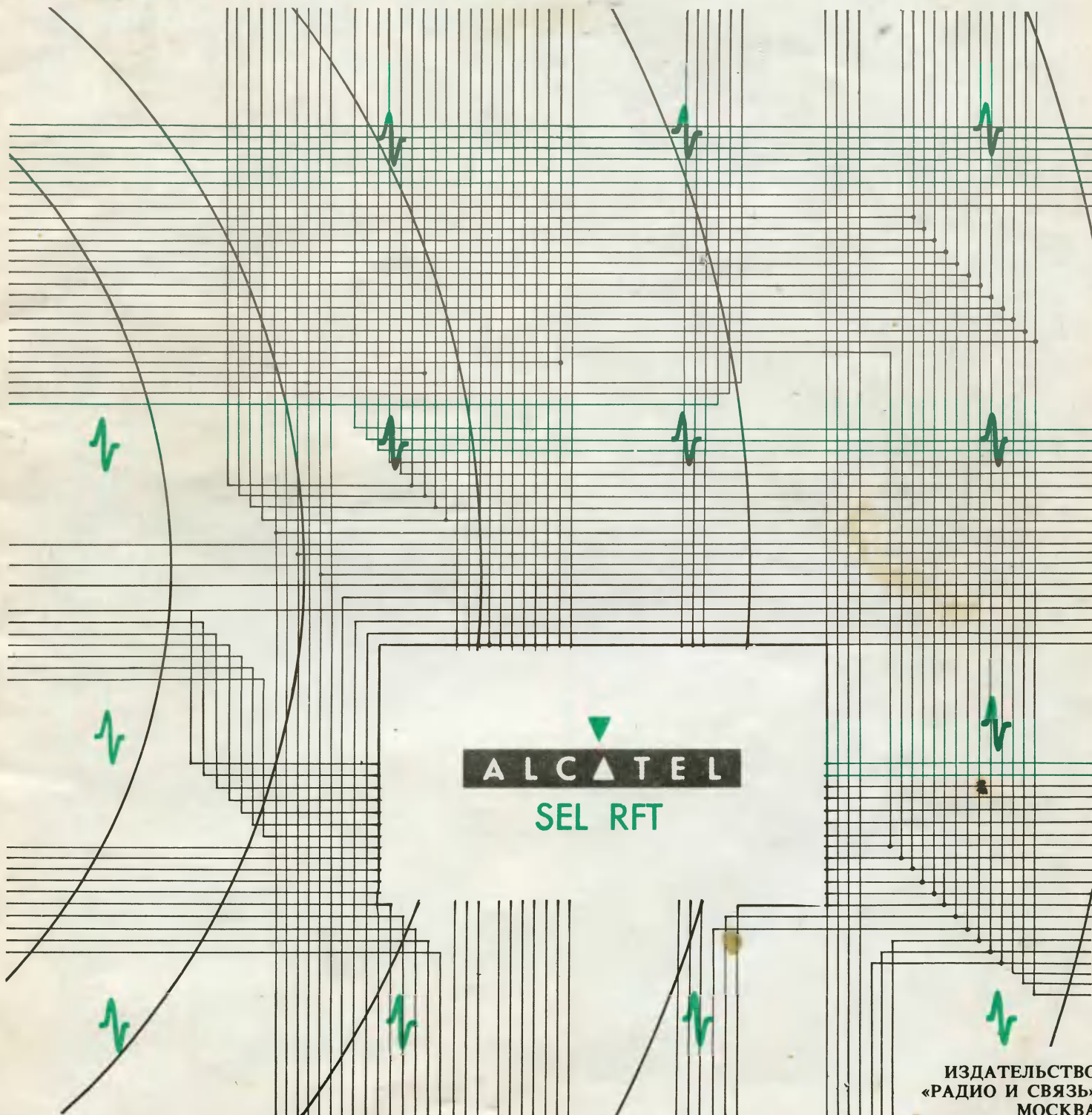


3 1993

ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ

ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ
ТЕЛЕВИДЕНИЮ РАДИОВЕЩАНИЮ



ИЗДАТЕЛЬСТВО
«РАДИО И СВЯЗЬ»
МОСКВА

НОКИА ПОСТАВИТ ВАМ
ВСЁ ЧТО НАДО
МЕЖДУ ДВУМЯ
ТЕЛЕФОНАМИ.

СЕТИ СВЯЗИ НОКИА

Nokia Telecommunications Oy (Теленокиа) разрабатывает и выпускает, устанавливает и обслуживает

- полностью цифровые электронные АТС типа DX 200 емкостью от 500 до 100.000 номеров
- системы передачи с ИКМ для симметричных и волоконно-оптических линий связи пропускной способности 2—140 Мбит/с
- радиорелейные системы, работающие в экстремальных условиях эксплуатации
 - одно- и четырехканальные аналоговые РРС
 - цифровые РРС пропускной способности 0,8—34 Мбит/с
- системы автоматической радиотелефонной связи, включая системы NMT 450 N и GSM, а также системы ведомственной связи типа ACTIONET для диапазонов 160, 300 и 450 МГц, поставки которых включают по выбору заказчика полный набор средств: ЭАТС радиотелефонной связи; полностью укомплектованные базовые станции; системы передачи; переносные и мобильные радиотелефоны; проектирование сети; шеф-монтаж и ввод в эксплуатацию; подготовку эксплуатационного обслуживающего персонала.

Концерн Ноккиа представляет собой предприятие европейской электронной промышленности. Ноккиа выпускает телевизоры, приемники спутникового телевидения, радиотелефоны всех основных стандартов и систем радиотелефонной связи, кабели и кабельные станки, а также средства электросвязи.

Владельцами Ноккиа являются свыше 50.000 акционеров.



NOKIA
TELECOMMUNICATIONS

Ул. Луначарского 7, кв. 9
121002 Москва
Телефон 203-15-56
Телекс 413298 noko su

3 1993

ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ

ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ,
ТЕЛЕВИДЕНИЮ, РАДИОВЕЩАНИЮ

ОСНОВАН В 1933 ГОДУ

В НОМЕРЕ:

Российскому обществу радиоинженеров — 75 лет 2

Елсуков В. Ф. Роль сертификации в ходе научно-технического прогресса средств связи 4

СЕТИ СВЯЗИ

Варакин Л. Е., Филюшин Ю. И. ISDN: мифы и реальность 6

Зарецкий К. А., Мейкшан В. И. Расчет качества обслуживания избыточной нагрузки при ограниченном ожидании и наличии отказавших линий 12

РАДИОВЕЩАНИЕ

Фридман Г. И. Перспективы развития радиовещательных передатчиков и сравнительные характеристики передатчиков с АМ 15

Ткаченко Д. А., Токмаков В. Г., Хвильицкий Т. Г., Чернов С. С. Оценка уровня нелинейных искажений передатчика с импульсно-ступенчатым модулятором 19

ТЕЛЕФОНИЯ

Кунегин С. В. Критерий эффективности метода эхоподавления и конфигурация комбинированного эхоподавателя Часть 1 21

Волков А. А. Оптимизация амплитудно-частотной характеристики электроакустического тракта системы связи транспортного средства 24

ЛИНИИ СВЯЗИ

Колченко А. В., Рак С. М., Чеченев Н. П. Обоснование допустимых расстояний до кабелей связи при проведении взрывных работ 25

Андрианов А. А., Колесников В. А. К расчету многопроволочных экранов 28

Гордон Г. И., Мишнаевский П. А. Простые аналитические зависимости для волоконных усилителей на основе эрбия 29

ТЕОРИЯ ЦЕПЕЙ И ФИЛЬТРЫ

Трифонов И. И. Чебышевская аппроксимация частотных характеристик не-рекурсивных цифровых корректоров 31

Жданов О. П., Шаталов В. И. Структура рекурсивного цифрового фильтра без предельных циклов и с низкими шумами округления для случая высоко-добротной цифровой фильтрации (краткое сообщение) 33

ЭКОНОМИКА СВЯЗИ

Ляховецкий Л. З. Эффективность использования совокупного ресурса отрасли связи 34

ИЗ ИСТОРИИ СВЯЗИ

Последний очерк Г. В. Брауде 37

МЕЖДУНАРОДНАЯ ХРОНИКА

«Добро пожаловать в команду GSM!» 41

Оборудование фирмы «Лансье» для повышения надежности сетей кабелей связи 43

Европа станет ближе 45

Технический центр фирмы Alcatel SEL RFT в Москве 46

Презентация совместного предприятия «Алкатель ДС» 47

ИНФОРМАЦИЯ

Конференции, школы, семинары
Первая Международная конференция RUSSAT'93 11

Третья Международная конференция ISFOC'93 42

Семинар по линейным сооружениям городских и сельских сетей 40

Новые книги 30, 43

CONTENTS

The 75-th Anniversary of Russian Radioengineering Society	2
ELSUKOV V. F. Importance of the equipment inauguration in course of the scientific and technical progress of communications	4
VARAKIN L. E., FILJUSHIN Ju. I., ISDN: myths and reality	6
ZARETSKIY K. A., MEYKSHAN V. I. Computation of service quality of overloading when there are limited waiting time and damaged lines	12
FRIDMAN G. I. The outlook of the broadcasting transmitters development and the comparison of the AM transmitters	15
TKACHENKO D. A., TOKMAKOV V. G., KHVILVITZKIY T. G., CHERNOV S. S. The estimation of the harmonic distortion of the transmitter with pulse-network step-by-step modulator	19
KUNEGIN S. V. Echo reduction efficiency criterion and configuration of combined echo compensator	21
VOLKOV A. A. The optimization of the amplitude-frequency characteristic of the electroacoustic channel of vehicle communication system	24
KOLCHENKO A. V., RAK S. M., CHECHENEV N. P. Basis of permissible distances to communication cables during explosion works	25
ANDRIANOV A. A., KOLESNIKOV V. A. Computation of multiwire screens	28
GORDON G. I., MISHNAEVSKIY P. A., Simple analytic dependences for fiber amplifier based on erbium	29
TRIFONOV I. I. Chebyshev approximation of frequency characteristics of nonrecursive digital correctors	31
ZHDANOV O. P., SHATALOV V. I. Structure of recursive digital filter without limit cycles and with low noises of rounding for digital filtering with high Q-factor	33
LJAKHOVETZKIY L. Z. Efficiency of use of joint resources in communication branch	34
INFORMATION	11, 30, 37, 41-48

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



ИЗДАТЕЛЬСТВО
«РАДИО И СВЯЗЬ»
МОСКВА

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

Адрес редакции: 103031, Москва, К-31,
Кузнецкий мост 9.20/6 тел. 925-84-36
921-09-73

Телефакс 924-52-90

РОССИЙСКОМУ ОБЩЕСТВУ РАДИОИНЖЕНЕРОВ — 75 ЛЕТ

В развитии отечественной радиотехники и связи, становлении промышленности в этой области, в консолидации инженеров большую роль сыграли первые общественные объединения советских радиоспециалистов. Таким объединением было организованное вскоре после Октябрьской революции Российское общество радиоинженеров — РОРИ, ставшее предтечей Научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. В марте 1993 г. отмечается юбилей Общества.

