила

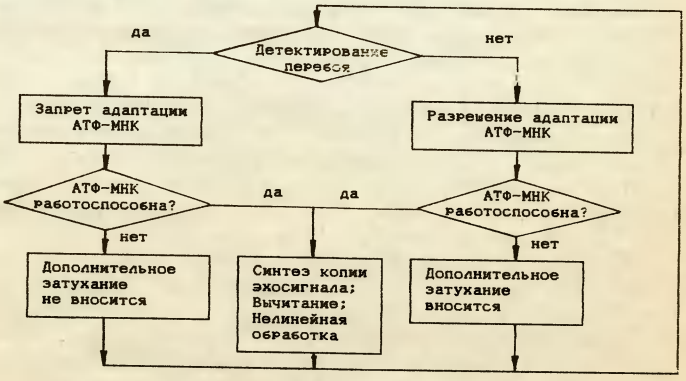


Рис. 6

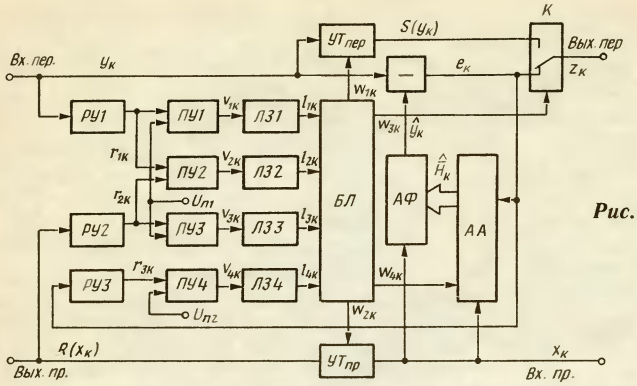


Рис. 7

соответствующую величину для метода эхокомпенсации $K2_{ЭК}$. В противном случае применение КМЭ нецелесообразно и неэффективно.

Математическая модель эхоподавителя, реализующего КМЭ, была разработана на основе рассмотренного обобщенного алгоритма. Такой эхоподавитель будем называть комбинированным эхоподавителем (КЭП). В его основу положена структурная схема, показанная на рис. 7. Обозначения функциональных блоков и наименования сигналов с целью преемственности приняты аналогичными структурным схемам моделей ЭЗ и ЭК [14, рис. 1 и 2]. Дополнительно введены обозначения: K — коммутатор; $U_{п1}$ — порог чувствительности структуры ЭЗ; $U_{п2}$ — порог чувствительности к неподавленному эхосигналу; z_k — выходной сигнал КЭП.

В рассматриваемой модели КЭП совокупность блоков *АА, АФ* и вычитателя образует структуру ЭК. Функции детектора перебоя структуры ЭК и устройства формирования сигналов управления структуры ЭЗ выполняет совокупность блоков *РУ1-2, ПУ1-3, Л31-3* и *БЛ*, образующая совместно с блоками *УТпр* и *УТпер* структуру ЭЗ. Совокупность блоков *РУ3, ПУ4, Л34, БЛ* и *К* реализует алгоритм управления взаимодействием структур ЭЗ и ЭК.

Рассмотрим подробнее назначение и принцип функционирования блоков КЭП в сравнении с аналогичными в моделях ЭЗ и ЭК. Работа блоков *РУ, ПУ, ЛЗ, АА* и *АФ* не отличается от работы аналогичных блоков в моделях ЭЗ и ЭК [14]; *РУ* реализует алгоритм (4), *ПУ* — (5), *ЛЗ* — (6); *АФ* и вычитатель — соответственно (7), (8) и (9). Не изменяются назначение блоков *УТпер* и *УТпр*, а значит, и алгоритмы обработки (2) и (3), хотя меняется динамика их работы ввиду изменения алгоритма формирования управляющих сигналов.

С помощью коммутатора K на выход КЭП подается выходной сигнал ЭЗ или ЭК. В рассматриваемой модели алгоритм K:

$$z_k = S(y_k)(1 - w_{3k}) + e_k w_{3k}$$

Алгоритм управления взаимодействием структур ЭЗ и ЭК как составных частей КМЭ должен обеспечивать, во-первых, анализ работоспособности структуры АТФ-МНК и, во-вторых, активизацию структур ЭЗ или ЭК для выполнения эхоподавления.

Предлагаемый алгоритм основан на сравнении огибающей взвешенного, в соответствии с усредненной спектральной плотностью мощности телефонной речи, выходного сигнала структуры АТФ-МНК с пороговым значением. Данный алгоритм аналогичен алгоритмам детектирования перебоя в ЭК и определения режимов работы ЭЗ. При невысокой вычислительной сложности это позволяет использовать для реализации устройства формирования сигналов управления ЭЗ, детектора перебоя ЭК и данного алгоритма одну и ту же подпрограмму (с соответствующими аргументами) при программной реализации или одинаковые блоки при аппаратной реализации.

Несмотря на малую вычислительную сложность алгоритма управления взаимодействием структур ЭЗ и ЭК, правомерность его применения очевидна. Действительно, в режиме одностороннего разговора по прошествии времени начальной адаптации значительный уровень выходного сигнала структуры АТФ-МНК возможен только при отсутствии ее адаптации к текущему ЭТ. Пороговая величина, с которой осуществляется сравнение, должна равняться минимальному уровню НЭ, т. е. соответствовать порогу выключения НП — —36 дБмО [6]. Если допустимо увеличение вычислительной сложности, то возможно и обеспечение адаптации порога к уровню входного сигнала [6, рис. 7/G. 165].

Таблица 2

Выходные сигналы *БЛ* (СС) 1 2 3 4 $w_ф$	Выходные сигналы *БЛ* (ВСС) 1 2 3 4 $w_ф$	Примечания
1 0 1 0 (A)	0 0 1 1 (3) 0	Режим ЭК (компенсация)
1 0 1 1 (B)	0 0 0 1 (1) 1	Режим ЭЗ (блокировка)
1 1 1 1 (F) 0	0 0 1 0 (2)	Режим ЭК (перебой)
1 1 1 1 (F) 1	1 1 0 0 (C)	Режим ЭЗ (перебой)
1 1 0 1 (D)	1 0 0 0 (8)	Режим покоя ЭЗ (G-164) или перебоя ЭЗ (G-161)
0 0 1 0 (2)	0 0 0 0 (0)	Режим блокировки ЭЗ
0 0 0 0 (0)	1 0 0 0 (8)	Режим покоя
0 1 0 0 (4)	1 0 0 0 (8)	Режим покоя
0 1 0 1 (5)	1 0 0 0 (8)	Данные СС и ВСС могут появиться только при неработоспособности структуры АТФ-МНК
0 0 0 1 (1)	1 0 0 0 (8)	
0 0 1 1 (3)	0 0 0 0 (0)	
1 1 0 0 (C)	1 0 0 0 (8)	
1 1 1 0 (E)	1 1 0 0 (C)	
0 1 1 0 (6)	0 0 0 0 (0)	Данные СС не существуют
0 1 1 1 (7)	0 0 0 0 (0)	
1 0 0 0 (8)	1 0 0 0 (8)	
1 0 0 1 (9)	1 0 0 0 (8)	

Наибольшее изменение по отношению к ранее рассматривавшимся моделям претерпел алгоритм, реализуемый *БЛ*. Алгоритм *БЛ* КЭП, показанный в виде табл. 2, реализует однозначное соответствие входных l_{ik} и выходных w_{ik} сигналов *БЛ*. Представления комбинации сигналов приведены в двоичной и в шестнадцатиричной формах. Комбинации входных управляющих сигналов *БЛ* КЭП называются «словом состояния» (СС), а комбинация выходных управляющих сигналов БЛ КЭП — «выходным словом состояния» (ВСС). В табл. 2 даны значения триггера предыдущего состояния КЭП.

Проведение испытаний КЭП методом имитационного моделирования на ЭВМ подтвердили сделанные ранее предположения о свойствах КМЭ и позволили провести его оптимизацию не только в смысле минимизации вычислительной сложности и максимизации функциональной надежности, но и максимизации качества эхоподавления при заданных вычислительной сложности и функциональной надежности.

В заключение необходимо отметить, что реализация предлагаемого комбинированного метода эхоподавления может быть осуществлена на основе современных цифровых процессоров обработки сигналов, что представляется наиболее правильным, поскольку реализация КЭП в виде специализированного вычислителя на нынешнем уровне отечественной полупроводниковой технологии нецелесообразна экономически.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Вемян Г. В.** Передача речи по сетям электросвязи.— М.: Радио и связь, 1985.— 272 с.
2. **Цыбулин М. К.** Подавление электрического эха в телефонных каналах.— М.: Радио и связь, 1988.— 112 с.
3. CCITT. SG-XV-Contribution N DCY.— 1977.
4. МККТТ, Синяя книга, Рек. G. 164, Мельбурн, 1988.
5. **Уидроу Б., Стирнз С.** Адаптивная обработка сигналов / Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1989.— 440 с.
6. МККТТ, Синяя книга, Рек. G. 165, Мельбурн, 1988.
7. Нормы на электрические параметры каналов тональной частоты магистральной и внутризоновых первичных сетей / Прилож. к приказу Минсвязи СССР от 27.01.88 № 50.— М.: Радио и связь, 1988.— 77 с.
8. Метрологическое обеспечение систем передачи: Учеб. пособие для вузов / **Б. П. Хромой, В. Л. Серебрин, А. Л. Сенявский и др.: Под ред. Б. П. Хромого.**— М.: Радио и связь, 1991.— 392 с.
9. CCITT. SG-XV-Contribution N CX.— 1979.
10. **Шаврин С. С.** Математическая модель эхозаградителя // Труды НИИР.— 1987.— № 2.— С. 87—93.

11. **Шаврин С. С.** Исследование и разработка методов оптимального управления эхоподавляющими устройствами на автоматически коммутируемой телефонной сети // Автореф. дисс. на соиск. учен. ст. канд. техн. наук.— М.: МИС, 1991.

12. **Заявка** 63-36689 (Япония). Опубл. в РЖ «Изобретения стран мира».— Вып. 134.— № 6.— 1989.

13. **Заявка** 60-50092 (Япония). Опубл. в РЖ «Изобретения стран мира».— Вып. 127.— № 12.— 1986.

14. **Кунегин С. В.** Критерий эффективности метода эхоподавления и конфигурация комбинированного эхоподавителя. Часть. 1 // Электросвязь.— 1993.— № 3.— С. 21—24.

Получено 26.05.92

УДК 621.391.826

ДИСКРЕТНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭХА В ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛАХ

М. К. Цыбулин, К. К. Лам, Л. Т. Нгуен

В последнее время особое внимание уделяют созданию адаптивных цифровых эхозаградителей, которые могут быть использованы для защиты громкоговорящей связи от акустической обратной связи, что позволяет значительно улучшить качество и надежность соединений.
Общий подход к решению задачи подавления или компенсации токов эха при сохранении дуплексности канала рассмотрен в [1—5]. Ниже предлагаются различные дискретные алгоритмы описания метода подавления электрического эха в каналах тональной частоты.

Алгоритмы решения. Рассмотрим вначале случай, когда эхотракт можно считать линейным и стационарным. В этом случае характеристика эхосигнала записывается в виде

$$\mathbf{Y}(n)=\mathbf{g}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n)+\eta(n),$$

где $\mathbf{X}(n)=[\mathbf{x}(n-0),\ \mathbf{x}(n-1),\ ...,\ \mathbf{x}(n-N)]$ — вектор-столбец; $\mathbf{g}^{\mathrm{T}}=(\mathbf{g}_0,\ \mathbf{g}_1,\ ...,\ \mathbf{g}_N)$ — вектор строк; $g_m(m=0,\ 1,\ ...\ N)$ — импульсные функции; T — знак транспозиции.

Пусть $\eta(n)$ — независимые и одинаково распределенные случайные величины с математическим ожиданием

$$M\{\eta(n)\}=0$$

и дисперсией

$$M\{\eta^{\mathrm{T}}(n)\eta(n)\}=\sigma_n^2=Q<\infty.$$

Рассмотрим адаптивное компенсационное устройство (см. рисунок), содержащее, помимо модели оценивания самого эхотракта, еще и блок механизма адаптации. Предлагаемое устройство отличается от приведенного в [1] тем, что в него дополнительно введен перемножитель, предназначенный для получения вспомогательного сигнала. Он представляет собой свертку $e^T(n)e(n)$ и подается на вход адаптивного механизма, с целью повышения эффективности его работы.

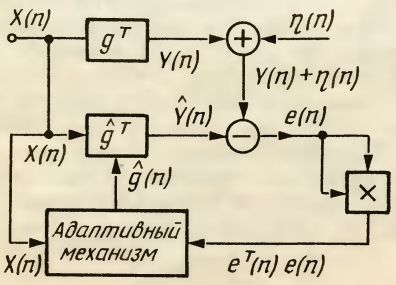
Предположим, что линейная модель, оценивающая отсчеты на выходе объекта, должна вычислять свертку отсчетов входного воздействия:

$$\mathbf{X}(n-i),\ i=0,\ 1,\ ...,\ N.$$

Если копии импульсной характеристики $\mathbf{g}(i),\ i=0,\ 1,\ ...,\ N$, то уравнение модели для оценивания можно представить в виде:

$$\hat{\mathbf{Y}}(n)=\hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n),$$

где $\hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}=(\hat{\mathbf{g}}_0,\ \hat{\mathbf{g}}_1,\ ...,\ \hat{\mathbf{g}}_N)$ — вектор-строка.



Способы компенсации токов эха отличаются методами искусственного формирования копии эхосигнала $\hat{Y}(n)$ из информационного сигнала $X(n)$ в тракте приема четырехпроводной части канала. Впоследствии эта копия вычитается из реального эхосигнала $Y(n)$ в тракте передачи [1—5]. В конечном счете до говорящего объекта будет доходить сигнал остаточного эха

$$\mathbf{e}(n)=\mathbf{Y}(n)-\hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n). \qquad (1)$$

Воспользовавшись свойством линейности, операцию свертки (1) запишем в виде:

$$\mathbf{e}(n)=\sum_{i=1}^{N}(\mathbf{g}_i'-\hat{\mathbf{g}}_i)\mathbf{X}(n-i)+\sum_{i=1}^{N}\mathbf{g}_i''\mathbf{X}(n-i), \qquad (2)$$

где g_i' и g_i'' — отсчеты начальной и конечной частей импульсной характеристики эхотракта. Их можно найти из условий:

$$\mathbf{g}_i'=\begin{cases}\mathbf{g}_i, & i\leqslant N\tau;\\ 0, & i>N\tau;\end{cases}$$

$$\mathbf{g}_i''=\begin{cases}\mathbf{g}_i, & i\geqslant N\tau;\\ 0, & i<N\tau.\end{cases}$$

где τ — длительность импульса.

Из (2) видно, что принципиально невозможна компенсация теоретически бесконечной импульсной характеристики эхотракта нерекурсивным устройством с конечной памятью. Один из возможных методов решения поставленной проблемы — метод адаптивной компенсации токов эха в эхотрактах любой структуры.

Предположим, что в качестве оптимального критерия используется среднеквадратическая ошибка средней мощности остатков эхосигнала

$$J_1(\hat{\mathbf{g}})=0{,}5\,M\{[\mathbf{Y}(n)-\hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n)]^{\mathrm{T}}\mathbf{R}[\mathbf{Y}(n)-\hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n)]\}\xrightarrow[\hat{g}]{}\min,$$

где $\mathbf{R}$ — корреляционная матрица шумов $\eta(n)$, вычисляемая согласно методу стохастической аппроксимации [6]. Из необходимого условия оптимума

$$\operatorname{grad} J_i(\hat{\mathbf{g}})=\Delta J_1(\hat{g})=dJ_1(\hat{g})/d\hat{g}=0$$

получим адаптивный алгоритм

$$\hat{\mathbf{g}}_i^k=\hat{\mathbf{g}}_i^{k-1}+\gamma^k\operatorname{grad}J_1(\hat{g}^{k-1}),$$

где $\gamma^k=\alpha/(\beta+k)$; $\alpha,\beta=\mathrm{const}$; $k=0,\ 1,\ 2,\ ...,\ l<\infty$; $\{\gamma^k\}$ — детерминированная последовательность, для которой выполнены условия сходимости Роббина — Мундо:

$$\begin{cases}\gamma^k>0,\ \lim\limits_{k\to\infty}\gamma^k=0;\\ \sum\limits_{k=1}^{\infty}\gamma^k=\infty,\ \sum\limits_{k=1}^{\infty}(\gamma^k)^p<\infty,\end{cases}$$

где $p\geqslant 2$.