О значении РОРИ, людях, его создавших, фактах его биографии рассказывает академик, член Президиума Российской Академии наук, директор Института радиотехники и электроники РАН, президент Российского НТОРЭС Юрий Васильевич ГУЛЯЕВ.

75 лет тому назад, 31 марта 1918 г., 34 видных радиоспециалиста России собрались в Центральной лаборатории военного ведомства (Петроград, Госпитальная ул., 3/8) с целью организации Российского общества радиоинженеров (РОРИ) для содействия развитию радиотехники и радиотехнической промышленности России. Среди членов-учредителей РОРИ были бывшие офицеры русской армии и военно-морского флота, инженеры петроградских заводов и предприятий, преподаватели вузов. Средний возраст собравшихся составлял 36 лет. Старшим был 50-летний профессор В. К. Лебединский, младшим — 26-летний инженер В. И. Волюкин. Все, кроме двоих, имели высшее техническое образование.

Несомненно солидарность собравшихся с их коллегой А. Т. Угловым, сказавшим на Первом Всероссийском съезде военных радиотелеграфистов (14 декабря 1917 г.) следующее: «...Радиосвязь для мировой культуры сыграет громадную роль: ведь она не только на словах, но и на деле соединяет «пролетариев стран» и все человечество в одно целое, в одну семью, объединяя, учит их не вырывать друг у друга кусок хлеба путем правового насилия, а стараться при помощи науки и техники получить от природы столько кусков, чтобы их хватило на всех желающих есть. И я верю в науку и убежден, что только одна она может разрешить все большие вопросы нашего времени, ибо она почти всемогуща».

Председателем РОРИ был избран профессор В. К. Лебединский, его заместителем — крупный военный инженер А. В. Водар, секретарем — инженер Радиотелеграфного завода морского ведомства Н. Н. Циклинский, казначеем — инженер завода б. «Сименс—Гальске» Л. И. Сапельков. В Совет вошли известные в стране специалисты В. В. Ширков, Е. А. Леонтьев, М. А. Бонч-Бруевич, кандидатами в Совет стали Л. Н. Салтыков и Г. Н. Макаревский. С переездом правительства в Москву и переводом туда же ряда учреждений Совет РОРИ продолжил работу в столице в несколько измененном составе: председателем и его заместителем оставались В. К. Лебединский и А. В. Водар, секретарем стал М. В. Шулейкин, казначеем — В. И. Юрьев, членами Совета — В. М. Лебедев, Л. П. Муравьев и Д. Д. Заклинский. Большинство членов РОРИ в Москве были бывшими петроградскими радиоспециалистами.

В активе РОРИ в первые полгода московского периода деятельности такие мероприятия, как составление проекта сети передающих радиостанций, обсуждение декрета о Радиосовете и вопроса о радиопередаче сигналов времени, составление истории радиотелеграфа в России. В конце 1918 г., в связи с переездом Лебединского в Нижний Новгород, председателем РОРИ был избран М. В. Шулейкин, а секретарем В. И. Баженов.

Согласно новому уставу РОРИ, принятому 4 августа 1920 г., могли создаваться региональные отделения Общества. Руководителем Петроградского отделения (ПОРОРИ), в количестве 19 человек, стал профессор А. А. Петровский, секретарем — изобретатель Л. С. Термен. Заместителем председателя был избран В. В. Лермантов, членами совета — Н. Н. Циклинский и И. Г. Фрейман. ПОРОРИ проводило ежегодно 10—15 заседаний,

на которых заслушивались и обсуждались доклады по актуальным научно-техническим вопросам. На годичном собрании 5 февраля 1921 г. Л. С. Термен демонстрировал созданный им электромузыкальный инструмент «терменвокс», на котором исполнил несколько музыкальных произведений.

Кроме Петрограда, региональные отделения РОРИ открылись в Нижнем Новгороде (председатель М. А. Бонч-Бруевич), в Туркестане (А. И. Парфиянович), в Киеве (И. И. Косоногов, затем Н. Б. Делоне) и Одессе (Р. Б. Львович).

РОРИ принимало активное участие в мероприятиях, связанных с развитием и использованием радиотехнических средств и методов. Представители Общества читали лекции, участвовали в конкурсных и экспертных комиссиях по радиотехническим вопросам, в разработке учебных планов и программ вузов, давали консультации, сотрудничали в научной печати.

1 октября 1921 г. в Москве, в зале Политехнического музея, открылся VIII Всероссийский электротехнический съезд, посвященный обсуждению плана ГОЭЛРО. Радиосекция съезда была составлена почти полностью из членов РОРИ. На пленарном заседании с докладом о развитии радиотехники выступил М. В. Шулейкин, а на одном из секционных заседаний — М. А. Бонч-Бруевич, рассказавший о разработке в Нижегородской радиолaborатории (НРЛ) «радиотелескопа» — телевизионной установки механического типа, реализующей принцип накопления зарядов.

К 1922 г. почетными членами РОРИ были избраны В. Я. Ивановский, В. Ф. Миткевич, А. А. Петровский, А. А. Реммерт, В. К. Лебединский и М. В. Шулейкин. К 1923 г. в РОРИ состояло 106 действительных членов, 67 членов-соревнователей (кандидатов). Из них в Москве работало 78 человек, Петрограде — 40, Нижнем Новгороде — 26, Киеве — 7, Одессе — 17, остальные — в других городах.

31 марта 1923 г. отмечался пятилетний юбилей РОРИ; речь председателя Общества М. В. Шулейкина передавалась через радиостанцию им. Коминтерна, ее заслушали в Доме ученых Москвы при помощи громкоговорителя, приняли по радио и зачитали на торжественном заседании в Петрограде также 31 марта; здесь заседание открылось приветствием председателя ПОРОРИ А. А. Петровского. С обстоятельным докладом «Пять лет работы» выступил Г. Н. Макаревский. Затем были оглашены многочисленные приветствия и состоялся концерт: Л. С. Термен играл на «терменвоксе». На другой день участники торжества совершили поездку на Детскосельскую радиостанцию, а вечером в помещении Общества прослушали доклады П. Н. Рыбкина «О первых шагах развития радио», А. А. Реммерта «Радио на русском флоте», В. Н. Тейха «Радио в русской армии» и С. И. Зилинkevича «О достижениях радио в последнее время» [1].

РОРИ сыграло большую роль в организации и проведении празднования в 1925 г. 30-летней годовщины изобретения радио. Основные торжества и выставка были организованы в Ленинграде, в Электротехническом институте им. В. И. Ульянова (Ленина). С большим докладом выступил В. К. Лебединский, рас-

сказавший о жизни и деятельности А. С. Попова и о личных с ним встречах. В докладе В. К. Лебединский отметил: «А. С. Попов недооценивался нами, когда наша радиотехника переживала некоторую депрессию. Теперь, когда у нас ясно обнаружился целый ряд радиоспециалистов, оригинально и успешно мыслящих, смело и талантливо конструирующих, достигающих мировой известности, теперь мы можем сказать, что наши теперешние успехи в радиотехнике являются самыми объективными доказательствами значения работы А. С. Попова» [2].

Все большую роль в развитии радиотехники играли научно-исследовательские учреждения и промышленные предприятия. В деятельности же общественных организаций наступил спад. В 1926 г. РОРИ изменило формы деятельности, перейдя на положение радиотехнической секции Всесоюзной ассоциации инженеров и секции Общества друзей радио — ОДР (мощное общественное движение радиолюбителей).

Члены РОРИ в Ленинграде пытались воссоздать свою организацию. Совет РОРИ совместно с членами всех комиссий Общества и почетными членами РОРИ В. К. Лебединским, В. Ф. Миткевичем и А. А. Петровским решили преобразовать Ленинградское отделение в самостоятельное научно-техническое общество под наименованием «Русское общество радиотехников в Ленинграде», новый устав которого был утвержден 15 февраля 1928 г. Совет был избран в следующем составе: председатель А. А. Петровский, заместитель его Н. Н. Циклинский, секретарь С. И. Зилитинкевич, казначей В. И. Волюнкин, член совета И. Г. Фрейман.

Однако к 1929 г. и это Общество свернуло свою деятельность. Часть его членов перешла в ОДР, часть — в Общество энергетиков.

К тому времени РОРИ уже сыграло свою большую роль в консолидации радиоспециалистов и создании импульса для развития радиотехники. Изменения в деятельности РОРИ явились следствием политики контроля за общественными движениями со стороны центральных органов власти, а также противоречий внутри РОРИ.

В 1918—1921 гг. формируются три научно-технические школы в области радиотехники: ленинградская (существовала в 1921—1928 гг.), возглавляемая И. Г. Фрейманом, московская (1918—1940 гг.) — М. В. Шулейкиным и нижегородская (1920—1927 гг.) — М. А. Бонч-Бруевичем. Занимая руководящие должности в быстро развивающейся радиотехнической науке и промышленности, члены-учредители в основном определяли техническую политику в радиотехнике и электросвязи. Временами между школами возникали серьезные разногласия относительно путей развития отечественной радиопромышленности. Острые дискуссии проходили и в рамках РОРИ.

Важная роль принадлежит РОРИ в создании печатных органов. С сентября 1918 г. начал выходить известный специалистам старшего поколения журнал «Телеграфия и телефония без проводов» (ТиТБП), регулярно отражавший деятельность РОРИ. Затем он в качестве раздела вошел во вновь созданный журнал «Вестник электротехники», с января 1932 г. выделился в журнал «Техника радио и слабого тока», который в 1933 г. объединился с журналом «Известия электропромышленности слабого тока» (существовал до начала Великой Отечественной войны).

Личная судьба членов-учредителей РОРИ отражает судьбу интеллигенции всей страны. Четверо уехали за границу, двое были расстреляны в первые годы Советской власти (Ф. П. Клевин, В. И. Ковалев); в трагические 1936—1937 гг. были объявлены врагами народа и репрессированы девять членов-учредителей (В. И. Баженов, А. В. Водар, П. И. Епанешников, Л. Д. Исаков, Ф. А. Миллер, К. Ф. Престин, Г. М. Петухов, Л. И. Сапельков, А. Т. Углов). К 1940 г. ушли из жизни еще одиннадцать.



Здание по Госпитальной улице, дом 3/8 (Санкт-Петербург), где размещалось РОРИ, а затем ПОРОРИ

Анализируя через многие десятилетия деятельность РОРИ, можно утверждать, что это Общество, объединявшее на добровольной основе высококвалифицированных радиоспециалистов, объективно сыграло положительную роль в развитии отечественной радиотехники, в решении важнейших хозяйственных задач.