Аналогично для $\hat{\mathbf{g}}$ имеем дискретный адаптивный алгоритм

$$\hat{\mathbf{g}}^k=\hat{\mathbf{g}}^{k-1}+\Gamma^k\operatorname{grad}J_1(\hat{g}^{k-1}),$$

где $\Gamma^k=\mathbf{I}\gamma^k$ — диагональная матрица; $\mathbf{I}$ — единичная матрица размером $N\times N$.

На практике встречается ситуация, когда функция плотности распределения случайной величины $\eta(n)$ значительно отличается от гауссовской. В качестве примера рассмотрим $\eta(n)$ с функцией плотности распределения лапласовского типа [7]. Тогда (с целью ускоренной сходимости) в качестве оптимального критерия настройки параметров эхокомпенсатора можно задать следующую величину:

$$J_2(\hat{\mathbf{g}}) = M\{|\mathbf{Y}(n) - \hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n)|\} \xrightarrow[\hat{g}]{} \min$$

Из необходимого условия минимума

$$\Delta J_2(\hat{\mathbf{g}}) = dJ_2(\hat{\mathbf{g}})/d\hat{\mathbf{g}} = 0$$

получаем знаковый адаптивный алгоритм

$$\mathbf{g}_i^k = \mathbf{g}_i^{k-1} + \gamma^k \operatorname{sign} \mathbf{X}(n) \operatorname{sign} \mathbf{e}(n)$$

или, в векторном виде,

$$\hat{\mathbf{g}}^k = \hat{\mathbf{g}}^{k-1} + \Gamma^k \operatorname{sign} \mathbf{X}(n) \operatorname{sign} [\mathbf{Y}(n) - \hat{\mathbf{g}}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}(n)],$$

где

$$\operatorname{sign}(t) = \begin{cases} +1, & \text{если } t > 0; \\ 0, & \text{если } t = 0; \\ -1, & \text{если } t < 0. \end{cases}$$

Заключение. Работа эхокомпенсатора в канале связи с шумовым сигналом, поступающим со стороны абонентского тракта, представляет собой широко распространенное явление. Рассмотренные в данной работе дискретные алгоритмы позволяют реализовать на ЭВМ различные подходы к решению задачи компенсации отраженных сигналов для подавления электрического эха в каналах тональной частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Снегов А. Д.** Адаптивная компенсация электрического эха в каналах ТЧ // Электросвязь.— 1978.— № 8.— С. 15—19.
2. **Цыбулин М. К.** Подавление электрического эха в телефонных каналах.— М.: Радио и связь, 1988.— 112 с.
3. **Цыбулин М. К.** Принципы построения эхозаградительных устройств компенсационного типа / Тез. докл. сессии, посвященной Дню радио и Дню связиста // НТОРЭС им. А. С. Попова.— М.: — 1971.— Ч. 1.— С. 53, 54.
4. **Зингеренко А. М., Баева Н. Н., Тверецкий М. С.** Системы многоканальной связи.— М.: Связь, 1980.— 439 с.
5. **Запорощенко Е. К.** Исследование и разработка метода объективной оценки качества работы эхоподавляющих устройств компенсационного типа: Дис. на звание канд. техн. наук.— М.— 1989.— 150 с.
6. **Ray G., Rama Mohan Rao P.** On-line identification and control of multivariable discrete-time systems based on a transformed model // JNT. Systems SCJ.— 1990.— Vol. 21.— № 1.— 175—191.
7. **Погребной В. А., Яковлев В. П.** Дельта-модуляция при цифровой фильтрации, корреляционном анализе и дискретном преобразовании Фурье // Зарубежная радиоэлектроника.— 1987.— № 8.— С. 23—41.

Получено после доработки 9.10.92

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ

УДК 621.316.722

ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ ОДНОТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С ОБРАТНЫМ ДИОДОМ И ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ

О. А. Коржавин

В последнее время среди импульсных вторичных источников электропитания (ИВЭП) переменной структуры широкое распространение получил однотактный преобразователь напряжения (ОПН) с обратным включением диода. Он имеет целый ряд преимуществ, в том числе и простоту реализации бестрансформаторных схем электропитания.

Для повышения устойчивости ИВЭП переменной структуры применяется двухконтурная система регулирования, в которой кроме основной связи по выходному напряжению вводится дополнительная обратная связь по току дросселя [1, 2] или току ключевого транзистора [3]. В [1, 2] оценка устойчивости такой двухконтурной системы ИВЭП проводится с помощью аппарата дискретного преобразования Лапласа. Ниже устойчивость таких систем оценивается для линейной непрерывной модели с учетом метода переменных состояния по усредненным параметрам [3—5], что существенно упрощает все расчетные соотношения.

На рис. 1 изображены структурная схема ОПН с обратным диодом и схемой управления ШИМ, в которой используются логические элементы типа *RS*-триггера и И-НЕ, НЕ, а также эпюры напряжений и токов в различных элементах схемы. На вход *S* триггера подается сумма напряжений ΣU: пилообразного напряжения синхронизации U_{c1}, снимаемого с цепочки *RC*; выходного напряжения с учетом коэффициента передачи делителя и усилителя постоянного тока (УПТ) $U_e = K_д K_у U_{вых}$ и напряжения сигнала, пропорционального току, протекающего через транзистор и обмотки *1—2* трансформатора тока $U_{RS} = U_{34}$. Когда суммарный сигнал на входе *R* триггера превышает порог срабатывания, то на выходе триггера состояние логической «1» переходит в состояние логического «0», т. е. на выходе триггера происходит «провал» напряжения выходного сигнала и это соответствующим образом изменяет коэффициент заполнения импульса тока ШИМ.

На временной диаграмме «Вход *R* триггера» (см. рис. 1, *б*) графически показано, что увеличение выходного напряжения ОПН U_e или увеличение тока силового транзистора $I_L = I_{L\,мин} + U_{вх} t_1 / L_1$, одинаково изменяют момент пересечения суммарной кривой ΣU с порогом срабатывания триггера, т. е. одинаково (за счет отрицательной обратной связи) изменяют (уменьшают) коэффициент заполнения ШИМ $K_з = t_1/T$.

Для упрощения анализа рассмотренной схемы ОПН параметры вторичной обмотки трансформатора преобразователя приведем к первичной, т. е. заменим схему ОПН эквивалентной схемой импульсного стабилизатора напряжения (ИСН) с параллельным дросселем (см. рис. 2, *а*) [6], а временные диаграммы работы ШИМ ОПН представим в виде эквивалентных эпюр (см. рис. 2, *б*) с периодом $T = 1/f_к$ ($f_к$ — частота коммутации).

При выводе передаточных функций для рассматриваемого ОПН целесообразно воспользоваться методом переменных состояний по усредненным параметрам [4, 5], при котором система дифференциальных уравнений ИВЭП в матричной форме на интервале импульса $t_1 = K_з T$ и интервале паузы $t_2 = (1 - K_з)T$

$$\dot{X} = A_1 X + B_1; \qquad (1)$$

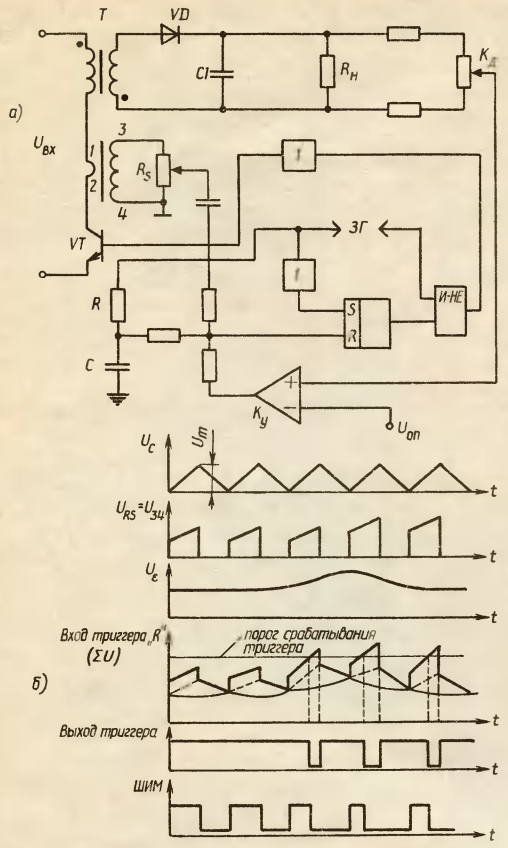


Рис. 1

$$\dot{X}=A_2X+B_2 \qquad (2)$$

заменяется одной эквивалентной (усредненной) системой на интервале всего периода T:

$$\dot{X}=K_з(A_1X+B_1)+(1-K_з)(A_2X+B_2) \qquad (3)$$

или

$$\dot{X}=AX+B, \qquad (4)$$

где $A=K_зA_1+(1-K_з)A_2$; $B=K_зB_1+(1-K_з)B_2=[K_зb_1+(1-K_з)b_2]U_{вх}=bU_{вх}$.

Выражения для матричных коэффициентов A_1, A_2, b_1, b_2, а также эквивалентных матричных коэффициентов A, B, b для разных типов ИСН приведены в [2—6].

Если пренебречь активными сопротивлениями полупроводниковых приборов и моточных изделий (дросселя или трансформатора ОПН), то для рассматриваемого ИСН с параллельным дросселем

$$A_1=\begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{R_нC_1} \end{vmatrix};\quad A_2=\begin{vmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L_1} \\ \dfrac{1}{C_1} & -\dfrac{1}{R_нC_1} \end{vmatrix};$$

$$b_1=\begin{vmatrix} \dfrac{1}{L_1} \\ 0 \end{vmatrix};\quad b_2=\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$A=\begin{vmatrix} 0 & -\dfrac{1-K_з}{L_1} \\ \dfrac{1-K_з}{C_1} & -\dfrac{1}{R_нC_1} \end{vmatrix};\quad b=\begin{vmatrix} \dfrac{K_з}{L_1} \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Как известно, для ИСН с постоянной структурой $A_1=A_2$.

Для получения линейной математической модели ОПН применим аппроксимацию возмущения по малому сигналу, полагая

$$X=X_0+\Delta X;\ U_{вх}(t)=U_{вх}+\Delta U_{вх};$$
$$K_з(t)=K_з+\Delta K_з. \qquad (5)$$

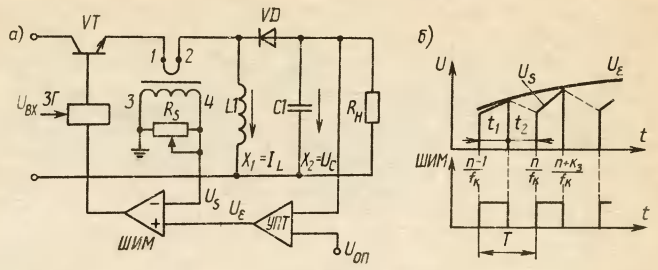


Рис. 2

При оценке устойчивости ОПН по критерию Найквиста выражение для передаточной функции (в приращениях) в «петле обратной связи» имеет вид: $W(p)=\Delta X(p)/\Delta K_з(p)$. В дальнейшем будем полагать $U_{вх}(t)=U_{вх}=\text{const}$, т. е. $\Delta U_{вх}=0$. Случай $\Delta U_{вх}\neq 0$ представляет интерес для получения передаточной функции $W(p)=\Delta X(p)/\Delta U_{вх}(p)$, т. е. передаточной функции по возмущению со стороны входного напряжения питания, которая оценивает степень сглаживания входных низкочастотных пульсаций сетевого ОПН. Однако в данной статье этот вопрос не рассматривается.

Подставляя (5) в (3) или (4) и пренебрегая членами, равными произведению малых величин ($\Delta X\Delta K_з$), получаем

$$\dot{X}+\Delta\dot{X}=AX+bU_{вх}+A\Delta X+[(A_1-A_2)X_0+(b_1-b_2)U_{вх}]\Delta K_з.$$

Отсюда динамическая модель ОПН (в приращениях) описывается как

$$\Delta\dot{X}=A\Delta X+[(A_1-A_2)X_0+(b_1-b_2)U_{вх}]\Delta K_з \qquad (6)$$

или в операторной форме, т. е. применяя к (6) преобразование Лапласа, получим

$$\Delta X(p)=[p\mathbf{E}-A]^{-1}[(A_1-A_2)X_0+(b_1-b_2)U_{вх}\Delta K_з(p), \qquad (7)$$

где $\mathbf{E}$ — единичная матрица.

Таким образом передаточная функция усредненной динамической модели ОПН при изменении коэффициента заполнения

$$W(p)=[p\mathbf{E}-A]^{-1}[(A_1-A_2)X_0+(b_1-b_2)U_{вх}].$$

Если

$$pE-A=\frac{1}{\Delta}\begin{vmatrix} p+\dfrac{1}{R_нC_1} & \dfrac{K_з-1}{L_1} \\ \dfrac{1-K_з}{C_1} & p \end{vmatrix}. \qquad (8)$$

$$\Delta=p^2+\frac{p}{R_нC_1}+\frac{1-K_з}{L_1C_1},$$

$$X_0=\begin{vmatrix} X_{01} \\ X_{02} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} K_зU_{вх}/R_н(1-K_з)^2 \\ K_зU_{вх}/(1-K_з) \end{vmatrix},$$

то усредненная динамическая модель ОПН распадается на две передаточных функции по X_1 и X_2, реализуемые соответственно верхней или нижней строкой матрицы (9):

$$W(p)=\frac{1}{\Delta}\begin{vmatrix} \left(p+\dfrac{1}{R_нC_1}\right)\dfrac{X_{02}}{L_1}+\dfrac{1-K_з}{L_1C_1}X_{01} \\ \dfrac{1-K_з}{L_1C_1}X_{02}-p\dfrac{X_{01}}{C_1} \end{vmatrix}. \qquad (9)$$

где $X_{01}=I_{L0}$; $X_{02}=U_{C0}$ — начальные значения тока в индуктивности и напряжения на емкости ИСН.

Передаточная функция по координате X_2, т. е. по выходному напряжению цепи главной обратной связи,

$$W_{x2}(p)=\frac{\Delta X(p)}{\Delta K_з(p)}=\frac{1}{\Delta}\left(\frac{1-K_з}{L_1C_1}X_{02}-p\frac{X_{01}}{C_1}\right)=$$
$$=\frac{K_1U_{вх}(1-\tau_ap)}{T_ф^2p^2+2\xi T_фp+1}, \qquad (10)$$

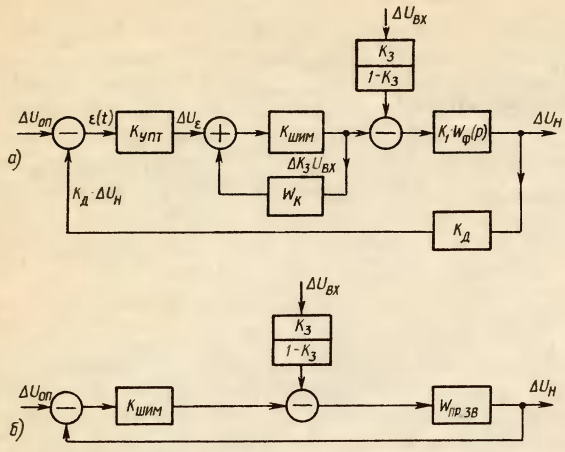


Рис. 3

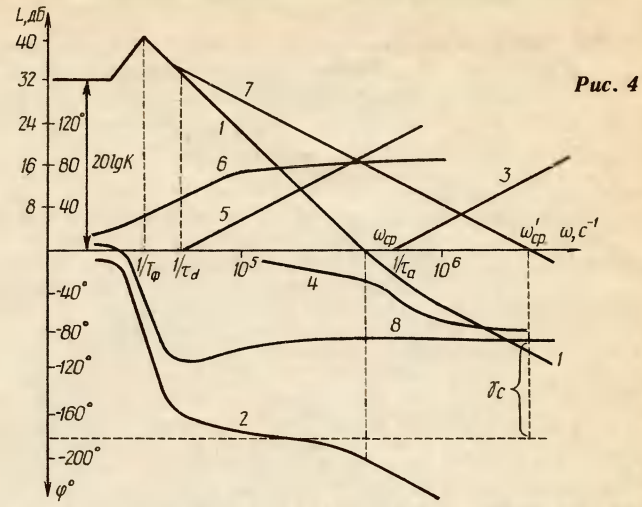


Рис. 4

где $K_1=1/(1-K_з)^2$; $T_ф=\sqrt{L_1C_1}/(1-K_з)$;

$$\xi=T_ф/2R_нC_1; \quad \tau_a=K_зL_1/R_н(1-K_з)^2. \qquad (11)$$

Передаточная функция по координате X_1, т. е. по току ключевого транзистора дополнительной цепи коррекции,

$$W_{x1}(p)=W_к(p)=\frac{\Delta U_s(p)}{\Delta K_з(p)}=\frac{\Delta X_1(p)R_sD}{N\Delta K_з(p)}=\frac{R_sD}{N}\frac{1}{\Delta}\times$$

$$\times\left\{\left(p+\frac{1}{R_нC_1}\right)\left(\frac{X_{02}}{L_1}+\frac{U_{вх}}{L_1}\right)+\frac{1-K_з}{L_1C_1}X_{01}\right\}=$$

$$=K_{ст1}U_{вх}\frac{1+\tau_bp}{T_ф^2p^2+2\xi T_фp+1}, \qquad (12)$$

где

$$K_{ст1}=\frac{R_sD(1+K_з)}{NR_н(1-K_з)^3}; \quad \tau_b=\frac{R_нC_1}{1+K_з} \qquad (13)$$

$\Delta X_1=\Delta I_{L1}$ — приращение усредненного тока дросселя (ключевого транзистора) ИСН; $1:N$ — коэффициент передачи трансформатора тока; R_s — сопротивление нагрузки трансформатора тока; D — коэффициент передачи делителя R_s.

Как следует из выражения передаточной функции обратной связи по напряжению (10), она содержит полюс второго порядка (знаменатель представляет собой модель колебательного звена второго порядка) и один «нуль», расположенный в правой полуплоскости, т. е. корень числителя является положительным. Таким образом, для рассматриваемого ОПН, как всякого ИВЭП переменной структуры, характерно, что числитель представляет собой передаточную функцию неминимально-фазового звена с постоянной времени $\tau_a=L_1/R_н(1-K_з)^2$, которое обычно приводит систему стабилизации к неустойчивости.

Из (12), т. е. выражения для передаточной функции звена параллельной цепи коррекции [7], видно, что числитель представляет собой модель дифференцирующего (форсирующего) звена с постоянной времени $\tau_b=R_нC_1/(1+K_з)$, которое обычно повышает устойчивость системы регулирования.

С учетом непрерывных структурных схем динамических звеньев ИВЭП [8, 9] и выражений (10) — (12) структурная схема рассматриваемого ОПН с обратными связями по току и напряжению имеет вид рис. 3, *а*, здесь $K_{шим}=U_{вх}/U_m$ — коэффициент передачи ШИМ; $W_ф(p)=[K_1(1-\tau_ap)]/(T_ф^2p^2+2\xi T_фp+1)$ — коэффициент передачи силовой части ОПН (фильтра). Как следует из этой схемы, звенья $W_к(p)$ и $W_ф(p)$, $K_д$, $K_{упт}$ соединены параллельно. В соответствии, например, с [7] передаточные функции параллельно соединенных звеньев складываются, поэтому двухконтурную структурную схему рис. 3, *а* можно представить одноконтурной схемой рис. 3, *б*, при этом передаточная функция параллельных звеньев

$$W_{пр.зв}(p)=W_к(p)+K_1K_дK_{упт}W_ф(p)=$$
$$=(K_{пр.зв}+\tau_cp)/(T_ф^2p^2+2\xi T_фp+1), \qquad (14)$$

где

$$K_{пр.зв}=K_{ст1}+K_1K_дK_у; \quad \tau_c=K_{ст1}\tau_b-K_1K_дK_{упт}\tau_a, \qquad (15)$$

т. е. при $\tau_b>\tau_a$ неминимально-фазовое звено превращается в форсирующее. С учетом рис. 3, *б* передаточная функция разомкнутой скорректированной двухконтурной системы ОПН

$$W_{ск}(p)=K(1+\tau_dp)/(T_ф^2p^2+2\xi T_фp+1), \qquad (16)$$

здесь

$$K=K_{шим}K_{пр.зв}; \quad \tau_d=\tau_c/K_{пр.зв}. \qquad (17)$$

Из теории автоматического регулирования следует, что система с передаточной функцией (16) будет устойчива, если все коэффициенты перед членами с «p» будут положительны, т. е.

$$\tau_d=\tau_c/K_{пр.зв}>0 \text{ или } K_{ст1}\tau_b>K_1K_дK_{упт}\tau_a. \qquad (18)$$

Пример. Оценим устойчивость ОПН, выполненного по схеме рис. 1 и имеющего следующие параметры: $U_{вх}=27$ В; $U_н=12$ В; $I_н=1{,}5$ А; $f_к=100$ кГц; $L_1=24\cdot10^{-6}$ Гн; $C_1=20\cdot10^{-6}$ Ф; $K_з=0{,}3$; $K_д=0{,}4$; $D=0{,}4$; $K_{упт}=6$; $U_{шим}=U_m=3$ В; $R_s=300$ Ом, $N=2:100$.

В целях упрощения принято $r_{VT}=r_{VD}=r_T=0$ и $K_T=1$, что позволило привести схему ОПН к схеме ИСН с теми же параметрами L_1, C_1, $U_{вх}$ и т. д. В результате расчета были получены значения постоянных времени и коэффициентов передачи: $1/\tau_a=0{,}54\cdot10^6$ с$^{-1}$; $1/T_ф=32\cdot10^3$ с$^{-1}$; $\xi=0{,}1$; $K_1=2$; $\tau_b=124{,}4\cdot10^{-6}$; $K_{шим}=9$; $K_{пр.зв}=5{,}91$; $\tau_c=128{,}4\cdot10^{-6}$; $\tau_d=21{,}7\cdot10^{-6}$; $1/\tau_d=4{,}6\cdot10^4$ с$^{-1}$; $K=53{,}1$.

При подстановке расчетных данных в (18) это условие выполняется, т. е. скорректированная система ОПН устойчива. На рис. 4 приведены логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) рассматриваемого ОПН: кривые *1, 2* — амплитудная и фазовая ЛЧХ ОПН без токовой коррекции, из которых следует, что система стабилизации такого ОПН неустойчива, так как при частоте среза $\omega_{ср}=4\cdot10^5$, с$^{-1}$; $\varphi_{ср}=-220°$; *3, 4* — ЛЧХ неминимально-фазового звена $(1-\tau_dp)$; *5, 6* — ЛЧХ дифференцирующего (форсирующего) звена $(1+\tau_bp)$; *7, 8* — ЛЧХ скорректированной системы ОПН.

Из анализа рис. 4 следует, что система стабилизации скорректированного ОПН устойчива (при новой частоте среза $\omega'_{ср}=2{,}55\cdot10^6$, с$^{-1}$, $\varphi'_{ср}=90°$, т. е. имеется запас по фазе $\gamma_c=90°$).

Таким образом применение дополнительной обратной связи по току в ОПН, имеющем переменную структуру силовой части, позволяет свести неминимально-фазовое звено к форсирующему, что и обусловливает устойчивость скорректированного ОПН.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Белов Г. А., Кузьмин С. А.** Условия устойчивости и коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора с обратными связями по току и напряжению // ЭТ в А.— Вып. 15.— 1984.— С. 48—58.
2. **Мелешин В. И.** Динамические свойства преобразователей с ШИМ-2 в режиме прерывистого и непрерывного токов // ЭТ в А.— Вып. 17.— 1986.— С. 35—57.
3. **Mahmoud M. F., Lee F. C.** Analysis and Disign of an adoptive Multi-Loop Controlled two winding buck / boost Regulator // Intelec 79, Nov. 26—29, 1979, p. 272—281.

4. **Middlebrook R. D., Cuk S. A.** A General Unified Approach to Modeling Switched-Convertor Power Stages // IEEE PESC Record.— 1976.— PP. 18—34.

5. **Мелешин В. И.** Переходные процессы в импульсных регуляторах и стабилизированных источниках питания // ЭТ в А.— Вып. 13.— 1982.— С. 34—43.

6. **Коржавин О. А.** Анализ динамических характеристик стабилизирующих преобразователей напряжения // Полупроводниковая электроника в технике связи.— 1991.— № 29.

7. **Мелешин В. И., Опадчий В. В., Мосин В. В.** Улучшение динамических свойств ключевых ВИП // ЭТ в А.— Вып. 11.— 1980.— С. 105—112.

8. **Коржавин О. А.** Определение кривой переходного процесса в импульсном стабилизаторе напряжения методом припасовывания // ЭТ в А.— Вып. 13.— 1982.— С. 54—59.

9. **Коржавин О. А.** Повышение устойчивости импульсного стабилизатора напряжения с двухзвенным сглаживающим фильтром // ТУИС. Сер. Радиотехнические и телевизионные системы и устройства.— Л.: 1986.— С. 21—27.

Получено 16.05.91

УДК 621.076.5

СХЕМА СКОТТА В НИЗКОВОЛЬТНОМ СВИП

М. С. Войтик

Введение. При питании от сети повышенной частоты (400 Гц, 1000 Гц) низковольтные стабилизированные вторичные источники питания (СВИП), силовые трансформаторы которых работают на частоте питающей сети, по удельным объемно-весовым характеристикам конкурентоспособны со СВИП с бестрансформаторным входом [1].

В [1] описываются низковольтные СВИП, структура построения которых основывается на изобретении [2]. Его отличительная особенность — возможность соединения первичной обмотки сетевого трехфазного трансформатора по схеме «звезда» с помощью полупроводникового ключа.

На рис. 1 приведена шестифазная схема выпрямления со средней точкой *A1* и *LC*-фильтр для сглаживания пульсаций *A2*, которые обычно применяются в низковольтных ($\leqslant$15 В) выпрямителях с достаточно большими токами нагрузок (единицы и десятки ампер). Полупроводниковый ключ *A3* представляет собой мостовой выпрямитель, на выходе которого включен транзистор *V1* (частота его работы в десятки раз превышает частоту сети), а устройство обратной связи (УОС) *A4* обеспечивает широтно-импульсную модуляцию ключа.

В статье рассматриваются возможность использования четырехфазной схемы выпрямления и путь облегчения режима работы регулирующего транзистора *V1*.

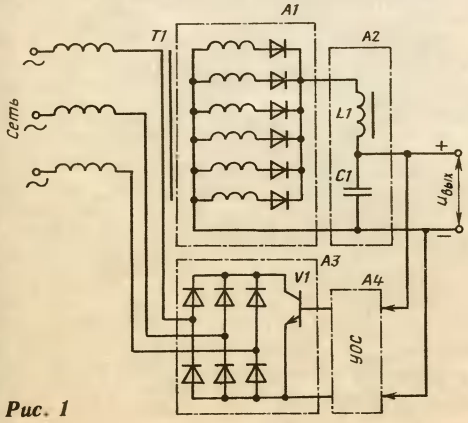


Рис. 1

Использование схемы Скотта в СВИП. При расчете пульсаций напряжения на нагрузке СВИП (рис. 1) необходимо учитывать две их составляющие на выходе многофазного выпрямителя *A1*: каноническую и неканоническую — низкочастотную (частоты сети) гармоники. Каноническая составляющая зависит от числа фаз выпрямления m и угла перекрытия γ. Зависимости коэффициента пульсаций $K_п$ канонической составляющей от m и γ приведены на рис. 2 [3]. Низкочастотная гармоника возникает из-за разбаланса фазных напряжений сети, асимметрии напряжений силового трансформатора, разброса вольт-амперных характеристик вентилей. Если не предпринимать специальных мер, то коэффициент пульсаций низкочастотной (частоты сети) гармоники на выходе низковольтного многофазного выпрямителя составляет 5...6 % [4].

Обычно требуемый коэффициент пульсаций на нагрузке низковольтного СВИП составляет не более 1 %. Это значит, что сглаживающий фильтр *A2* должен ослабить низкочастотную гармонику примерно в 10 раз. При этом каноническая составляющая пульсаций будет ослабляться более чем в 100 раз, так как частота этой составляющей в 6 раз выше частоты сети, а фильтр *A2* является фильтром второго порядка. Если учесть, что коэффициент пульсаций канонической составляющей на выходе *A1* всего около 10 % (почти такой же, как и низкочастотной гармоники), то шестифазную схему выпрямления нельзя признать оптимальной. Очевидно, что при коэффициенте пульсаций низкочастотной гармоники 5...6 % оптимальным будет выпрямитель, у которого число фаз $m<6$.

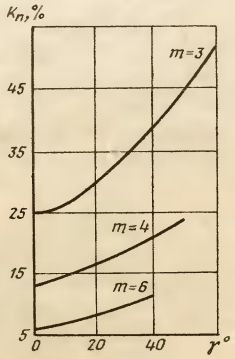


Рис. 2

Переход от шестифазной схемы выпрямления к трехфазной прост. Для СВИП структуры рис. 1 переход к четырехфазной схеме выпрямления несколько сложнее. Известно, что четырехфазная схема выпрямления получается, когда в трехфазную сеть включают два однофазных трансформатора по схеме Скотта [3]. Если первичные обмотки этих трансформаторов соединять по схеме Скотта с помощью полупроводников ключа *A3*, то можно использовать структуру СВИП рис. 1 при четырехфазной схеме выпрямления. Такая структурная схема приведена на рис. 3. Следует отметить, что в СВИП по схеме рис. 3 нагрузка на сеть по фазам остается равномерной.

Облегчение режима работы регулирующего транзистора. Нагрузка регулирующего транзистора *V1* (рис. 3) имеет индуктивный характер. В связи с этим при закрывании транзистора возникает ЭДС самоиндукции, в результате чего на его коллекторе появляются выбросы напряжения, которые ужесточают режим работы регулирующего транзистора *V1*. На практике максимальное напряжение на транзисторе более чем вдвое превышает величину амплитудного напряжения сети.

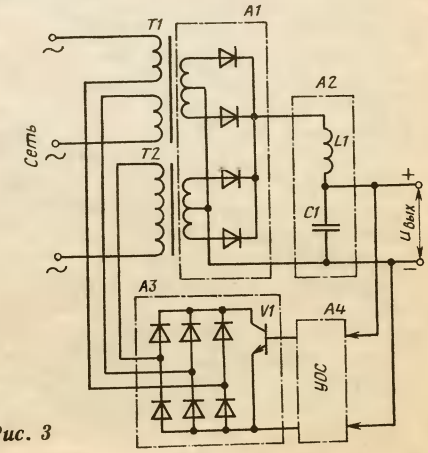


Рис. 3

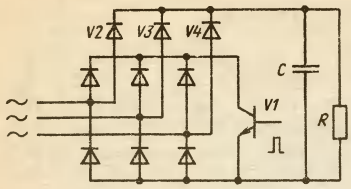


Рис. 4

Исключить воздействие ЭДС самоиндукции на регулирующий транзистор *V1* и тем самым повысить надежность его работы можно, если полупроводниковый ключ *A3* собрать по схеме, показанной на рис. 4. Здесь в схему ключа введены дополнительные диоды *V2, V3, V4*, а также конденсатор *C* и резистор *R*.

Работает полупроводниковый ключ (рис. 4) следующим образом. Когда транзистор *V1* закрыт, максимальное значение напряжения на его коллекторе равно амплитудному значению напряжения сети. Такое же напряжение и на конденсаторе *C*. Когда транзистор открывается, диоды *V2, V3, V4* находятся в не проводящем состоянии, и напряжение на конденсаторе *C* не оказывает влияния на работу транзистора *V1*.

При закрывании транзистора *V1* возникает ЭДС самоиндукции, и как только напряжение на коллекторе транзистора превышает напряжение на конденсаторе *C*, диоды *V2, V3, V4* переходят в режим прямой проводимости и энергия ЭДС самоиндукции расходуется на подзаряд конденсатора.

С учетом того, что единичный импульс ЭДС самоиндукции имеет экспоненциальную форму, его величина определяется выражением $e=-Ldi/dt$, а энергия импульса $W_и=Li^2/2$ равна энергии, полученной конденсатором, $W_c=Ce^2/2$. Можно показать, что для практических СВИП достаточно иметь в схеме ключа емкость *C* величиной 0,5...1 мкФ, чтобы снизить воздействие на транзистор ЭДС самоиндукции до малозаметной величины.

Резистор *R* введен для того, чтобы в паузы между импульсами происходил разряд конденсатора *C* до начальной величины (с целью предотвращения накопления энергии в конденсаторе). Так как время воздействия импульса ЭДС самоиндукции много меньше времени паузы между импульсами, мощность, рассеиваемая резистором, невелика.

Таким образом, при введении в полупроводниковый ключ трех маломощных диодов *V2, V3, V4*, резистора малой мощности *R* и однополярного конденсатора *C* небольших размеров практически более чем вдвое снижается величина максимального значения напряжения на коллекторе транзистора *V1*.