Научно-техническая общественная деятельность ведущих специалистов страны в области радиотехники и электросвязи, проходившая на протяжении 11 лет в РОРИ, не прекратилась с его вхождением в ОДР; менялись лишь организационные формы и названия. В качестве научной секции ОДР общество работало до 1935 г., а затем вплоть до 1941 г. продолжало деятельность на правах сектора электросвязи Всесоюзного научного инженерно-технического общества энергетики и электросвязи (ВНИТОЭ).

В конце 1940 г. Всесоюзный Совет научных инженерно-технических обществ согласился с неоднократно выдвигаемым членами сектора электросвязи требованием о возобновлении его деятельности в качестве самостоятельной организации. Война задержала реализацию этого до дней Победы.

Российское общество радиотехников было первой организационной структурой среди предшественников нынешнего Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова, ставшего, в свою очередь, преемником Всесоюзного НТОРЭС, история которого исчисляется с 15 мая 1945 г.

ЛИТЕРАТУРА

1. Отчет о деятельности ПОРОРИ за 1923 г. // Телеграфия и телефония без проводов. — 1924. — № 23. — С. 106—110.
2. Лебединский В. К. Александр Степанович Попов (1859—1905) // Электричество. — 1925. — № 4. — С. 207—211.
3. Сифоров В. И. 40 лет Дню радио и НТОРЭС им. А. С. Попова // Электросвязь. — 1985. — № 5.

Получено 20.12.92 г.

* * *

Исторической секцией Петербургского НТОРЭС им. А. С. Попова подготовлена к печати брошюра о деятельности членов РОРИ. Предисловие к ней явилось основой для написания этой статьи. 31 марта 1993 г. пройдут торжественное заседание и конференция, посвященные 75-летию образования РОРИ. «Электросвязь» намерена информировать читателей об итогах этих мероприятий.

УДК 621.391.006.02

РОЛЬ СЕРТИФИКАЦИИ В ХОДЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА СРЕДСТВ СВЯЗИ

В. Ф. Елсуков

Создаваемая в каждой стране продукция выпускается в соответствии с установленными техническими требованиями. Они могут зависеть от действующих международных, региональных или национальных стандартов. Соответствие этим требованиям может быть полным или частичным.

В промышленно развитых странах параметры качества и безопасность продукции для потребителя и окружающей среды играют большую роль. Аттестация продукции предотвращает возможность поступления на рынок изделий, которые по некоторым показателям могли бы представлять опасность или не соответствовать установленным техническим требованиям.

Чтобы успешно конкурировать на международном рынке, предприятию необходимо выпускать продукцию, удовлетворяющую техническим требованиям, выдвигаемым предполагаемыми торговыми партнерами, а органы, призванные осуществлять контроль, должны подтвердить такое соответствие. Процедура его установления базируется на утвержденных международных системах по сертификации. Сертификация — официальное подтверждение того, что конкретное изделие соответствует требованиям стандартов и (или) технических условий, основанным на национальном законодательстве. Практика сертификации в зарубежных странах существует около двадцати лет.

Принцип юридической ответственности изготовителя за причиненный ущерб, нанесенный в результате использования некачественной или не соответствующей требованиям продукции, заставляет изготовителя получить подтверждение ее потребительских свойств. Другими причинами, по которым возникает потребность в проведении сертификации, могут быть:

- государственная политика повышения эффективности отечественного производства, обеспечение конкурентоспособности выпускаемой продукции на международном рынке;

- требование потребителя системы связи или комплекса радиотехнических средств, чтобы, с целью обеспечения надежности или живучести связи, предприятие-изготовитель или поставщик использовали только составные части, прошедшие сертификационные испытания;

- предприятие-изготовитель технических средств связи (ТСС) может потребовать поставки только прошедших сертификацию компонентов, гарантирующих надежность ТСС.

Мировое сообщество разработало множество сертификационных систем и программ по различным видам продукции, основанных на беспристрастной проверке ее технических показателей.

Наибольшее признание получила программа сертификации, разработанная совместно Международной организацией по стандартизации (ИСО) и Международной электротехнической комиссией (МЭК). Основы программы изложены в Руководствах ИСО/МЭК: «40. Общие требования к приемке органов сертификации»; «38. Общие требования к приемке испытательных лабораторий»; «28. Общие правила для модели системы сертификации изделий третьей стороной» и другие.

Международными организациями [1] разработано восемь схем сертификации, составляющих диапазон испытаний — от типовых, при которых образец продукции подвергается испытаниям, с целью оценки эффективности и целесообразности вносимых в конструкцию изменений, через систему управления качеством на предприятии, до 100-процентных испытаний, когда проверке подвергается каждое изделие.

В МЭК разработаны системы сертификации на соответствие ее стандартам: по безопасности электрического оборудования — система МЭКЭС; по качеству компонентов электронной аппаратуры — МЭКК. В рамках систем действуют программы по признанию результатов испытаний.

Использование программ изготовителями и потребителями дает:

- изготовителю: возможность получения «Свидетельства о проведении испытаний», что гарантирует его продукции доступ на рынки стран, участвующих в системе;

- увеличение объема выпускаемой продукции, так как признание результатов сертификационных испытаний открывает доступ к рынкам всех стран-участниц системы;

- потребителю: возможность приобретения устройств, оборудования или изделий, соответствующих международным стандартам на безопасность и (или) качество;

- эффективную гармонизацию национальных стандартов со стандартами МЭК.

Развернутая система сертификации технических средств электросвязи должна включать в себя: объективные испытания образцов на соответствие требованиям сети или системы связи, стандартам безопасности, электромагнитной совместимости; проведение оценки возможностей изготовителя стабильно выпускать сертифицированную продукцию; контроль изготовителем выпускаемой продукции на соответствие требованиям технических условий и стандартов; проверку защиты передаваемой информации.

В Российской Федерации создана юридическая основа контроля качества продукции и внедрена обязательная сертификация на основании принятых Верховным Советом РФ законов: «О защите прав потребителей», «О сертификации продукции и услуг». Основные законодательные принципы организации в стране работ по сертификации средств связи и аккредитации лабораторий (центров) сертификационных испытаний Госстандартом России изложены в Указе Президента России № 4810 от 31.07.1992 г. «О связи в Российской Федерации» и в утвержденном этим Указом «Временном положении о связи в Российской Федерации».

Нормативная основа проведения работ по сертификации — формируемая Госстандартом России «Система сертификации ГОСТ», отвечающая принципам, сформулированным в международных документах ИСО/МЭК, и использующая механизмы, принятые мировым сообществом. Система предусматривает следующее распределение ответственности:

- изготовитель или поставщик отвечает за соответствие продукции требованиям нормативных документов и за правильность использования знака соответствия;

- продавец несет ответственность за наличие сертификата и знака соответствия у реализуемой им продукции, подлежащей обязательной сертификации;

- испытательная лаборатория отвечает за соответствие проведенных ею сертификационных испытаний требованиям нормативных документов, а также за достоверность и объективность их результатов;

- орган по сертификации несет ответственность за правильность выдачи сертификата соответствия и подтверждение его действия [2].

В соответствии с правилами «Системы сертификации ГОСТ» и в ее развитие Госстандартом России разработан документ «Система сертификации электрооборудования на соответствие стандартам безопасности (ССЭСБ)» [3]. Эта система гармонизирована с международной системой сертификации МЭКЭС. Госстандартом готовятся нормативные документы по сертификации в области ЭМС.

Образование СНГ создало в некоторых странах содружества ряд проблем в области стандартизации, метрологии и сертификации, связанных с отсутствием соответствующих научной ба-

зы и организационных структур. Придавая большое значение сертификации, как инструменту технической политики, Администрации связи ряда стран-членов Регионального сотрудничества в области связи (РСС) — Беларуси, Грузии, Казахстана, Кыргызстана, Таджикистана, Украины — разрабатывают отраслевые национальные системы сертификации технических средств электросвязи.

В Министерстве связи России такая система функционирует с 1991 г. Приказом № 151 от 10.04.1992 г. исключительным правом выдачи сертификата на соответствие требованиям взаимовязанной сети связи обладает Министерство связи. Центры и лаборатории сертификационных испытаний созданы на базе ЛОНИИС, проблемной лаборатории ЛЭИС, ЦНИИС, ПО «МГТС», ПО «Центральный телеграф», ССКТБ, НИИР, Самарского отделения НИИР (СОНИИР), ЛОНИИР, МПО «Главный центр радиофикации». Предусматривается дальнейшее расширение этого перечня. Однако ни орган по сертификации в области связи ни испытательные центры (лаборатории), кроме ЛОНИИС, не прошли аккредитации в национальном органе по сертификации — Госстандарте России (положение на 1.01.1993).

13 марта 1992 г. в Москве было подписано Межправительственное «Соглашение о проведении согласованной политики в области стандартизации, метрологии и сертификации». Анализ Соглашения показал его применимость как базового документа в совместной работе Администраций связи стран-членов РСС, так как они выступают за:

согласованный принцип построения и функционирования центров и лабораторий сертификационных испытаний ТСС;

централизованную коррекцию действующего фонда нормативных документов (НД) и приведение его в соответствие с международными и региональными стандартами;

совместные научно-исследовательские работы (НИР) в рассматриваемых областях:

организацию семинаров по стандартизации, метрологии и сертификации для специалистов стран СНГ.

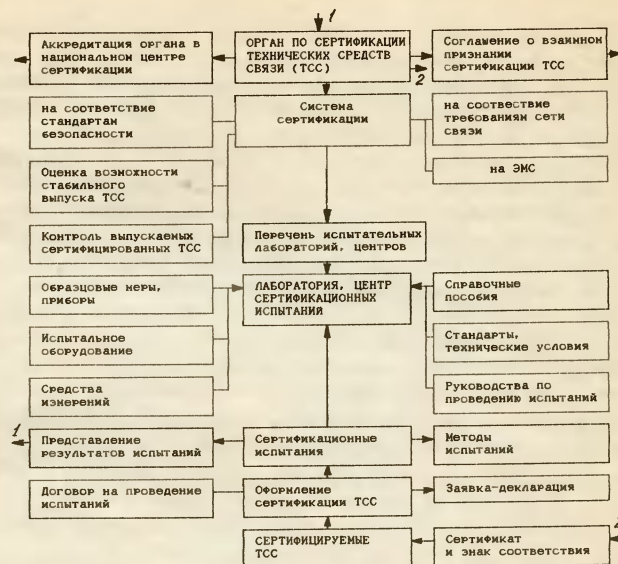
На состоявшейся в Бишкеке 9 октября 1992 г. встрече было подписано Межправительственное «Соглашение о координации межгосударственных отношений в области почтовой и электрической связи», в одной из статей которого излагаются общие принципы стандартизации, сертификации и метрологии средств связи для обеспечения взаимодействия сетей связи на межгосударственном уровне.