Экспериментальные данные. При питании от трехфазной сети 400 Гц 220 В проведено сравнение СВИП на 5 В и на 20 В, построенных по схеме с бестрансформаторным входом (частота преобразования энергии 20 кГц), и СВИП с использованием схемы Скотта (частота работы регулирующего транзистора *V1* — тоже 20 кГц). Последняя схема оказалась на 10 % тяжелее, но ее объем и число дискретных элементов значительно уменьшились — на 20 и 30 % соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Орехов В. И.** и др. Низковольтные сильноточные источники вторичного электропитания РЭА.— М.: Радио и связь, 1986.— 104 с.
2. А. с. № 305465 СССР. Стабилизатор низких напряжений / **В. А. Комаров, В. И. Тихонов, А. С. Христианов.**
3. **Аксенов В. Н.** Выпрямители и трансформаторные подстанции.— М.: Связьиздат, 1961.— 440 с.
4. **Войтик М. С.** Расчет низкочастотной гармоники пульсаций выходного напряжения неуправляемого выпрямителя // Электричество.— 1986.— № 10.— С. 62—64.

Получено 27.02.92

ГЕНЕРИРОВАНИЕ, ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ

УДК 621.372.632

ШИРОКОДИАПАЗОННЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ

Т. К. Паушкина, Т. С. Федосова

Синтезаторы частот (СЧ), построенные по схеме фазовой автоподстройки частоты (ФАП) с делителем частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) в цепи обратной связи (ОС), и широкодиапазонные СЧ на основе двух независимых колец ФАП со смесителем нашли широкое промышленное применение в различных радиотехнических устройствах благодаря их компактности и простоте настройки [1, 2]. Однако при мелком шаге сетки в этих СЧ (см. рис. 1, а) требуется большой коэффициент деления ДПКД в кольце, что сужает полосу пропускания, а это, в свою очередь, приводит к затягиванию переходного процесса в СЧ при переключении частоты и увеличению фазового шума в выходном сигнале. Фазовый шум в полосе пропускания ФАП определяется малыми шумами опорного сигнала, а вне полосы обусловлен значительным шумом перестраиваемого генератора [1]. Существующие методы повышения быстродействия и уменьшения фазового шума (схема с трансформацией шага, схема с дробным коэффициентом деления) не решают полностью проблемы получения оптимальной полосы пропускания. В статье рассматривается вариант улучшения характеристик широкодиапазонного СЧ путем изменения способа организации ОС без существенного усложнения его схемы.

Структурная схема предлагаемого СЧ, приведенная на рис. 1, *б*, состоит из двух колец ФАП. В первое кольцо входит перестраиваемый генератор $ПГ_1$, $ДПКД_1$, фазовый детектор $ФД_1$. На второй вход $ФД_1$ поступает опорный сигнал с частотой ω_{01}. Второе кольцо объединяет $ПГ_2$, смеситель СМ, $ДПКД_2$, $ФД_2$. На второй вход $ФД_2$ подается опорный сигнал с частотой ω_{02}.

Как следует из сравнения рис. 1, *а* и рис. 1, *б*, существенное отличие последней схемы состоит в способе подачи управляющих напряжений. В ней сигнал ошибки с $ФД_1$ управляет частотой $ПГ_2$, а сигнал ошибки $ФД_2$ — частотой $ПГ_1$, т. е. в схеме применены перекрестные связи, обеспечивающие взаимное управление частотами генераторов. Для расширения возможностей управления характеристиками СЧ можно сохранить собственную ОС в первом кольце, идущую с выхода $ФД_1$ на управляющий вход $ПГ_1$ (на рис. 1, *б* ОС показана пунктиром). Рассмотрим работу СЧ в двух режимах: с собственной ОС и без нее.

Выходной сигнал снимается с $ПГ_2$. В стационарном режиме частоты сигналов $ПГ_1$ и $ПГ_2$, определенные из условия равенства частот сигналов, поступающих на входы ФД, соответственно равны:

$$\omega_1=N_1\omega_{01};\ \omega_2=N_1\omega_{01}+N_2\omega_{02}, \quad (1)$$

где N_1, N_2 — коэффициенты деления $ДПКД_1$, $ДПКД_2$; ω_{01}, ω_{02} — опорные частоты, причем ω_{01} влияет на частоту

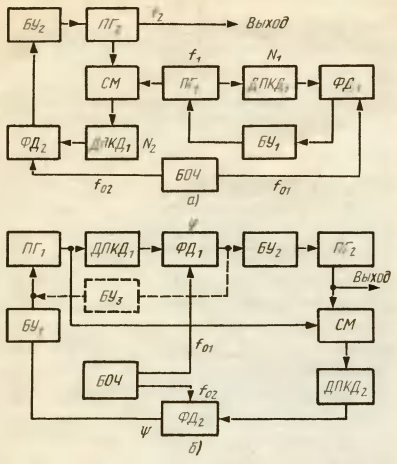


Рис. 1

поддиапазонов, а ω_{02} — на шаг сетки. Смена поддиапазонов происходит с помощью ДПКД$_1$, а перестройка частоты мелким шагом внутри поддиапазонов — с помощью ДПКД$_2$.

При косинусоидальной аппроксимации характеристик ФД стационарные разности фаз, поступающих на ФД$_1$, ФД$_2$,

$$\varphi_{10}=\arccos(\Delta_1 N_1/E_2 S_1);$$
$$\varphi_{20}=\arccos(\Delta_2 N_2/E_1 S_2), \qquad (2)$$

где E_1, E_2 — максимальные напряжения на выходе детекторов ФД$_1$, ФД$_2$; S_1, S_2 — крутизна характеристик управления ПГ$_1$, ПГ$_2$; $\Delta_1=(\omega_1/N)-\omega_{01}$; $\Delta_2=(\omega_2-N_2\omega_{02}-\omega_{01}N_1)/N_2$ — абсолютные расстройки частот ПГ$_1$ и ПГ$_2$ относительно стационарных значений.

На основании (2) и из условия, что максимальные значения нормированных напряжений на выходе фазовых детекторов равны ± 1, определяем границы области удержания синхроимпульса. Максимальная допустимая расстройка генераторов в первом и втором кольце:

$$\Omega_{y1}=E_2 S_1 k_1/N_1;$$
$$\Omega_{y2}=E_1 S_2 k_2/N_2, \qquad (3)$$

здесь k_1, k_2 — коэффициенты передачи блоков управления БУ$_1$ и БУ$_2$.

Область удержания СЧ на плоскости расстроек (Δ_1, Δ_2) имеет вид прямоугольника. Полоса удержания в каждом из колец не зависит от расстройки в другом кольце. При переключении частот ПГ синтезатор работает в полосе удержания и длительность переходного процесса в нем можно оценить на основании линейной модели СЧ, полученной путем замены нелинейных характеристик ФД линейными с крутизной, рассчитанной в точке стационарного режима.

В этой линейной модели длительность переходного процесса и полоса пропускания взаимно связаны, и, поскольку при расширении полосы желательно оценивать уровень фазового шума, необходимо для схемы рис. 1, *б* выявить ее фильтрующие свойства.

Величина фазового шума в выходном сигнале зависит от коэффициентов передачи фазового шума во всех блоках схемы. Источники шума сведем к трем составляющим: 1 — возмущения в фазе ПГ$_2$ (собственные), 2 — возмущения в фазе ПГ$_1$ (взаимные), 3 — возмущения в фазе опорного сигнала (внешние).

Коэффициент передачи [3] собственных возмущений определяется отношением возмущений в фазе ПГ$_2$ в замкнутом кольце к возмущениям той же фазы в разомкнутом кольце. В случае малых и гармонических возмущений амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

$$K_c(\omega)=\sqrt{\frac{\omega^4+\omega^2(a+bc)^2}{(\omega^2-bc)^2+\omega^2(a+b_c)^2}}, \qquad (4)$$

где a, b, c — коэффициенты, рассчитанные в точке стационарного режима: $a=(k_3 S_1 E_1/N_1)S_{д1}$; $b=(k_1 S_1 E_2/N_1)/S_{д2}$; $c=(k_2 S_2 E_1/N_2)S_д$, где $S_{д1}$ и $S_{д2}$ — крутизна характеристик ФД$_1$ и ФД$_2$. Из анализа (4) следует, что АЧХ может иметь выброс. Частота ω_{max} и максимальное значение этого выброса $K_{c\,max}$ приближенно можно оценить по формулам:

$$\omega_{max}=\sqrt{bc}; \qquad (5)$$
$$K_{c\,max}=\sqrt{1+c/bl^2}. \qquad (6)$$

Здесь $l=N_1/N_2$.

Коэффициент передачи взаимных возмущений обусловлен отношением возмущений в фазе ПГ$_2$ к возмущениям в фазе ПГ$_1$. Тогда его АЧХ

$$K_в(\omega)=\frac{N_2}{N_1}\frac{\omega c}{\sqrt{(\omega^2-bc)^2+\omega^2(a+bl)^2}}. \qquad (7)$$

Из (7) следует, что АЧХ имеет резонансный вид. На частоте ω_{max} максимальное значение АЧХ

$$K_{в\,max}=(N_2/N_1)[c/(a+bl)]. \qquad (8)$$

Коэффициент передачи внешних возмущений выражается отношением возмущений в фазе ПГ$_2$ к возмущениям в фазе опорного сигнала на ФД$_2$. Его АЧХ

$$K_0(\omega)=N_2\frac{bc}{\sqrt{(\omega^2-bc)^2+\omega^2(a+bl)^2}}. \qquad (9)$$

Из анализа (9) следует, что АЧХ в зависимости от соотношения величин a, b, c может иметь выброс на частоте ω_{max}

$$K_{0\,max}=N_2\sqrt{bc}/(a+bl) \qquad (10)$$

или быть монотонной. Для простоты вычислений при наличии выброса за полосу пропускания можно принять частоту, на которой АЧХ принимает значение единицы:

$$\omega_1=\sqrt{2bc-(a+bl)^2}. \qquad (11)$$

При монотонной АЧХ полоса, соответствующая обычному уровню (0,7 максимального значения), вычисляется по формуле

$$\omega_{0,7}=\sqrt{\frac{2bc-(a+bl)^2}{2}+\sqrt{\left[\frac{2bc-(a+bl)^2}{2}\right]^2+(bc)^2}}. \qquad (12)$$

Полоса пропускания $K_0(\omega)$, как следует из (12), изменяется в широких пределах, а следовательно, может быть выбрана оптимальной в случае, когда она совпадает с частотой, на которой спектральная плотность фазового шума ПГ$_2$ пересекает умноженную в N_2 раз спектральную плотность фазового шума ОГ$_2$. Как следует из (10), введение собственной обратной связи существенно уменьшает выброс в АЧХ. При величине коэффициента связи больше критической ($a_{кр}=\sqrt{2bc-bl}$) АЧХ становятся монотонными.

Длительность переходного процесса СЧ определим на основании характеристического уравнения, которое получим, приравняв нулю знаменатель в формуле (4), т. е.

$$p^2+p(a+bl)+bc=0. \qquad (13)$$

Из (13) следует, что переходный процесс будет колебательным, если $a<2\sqrt{bc}-bl$.

Наименьшее время переходного процесса в СЧ рис. 1, *б* свойственно критическому режиму:

$$t_2=k/(a_{кр}+bl)=1/2\sqrt{bc}, \qquad (14)$$

где $k=2, 3...3$ — коэффициент, зависящий от уровня, принятого за окончание переходного процесса.

Сравнение схем, изображенных на рис. 1, а и 1. б, проводится по длительности переходного процесса t и ширине полосы пропускания $П$ АЧХ коэффициента передачи внешних возмущений K_0. Известно, что для схемы рис. 1, *а* $t_1=N_2/k_4 S_2 S_{д2}$; $П_1=k_4 S_2 S_{д2}/N_2$, где k_4 — коэффициент передачи блока управления БУ$_2$ в схеме рис. 1, *а*. Предположим, что параметры выходного кольца, работающего на низкой частоте сравнения ω_{02}, одинаковы и $k_4=k_2$. Взяв отношение длительности переходного процесса в схеме рис. 1, *а* — t_1 к длительности в схеме рис. 1, *б* — t_2 и отношение полосы пропускания в схеме рис. 1, *б* — $П_2$ к полосе в схеме рис. 1, *а* — $П_1$, можно рассчитать получаемый выигрыш в этих величинах:

при двух цепях управления ($a=0$)

$$t_1/t_2=k_2 S_1/k_3 S_2; \qquad (15)$$
$$П_2/П_1=\sqrt{(2k_2 S_1 S_{д1} N_2)/(k_3 S_2 S_{д2} N_1)}; \qquad (16)$$

при введении третьей цепи и $a=a_{кр}$

$$t_1/t_2'=2\sqrt{(k_2 S_1 S_{д1} N_2)/(k_4 S_2 S_{д2} N_1)}; \qquad (17)$$
$$П_2/П_1=2{,}5\sqrt{(k_2 S_1 S_{д1} N_2)/(k_4 S_2 S_{д2} N_1)}. \qquad (18)$$

Из (15)—(18) следует, что выигрыш тем больше, чем больше разница в полосах управления в первом и втором кольцах. Если предположить, что крутизны характеристик управления и характеристик ФД одинаковы ($S_1=S_2$; $S_{д1}=S_{д2}$), то выигрыш пропорционален $\sqrt{N_2/N_1}$, т. е. зависит от соотношения коэффициентов деления в кольцах и может достигать сотен единиц. Ограничение сверху на увеличение этого отношения накладывает требование устойчивости режима синхро-

Таблица 1

a	t_1/t_2	$П_2/П_1$
0	2	90
$a_{кр}$	133	160

Таблица 2

Схема	t, мс	$П$, Гц
Рис. 1, *а*	20	50
Рис. 1, *б*	10/0,15	$4{,}5\cdot10^2/8\cdot10^3$

Примечание. В числителе — при $a=0$, в знаменателе — при $a=a_{кр}$.

низма [1]. Чем больше отношение b/c, тем меньше полоса захвата системы ФАП.

Для схемы СЧ с типичными параметрами ($f_1=105$ МГц, $f_{01}=10$ МГц, $S_1=10^6$ Гц/В, $f_2=100$ МГц, $f_{02}=500$ Гц, $S_2=10^6$ Гц/В, $S_{д1}=1$ В/гр, $S_{д2}=0{,}5$ В/гр, $k_1=k_{кр}$, $k_2=2$, $k_3=1$, $k_4=1$) получаем следующие значения коэффициентов в дифференциальном уравнении: $b=S_1S_{д2}k_1/N_1=2\cdot10^6\cdot0{,}5/10=10^5$ Гц, $c=S_2S_{д1}k_2/N_2=100$ Гц, $a_{кр}\approx\sqrt{2bc}=10^4$ Гц.

Результаты расчета величин t_1, t_2, $П_1$, $П_2$ сведены в табл. 1, в табл. 2 даны значения выигрыша. Из нее следует, что при переходе к схеме рис. 1, *б* при $a=0$ значительно расширяется полоса, а быстродействие увеличивается незначительно. При переходе от схемы с $a=0$ к схеме с $a=a_{кр}$ значительно уменьшается время переходного процесса (в 63 раза), а дальнейшее расширение полосы небольшое (в 1,8 раза).

Сокращение длительности переходного процесса в СЧ зависит от способа подачи управляющих напряжений. Действительно, в схеме рис. 1, *а* управление частотой выходного генератора $ПГ_2$ происходит по инерционной цепи, включающей СМ, $ДПКД_2$, $ФД_2$, $БУ_2$. В схеме рис. 1, *б* управление частотой выходного генератора происходит по цепи, включающей СМ, $ДПКД_2$, $ФД_2$, $ПГ_1$, $ДПКД_1$, $ФД_1$, $БУ_1$. Эта цепь управления, благодаря высокой частоте сравнения, на которой работает детектор первого кольца, обладает малой инерционностью.

Динамическая характеристика СЧ определяется областью захвата СЧ. Нарушение

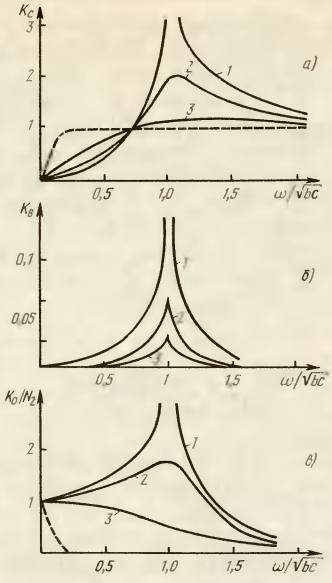


Рис. 2

режима синхронизма происходит из-за возникновения устойчивого цикла второго рода по переменной φ, так как коэффициент b больше коэффициента c ($b>c$) [3, 4].