Рассмотрим процесс сертификации в общем случае, исходя из действий изготовителя и поставщика ТСС. Развернутая схема сертификации средств связи приведена на рисунке.

Изготовитель или поставщик ТСС должен обратиться в орган по сертификации с заявкой-декларацией на сертификацию ТСС и получение знака соответствия. К заявке должно быть приложено техническое условие или иные технические документы на изготовление продукции. Нормативно-технические документы, по которым проверяются ТСС, необходимо гармонизировать с международными стандартами. В технических же условиях следует дать методику испытаний, отражающую пути совершенствования продукции, новые методы обнаружения отказов, приспособленные к современной контрольно-измерительной аппаратуре.

Орган по сертификации в течение месяца сообщает заявителю решение, которое содержит условия сертификации, и называет лабораторию (центр), где будут проходить сертификационные испытания. Заявитель заключает договор на проведение испытаний и представляет в лабораторию образец ТСС и техническую документацию к нему. При положительных результатах протокол испытаний направляется органу по сертификации и в копии — заявителю. Орган по сертификации определяет условия применения ТСС, оформляет и регистрирует сертификат и выдает его заявителю. Сертифицированная продукция, упаковка и сопроводительная документация маркируются знаком соответствия.

При наличии ТСС с иностранным сертификатом для его признания заявитель (поставщик) направляет заявку в орган по сертификации, приложив к ней заверенную копию сертификата и другие документы и материалы, установленные правилами международной системы или соглашением о сертифика-



кации. На основе анализа полученных документов и материалов орган по сертификации принимает решение о признании сертификата, при этом могут быть назначены повторные испытания для подтверждения соответствия продукции установленным требованиям. В случае признания выдается сертификат национального образца. Все работы, проводимые в процессе сертификации продукции, оплачивает заявитель.

Выданный сертификат соответствия должен обеспечивать беспрепятственное включение ТСС в сеть, систему или комплекс средств связи.

Администрации связи стран СНГ — члены Регионального сотрудничества в области связи — считают целесообразным проведение согласованной политики в области стандартизации, метрологии и сертификации. На очередном заседании Совета глав Администраций связи, состоявшемся 16—17 ноября 1992 г. в Киеве, был рассмотрен вопрос «О принципах взаимодействия Администраций связи РСС в областях стандартизации, метрологии и сертификации». Совет решил:

1. Работы в указанных областях осуществлять в соответствии с межправительственным «Соглашением о проведении согласованной политики в области стандартизации, метрологии и сертификации», подписанным государствами-членами СНГ 13 марта 1992 г. в Москве.

2. Признать нормативно-технические документы, утвержденные Госстандартом и Министерством связи бывшего СССР, в качестве действующих, до их переработки или аннулирования на государственном или межгосударственном уровне.

3. Организовать работу по признанию или взаимному признанию сертификатов, выданных Администрациями связи РСС, на основе двусторонних отношений. В качестве основы для этой работы предложено принять согласованные программы и методики сертификационных испытаний по каждому виду оборудования связи, а Исполкому РСС — подготовить в первом квартале 1993 г. списки испытательных центров (лабораторий), действующих в рамках РСС.

Центры сертификации средств связи функционируют или близки к введению в действие в Администрациях связи Республик Беларусь, Грузия, Латвия, Российская Федерация и Украина. На 12 января 1993 г. образовано 55 центров и лабораторий сертификационных испытаний, из них 46 находятся в ведении Министерства связи России. Его научно-технический отдел провел большую работу по сертификации ТСС, предназначенных для использования на сетях телефонной, документальной связи, передачи данных. Следует отметить относительно большое число ТСС из ФРГ и Японии, обладающих хорошими показателями.

В результате проведения сертификационных испытаний признаны не удовлетворяющими требованиям ГОСТ 7153 и не рекомендо-

ваны для использования на сети связи СНГ телефонные аппараты общего пользования 20 типов производства зарубежных фирм и 23 аппарата отечественного производства, в том числе выпускаемые по лицензиям иностранных фирм. Весьма ограничено использование на сети факсимильной аппаратуры производства ряда фирм. Временно, до прохождения аттестации, не рекомендуется применение факскарт для ПЭВМ.

Полные сведения о ТСС зарубежного и отечественного производства, разрешенных к использованию на Взаимоувязанной сети связи Российской Федерации, можно получить в ЦНТИ «Информ-связь»: 107061, Москва, ул. Преображенский вал, д. 17, корп. 4.

Вопросы сертификации не должны быть обособленным направлением в ходе развития научно-технического прогресса. Актуальны предложения Администратий связи Армении, Грузии, Казахстана и Таджикистана о целесообразности создания единого центра сертификации оборудования связи, который координировал бы работу национальных центров сертификации в области связи.

создал и вел банк данных по стандартам и другим НД, сертифицированным в СНГ средствам связи и другим данным в области стандартизации, сертификации и метрологии в интересах Регионального содружества в области связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Медведев А. М. Международная стандартизация. — М.: Издательство стандартов, 1988. — 232 с.
2. Система сертификации ГОСТ. — Госстандарт РФ. — М.: Издательство стандартов, 1992. — 117 с.
3. Система сертификации электрооборудования на соответствие стандартам безопасности (ССЭСБ). — Госстандарт РФ. — М.: Издательство стандартов, 1992. — 82 с.

Получено 7.12.92

СЕТИ СВЯЗИ

УДК 621.395:383/384:339.94

ISDN: МИФЫ И РЕАЛЬНОСТЬ

Л. Е. Варакин, Ю. И. Филюшин

ВВЕДЕНИЕ

В начале 70-х гг. прогресс в области полупроводниковой технологии привел к началу серийного производства больших интегральных схем (БИС) и на их основе универсальных микропроцессорных комплексов (МПК). По мере развития техники и технологии МПК начали создаваться и широко использоваться персональные ЭВМ (ПЭВМ); обладая весьма широкими и привлекательными для большинства пользователей возможностями, по основным характеристикам они стали конкурировать не только с ЭВМ среднего класса, но даже с большими ЭВМ (типа IBM 360/370), постепенно вытесняя первые и заметно потеснив вторые в довольно большом секторе рынка пользователей средств вычислительной техники.

Одновременно с этим наблюдался весьма заметный прогресс в развитии техники средств связи, обусловленный достижениями в области цифровых методов передачи и коммутации. На телефонных сетях общего пользования (ТФОП) начали внедряться цифровые системы коммутации (ЦСК) с управлением по записанной программе, а также цифровые системы передачи (ЦСП) с ИКМ. Появилась возможность построения интегральной цифровой сети связи — ИЦС (Integrated Digital Network — IDN), в которой уплотнение и коммутация каналов осуществляются с помощью универсальных технических средств на основе единых цифровых методов обработки информации.

Хотя по сравнению с обычной аналоговой ТФОП ИЦС обладает рядом преимуществ [1, 2], в полной мере они могут быть реализованы только на полностью цифровой сети, т. е. при доведении цифровых потоков непосредственно до каждой абонентской установки, что и была призвана сделать цифровая сеть с интеграцией служб — ЦСИС (Integrated Services Digital Network — ISDN) [3—8]. Как указано в рекомендациях МККТТ, ISDN, развиваясь на базе IDN, «способна поддерживать широкую номенклатуру речевых и неречевых служб... при использовании ограниченного набора типов соединений и организации многофункциональных интерфейсов пользователь — сеть» [9]. Сведения об участии администратий связи различных стран в формировании концепции ISDN на начальном этапе ее становления и развития можно найти в [10—11].

Практически сразу же после появления концепции ISDN была развернута широкомасштабная рекламная кампания с целью привлечения внимания к ней производителей средств связи, эксплуатационных организаций, а также потенциальных пользователей. Апогей этой кампании приходится на середину — конец 80-х годов.

В 1987 г. в Женеве состоялась Международная выставка Telecom'87, в работе которой приняли участия 715 организаций и фирм из 40 стран. На выставке, проходившей как «ISDN Show», национальные администрации связи, эксплуатационные организации и фирмы-производители оборудования, представляя новейшие достижения, заявили о своей полной приверженности идее построения на основе своих ТФОП сетей ISDN [12].

В ноябре 1988 г. в Мельбурне (Австралия) состоялась 9-я Пленарная ассамблея МККТТ, завершившая очередной исследовательский период. Результатом ее работы явился выход в свет Синей книги рекомендаций МККТТ, три выпуска которой (III.7—III.9), подготовленные Исследовательской комиссией XVIII, полностью посвящены различным вопросам ISDN. Многие национальные администрации связи развернули работы по созданию опытных участков и пилот-проектов ISDN, а во Франции уже в 1987 г. началась эксплуатация сети ISDN (Numeris) на коммерческой основе. Казалось бы, ISDN переживает звездный час.

Однако такое плавное и поступательное движение нарушила очередная выставка Telecom'91 (октябрь 1991 г., Женева), на которой идея узкополосной ISDN была подвергнута серьезной критике со стороны ряда экспертов и представителей ведущих фирм-производителей средств связи (выглядевшей явным диссонансом по отношению к прежним заявлениям). Появились публикации, в которых высказывались мысли о спаде интереса и «проскальзывании ISDN» [13]. Кроме всего прочего, сомнению подвергается жизнеспособность самой идеи ISDN. В этой связи весьма откровенным и вызвавшим большой резонанс представляется высказывание президента одной из ведущих фирм-производителей средств и систем связи для ТФОП — LM Ericsson Б. Сведберга, который заявил, что «рассматривает ISDN как давнишнюю трагедию, будущее которой все еще не ясно» [14].

Отметим, что для специалистов такие высказывания не являются случайными. Еще в 1988 г. в работе [15] содержались кри-

тические замечания в адрес ISDN и отмечалась ограниченность ее применения.

Цели настоящей статьи — рассмотрение положения дел с внедрением ISDN в странах Европейского сообщества и анализ причин, сдерживающих ее внедрение.

Прежде чем перейти непосредственно к анализу, не вдаваясь в детали, многократно описанные как в зарубежной, так и отечественной технической литературе [3—8, 17—21], напомним основную идею ISDN: используя существующую абонентскую сеть, с помощью набора специфицированных эталонных точек и специальных технических средств довести до каждого абонентского терминала цифровой поток так называемого базового доступа или интерфейса (Basic Rate Interface—BRI), имеющего канальную структуру 2B+D, где B=64 кбит/с, а D=16 кбит/с.

Кроме базового доступа, в ISDN существует первичный доступ (или интерфейс) на скорости первичного цифрового потока (Primary Rate Interface—PRI) с единственной конфигурацией — двухпунктовой схемой, имеющий канальную структуру 23B+D/30B+D и используемый для быстрой передачи факсимильных сообщений, видео-конференцсвязи, высокоскоростной передачи данных и высококачественной передачи аудиоинформации [20].