На рис. 2 для СЧ с указанными параметрами для нормированных коэффициентов ($b=1$; $c=0{,}001$; $l=0{,}001$) построены АЧХ коэффициентов передачи собственных (*а*), взаимных (*б*), внешних (*в*) возмущений (кривые *1* — для $a=0$; *2* — $a=0{,}02$; *3* — $a=0{,}06$). Пунктиром на рис. 2, *а, в* построены АЧХ для схемы рис. 1, *а*. Из анализа кривых следует, что полоса пропускания значительно может быть расширена, а выброс уменьшен путем увеличения коэффициента передачи (по собственной обратной связи) первого кольца $a\neq0$.

На рис. 3 на плоскости расстроек (Δ_1, Δ_2) показаны область удержания (ее границы определены заштрихованными линиями) и рассчитанные на ЭВМ границы захвата при разных значениях коэффициентов a и c [5]. Полоса захвата по расстройке Δ_1 в первом кольце равна полосе удержания. Полоса захвата по расстройке во втором кольце практически не зависит от расстройки в первом кольце, но меньше полосы удержания.

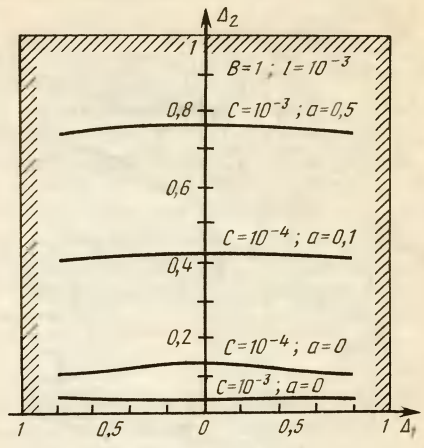


Рис. 3

Таким образом, синтезатор частот, построенный на двух кольцах ФАП с взаимными цепями управления, в десятки раз превосходит по быстродействию синтезатор, выполненный на двух независимых ФАП. Полученные формулы позволяют рассчитать время переходного процесса и при известных источниках шума определить фазовый шум выходного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Манассевич В.** Синтезаторы частот.— М.: Связь, 1979.
2. **Федосова Т. С.** Анализ систем фазовой синхронизации с двумя периодическими нелинейностями // Радиотехника.— 1986.— № 6.
3. **Горшенков Ю. Н., Самойло К. А., Федосова Т. С.** Синтезаторы частот // Радиотехника.— 1975.— № 5.
4. **Федосова Т. С.** Фильтрующие свойства двухпетлевых взаимосвязанных колец автоподстройки частоты. Сб. Элементы приемноусилительных устройств.— Таганрог: ТРТИ, 1984, № 2.
5. **Паушкина Т. К.** Динамические свойства синтезатора частот на основе двух взаимосвязанных колец ФАПЧ / Респуб. научно-техн. сб. «Теоретическая электротехника».— Львов, 1989, № 47.

Получено 21.01.92

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»

доводит до Вашего сведения, что в IV кв. 1993 г. планирует выпустить книгу **Михайлова В. Г., Потаповой Р. К., Рамишвили Г. С. и др. «ОСНОВЫ РЕЧЕВОЙ АКУСТИКИ».**

Книга включает в себя основы представления речевого процесса применительно к вопросам разработки систем электросвязи, автоматического распознавания и синтеза речи. В ней изложены методы и алгоритмы автоматического распознавания и синтеза изолированных слов, отдельных фраз и слитной речи, обработки речевого сигнала в дискретных каналах связи, измерения разборчивости и качества передачи в трактах электросвязи. Рассмотрены вопросы создания вокодеров, средств распознавания и синтеза речи.

Обобщены многочисленные публикации в отечественной и зарубежной литературе, а также результаты исследований авторов. Изложение затронутых проблем с единых методологических позиций удачно сочетает фундаментальные лингвистические знания с достижениями кибернетики и акустики. Книга содержит обширный фактографический материал, алгоритмы цифровой обработки сигнала, описание технических и психофизических методов измерения речевого сигнала, а также лингвистические представления системы речевой коммуникации. Дальнейшее развитие получили проблемы описания акустоперцептивных параметров устной речи и их представления.

Объем книги 32 л., ориентировочная цена 100 руб.

Заявки принимаются по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь», зав. ред. В. Н. Вяльцеву. Контактные телефоны: 925-04-53, 925-02-10.

ИНФОРМАЦИЯ

МЕЖДУГОРОДНЫЙ ТАКСОФОН В РОССИИ

Тема совещания, состоявшегося в конце минувшего года в С.-Петербурге,— «Развитие сети междугородных телефонов-автоматов (МТА) в России». Его участникам предстояло определить основные пути дальнейшего развития сети МТА в стране; решить вопросы организации производства МТА, их работы в новых экономических условиях, использования современной элементной базы; найти направления разработки и производства контрольно-диагностической аппаратуры; обменяться опытом технического обслуживания и взаиморасчетов за междугородные телефонные разговоры (МТР).

На совещание прибыли представители Министерства связи Российской Федерации, ГПСИ, ТТС, предприятий-разработчиков и заводов-изготовителей из Москвы, С.-Петербурга, Перми, Екатеринбурга, Воронежа, Н. Новгорода, Уфы и других городов России, а также гости из Беларуси. Все хлопоты по организации совещания взяла на себя С.-Петербургская междугородная телефонная станция.

В России по-прежнему ощущается острый дефицит телефонных аппаратов: по состоянию на 1 января 1992 г. число квартирных телефонов составило 31,7 шт. на 100 семей. МТА позволяют увеличить долю автоматизированного телефонного обмена по междугородной телефонной сети (МТС) и тем самым расширить возможности использования населением этого вида связи. Доходы, получаемые за оказанные с МТА услуги, составляют около 20 % от общих доходов за МТР.

По состоянию на 1 января 1992 г. на МТС России задействовано 34 200 МТА, в основном типов АМТ-69/15 с ТП (до 60 %), МТМ-15/22 (до 30 %), ТМСН-1517 (до 5 %). В 1992 г. резко снизились темпы развития МТС, уменьшился объём предоставляемых с МТА услуг. За первые 9 месяцев прошлого года перестали действовать 2400 аппаратов, или 7,1 % от их общего количества. Объясняется это закрытием нерентабельных отделений связи, выключением низкодоходных МТА, снятием морально устаревших МТА, не подлежавших ремонту, резко возросшей стоимостью (в 5—10 раз) самих МТА и их обслуживания, невозможностью взимать установленный за МТР тариф при предоставлении разговора с МТА, отсутствием в достаточном количестве разменных монет у населения.

Министерство связи России в целом поддерживает идею получения максимально возможных доходов от МТА и признаёт за предприятиями связи право самим определять количество и тип устанавливаемых МТА, тариф, способ оплаты. Ряд предприятий связи уже изыскал возможности использования различных способов, позволяющих обеспечить стабильное предоставление услуг междугородной телефонной связи с МТА.

В Омске, Томске, Сыктывкаре, ряде райцентров Псковской области оплата за МТР производится жетонами. В Брянской и Воронежской областях продолжается реконструкция МТА с целью перевода на работу с жетонами. В Кургане, Черкесске, Волгограде, Петропавловске-Камчатском, Калуге, Пскове действуют автоматизированные переговорные пункты (АПП) типа АПП-8, разработанные и производимые в Запорожье. В Красноярске установлены пульты тарификации МТР, работающие по принципу заранее вносимого аванса. При установлении связи плата за разговор вычитается из суммы аванса, об оставшейся величине его клиент может судить по показаниям индикатора, смонтированного в кабине.

В Москве, С.-Петербурге, Н. Новгороде проводится работа по применению для оплаты чип-карт.

Все участники совещания сошлись во мнении, что использование МТА с жетонной системой оплаты за МТР надо рассматривать как вынужденную и временную меру. Наиболее перспективным и технологичным следует считать применение чип-карт. Необходимо проработать возможность закупки зарубежных технологий изготовления карт с долевым участием предприятий связи и заводов. Вместе с тем, по мнению участников совещания, пришло время для разработки и серийного производства оборудования МТА с карточной системой оплаты по отечественной технологии. ЛОНИИС поручено провести совещание представителей эксплуатации и производителей таксофонов совместно с иностранными фирмами-производителями безмонетных (карточных) таксофонов для определения конкретных мер по организации такого производства в России. Кроме того, специалистам этого института предложено разработать критерии и порядок сертификации оборудования универсальных таксофонов, МТА, АПП, оборудования контроля за работой МТА, узлов тарификации, коммутационных узлов МТА и представить документацию Минсвязи РФ на утверждение. Заводы-изготовители должны получать сертификаты качества на производимое оборудование.

Для развития сети МТА в России, повышения эффективности её работы предложено также: расширить использование МТА двустороннего действия (для исходящей и входящей связи), установленных в магазинах, кафе, ресторанах, кинотеатрах (на договорных условиях между владельцами помещений и предприятиями связи); применить матричную систему взаиморасчетов между предприятиями связи при предоставлении услуг с универсальных таксофонов, МТА, АПП; организовать серийный выпуск кабин для таксофонов различной модификации.

Минсвязи РФ поручено в I полугодии 1993 г. создать и довести до предприятий связи инструкцию о порядке сбора, учета и хранения доходов от таксофонов с жетонной системой оплаты, а также правила технической эксплуатации МТА и типовую рекламу для пользователя. Затраты на закупку жетонов и чип-карт следует учесть при определении тарифов на услуги МТС.

В заключение участники совещания предложили организовать в четвертом квартале 1993 г. конкурс новейшего оборудования сети МТА с целью определения перспективных технологий в этой подотрасли связи.

Н. Ефимова

СОВЕЩАНИЕ ПО СЕЛЬСКОЙ СВЯЗИ В САРАНСКЕ

В декабре 1992 г. в Саранске состоялось Всероссийское совещание «Развитие средств электрической связи в сельской местности в 1993—1995 гг.», на котором присутствовали руководители и специалисты сельского хозяйства и связи, представители заводов-изготовителей и разработчики аппаратуры связи, руководители и сотрудники конструкторских бюро и научно-исследовательских институтов, всего более 220 человек.

На совещании были заслушаны доклады заместителя министра связи РФ Н. Ф. Пожиткова «Развитие и эксплуатация сетей связи в сельской местности», заместителя министра сельского хозяйства РФ А. П. Огаркова «Проблемы социального развития села в современных условиях», президента госконцерна «Связьстрой» Г. В. Будая «Вопросы строительства сетей сельской связи», заведующего отделом Всероссийского научно-производственного предприятия «Агросистема» И. М. Кузнецова «Прогноз потребности агропромышленного комплекса в средствах производственной связи в современных условиях», главного инженера ЦКБ В. В. Парменова «Сельские станции малой емкости 128/512 номеров», начальника отдела ЛОНИИС Н. В. Николаева «Перспективы создания цифровых сетей связи в сельской местности», президента фирмы «ЭЛТА-Р» (Болгария) А. Ченкина «Построение сетей внутрипроизводственной телефонной связи (ВПТС) с распределенной емкостью», директора Научно-технического центра Академии технологических наук РФ Е. Н. Егорова «Многофункциональная сеть малых радиоэлектронных систем связи для сельских районов России» и др.

В докладах было отмечено, что на начало 1992 г. в сельской местности Российской Федерации функционировало 27 тыс. АТС с монтированной и используемой емкостями 3682 и 3198 тыс. номеров соответственно. Общая емкость ВПТС и диспетчерской связи составила 1800 тыс. номеров, из которых 1200 тыс. было установлено в квартирах. Телефонная плотность в сельской местности достигла 8,95 телефонов на 100 человек. В то же время распределение ее неравномерно. Так, если на центральных усадьбах плотность составляет от 8 до 19 телефонов на 100 человек, то в остальных поселках и деревнях (а в них проживает более 35 % сельского населения) она находится в пределах 1,5...2,5 телефона на 100 жителей. До настоящего времени 36 тыс. малонаселенных пунктов и большое количество предприятий соцкультбыта и лечебно-профилактических учреждений не имеет телефонной связи.

Развитие телефонной связи в России осуществляется в соответствии с постановлением Совета Министров РСФСР № 127 от 4.03.91 «О развитии средств электрической и почтовой связи, радио и телевидения в сельской местности Российской Федерации в 1991—1993 годах». В 1991 г. в сельской местности было введено только 132,0 тыс. номеров, или 55,1 %, при задании 240,0 тыс., а за первые 9 месяцев

1992 г.— 30,0 тыс. номеров, из которых ВПТС составляют 10,0 тыс. На 1 января 1992 г. 760 совхозов и 850 колхозов в Российской Федерации не имели ВПТС.

Основными причинами резкого снижения темпов развития СТС и ВПТС в 1991—92 гг. послужили ограниченное выделение валютных средств и уменьшение капитальных вложений как из федерального, так и местного бюджетов на строительство новых и реконструкцию действующих сетей связи в сельской местности, значительный рост цен на кабельную продукцию и АТС, прекращение закупок АТС и систем передачи в Болгарии, Венгрии и Чехословакии, приведшее к неукомплектованности пусковых объектов. Отсутствие должного финансирования на развитие ВПТС ставит в труднейшее положение заводы-изготовители аппаратуры связи, оказавшиеся без заказов.

В этой связи Министерство сельского хозяйства РФ принимает неотложные меры по формированию фонда социального развития и инженерного обустройства сельских территорий, с тем, чтобы выделить в 1993 г. на развитие ВПТС достаточные средства.

Учитывая необходимость серийного внедрения на сетях СТС современных средств связи, Минсвязи РФ совместно с концерном «Телеком» мобилизовали ряд научных коллективов на создание малых электронных станций и концентраторов. Уже проходит испытания и в 1993 г. будет выпускаться серийно электронная оконечная станция на 128/512 номеров, разработанная ЦКБ. Создается образец и в 1993 г. будут проведены испытания опытной партии АТС-90, создаваемой ЛОНИИС и НПО «Сокол» (Белгород). Введена в опытную эксплуатацию электронная АТС на 256 номеров с распределенной емкостью, производства фирмы «ЭЛТА-Р» (Болгария). Во втором — третьем кварталах 1993 г. пройдут испытания малой АТС «Сигма» на 128/512 номеров. В 1994 г. эта станция будет доведена до 8,0 тыс. номеров, в том числе с услугами ISDN. Эти станции планирует выпускать завод «Красная Заря» (Санкт-Петербург) и Уфимское ПО «Прогресс».

МП «Персел» ведет работы по созданию цифровых радиотелефонных систем сотовой и телефонной радиосвязи. В Нижегородской области создается опытная зона радиотелефонной системы «Звезда», которая позволит с помощью РРЛ обеспечить связью любой сельский район с выделением от 1 до 30 телефонов в каждом населенном пункте.

Завершение указанных опытно-конструкторских работ значительно улучшит организацию сельской телефонной связи, ее эксплуатацию, увеличит количество всевозможных услуг и повысит качество работы СТС.

На совещании были рассмотрены вопросы материально-технического обеспечения строительства сетей связи в сельской местности и показана опытная сеть ВПТС с распределенной емкостью. Принято решение, в котором изложены просьбы к Министерствам связи и сельского хозяйства РФ, главам администраций республик, краев, областей и автономных образований об обеспечении стабилизации темпов развития сельской связи и ВПТС.

Наряду с этим совещание просило соответствующие институты и организации подготовить рекомендации по применению средств связи для организации сетей сельской связи и ВПТС на сельскохозяйственных предприятиях с различной телефонной плотностью, а также обеспечить доработку концепции развития средств электросвязи в сельской местности до 2000 г. и проект программы по ее реализации. Было принято также решение о проведении ежегодных совещаний и выставок новых средств связи для села.

Очередное Всероссийское совещание по вопросам сельской связи намечено провести в 1993 г. в Йошкар-Оле.

И. Кузнецов

Хроника жизни НТОРЭС им. А. С. Попова

ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ СВЕРХБЫСТРОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ СВЧ-КВЧ НА ОБЪЕМНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

Итоги VI Межгосударственной школы-семинара

В сентябре 1992 г. в Калининграде Московской области состоялась VI Межгосударственная школа-семинар «Техника, теория, математическое моделирование и САПР систем сверхбыстрой обработки информации (ССОИ) на объемных интегральных схемах (ОИС)». Школа проводилась в соответствии с рекомендациями IV Всесоюзной научно-технической конференции «Математическое моделирование и САПР радиоэлектронных и вычислительных систем СВЧ и КВЧ на ОИС» (Волгоград, 1991, [1]).