ISDN: НЕМНОГО ИСТОРИИ

В декабре 1986 г. 12 стран — членов Европейского экономического сообщества (ЕЭС) подписали договоренности о согласованных планах поэтапного внедрения и начале коммерческой эксплуатации ISDN в этих странах к 1993 г. Были провозглашены две основные цели: внедрить к 1993 г. в странах ЕЭС число базовых доступов к ISDN, эквивалентное 5 % общего числа абонентских линий, находящихся в эксплуатации в 1983 г. (что составляет 5,4 млн. BRI), и создать национальные сети ISDN, покрывающие не менее 80 % территорий этих стран [22]. Тогда же было объявлено о том, что ЕЭС рассматривает построение ISDN как стратегически важную для всей Европы задачу, решение которой позволит создать информационную инфраструктуру, обладающую гибкостью, необходимой для адаптации сети связи к новым услугам и потребностям рынка [23].

Некоторые администрации связи (France Telecom и DBP Telekom) приступили к внедрению ISDN опережающими темпами, не дожидаясь даже появления достаточно полных и проработанных рекомендаций и спецификаций на основе своих национальных и часто не совместимых друг с другом стандартов, в то время как большинство эксплуатационных организаций и компаний выбрало более осмотрительную и осторожную тактику ожидания окончательного и полного пакета рекомендаций, ограничившись созданием опытных зон.

В 1988 г., когда стали очевидными сложности с внедрением ISDN из-за ограниченной доступности и несовместимости оборудования различных поставщиков, а также наметились первые признаки отставания от намеченных планов, Европейская комиссия (ЕК) — постоянно действующий рабочий орган ЕЭС — учредила Европейский институт стандартизации в области связи (European Telecommunications Standards Institute—ETSI) для разработки единых стандартов, обязательных к применению во всех странах ЕЭС. В 1989 г. 26 эксплуатационных организаций из 20 стран сообщества, входящих в Конференцию европейских администраций почт и связи (СЕРТ), а также Югославия и Турция подписали Меморандум о взаимопонимании, согласно которому к декабрю 1993 г. должно быть завершено создание панъевропейской коммерческой сети ISDN на основе стандартов ETSI [24, 25]. Недавно ЕК обнародовала ежегодный доклад, касающийся внедрения ISDN в Европе, и столкнулась буквально со шквалом критики со стороны производителей оборудования для ТФОП и эксплуатационных организаций (подписавших, кстати, упомянутый выше Меморандум) относительно срока ввода в коммерческую эксплуатацию ISDN в 1993 г. [13]. Что же произошло?

ISDN: ФАКТОРЫ СДЕРЖИВАНИЯ

В одном из номеров распространяемого на выставке еженедельника Telecom 91 Daily содержалась обзорная статья А. Евагоры [26], в которой так же, как и в его работе, опубликованной ранее [13], приведен весьма интересный анализ проблем, затрудняющих развитие ISDN. В [26], в частности, приводятся высказывания главного консультанта лондонской фирмы Logica Consultan-

cy Ltd. Дж. Дэвисона, который считает, что «ISDN не заслуживает того внимания, которое ей уделялось в течение последних четырех лет». Причину низких темпов ее внедрения он видит в том, что «не хватает окончательного оборудования, установлены высокие тарифы и медленно внедряются новые услуги».

В числе прочих причин отмечается отсутствие достаточно проработанных тарифов и планов внедрения услуг ISDN, что вкупе с незавершенностью работ по ее стандартизации сдерживает пользователей и производителей оборудования от крупных инвестиций в развитие ISDN. Эксплуатационные же организации, в свою очередь, не имея перед собой адекватной картины потребностей в услугах ISDN, в условиях недостатка оборудования и ограниченного пока набора возможных услуг также не спешат с крупными капиталовложениями. Образовался замкнутый круг, разорвать который, как оказалось, очень сложно.

«Пользователи понимают, что ISDN потребовала 10 лет на разработку и еще больше времени потребуется на ее внедрение. — отметила Международная ассоциация пользователей средств связи (INTUG) в докладе, обнародованном на Telecom'91. — Тем временем был достигнут значительный прогресс в области создания абонентского оборудования, и мы являемся свидетелями взрывоподобного роста числа ПЭВМ и локальных сетей связи, что нивелировало многие предположения, сделанные в то время, когда ISDN только замышлялась. ...Если не будет достигнут прогресс во внедрении ISDN, то одним из возможных сценариев дальнейшего развития событий может стать вытеснение ISDN другими быстро развивающимися технологиями». [14].

Слабый прогресс в развитии ISDN был признан и самой ЕК в уже упомянутом докладе [13], где также отмечалось отсутствие стабильных стандартов, незначительный международный обмен информацией, нерешительность производителей, а также тот факт, что «ISDN в настоящее время в очень большой степени зависит от уровня развития технологии». Наряду с этим было рекомендовано завершить соответствующую работу по адаптации евро-ISDN к требованиям стандартов ETSI к 1993 г. и ввести ряд дополнительных услуг на более поздних стадиях.

Однако представители Европейской ассоциации производителей средств связи и профессиональной электроники (ECTEL) считают, что вторая фаза внедрения ISDN, начало которой планируется на январь 1994 г., не может быть реализована вовремя из-за отсутствия необходимых стандартов.

Сделав небольшое отступление, отметим, что хотя МККТТ, ETSI и другие международные организации проводят огромную организационную и исследовательскую работу, связанную с тщательной и всесторонней спецификацией архитектуры ISDN, ее услуг, доступов и интерфейсов, многие аспекты ISDN только изучаются и по ним еще планируется разработка соответствующих рекомендаций. Так, например, в плане работы Исследовательской комиссии XVIII МККТТ предусмотрен выпуск следующих рекомендаций [27]: I.460 «Согласование терминологии»; I.501 «Взаимодействие услуг»; I.525 «Взаимодействие ISDN с сетями, работающими со скоростями, меньшими 64 кбит/с»; I.57X «Взаимодействие ISDN с выделенными сетями» и др.

Возвращаясь к докладу ЕК, отметим, что представители крупнейших европейских эксплуатационных организаций и фирм-производителей оборудования заявили о своем несогласии со многими директивами ЕК, в частности, по таким ключевым вопросам, как надежность, тарифы, стратегия внедрения услуг, условия поставки оборудования и планы нумерации. Они заявили, что не будут следовать некоторым рекомендациям ЕК, объявив их несостоятельными и даже амбициозными, а представители France Telecom и DBP Telekom высказались за необходимость задержки первой фазы евро-ISDN, по крайней мере, на год, отметив при этом, что сохраняют за собой исключительное право на выбор условий поставки услуг ISDN даже ценой нарушения планов ЕК. ISDN Memorandum Implementation Management Group, представляющая интересы всех европейских эксплуатационных организаций, заявила о несогласии с директивой ЕК, предписывающей назначение тарифов на услуги ISDN исходя из критерия затрат, резонно считая, что не издержки, а рыночные механизмы должны быть решающими факторами при назначении тарифов [13].

На необходимость продуманной и гибкой тарифной политики,

учитывающей национальные особенности различных стран, указывали многие эксперты в том числе известная международная консалтинговая фирма Yankee Group, которая еще в 1989 г. опубликовала доклад «Коммерческая ISDN: европейский опыт», где были исследованы темпы внедрения ISDN в различных странах и направления ее эволюции к единой панъевропейской информационной инфраструктуре [28]. Аналитики Yankee Group отметили, что в то время как пользователи во Франции, Администрация связи которой первой в Европе (1987 г.) начала коммерческую эксплуатацию ISDN (Numeris), считают тарифы на услуги ISDN второстепенными факторами по сравнению с их преимуществами, пользователи в других странах заявили о своем нежелании платить за эти услуги больше, чем за имеющиеся и ставшие привычными.

Однако тарифы на услуги ISDN являются чрезвычайно гибким и тонким инструментом воздействия на весь процесс ее внедрения. В Швейцарии, например, первоначально была установлена слишком высокая плата за установку BRI, превышающая месячную абонентскую плату в 52 раза [22]. Вероятно, этим и объясняются низкие темпы внедрения первой очереди национальной сети ISDN-Swissnet 1. В табл. 1 для сравнения приведены стоимости подключения к ISDN и месячные тарифы за использование BRI, PRI в некоторых странах [22].

Одним из дополнительных факторов, сдерживающих широкое развертывание ISDN, главный эксперт лондонской консалтинговой фирмы Ovum Ltd Дж. Роджерсон считает отсутствие на рынке дешевого терминального оборудования, стоимость которого в 5—6 раз превышает стоимость обычных (не для ISDN) терминалов [29]. Такое положение, в свою очередь, является следствием отсутствия дешевых интегральных схем, реализующих функции интерфейсов ISDN и соответствующих имеющимся стандартам и спецификациям [26].

Много проблем возникает также в части совместимости оборудования, поставляемого эксплуатационным компаниям различными производителями. Во Франции, например, аттестовано к применению 17 типов плат терминальных адаптеров и 23 типа плат сетевых интерфейсов, поставляемых множеством фирм, начиная с IBM, DEC и кончая местными французскими компаниями [22]. На рынке оборудования даже образовалась своеобразная ниша, которую заполнили фирмы, выпускающие специальные тестирующие приборы для проверки оборудования и протоколов на соответствие национальным и/или международным спецификациям и стандартам.

Обратим внимание на тот факт, что администрация связи и эксплуатационные организации, с одной стороны, будучи заинтересованными в предложении своим абонентам новых услуг, с другой стороны, не хотят терять прибыли, обеспечиваемой за счет спроса на уже имеющиеся услуги. Поэтому часто при разработке маркетинговой политики тарифы на новые услуги служат гарантом стабильности сложившегося рынка предоставляемых услуг, что, в свою очередь, является одним из факторов, сдерживающих широкое внедрение ISDN.

В табл. 2 представлены коэффициенты K превышения тарифов на услуги ISDN по сравнению с услугами ТФОП [22]. Из нее видно, что плата за пользование BRI, состоящего из двух В-каналов, превышает плату за пользование обычной аналоговой телефонной линией в 2—9 раз.

Многие потенциальные пользователи ISDN (в отсутствие общенациональной сети ISDN) рассматривают ее лишь как аль-

Таблица 1

Страна	Стоимость подключения абонента, долл.		Месячный тариф за использование, долл.		Соотношение тарифов
	BRI	PRI	BRI	PRI	
ФРГ	84	130	48	336	7,0:1
Франция	119	743	53	552	10,4:1
Великобритания: British Telecom	792	8415	55	590	10,6:1
Mercury Comm.	—	4950	—	381	—
Бельгия	—	—	—	—	—
услуги с коммутацией каналов	38	12461	74	890	12,0:1
услуги с коммутацией пакетов	38	12461	263	1079	4,1:1
Дания	324	648	30	209	7,0:1

тернативу услуге по аренде цифровых линий, предоставляющей возможность передачи информации с той же скоростью (64 кбит/с) и тем же качеством. Во Франции, например, 13 % линий ISDN используются крупными деловыми пользователями в качестве резерва арендованных линий (остальные 40 % — для передачи данных; 19 % — для передачи изображений, 28 % — для передачи речи, документов и телеметрии).