Одна из причин резкого отставания России в проектировании и реализации отечественных ССОИ — почти полная невозможность ознакомления специалистов с новыми идеями и разработками в области освоения и применения ОИС в ССОИ, функционирующих непосредственно в диапазонах СВЧ и КВЧ. Значительно уменьшились возможности обмена информацией внутри России, с ближним и дальним зарубежьем, заметно сократилось число иностранных журналов в библиотеках, почти прекратился перевод книг зарубежных авторов, возросла стоимость публикации книг в традиционных для радиотехники, электроники, вычислительной техники и информатики издательствах.

Непомерно больших затрат требует организация конференций и школ, которые нельзя провести без помощи попечителей. Развитие фундаментальных исследований и судьба научно-технических разработок поставлены в зависимость от «благорасположения» Капитала, т. е. коммерческих структур. Тем не менее, собрания общественности в форме семинаров, школ, конференций совершенно необходимы, с тем, чтобы «из первых рук» получить информацию, обсудить новые идеи, установить контакты с возможными заказчиками, дать действенную рекламу разработкам.

Выход из создавшегося положения, в частности, в области техники, о которой шла речь на школе-семинаре, видится в ориентации на отечественные идеи и научно-технические разработки, основанные на освоенных промышленностью технологиях и позволяющие получить качественно новые характеристики ССОИ на «старой» элементной базе. Наиболее перспективной в этом плане представляется идея пространственно-временной обработки информации непосредственно на несущей частоте радиосигнала в ССОИ, в которых СВЧ-КВЧ блоки построены на ОИС.

Приоритет в создании ССОИ на ОИС СВЧ-КВЧ принадлежит России.

В последние годы идея реализации ССОИ на ОИС неоднократно обсуждалась на научно-техническом и организационном уровнях и с участием иностранных ученых и инженеров. В ряде случаев идея с успехом реализована в конкретных разработках, которые начинают привлекать пристальное внимание западных и восточных специалистов. В рамках нового направления разрешена известная в микроэлектронике «проблема проводников», что позволяет на 1—3 порядка уменьшить массогабаритные параметры СВЧ-КВЧ блока ССОИ и соответственно повысить быстродействие. Разработки в области теории и техники поверхностных акустоэлектрических (ПАВ) и магнитостатических (МСВ) волн (колебаний) при их реализации в виде ОИС и в сочетании с БЭ на ЭВМ позволяют еще на 2—3 порядка улучшить эти показатели. Таким образом, реализация радиоэлектронных и вычислительных ССОИ на ОИС в диапазонах СВЧ и КВЧ открывает широкие возможности для решения народнохозяйственных проблем без обращения к иностранным аппаратуре и технологиям.

Организаторами школы-семинара были Московское НТОРЭС им. А. С. Попова, межгосударственный научно-учебный консультационный центр «ОИС» (МНУКЦ «ОИС»), Академия инженерных наук РФ, ИАП и ИРЭ РАН, МИРЭА, МИЭМ и ряд других организаций. Попечителями Школы стали Российское космическое агентство, фирма «Гермес», ДагНИИ радиоаппаратуры. В состав организационного и программного комитетов вошли наиболее авторитетные ученые и инженеры, эффективно работающие в области ССОИ на СВЧ с использованием техники ИС, а также известные иностранные специалисты из Германии, Франции, США, Японии. Всего в занятиях на школе приняли участие около 70 слушателей из различных регионов СНГ и других стран. К сожалению, отчаянное положение с финансами у заинтересованных отечественных предприятий не позволило, как первоначально предполагалось, провести школу в с. Максимиха на Байкале, куда изъявили желание приехать многие специалисты из Японии, Китая, КНДР, Тайваня. В подмосковный Калининград они, к сожалению, не приехали. Не смогли участвовать в работе из-за отсутствия русской валюты также лекторы и слушатели Украины, Грузии, Беларуси.

Работа школы строилась по традиционному плану: лекции по основным направлениям развития ССОИ на ОИС СВЧ-КВЧ (физика, принципы, математическое и электрическое моделирование, автоматизированное проектирование, элементная база ССОИ — активные и нелинейные устройства, антенны, линии передачи — ЛП, функциональные узлы — ФУ, устройства на ПАВ и МСВ, системные вопросы построения САПР ССОИ, технология, измерения, элементы производства). Доклады и сообщения слушателей группировались по темам основных лекций. В заключение был проведен «круглый стол» на тему «Возможности ОИС СВЧ и КВЧ при построении ССОИ в современных условиях». Успешной работе школы во многом способствовало издание лекций, а так-

же тезисов докладов и сообщений [2].

В соответствии с решением программного комитета основу школы составили лекции, в которых был последовательно изложен достаточно устоявшийся материал общего характера, необходимый для понимания и усвоения как общих идей ОИС СВЧ и КВЧ, математического моделирования ЛП, БЭ и ФУ СВЧ-КВЧ блоков ССОИ, так и проблем организации и реализации оптимальных САПР. Было уделено внимание электродинамическому анализу новых типов ЛП и БЭ, нашедших применение в ОИС СВЧ и КВЧ (несимметричная и импедансная щелевые ЛП, реберно-диэлектрическая ЛП и многие их модификации).

Интерес вызвали новые подходы к моделированию и проектированию ЛП и БЭ ОИС, принципы использования ЛП и БЭ на основе ПАВ и МСВ (это позволяет значительно уменьшить массогабаритные параметры СВЧ блока ССОИ на ОИС, что практически исключалось при плоскостной конструкции ИС), ЛП и БЭ с солитонами, которые обладают уникальными свойствами, чрезвычайно важными для существенного повышения быстродействия, упрощения конструкции оптических систем. Были представлены результаты исследований систем с солитонами, показано, что для широкого набора пленок с нелинейностями разных типов возможно получение аналитических решений; это существенно упрощает анализ реальных ССОИ.

Большое внимание на школе было уделено обсуждению результатов изучения и построения элементной базы ССОИ. Были представлены типовые функциональные элементы селективных устройств, сканирующие устройства СВЧ и КВЧ на основе ОИС, широкий класс управляющих устройств: переходы между разными типами ЛП, фазовращатели, аттенюаторы и т. п.

Интерес пользователей вызвали проблемы обслуживания и возможности САПР. Для описания топологии ИС СВЧ был представлен, в частности, входной язык MILL, удачно согласующийся с системой обслуживания, разработанной в МНУКЦ «ОИС». Обсуждались предложенные методы синтеза на ЭВМ с поиском глобального экстремума на сетке кода Грея, информационная технология интегрированных автоматизированных систем промышленного назначения. Большие возможности увеличения скорости проектирования САПР были продемонстрированы на примерах построения эффективных методов решения систем алгебро-дифференциальных уравнений (АДУ), построения и оптимизации непрерывных моделей большой размерности на основе макромоделирования и диакоптики. Было показано, что развитые алгоритмы и программы позволяют на много порядков увеличить скорость решения систем АДУ, включающих сотни и тысячи уравнений.

Активно обсуждалась слушателями школы и участниками «круглого стола» лекция о конверсии в радиоэлектронике.

Местом проведения VII Международной школы-семинара выбран г. Ростов Великий (1995 г.).

ЛИТЕРАТУРА

1. **Нефедов Е. И.** Проблемы создания ССОИ на ОИС // Электросвязь. 1992.— № 1.
2. Техника, теория, математическое моделирование и САПР ССОИ на ОИС СВЧ и КВЧ // Лекции, доклады, сообщения VI Международной школы-семинара, сентябрь, 1992, Калининград / Под ред. **Е. И. Нефедова.**— М.: Изд. МП РНТОРЭС им. А. С. Попова, 1992.

Е. Нефедов

НАДЕЖНАЯ СВЯЗЬ — ДЕЛОВЫМ ЛЮДЯМ

В Москве с 16 по 18 декабря 1992 г. проходила Всероссийская научно-практическая конференция «Связь в деловой сфере», организованная Государственным предприятием «Московская городская телефонная сеть» (МГТС) и Российским научно-техническим обществом радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. В конференции приняли участие представители 48 регионов Российской Федерации и других стран СНГ, в том числе заместители министра связи Российской Федерации А. А. Алешин и В. Н. Болдин; заместитель министра связи Туркмении Д. Эргешев, председатель Госкомитета Российской Федерации по информатике А. С. Голубков, руководители ГПСИ и ГТС 48 областей, представители более 30 организаций Москвы и Московской области, фирм Siemens (Германия), AT&T и Сигол (США), Nokia (Финляндия).

Было заслушано более 60 докладов и сообщений по следующим основным направлениям: развитие средств связи в условиях перехода к рыночным отношениям; структурные преобразования в отрасли электросвязи в новых условиях; системы и сети передачи данных; системы мобильной связи; цифровые системы коммутации; телематические службы; информационно-справочные системы; телепорты.

На конференции были обсуждены пути преобразований городских телефонных сетей Российской Федерации и предприятий связи, наиболее оптимальные условия их приватизации и акционирования.

Среди докладов, заслушанных на конференции, следует отметить комплексную работу ГП «МГТС» по созданию концепции развития телекоммуникационной и информационной инфраструктурь' московского региона; в докладе был проведен анализ ее состояния и очерчены научно-обоснованные перспективы развития связи в регионе.

На конференции отмечалась необходимость приоритетного развития сетей передачи данных и телематических служб на базе существующей телефонной сети общего пользования и создаваемой ГП «МГТС» совместно с региональными администрациями связи сети передачи данных с коммутацией пакетов ИНФОТЕЛ.

Ряд других работ ГП «МГТС» [создание сети «ИСКРА-2» и развитие на ее базе новых видов услуг; создание в перспективе выделенной цифровой коммутируемой коммерческой сети связи с комплексным набором дополнительных информационных услуг, сети цифровых трактов и каналов на базе интеллектуальных мультиплексоров фирмы New Bridge (Великобритания), разработка речевых интерактивных технологий] также заслуживает внимания и практического использования в других регионах СНГ.

Серия докладов ЦНИИС касалась перспектив развития телематических служб в Российской Федерации. Доклады Воронежского НИИ связи и специалистов МГТС показали необходимость ускорения разработки отечественной системы сухопутной подвижной радиотелефонной связи.

Конференция приняла решение о целесообразности информирования широких кругов специалистов связи о прошедшей конференции, просить редакции журналов «Вестник связи» и «Электросвязь»* опубликовать ряд материалов по темам докладов.

Хотелось бы подчеркнуть актуальность и значение конференции, которая стала первой по тематике «Связь в деловой сфере». Непосредственным ее организатором была одноименная, недавно созданная секция РНТОРЭС.

Участники конференции выразили пожелание ежегодно проводить конференции «Связь в деловой сфере» с целью обмена информацией между специалистами СНГ.

С. Михайлов

* Редакция журнала «Электросвязь» готовит тематическую подборку «Связь в деловой сфере», которую планирует опубликовать во второй половине 1993 г.

Хроника жизни НТОРЭС им. А. С. Попова

КОНФЕРЕНЦИИ, ШКОЛЫ, СЕМИНАРЫ

Центральный совет РНТОРЭС и Нижегородская областная организация НТОРЭС совместно с Нижегородским государственным техническим университетом проводят в сентябре 1993 г. в Нижнем Новгороде Всероссийскую научно-техническую конференцию **«Радиоприем и обработка сигналов»,** посвященную 75-летию Нижегородской радиолаборатории.

Основные направления работы конференции: повышение помехоустойчивости радиоприема; пространственно-временна́я обработка сигналов в радиоприемных устройствах; элементы и узлы устройств приема и обработки сигналов; измерительные приемники, измерители модуляции, анализаторы спектра.

Оргвзнос — ориентировочная сумма 1,5—2 тыс. руб.— высылается после получения уведомления об участии в конференции.

Контактный телефон: 921-06-10. Адрес: 103897, ГСП, Москва, Кузнецкий мост, 20, РНТОРЭС им. А. С. Попова. Оргкомитет конференции «Радиоприем и обработка сигналов».

«ТЕЛЕФУНКЕН» ДАЕТ «ДОБРО»

В Санкт-Петербурге налажено производство нового передатчика

На прошедшем в начале года в Москве заседании Совета глав и полномочных представителей Администраций связи Регионального содружества в области связи состоялась совместная презентация одной из старейших немецких фирм — компании Telefunken Sendertechnik **и их новых партнеров из Санкт-Петербурга — центра «Технопост» и завода «Азимут-Электроприбор». Поводом для этого мини-бенефиса послужило начало серийного выпуска по лицензии** Telefunken **УКВ-ЧМ передатчика, предназначенного для радиовещания в европейском диапазоне частот 87,6...108 МГц (см. с. 3 обложки).**

Авторитет и известность фирмы Telefunken настолько велики, что она вряд ли нуждается в представлении. За девяносто лет существования этого предприятия его инженеры создали немало замечательных приборов, аппаратуры связи и вещания, которые работали и продолжают функционировать во многих странах мира. Берлинское отделение фирмы, носящее название Telefunken Sendertechnik, специализируется на производстве радио- и телевизионного передающего оборудования, более половины которого экспортируется. До недавнего времени практически единственным «белым пятном» для компании Telefunken Sendertechnik оставались республики б. СССР. Несколько лет назад положение начало меняться.

По словам президента фирмы господина Юргена Граафа, отыскать в России партнера, которому бы можно было продать «ноу-хау» для налаживания выпуска вещательных передатчиков, оказалось не так просто. Посетили немало наших заводов, чтобы выйти на подходящий для будущего сотрудничества. В итоге серьезные отношения установились с «Технопостом» и «Азимутом».

Как говорится, партнеры нашли друг друга. Центр «Технопост», занятый исследованиями и разработками в области новых информационных технологий для почты и связи, имеет солидный научный и инженерный потенциал. Среди учредителей этого центра немало известных ученых и практиков, многие годы проработавших в Ленинградском электротехническом институте связи. Решив приобрести лицензию у фирмы Telefunken на производство УКВ ЧМ передатчика, «Технопост» заключил с ней лицензионное соглашение и предложил заводу «Азимут-Электроприбор» и ЦНИИ «Электроприбор» освоить его выпуск. Кстати, «Азимуту» тоже не занимать толковых электронщиков, да и его производственная база оказалась вполне подходящей для запуска в серию нового передатчика.

Впрочем, немецкие специалисты не сразу поверили в возможности своих российских коллег и прежде, чем подписать с ними контракт, решили «проверить» петербуржцев на деле.

«Документация на передатчик, которую «Телефункен» предоставил нам, была не совсем полной,— рассказал вашему корреспонденту заместитель директора завода «Азимут-Электроприбор» Владимир Смирнов,— заводчанам и сотрудникам ЦНИИ «Электроприбор» пришлось изрядно потрудиться, чтобы сделать макет передатчика, причем полностью на нашей элементной базе. Представители «Телефункена» были уверены, что нам придется закупать компоненты за границей: в оригинальном немецком передатчике используются радиоэлементы, выпускаемые в самых разных странах. Однако после «обкатки» нашего макета в Берлине убедились, что сделанный передатчик практически не уступает «фирменному».

Более того, Юрген Грааф не исключил возможности, что в будущем российские компоненты даже станут применять в западной аппаратуре. Что же касается дня сегодняшнего, то подписанный в ноябре 1992 г. специалистами фирмы Telefunken протокол окончательно подтвердил соответствие сделанного на «Азимуте» УКВ ЧМ передатчика ее требованиям и нормам.

С начала года выпущено уже 25 передатчиков. После сертификации Министерством связи России они будут проданы первым заказчикам. А впереди — новые задачи, главные из которых — сделать передатчик стереофоническим и предложить на рынок его модификацию для «нашего» УКВ ЧМ диапазона 66...76 МГц. Компания Telefunken Sendertechnik тоже строит планы на продолжение сотрудничества в области передачи «ноу-хау», в частности, начаты переговоры о возможности производства в России антенн для радиовещания на УКВ.