Следует отметить, что в Великобритании, например, рынок ISDN значительно сократился вследствие активно проводившейся в 80-х годах политики предоставления пользователям цифровых арендованных линий (служба Kilostream). В результате второй этап внедрения ISDN (предоставление линий первичного доступа) начал реализовываться только в январе 1991 г. [30].

В табл. 3 приведены данные, характеризующие потенциальную эффективность использования линий ISDN, т. е. количество часов в сутки N_c , при которых применение цифровой арендованной линии дешевле линии ISDN [22].

Таким образом, резюмируя все сказанное выше, перечислим факторы, сдерживающие развитие ISDN:

недостаточная привлекательность для эксплуатационных организаций и Администраций связи (поставщиков услуг ISDN) рекомендуемых им тарифов, лишь в незначительной степени покрывающих затраты на их внедрение;

отсутствие обширного рынка пользователей услугами ISDN; сложившаяся на сегодня высокая стоимость терминального оборудования ISDN, а также проблемы с его совместимостью;

конкуренция между различными услугами, предлагаемыми пользователям в рамках уже имеющихся возможностей других сетей, с одной стороны, и услугами ISDN, с другой;

недостаточно быстро продвигающийся процесс стандартизации ISDN;

отсутствие у большинства эксплуатационных компаний и организаций четкой и продуманной маркетинговой стратегии внедрения и развития ISDN.

ISDN: ДВИЖУЩИЕ СИЛЫ

На рынке средств и услуг электросвязи можно выделить три основные движущие силы, оказывающих на него непосредственное влияние: поставщики оборудования и услуг, эксплуатационные организации и пользователи.

Поставщики оборудования заинтересованы во внедрении перспективных технологий и создании на их основе принципиально новых (и дорогих) систем связи и услуг, что, кроме непосред-

Таблица 2

Страна	Значение K при подключении к BRI	Значение коэффициента K при различных видах соединений		
		местное	до 100 км	до 300 км
ФРГ	2,7	1	1	1
Франция:				
передача данных	9	15,7	1,9	1,9
передача речи	9	1	1	1
Великобритания (British Telecom)	3,4	1	1	1
Бельгия	6	1,2	1,2	1,2
Дания	2	1	1	1
Швеция	2	1	1	1
Швейцария	2	2,5	2	2
Финляндия	2	1	1	1

Таблица 3

Страна	Значение N_c в зависимости от дальности передачи		
	50 км	100 км	300 км
ФРГ	21,2	9,1	10,7
Франция	5,7	4,4	5,4
Великобритания (British Telecom)	2,3	2,2	2,9
Бельгия	8,0	19,8	9,0
Дания	7,3	11,2	8,8
Швеция	3,0	2,9	4,4
Швейцария	5,2	3,7	5,3
Финляндия	19,4	15,2	6,1

ственного увеличения прибыли, укрепляет их позиции в конкурентной борьбе. Таким образом, гипотетический «вектор интересов» поставщиков оборудования и услуг направлен в сторону роста заинтересованности во внедрении новых услуг при увеличении их стоимости [31].

«Вектор интересов» эксплуатационных организаций и компаний имеет то же направление, поскольку для удовлетворения потребностей пользователей эти компании стремятся внедрять все новые и новые услуги, устанавливая на них более высокие тарифы и повышая тем самым свои доходы.

Лишь непосредственные пользователи средств и систем связи заинтересованы в получении качественно новых услуг и оборудования за минимальную плату. Для этой категории первостепенный интерес представляют следующие вопросы: когда будет завершено построение национальной сети ISDN, охватывающей всю географическую территорию страны; каковы тарифы на предлагаемые им услуги ISDN по сравнению с тарифами на существующие услуги? Имеется ли на рынке доступное по цене и простое в эксплуатации сетевое и оконечное оборудование?

От ответов на эти вопросы, баланса интересов всех движущих сил, а также от способов разрешения противоречий между ними зависит, насколько быстро и эффективно внедряются любые системы и услуги связи, в том числе и ISDN.

ISDN: СОСТОЯНИЕ ДЕЛ

Нагляднее всего текущее состояние дел, характеризующее развитие ISDN в Европе, иллюстрирует табл. 4, составленная авторами данной статьи на основе материалов [32, 33].

Как видно из табл. 4, даже в самых «благополучных» странах удельный процент эквивалентных BRI не превышает единицы и отстает от планов, провозглашенных в Меморандуме от 1986 г. Кроме того, обращает на себя внимание тот факт, что, хотя по абсолютным показателям процентного соотношения числа эквивалентных BRI с числом абонентских линий ТФОП, находящихся в эксплуатации (в табл. 4 приведено в скобках), на втором месте после ФРГ (0,35 %) выступает Великобритания (0,29 %), а Франция (0,18 %) оказывается на третьем, следует иметь в виду, что в последней на обозреваемый период времени имелось 11 600 BRI против 2000 BRI в Великобритании, где основной прирост числа эквивалентных базовых доступов был достигнут за счет предоставления пользователям первичных доступов (30 В или 15 эквивалентных BRI) (для корректной и адекватной картины степени проникновения ISDN в информационную инфраструктуру общест-

Таблица 4

Страна	Число линий на ТФОП, тыс. *)		Начало коммерческой эксплуатации ISDN BRI/PRI	Число эквивалентных BRI	Примечание
	абонентских	цифровых арендованных			
ФРГ	29 400	203	1989/1989	103 774 (0,35)	На 31.07.91 установлено 42 529 BRI и 4083 PRI. К концу 1993 г. ISDN охватит всю западную часть страны
Франция	26 540	31,9	1987/1989	47 600 (0,18)	На 31.07.91 установлено 11 600 BRI и 2400 PRI. К концу 1990 г. сетью ISDN была охвачена вся территория страны
Великобритания British Telecom Mercury Comm.	26 000 367	122	1990/1992	77 000 (0,29)	На 31.08.91 BT установила 2000 BRI. Mercury BRI не устанавливает. На 31.07.91 обе фирмы имели 5000 PRI
Бельгия	3700	2,39	1989/1989	605 (0,016)	На 01.10.91 установлено 500 BRI и 7 PRI
Дания	2850	1,3	1992/1992	—	ISDN в стадии опытной эксплуатации
Нидерланды	6700	1,05	1992/1992	—	В октябре 1989 г. в Роттердаме начата опытная эксплуатация ISDN
Швеция	5716	5,43	1991/1992	—	В 1990 г. начата опытная эксплуатация услуг базового доступа (BRI)
Финляндия	2582	2,66	1989/1989	1425 (0,055)	Частная компания Helsinki Telephone обслуживает 150 BRI и 85 PRI (Администрация связи планирует начало коммерческой эксплуатации на 1992 г.)
Австрия	3103	8,33	1992/1993	—	В 1992 г. начаты полевые испытания 120 BRI в Вене. Опытную эксплуатацию PRI планируется начать не раньше 1993 г.
Швейцария	3785	28,5	1989/1992	623 (0,016)	В 1989 г. начата эксплуатация BRI (Swissnet 1). Услуги PRI (Swissnet 2) намечено ввести в октябре 1992 г.
Италия	21 266	11,1	1993/1993	—	Опытная эксплуатация ISDN в нескольких городах
Испания	11 800	1,1	1991/1991	—	В 1990 г. в Мадриде начата опытная эксплуатация. К 1995 г. ISDN охватит всю территорию страны
Греция	9936	—	1993/1993	—	Внедрение в Афинах и Солониках 400 BRI и 20 PRI
Люксембург	176	0,09	1992/1992	—	—
Португалия	2080	0,01	1992/1992	—	—

* По состоянию на 1 января 1990 г.

ва первостепенный интерес представляет показатель числа базовых, а не первичных доступов).

Для полноты картины отметим, что в США и Японии, занимающих лидирующее положение в развертывании ISDN, общее число находящихся в эксплуатации эквивалентных BRI, по некоторым данным [14], не превышает 2 % от общего числа всех абонентских линий.

ISDN: АЛЬТЕРНАТИВЫ

Многие эксперты, принимая во внимание сложности, возникшие при развертывании ISDN, делают прогнозы относительно вариантов и путей ее дальнейшего развития, а также возможностей внедрения ISDN, в частности, в странах со средней и низкой телефонной плотностью. В качестве одного из реальных путей в [34] предлагается предоставить пользователям на первом этапе два независимых цифровых телефонных канала без поддержки специальных функций и услуг ISDN (BRI) и лишь потом постепенно приобщать их к ISDN путем назначения привлекательных тарифов и массового выпуска дешевых терминальных устройств и всевозможных адаптеров.

Однако мировой опыт и состояние дел с внедрением ISDN свидетельствуют о весьма малой вероятности такого развития событий, поскольку, как уже отмечалось выше, рыночные механизмы, а не директивные указания сверху будут играть в будущем ключевую роль и при назначении тарифов и при принятии решений о необходимости выпуска того или иного оборудования.

Так как главное действующее лицо на любом рынке, в том числе и на рынке средств и услуг связи, — пользователи, которым в принципе безразлично, в рамках какой именно сети им будут предоставлены необходимые услуги, у многих поставщиков оборудования и эксплуатационных компаний появилась дилемма выбора между узкополосной ISDN и другими быстро развивающимися технологиями.

Одновременно с этим раздаются голоса, ставящие под сомнение сами основы концепции ISDN, а именно необходимость (а также достаточность) использования канала В со скоростью 64 кбит/с. В [35], например, высказано мнение о том, что канал В является «жалким компромиссом» между потребностями в передаче речи и данных, поскольку для речи скорость 64 кбит/с на сегодняшний день — расточительна: ее передача может быть осуществлена и на более низких скоростях — 32 и 16 кбит/с (что, кстати, доказано при разработке отечественной Интегральной цифровой сети с базовой скоростью 32 кбит/с [36]), а при передаче данных пропускной способности канала В, обеспечивающего великолепные

характеристики для многих интерактивных служб, становится явно недостаточно для мощных и высокопроизводительных рабочих станций и средств обработки графических изображений и образов.

В такой ситуации многие поставщики оборудования и эксплуатационные компании, стремясь удовлетворить возрастающие потребности абонентов, вольно или невольно вынуждены занимать те его ниши на рынке услуг, которые еще совсем недавно безоговорочно признавались за узкополосной ISDN.