Р. Левин

Хроника жизни НТОРЭС им. А. С. Попова

КОНФЕРЕНЦИИ, ШКОЛЫ, СЕМИНАРЫ

Секция вычислительной техники РНТОРЭС им. А. С. Попова проводит 26—28 ноября 1993 г. в Москве Всероссийскую научно-техническую конференцию **«ОДНОРОДНЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ, СТРУКТУРЫ И СРЕДЫ».**

Тематика докладов: теория однородных вычислительных систем (ОВС), структур и сред; инфраструктура информатизации и распределенной обработки данных; географические распределенные информационно-вычислительные системы; однородные вычислительные среды и систолические структуры; сверхбольшие интегральные схемы однородных вычислительных сред и однородных запоминающих сред; построение спецпроцессоров, сопроцессоров и суперЭВМ на ОВС; программное и математическое обеспечение ОВС; транспьютеры и транспьютерные системы; внешние устройства, обеспечивающие супервычисления в ОВС; параллельное программирование для ОВС; инструментальные средства для настройки ОВС; языки логического и функционального программирования, архитектура СБИС и вычислителей для реализации этих языков; конструирование и производство вычислительной техники на основе СБИС ОВС, транспьютеров, систолических структур и другой элементной базы ОВС; компьютерная цифровая связь и проблемы коммуникационных взаимодействий в условиях массовых параллельных вычислений; применение сверхвысокопроизводительных однородных вычислительных сред для решения задач обработки изображений, синтеза пространственных геометрических образов, искусственного интеллекта; перспективные технологии для получения кристаллов интегральных схем однородных вычислительных и запоминающих сред высокой степени интеграции на основе новых материалов; фабрики программного обеспечения для массовой вычислительной техники.

Тезисы докладов будут опубликованы в виде сборника.

Для выступления с докладом необходимо направить в Оргкомитет тезисы (не более 1 страницы).

Принимаются заявки на участие в конференции без доклада, с предварительной оплатой оргвзноса.

Оргвзнос — 1500 рублей + НДС 20 %. Перечислять на расчетный счет Российского НТОРЭС № 100700395 в АКБ «Бизнес» Москвы, МФО 201638, код 129010, одновременно с отправкой тезисов докладов и заявки на участие в конференции. В платежном поручении просим указать шифр «ОВС-93». Оргвзнос используется на издание тезисов докладов, аренду помещения и другие орграсходы.

От предприятий, организаций, фирм и частных лиц принимаются заявки на участие в конференции в качестве спонсоров.

Контактный телефон: 921-06-10.
Адрес: 103897, ГСП, Москва,
ул. Кузнецкий мост, 20, РНТОРЭС им. А. С. Попова.
Оргкомитет конференции «ОВС-93».

ПРЕДСТАВЛЯЮТ ИНОФИРМЫ

ALCATEL
SEL RFT

СИСТЕМА КОММУТАЦИИ ALCATEL 1000 S-12

Адаптация к любым условиям применения сегодня и в перспективе

Более полувека электромеханические декадно-шаговые АТС с децентрализованными, взаимодействующими через искатели, управляющими узлами были основным типом коммутационного оборудования, работающего на сетях связи. Высокая надежность при эксплуатации, а также возможность простой реализации на его базе систем связи отличали это поколение телекоммутационной техники, однако с ее помощью нельзя было решать интеллектуальные задачи управления — маршрутизацию, изменение тарифов и др. Нужны были обширные, хотя бы частично децентрализованные управляющие комплексы. В первых же электронных системах коммутации, например, АТС типа ESS 1 фирм AT&T и Bell, управляющие устройства были полностью централизованы, а недостаток их эксплуатационной надежности вынуждал резервировать комплекс управления. Другой недостаток заключался в том, что даже незначительные изменения аппаратного обеспечения влекли за собой существенную модификацию программного обеспечения. Новым словом техники коммутации стала система Alcatel 1000 S-12.

Системная архитектура. В конце 70-х годов в ходе проведения подготовительных работ по созданию перспективной цифровой коммутационной системы, позже названной S-12, были учтены быстрая смена поколений схемотехники и технологии, а также появление новых видов связи. Эти исследования были использованы в разработке системных концепции и архитектуры оборудования S-12: процесс коммутации происходит в модулях сопряжения, предназначенных для различных видов связи и управляемых от микроЭВМ в соответствии со специально разработанным программным обеспечением; соединения между модулями осуществляются через коммутационное цифровое поле DSN. Такая архитектура применяется во всех вариантах задействования S-12 на сетях общего пользования (в качестве городских и/или междугородных АТС, при организации транзитных и комбинированных городских/междугородных АТС), а также характерна для специальных коммутационных систем, работающих в частных сетях. Назначение системы определяется выбором необходимых модулей аппаратного и программного обеспечения. Всего имеется около 40 различных их типов.

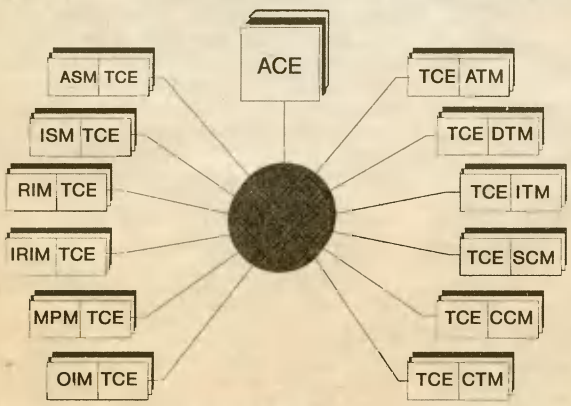


Рис. 1

Модули сопряжения. Система Alcatel 1000 S-12 располагает большим числом самостоятельных модулей сопряжения, каждый из которых соединяется через два ИКМ-тракта с цифровым коммутационным полем. В зависимости от технического задания, применяется несколько основных модулей сопряжения (см. рис. 1): абонентов аналоговых сетей (ASM); абонентов ЦСИС (ISM); аналоговых концентраторов (RIM); концентраторов ЦСИС (IRIM); общего и технического обслуживания с соответствующей периферией ЭВМ (MPM); сопряжения рабочих мест (OIM); аналоговых соединительных линий (ATM); цифровых соединительных линий (DTM); соединительных линий ЦСИС (ITM) (первичное мультиплексирование); многочастотной сигнализации (SCM); общего канала сигнализации (CCM); тактов и тонов (CTM).

Модуль сопряжения состоит из двух основных частей — внешнего интерфейса и управляющего устройства TCE, имеющего стандартный для S-12 интерфейс. Функция устройства TCE, состоящего из микропроцессора, запоминающего устройства (ЗУ) и блока доступа, заключается в обработке сигнала, поступающего от внешнего интерфейса, и его преобразовании на логический уровень, необходимый для работы стандартного интерфейса. Устройство TCE осуществляет также обратную операцию и управляет периферией, например, абонентскими комплектами и комплектом соединительных линий.

Обмен информацией между микропроцессором и процессорами других единиц управления происходит через блок доступа и коммутационное поле DSN, причем применяются те же пути, по которым через это поле проходят речевые сигналы.

Функциональные управляющие устройства (ACE). В зависимости от выполняемых задач необходимо различать коммутационные управляющие устройства и системные управляющие устройства.

К коммутационному управляющему процессу относятся непосредственно управление соединением (сигнализация, установление соединений и разъединение, посылка тарификационных импульсов) и сбор данных о состоянии трафика.

Коммутационные управляющие устройства, также состоящие из процессора, ЗУ и блока доступа, соединяются с управляю-

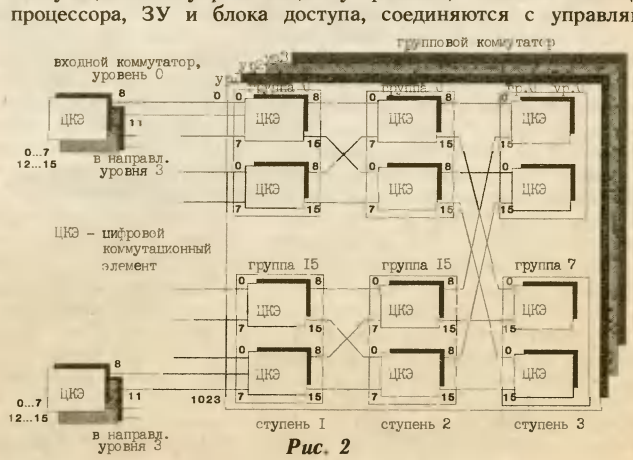


Рис. 2

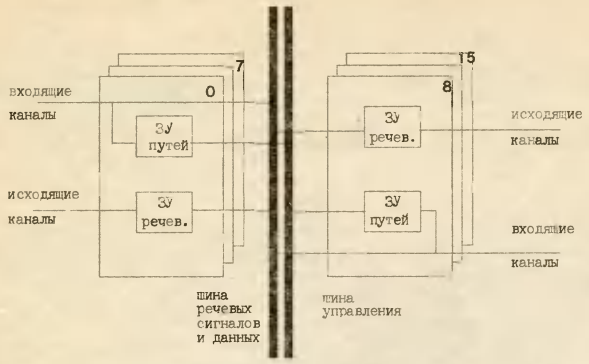


Рис. 3

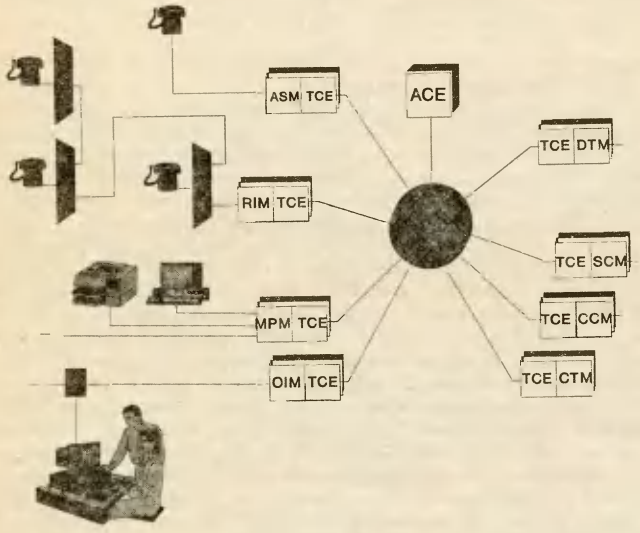


Рис. 4

щим устройством модулей через коммутационное поле по некоммутируемым линиям (канал 64 кбит/с). Такие системные функции, как анализ номера вызываемого абонента или вида обслуживания, определение зон и изменение тарифа, сбор тарификационных данных, маршрутизация и т. д., выполняются системными управляющими устройствами. Обмен информацией между этими и другими функциональными управляющими устройствами осуществляется через коммутационное поле путем установления виртуальных соединений.

Благодаря наличию достаточного числа резервных ACE реализуется высокая эксплуатационная надежность даже при возникновении неисправностей.

Цифровое коммутационное поле включает речевые каналы и каналы передачи данных между всеми модулями сопряжения и функциональными управляющими устройствами АТС S-12. Это реализуется применением одноступенчатого коммутационного поля доступа и основного коммутационного поля, которое может включать от одной до трех ступеней (рис. 2). В зависимости от состояния трафика основное коммутационное поле может подразделяться на четыре унифицированных и независимых друг от друга уровня. На всех ступенях коммутации применяется единая схема, обеспечивающая пространственно-временную коммутацию на базе общего интегрированного модуля. Характерные черты коммутационного поля системы S-12 — это полнодоступность; возможность постепенного наращивания номерной емкости; управление по речевому тракту по ступеням искания, что не требует отображения состояния коммутационного поля в центральном ЗУ; ступенчатая синхронизация.

Модуль коммутационного поля имеет 16 идентичных портов, которые соединяются между собой шиной (рис. 3). Каждый порт присоединяется к двум 32-канальным ИКМ-трактам. В каждое соответствующее ЗУ выбранного маршрута записывается состояние канала (свободно или занято). В речевое ЗУ записывается речевая информация отдельных каналов, которая дальше передается

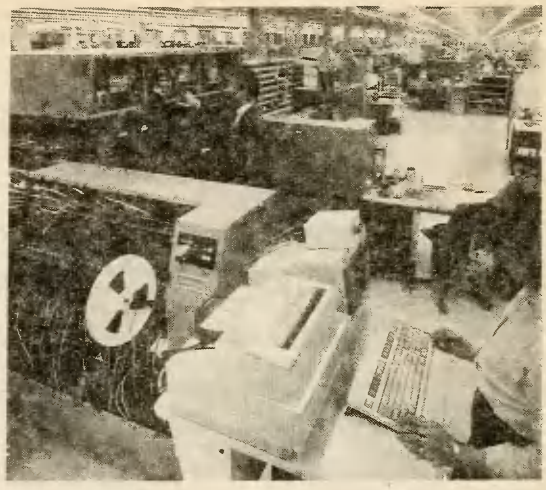


Рис. 5

в синхронном виде. Модуль коммутационного поля, работающий в пространственно-временном режиме, осуществляет переключения между портами и каналами. Каждый модуль коммутационного поля представляет полную доступность каждого из 512 входящих каналов на каждый из 512 исходящих каналов в неблокирующем режиме.

Внутренний пакетный протокол устанавливает пакетные или линейные соединения между процессорами всех узлов. Установление маршрута в цифровом коммутационном поле заключается в «свободном поиске» незанятого канала. Если такой канал найден, то «вызывающий» модуль посылает серию команд на установку соединения. Коммутационные модули переключаются ступенчато, тем самым последовательно поступающие команды и данные передаются дальше. Так же организуется связь между процессорами. Команды установки и соединения и команда срабатывания представляют собой часть пакета данных, т. е. организуется только кратковременная симплексная связь. Для установления линейных соединений, имеющих место на протяжении всего времени коммутации, необходимы два таких симплексных пути. Управление установлением и разъединением соединений осуществляется путем подачи отдельных команд. Адресацию в коммутационном поле проводит вызывающий модуль, который сравнивает собственный адрес с адресом целевого модуля, тем самым определяя, сколько ступеней должно быть пройдено в коммутационном поле.

Структура программного обеспечения. Реализация децентрализованной архитектуры системы S-12 достигается благодаря использованию программного обеспечения, практически независимого от аппаратного обеспечения и системной структуры. Благодаря этому изменения в программное и аппаратное обеспечение могут вноситься независимо друг от друга, что придает гибкость при расширении функций системы. Технология программного обеспечения предусматривает работу нескольких программных модулей, называемых «машиной ограниченных сообщений» (FMM) и «машиной поддержки системы» (SSM).

Программные модули FMM выполняют определенные функции в соответствии со следующими правилами: обмен информацией между машиной FMM и остальными программными средствами зависит от набора посылаемых и принимаемых сообщений; каждый модуль FMM может принимать и посылать только установленное число разрешенных сообщений; функционирование каждого модуля FMM определяется последовательностями входных и ответных сообщений.

Таблица 1

Параметр	Система Alcatel 1000 S-12	Традиционная техника
Трафик, Эрл	6400	2700
Занимаемая аппаратурой площадь, м^2	200	1130
Число стативных рядов	5,5	50
Нагрузка на пол, кг/м^2	300	1000
Потребляемый ток, А	1330	1800

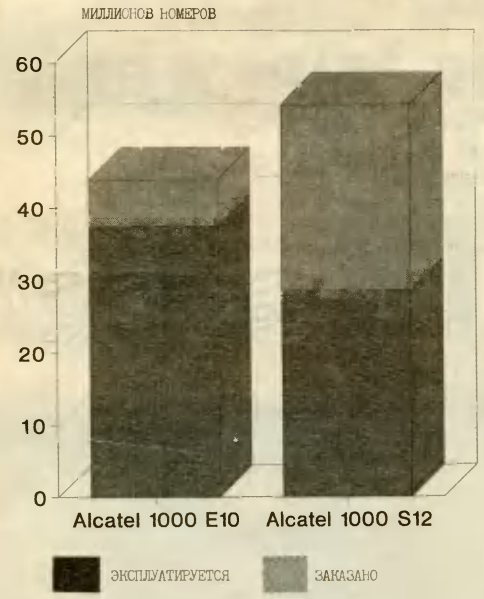


Рис. 6

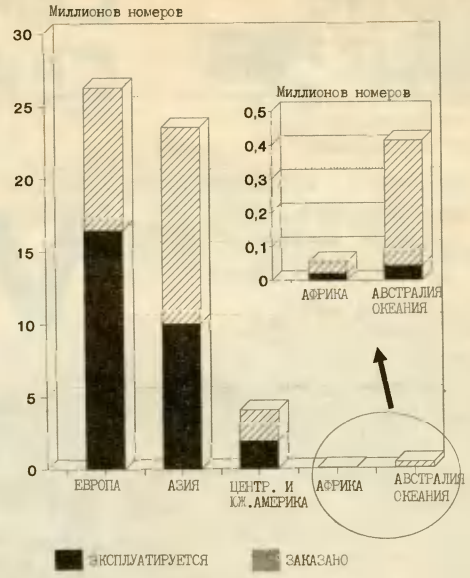


Рис. 7

Таким образом, можно реализовать все функции программного обеспечения при помощи гибкой концепции FMM. Однако для прямого сопряжения с аппаратными средствами часто применяют модули SSM. Они охватывают одну или несколько процедур, которые активизируются после их вызова.

Другое хорошо известное понятие программного структурирования — это виртуальная машина, которая образуется модулем аппаратного обеспечения, окруженным одним или несколькими модулями программного обеспечения.