Уже упоминавшийся Дж. Дэвисон (Logica) считает, что узкополосная ISDN, например, совершенно не пригодна для организации соединений между локальными сетями (LAN), а это как раз является одной из основных потребностей пользователей, возникших после Telecom'87. Поэтому уже на очередной выставке Telecom'91, несколько ее участников продемонстрировали новую услугу — Switched Multimegabit Digital Service (SMDS), основанную на стандарте IEEE 802.6 и предназначенную для высокоскоростного объединения (со скоростью 1,5...45 Мбит/с) LAN [37]. Возможно, скоро в распоряжении пользователей появятся линии SMDS со скоростью 155 Мбит/с — на базе стандартов синхронной оптической сети связи SONET [38].

Кроме SMDS, на Telecom'91 была продемонстрирована новая служба Bandwidth on demand, название которой можно перевести как «предоставление полосы пропускания (скорости канала) по требованию». Ее абоненты получают возможность иметь любое число каналов В в пределах скорости первичной системы передачи 2 Мбит/с с оплатой за каждый предоставленный канал. Причем, как отмечается, тарифы, установленные на эту службу, ниже, чем за аренду линий. Уже сейчас она с успехом функционирует в некоторых европейских странах (Дании, Швеции, Финляндии, Норвегии и Бельгии). После ее демонстрации на выставке еще несколько администраций связи, включая США, заявили о планах ее внедрения в самое ближайшее время [39].

Задержки с внедрением узкополосной ISDN и быстрые темпы развития технологии широкополосной ISDN (B-ISDN) заставляют многие администрации связи усомниться в перспективах первой. Недавно появилось сообщение о том, что в то время как France Telecom продолжает развиваться сеть Numeris, Немецкое почтовое ведомство пересмотрело свою маркетинговую стратегию, заявив, что узкополосная ISDN не будет иметь в будущем широкого применения, и сосредоточила свои усилия на B-ISDN, первым опытом реализации которой можно считать проект Berkom [31, 40].

Например, поставщики коммутационного оборудования в США в настоящее время просчитывают ряд вариантов, связанных с возможностью увеличения заказов на модернизацию находящихся в эксплуатации цифровых систем коммутации. В [41] отмечается, что узкополосная ISDN уже не рассматривается в качестве стимула для замены или модернизации систем коммутации, как это было еще четыре года назад. Для поставщиков коммутационного оборудования более привлекательной представляется интеллектуальная сеть (Intelligent Network — IN), концепция которой на сегодняшний день вызывает повышенный интерес у многих администраций связи — благодаря возможности осуществлять быстрое и экономически эффективное внедрение новых услуг электросвязи и открывающая рынок более производительного и более насыщенного программным обеспечением коммутационного оборудования.

Не останавливаясь на описании преимуществ и самой концепции IN, изложенных в [42—44], обратим внимание, что, по прогнозам Ovum Ltd., распространившей в 1990 г. обширный аналитический обзор, рынок основных услуг IN только в США к 2000 г. составит 39 млрд. долл., 20 % которых составят прямые доходы эксплуатационных компаний. В Европе годовой прирост объема услуг IN достигнет к 2000 г. 50 % при доходах от них в 10 %. Европейская консалтинговая фирма в области электросвязи (ETCO) в докладе, подготовленном в конце 1990 г. по заказу ЕК, предположила, что доходы от предоставления услуг IN в Европе уже в 1997 г. возрастут до 2—4 млрд. долл. (сегодня 250 млн.) [45].

Между американскими и европейскими фирмами за рынок IN развернулась острая конкурентная борьба. В начале 1989 г. более 30 ведущих компаний, производящих оборудование связи и вычислительную технику, учредили Ассоциацию по координации взаимодействия поставщиков — Multi-Vendor Interaction (MVI) Group, провозгласив ее основной целью согласование к 1995 г. целевой

архитектуры IN [46]. Второй же (не провозглашенной) целью этой Ассоциации, по всей видимости, будет раздел сфер влияния на новом и емком рынке оборудования IN.

Д. Роджерсон (главный консультант Ovum Ltd.) предполагает, что в ближайшее время американские фирмы-поставщики предпримут попытку экспансии своего оборудования на европейский рынок, что еще больше обострит конкурентную борьбу. В этой связи можно выделить три возможных подхода европейских компаний к проблемам построения IN [47]: полное игнорирование всех разработок, относящихся к IN (что приведет к изоляции); концентрация усилий только на основных разработках (что безусловно является программой-минимумом); крупномасштабные и агрессивные действия для завоевания рынка услуг IN (некоторые администрации связи уже сделали выбор в пользу этой стратегии).

Последнее утверждение как нельзя лучше подтверждает тот факт, что Немецкое почтовое ведомство, например, уже приступило к работам по построению опытной зоны IN, на которой будут отработаны способы реализации таких услуг, как Служба 130 (аналог Службы 800 в США [48]), телеголосование, телеинформация и услуга универсального персонального номера. Проект, стоимость которого оценивается в 45 млн. долл. (с участием таких фирм, как Northern Telecom, Siemens и Alcatel), должен завершиться построением уже в 1993 г. первой очереди национальной IN [49].

Исходя из вышеизложенного можно сделать вывод, что в ближайшее десятилетие две основные технологии IN и B-ISDN (а возможно и их симбиоз) претендуют на роль лидеров на рынке услуг и оборудования связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье сделана попытка на основе большого фактического материала объективно осветить положение дел с внедрением узкополосной ISDN и проанализировать причины, вызывавшие замедление предполагаемых ранее темпов ее развития.

У читателя может сложиться впечатление, что концепция ISDN оказалась «мертворожденной». Однако авторы статьи не являются приверженцами таких крайних выводов и, не отрицая наличия других подходов и предположений относительно перспектив развития узкополосной ISDN, хотели бы привести высказывание одного из экспертов: «в настоящее время потребности в ISDN не велики, но скоро все может измениться. ISDN станет более популярной в ближайшие четыре года. Во многих странах Европы она станет обычным средством связи, а тарифы на ее услуги будут сопоставимы с тарифами на аналоговые службы.» [26]. Окажется ли этот прогноз справедливым или ISDN останется Innovations Subscriber Don't Need (как не без иронии отмечают некоторые специалисты), покажет время.

Многие специалисты и администраторы, говоря о новых технологиях, переживающих в настоящее время период бурного развития, предостерегают от повторения ошибок, допущенных в процессе внедрения и развития ISDN. В этой связи Исполнительный вице-президент компании Alcatel Alsthom Д. Корну в [50], в качестве одного из основных, обращает внимание на фактор вмешательства в процесс стандартизации «политических соображений» в противовес реальным законам и потребностям рынка. Он считает (и не без оснований), что любое «политическое», т. е. директивное регулирование в конечном счете приводит к значительному удорожанию технических решений, что, в свою очередь, оказывает отрицательное воздействие на сам процесс их внедрения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ершова Э. Б., Ершов В. А. Цифровые системы распределения информации. — М.: Радио и связь. — 1983. — 215 с.
2. Беллами Дж. Цифровая телефония. — М.: Радио и связь. — 1986. — 544 с.
3. The Deutsche Bundespost on its Way towards the ISDN. — Jahresbuch der Deutschen Bundespost. — 1984.
4. Rutkowski A. M. Integrated Services Digital Networks. — Dedham: ARTECH House. — 1985.
5. ISDN and the telecommunications environment. Preprint from the 1986 Yearbook of the Deutsche Bundespost. — Bad Windsheim: — 1986.

6. ISDN. The Future Telecommunication Network of the Deutsche Bundespost.— Heidelberg: R. V. Decker's Verlag.— 1986.
7. Lane J. The Integrated Services Digital Network (ISDN).— Manchester: — NCC Publications.— 1987.
8. Боккер П. ISDN. Цифровая сеть с интеграцией служб. Понятия, методы, системы: Пер. с нем.— М.: Радио и связь.— 1991.— 304 с.
9. CCITT. Study Group XVIII. Recommendation I. 120. Description of ISDNs. Blue Book.— V. III.— Fasc. III. 7.— Geneva.— 1989.
10. Bruce R., Cunard J., Director M. From Telecommunications To Electronic Services: A Global Spectrum of Definitions, Boundary Lines and Structures.— Butterworths: ICC.— 1986.
11. Bruce R., Cunard J., Director M. The Telecom Mosaic: Assembling The New International Structure.— Butterworths: ICC.— 1988.
12. ISDN steht bei der Telecom'87 im Mittelpunkt // Funkschau.— 1987.— № 21.
13. Evagora A. ISDN Backlash // Communications Week International.— August 19.— 1991.
14. Foley J. ISDN Allure Fading Fast // Telcom'91 Daily.— October 9.— 1991.
15. Кудрявцев Г. Г., Варакин Л. Е. Тенденции развития электросвязи // Электросвязь.— 1988.— № 6,7.
16. Лазарев В. Г. Основы концепции цифровых сетей интегрального обслуживания. В сб. науч. тр. «Управление ресурсами в интегральных сетях».— М.: Наука.— 1991.— 199 с.
17. Варакин Л. Е., Осипов В. Г., Поляк М. У., Полионов В. М., Филюшин Ю. И. Интеллектуальная сеть: интеллектуальные терминалы в ИЦС-32 // Электросвязь.— 1992.— № 2.
18. CCITT. Study Group XVIII. Recommendation I. 411. ISDN user-network interfaces — Reference configuration. Blue Book.— V. III.— Fasc. III. 8.— Geneva.— 1989.
19. CCITT. Study Group XVIII. Recommendation I. 430. Basic user-network interface — Layer 1 specification. Blue Book.— V. III.— Fasc. III. 8.— Geneva.— 1989.
20. CCITT. Study Group XVIII. Recommendation I. 431. Primary rate user — network interface — Layer 1 specification. Blue Book.— V. III.— Fasc. III. 8.— Geneva.— 1989.
21. CCITT. Study Group XVIII. Recommendation I. 412. ISDN user-network interfaces — Interface structures and access capabilities. Blue Book.— V. III.— Fasc. III. 8.— Geneva.— 1989.
22. Heywood P. European ISDN: Who Has the Most Pieces in Place? // Data Communications International.— 1990.— November.
23. Hammarstrom B., Forssten B. ISDN — An Obvious Development of the Telecom Network // TELE.— 1991.— № 2.
24. Penn C., Robin G. ISDN: European and Worldwide Standardisation. // Electrical Communication.— 1990.— V. 64.— № 1.
25. Kelly P. T. F. Memorandum of understanding for the implementation of an European ISDN service by 1992 // Computer Networks and ISDN Systems.— 1991.— V. 21.— № 1.
26. Evagora A. ISDN: Too Little. Too Late? // Telcom'91 Daily. October.— 1991.
27. CCITT. Study Group XVIII. Report of Working Party XVIII/2. Document COM XVIII—R60.— Geneva.— 1991.
28. The future for ISDN // Communications International.— 1987.— October.
29. Rogers D. T., Nowicki J. A. Co-operation on ISDN // Communications International.— 1992.— V. 19.— № 1.
30. Drisdale J. European ISDN faltering // Communications International.— 1991.— V. 18.— № 12.
31. M. S. White. Network Overview // Communications International.— 1992.— V. 19.— № 1.
32. Can ISDN really make the grade? // Public Network.— 1991.— V. 1.— № 10.
33. Heywood P., White M. Public Networks'91: A World Atlas // Data Communications.— 1991.— October.
34. Liebscher R. Strategies for the Successful Introduction of ISDN // Electrical Communication.— 1990.— V. 64.— № 1.
35. Stallings W. Whatever happened to ISDN? // Telecommunications.— 1990.— October.
36. Кудрявцев Г. Г., Варакин Л. Е., Поляк М. У. Новая концепция построения интегральной цифровой сети: техника, экономика, стандартизация // Электросвязь.— 1991.— № 1.
37. Heywood P., White M. Telecom'91 Update: Four Years That Changed the World // Data Communications.— 1991.— October.
38. Cheek M. Progress in SMDS network lines // Communications International.— 1992.— V. 19.— № 1.
39. King J. ISDN: out of Palexpo, into the market // Public Network Europe.— 1991.— V. 1.— № 11.
40. Ricke H., Kanzow J. Berkorn Breitbandkommunikation im Glasfaseretz. Übersicht und Zusammenfassung 1986—1991.— Heidelberg: R. V. Decker's Verlag.— 1991.
41. Preston P. Switching Race Picking Up // Communications Week International.— 1991.— 30 Sept.— 7 Oct.
42. Варакин Л. Е. Интеллектуальная сеть: эволюция сетей и услуг связи // Электросвязь.— 1992.— № 1.
43. Варакин Л. Е., Кучерявый А. Е., Соколов Н. А., Филюшин Ю. И. Интеллектуальная сеть: концепция и архитектура // Электросвязь.— 1992.— № 1.
44. Варакин Л. Е., Козлов В. И. Интеллектуальная сеть: построение баз данных // Электросвязь.— 1992.— № 1.
45. Finnie C. No Easy decisions on IN // Telcom'91 Daily.— 1991.— 10 October.
46. Rippolone. A marriage in the IN // TE&M.— 1990.— November.
47. Fitzgerald M. IN to the future. Communications International.— 1992.— V. 19.— № 1.
48. Варакин Л. Е., Поляк М. У., Филюшин Ю. И. Интеллектуальная сеть: реализация на базе ИЦС-32 // Электросвязь.— 1992.— № 1.
49. German Intelligent Network Pilots // Public Network.— 1991.— V. 1. № 7.
50. Cornu J. Do Not Repeat ISDN Mistakes // Communication Week International.— 1992.— 16 March.