Система коммутации S-12 на местной (городской) телефонной сети. Местные сети могут различаться по своим размерам. Поэтому конфигурация системы Alcatel 1000 S-12 может изменяться в зависимости от варианта ее использования. Так, на участках сети малой емкости применяются концентраторы или же небольшие самостоятельные коммутационные АТС типа SSA, на местных сетях с числом абонентов около 6000 целесообразно применять АТС с дистанционным управлением, более же крупные сети могут быть образованы на основе одной или нескольких самостоятельных АТС.

Изображенный на рис. 4 пример демонстрирует конфигурацию аналоговой местной сети с наложенной цифровой сетью. В этом случае отчетливо видна гибкая архитектура системы S-12: для реализации цифровой сети потребовалось задействовать лишь имеющиеся в распоряжении дополнительные модули.

В табл. 1 приведены характеристики междугородной АТС «Штутгарт 10» (22 950 каналов) при ее оборудовании системой Alcatel 1000 S-12 и обычной коммутационной аппаратурой. Сравнение подтверждает преимущества S-12.

Система Alcatel 1000 S-12 открыта для перспективных усовершенствований. Архитектура аппаратного и программного обеспечения системы Alcatel 1000 S-12 позволяет постоянно проводить ее модернизацию на основе новых полупроводниковых технологий для получения еще более высоких качественных показателей.

Таблица 2

Параметры	Значения параметров в			
	1982 г.	1986—87 гг.	1987—88 гг.	1989 г.
Объем ЗУ, Мбит/чип (мегабайты на узел)	0,064 0,256	0,256 1	1 4	4 16
Тактовая частота процессора, МГц	4 (проц. 8086)	8 (проц. 8086)	8 (проц. 80286)	16 (проц. 80386)
Тип блока доступа	9LSI-IC	3LS-IC	интегрирован на узле ЭВМ	
Объем цифрового коммутационного комплекта	30 каналов/2 узла	30 каналов/1 узел	—	—
Концентрация абонентов, абон./узел	6	8	16	16
Число абонентов на статив	480	1024	1024	2048

Технологические усовершенствования. Для повышения производительности оборудования и снижения его стоимости необходимо быстро внедрять в него новые достижения в области элементной базы и новые электронные приборы. Примером такой работы может служить использование в S-12 высокоинтегрированных модулей ЗУ, более производительных и быстродействующих микропроцессоров (80286, 80386) и специальных микросхем с высокой степенью интеграции, применяемых в коммутационных узлах, управляющих устройствах модулей и блоках интерфейсов (см. табл. 2).

Сборка АТС «Система-12» на заводе в г. Гунценхаузен: автоматическая установка элементов на плату осуществляется методом поверхностного монтажа (рис. 5).

Дальнейшая модернизация S-12 на основе 32-разрядных ЭВМ и новых ЗУ на 4 Мбит позволяет получить еще более впечатляющие характеристики коммутационного оборудования.

Системные усовершенствования. Гибкость системы Alcatel 1000 S-12 подтверждают приведенные ниже характеристики, о которых мы еще расскажем в нашей следующей публикации:

— центральный канал сигнализации — МККТТ № 7,
— возможность работы в ЦСИС,
— пакетная коммутация данных,
— наличие центров по обслуживанию и технической эксплуатации, связанных через общий канал сигнализации,
— CENTREX (придание обычной АТС функций учрежденческой станции),
— организация широкополосных ЦСИС,
— работа в качестве центральных станций подвижной сети радиосвязи,
— реализация задач коммутации в интеллектуальных сетях.

Перечисленные функции были включены в базовое оборудование S-12 в процессе его модернизации.

Цифровые коммутационные системы концерна Alcatel служат во всем мире. Цифровые коммутационные установки концерна Alcatel (Alcatel 1000 E10 и Alcatel 1000 S-12) обслуживают приблизительно 100 миллионов абонентов в разных странах мира (рис. 6). Число находящихся в эксплуатации станций Alcatel 1000 S-12 и неослабевающий поток заказов на их приобретение (рис. 7), поступающий на фирму Alcatel SEL (включая Alcatel SEL RFT), свидетельствует о признании системы Alcatel 1000 S-12, которая имеет хорошие шансы на будущее и по праву считается гордостью нашего предприятия.

д-р К. Тилекке
фирма Alcatel SEL RFT

DeTeWe TSB GmbH

Deutsche Telephonwerke –
Telefon- und Signalbau GmbH

СЕМЕЙСТВО СИСТЕМ СВЯЗИ ДЛЯ УЧРЕЖДЕНИЙ

varix SUPRA

- Инновационная система коммуникации VARIX 12/32 для использования на малых и средних предприятиях (подключение до восьми абонентских линий к АТС и до 24 телефонных аппаратов абонентов; более 60 сервисных функций).

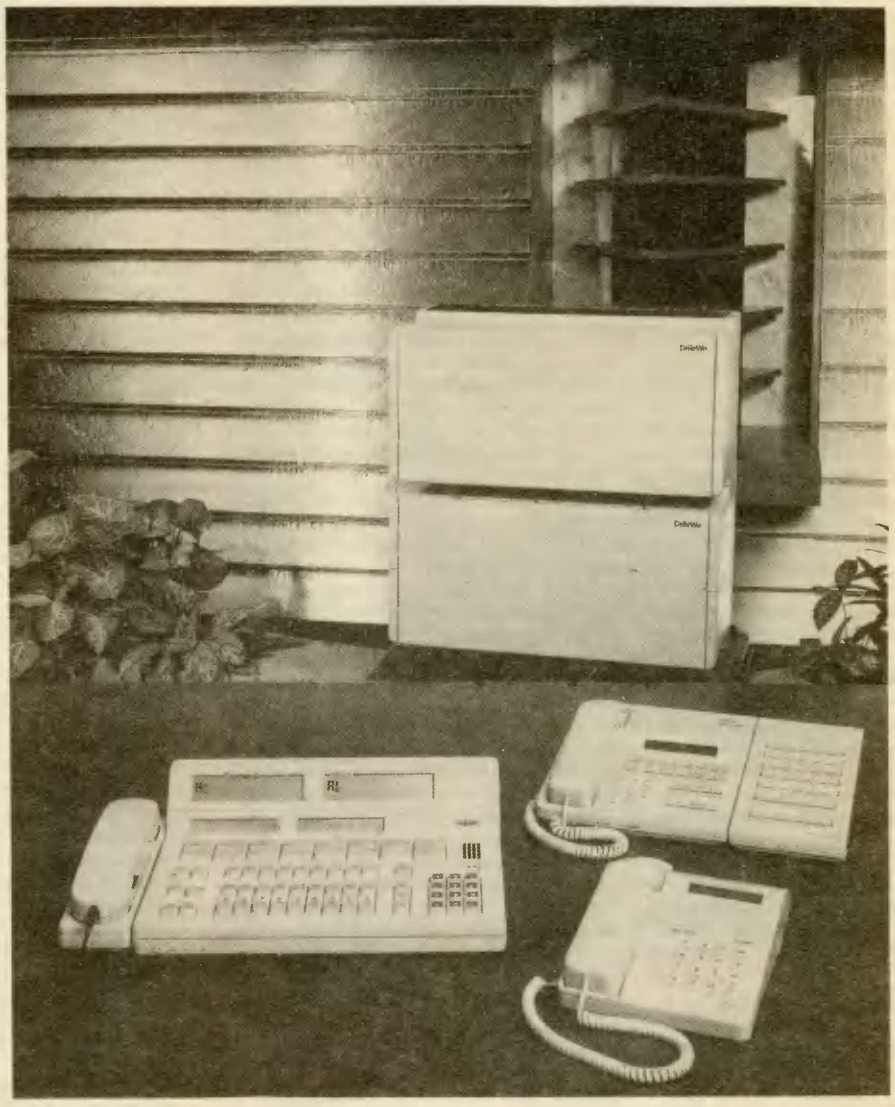
- Новая компактная телефонная система VARIX 6 с возможностью дистанционного управления (подключение до двух линий к АТС и до шести абонентских аппаратов).

- POS-CAT — кассовый терминал для работы с кредитными карточками.

- Телефаксные аппараты CONFAX 1007, CONFAX 1017.

- Видеокоммуникационные системы PHOTON VARIX B50 и VARIX B50 COLOR.

Все предлагаемые установки имеют сертификат Министерства связи России. Гарантийный срок их эксплуатации — 1 год, но и по его истечении обеспечивается техническое обслуживание и сервис.



- VARIX CONTENT **840 — современная цифровая коммуникационная система для передачи речи, текстов, изображений и данных. Система имеет 840 портов ввода/вывода, позволяет работать по цифровой сети интегрального обслуживания** ISDN. **Модульное исполнение позволяет применять** VARIX CONTENT **840 в различных вариантах в соответствии с потребностями конкретных предприятий. Комфортный цифровой телефонный аппарат** VARIX SD38 **позволяет реализовать более 100 сервисных функций.**

Представитель в России:

МНТК «Технополис»

117049, Москва, Ленинский проспект, 9, офис 1005.
Телефон: 236-54-12, 236-64-83.
Телефакс: 236-55-36.

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

В. А. Шамшин

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

А. А. Алешин
С. В. Бородич
В. Г. Буряк
Л. Е. Варакин
А. М. Варбанский
В. И. Глинка
А. Н. Голубев
И. И. Гроднев
В. Ф. Гуркин
Г. Б. Давыдов
И. Е. Ефимов
Ю. Б. Зубарев
Л. Т. Ким
В. А. Кисель
И. В. Ковалева
(зам. главного редактора)
В. В. Плеханов
И. С. Свердлова
В. И. Сифоров
Ю. М. Фомин
В. В. Шахгильдян
В. О. Шварцман
Н. И. Чистяков
А. С. Юзжалин
В. Г. Ямпольский

ВЕДУЩИЙ РЕДАКТОР

И. С. Свердлова

НОМЕР ГОТОВИЛИ ТАКЖЕ:

Р. Б. Левин
В. И. Глебова
Н. В. Ефимова
Е. М. Беленькая
Н. В. Чабанова
В. А. Мурашова

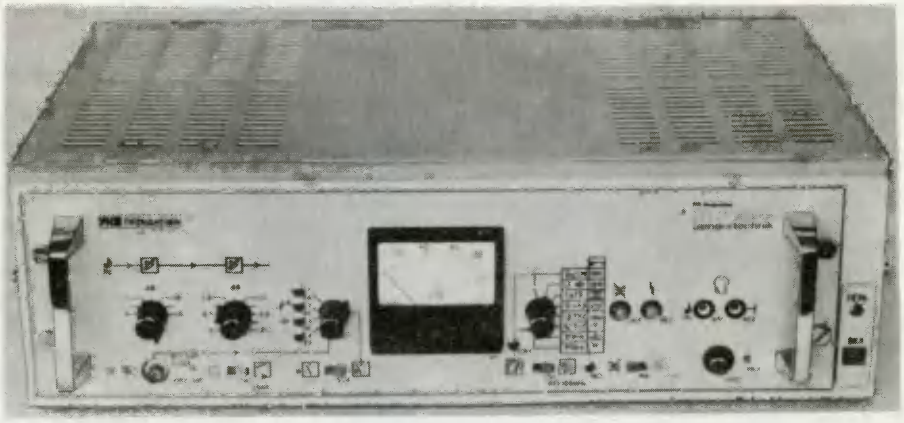
ТЕХНИЧЕСКИЙ РЕДАКТОР

И. В. Волченкова

УКВ ПЕРЕДАТЧИК

ЗАВОД "АЗИМУТ-ЭЛЕКТРОПРИБОР"
ЦЕНТР "ТЕХНОПОСТ"

ПРЕДНАЗНАЧЕН ДЛЯ РАДИОВЕЩАНИЯ В УКВ – ДИАПАЗОНЕ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ МОЩНОСТЬЮ 100 Вт.
ИЗГОТОВЛЕН ПО ЛИЦЕНЗИИ ФИРМЫ
TELEFUNKEN SENDERTECHNIK



ОТЛИЧИТЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАТЧИКА:

- не требует обслуживания, кроме проведения регламентных работ;
- высокие надежность и КПД;
- отсутствует принудительное охлаждение;
- имеется схема защиты в случаях плохого согласования с нагрузкой и при возникновении аварийных ситуаций;
- имеется возможность дистанционного управления;
- обладает высокой стабильностью выходной частоты;
- имеется встроенный девиометр;
- выполнен полностью на отечественных полупроводниковых приборах.

* * *

питание от сети 220 В
или от батареи 24 В;
габаритные размеры:
580×170×370 мм;

масса: 25 кг

ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРЕДАТЧИКА:

- организация радиовещания (моно, стерео) в европейском диапазоне частот 87,6...108 МГц;
- возбудитель для передатчиков большей мощности

ПО ОТДЕЛЬНОМУ СОГЛАШЕНИЮ С ЗАКАЗЧИКОМ ПРЕДОСТАВЛЯЮТСЯ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ОРГАНИЗАЦИИ РАДИОЦЕНТРА, РЕГЛАМЕНТИРУЮЩИЕ

- состав студийного оборудования;
- тип и длину кабелей;
- тип и место размещения антенны.

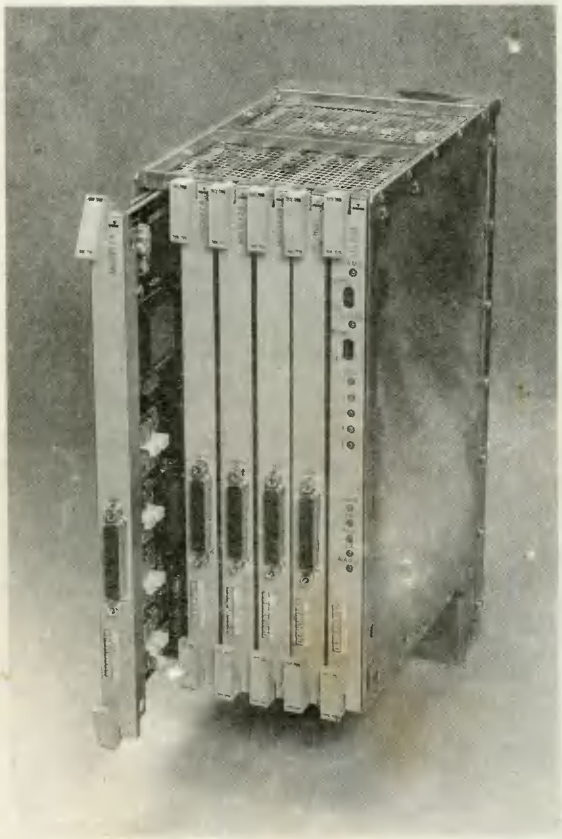
При выработке рекомендаций учитываются:

- характер местности;
- тип организуемого вещания (моно, стерео);
- радиус действия;
- другие требования и специфические условия заказчика.

ЗАВОД "АЗИМУТ-ЭЛЕКТРОПРИБОР"

Россия, 197046, Санкт-Петербург, ул. Малая Посадская, 30
Тел.: **(812) 232-33-97 (812) 232-32-35**
Факс: **(812) 232-74-67**

ЦИФРОВЫЕ МУЛЬТИПЛЕКСОРЫ ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ ТИПОВ 1621 МХ, 1632 МХ И 1643 МХ ФИРМЫ «АЛКАТЕЛЬ»



Опыт, накопленный фирмой «Алкатель» в области цифровых систем связи, стал основой для разработки цифровых мультиплексоров второго, третьего и четвертого порядков, удовлетворяющих нормам МККТТ и ЕОАСП (СЕРТ). Мультиплексоры осуществляют преобразования одного иерархического уровня в другой.

Мультиплексоры типов 1621 МХ и 1632 МХ реализуют операции мультиплексирования второго и третьего порядков со скорости 2 Мбит/с на скорость 8 Мбит/с и с 8 на 34 Мбит/с.

Мультиплексор 1643 МХ используется в сетях передачи для преобразования четырех цифровых сигналов 34 Мбит/с в один сигнал 140 Мбит/с.

Мы выпускаем все типы кабельных систем передачи для

- **организации каналов связи**
- **подводных систем связи**
- **управления сетями**
- **передачи сигналов в узкой полосе частот**
- **передачи данных**

ALCATEL

CIT

Алкатель Трэйд Интернейшнл
101000 Москва — Покровский бульвар, 4/17, кв. 21
Тел.: 207 99 98/207 65 73 — Телекс: 413115 ALSIN SU —
Факс: 230 26 88

Индексы 71107, 73561. ISSN 0013-5771. ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 1993, № 4. 1—48.