Получено 5.06.92

ПЕРВАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ RUSSAT'93

В Санкт-Петербурге с 19—23 апреля 1993 г. состоится первая Международная конференция по применению спутниковой связи RUSSAT'93. Ее цель — собрать инженеров и специалистов по маркетингу зарубежья, России и других стран СНГ. Конференция посвящена как техническим, так и организационным аспектам. Как и в любом новом мероприятии, важно наладить сотрудничество, сделать «первый шаг», встретиться с профессионалами, разобраться в рыночной конъюнктуре.

На RUSSAT'93 будет обсуждаться:

как мировая спутниковая промышленность видит состояние дел в России и что предлагает Россия мировой спутниковой промышленности.

Будут представлены доклады по направлениям:

непосредственное спутниковое вещание; подвижные спутниковые системы; интегрированные спутниковые системы; перспективы совершенствования национальных и международных спутниковых систем; системы VSATs; новое в развитии сетей; возможности России; технология; предоставление услуг по существующей сети; финансовые аспекты.

Организаторы конференции:

Санкт-Петербургский институт связи им. М. А. Бонч-Бруевича и
Information Gatekeepers, Inc., W. L. Pritchard and Company, Inc. (USA).

Для контактов:

Телефон: (812) 315-56-95. Факс: (812) 315-17-01. Телекс: 121345 PTB SU LEIC

УДК 621.395.019.3

РАСЧЕТ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ ИЗБЫТОЧНОЙ НАГРУЗКИ ПРИ ОГРАНИЧЕННОМ ОЖИДАНИИ И НАЛИЧИИ ОТКАЗАВШИХ ЛИНИЙ

К. А. Зарецкий, В. И. Мейкшан

Сегодня существует ряд методов комплексного расчета качества обслуживания вызовов для сетей связи с необходимыми направлениями, в том числе при использовании дисциплины обслуживания с ожиданием. Предлагаемая в статье математическая модель развивает известные ранее теоретические результаты и создает предпосылки для применения указанных методов в более общем случае, когда в ходе расчета учитываются возможные отказы оборудования элементов сети. Особое внимание уделено необнаруженным отказам, наиболее сильно ухудшающим качество обслуживания вызовов.

Введение. Совместно с применением обходных направлений, эффективным средством повышения использования ресурсов телефонной сети служит дисциплина обслуживания вызовов с ожиданием, особенно при внедрении систем коммутации с программным управлением. Согласно руководящим документам по ОГСТФС, такая дисциплина, позволяющая снизить дополнительную загрузку оборудования из-за повторных вызовов и в ряде случаев увеличить пропускную способность пучков каналов, рекомендована к использованию на междугородной телефонной сети (МТС) и заложена в технологические алгоритмы установления соединений для новых типов автоматических МТС и узлов автоматической коммутации.

Избыточные потоки вызовов, возникающие в сетях с обходными направлениями, существенно усложняют задачи исследования таких сетей. Необходимость более достоверного анализа качества функционирования сети с учетом отказов оборудования создает ряд дополнительных трудностей. В частности, недостаточная эффективность собственных средств автоматического контроля за техническим состоянием оборудования, относящегося к поколению электромеханических систем коммутации и аналоговых систем передачи, — причина большого числа необнаруженных повреждений в соединительных устройствах. Как свидетельствуют статистические данные [1], применительно к МТС нашей страны указанная проблема входит в число наиболее острых.

Из опыта эксплуатации существующих технических средств известно, что скрытые отказы в коммутационном и линейном оборудовании, при которых соответствующие устройства (приборы) остаются незаблокированными и сохраняется возможность их неоднократного занятия, оказывают наиболее существенное негативное воздействие на качество телефонной связи, наблюдаемое абонентами. Опубликованы работы по количественной оценке этого эффекта в системах с явными потерями [2] и ожиданием [3] при нагрузке, создаваемой простейшим потоком вызовов, а также в системе без ожидания, на которую поступает избыточная нагрузка [4]. Для случая пучка ненадежных линий, обслуживающих избыточный поток вызовов по дисциплине с ограниченным ожиданием, данная задача пока нерешена.

Излагаемые ниже теоретические результаты могут быть полезными при получении более достоверных значений характеристик реального качества обслуживания вызовов на сети связи, а также в процессе разработки дополнительных контрольно-диагностических средств, построенных на базе микроэлектроники и вычислительной техники, которыми сегодня оснащаются электромеханические системы коммутации при переходе на прогрессивные методы технического обслуживания [5].

Исследуемая система и ее математическая модель. В качестве участка обходного пути рассмотрим полнодоступный пучок из V каналов (линий) между двумя смежными узлами сети. Будем предполагать, что произвольные m линий

пучка находятся в состояниях с необнаруженными отказами. Они служат причиной сбоев в процессе установления соединения или заставляют абонентов отказываться от разговора из-за неудовлетворительного качества предоставленного соединительного тракта (низкий уровень речевого сигнала, сильные помехи и т.п.). Следствие таких повреждений — кратковременные (со средней длительностью h_2) занятия отказавших незаблокированных линий. Остальные $v = V - m$ линий работоспособны и занимают на время разговора. Его среднюю продолжительность обозначим через h_1 . Выбор любой из свободных линий предполагается равновероятным, а вызов, поступивший в момент занятости всех V линий, направляется в очередь, длина которой ограничена величиной L . При наличии очереди освободившаяся линия немедленно занимается первым ожидающим вызовом.

Для расчета характеристик комбинированных (условных и явных) потерь с учетом влияния отказавших незаблокированных каналов (линий) воспользуемся методом эквивалентных замен в варианте, подробно изложенном в [6]. Суть метода заключается в том, что действительное распределение случайных интервалов времени между соседними моментами поступления вызовов избыточного потока аппроксимируется гиперэкспоненциальным распределением вида

$$F(t) = 1 - \varepsilon_0 \exp(-\lambda_0 t) - \varepsilon_1 \exp(-\lambda_1 t);$$

$$\lambda_0 > 0, \lambda_1 > 0, \varepsilon_0 + \varepsilon_1 = 1,$$

что равносильно предположению: вызовы создаются источником, который может находиться в одном из двух состояний 0 или 1. В состоянии l ($l=0,1$) вызовы посылаются с интенсивностью λ_l и каждый раз с вероятностью ε_l источник остается в том же состоянии, а с дополнительной вероятностью $\varepsilon'_l = 1 - \varepsilon_l$ переходит в противоположное состояние.

Параметры распределения $F(t)$ подбираются таким образом, чтобы для нагрузки, создаваемой аппроксимирующим потоком, первые три факториальных момента (легко выражаются через λ_0 , λ_1 , ε_0 и ε_1) были равны аналогичным статистическим характеристикам реально действующей избыточной нагрузки (M_1 , M_2 и M_3). После записи этих условий в виде системы уравнений [6] параметры λ_0 и λ_1 можно найти как корни квадратного уравнения $a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0 = 0$, коэффициенты которого

$$a_0 = 2M_1[1 - (M'_3/M'_2)];$$

$$a_1 = M_1 + M'_3[1 + 2(1 - M_1)/M'_2] - 2;$$

$$a_2 = [(M'_3 + M_1)/M'_2] - 2,$$

где $M'_2 = M_2/M_1$; $M'_3 = M_3/M_2$.

Вероятности ε_0 и ε_1 определяются из выражений:

$$\varepsilon_1 = \lambda_1(\lambda_0 - M_1) / [M_1(\lambda_0 - \lambda_1)];$$

$$\varepsilon_0 = 1 - \varepsilon_1.$$

В предположении, что длительности занятия линий — независимые случайные величины, распределенные по экспоненциальному закону с параметром $\mu_1 = 1/h_1$ (для работоспособной линии) или $\mu_2 = 1/h_2$ (для линии с необнаруженным отказом), процесс функционирования используемой системы опишем марковским процессом с множеством состояний $S = S_1 \cup S_2$, где

$$S_1 = \{(i, j, 0, l); i = \overline{0, v}; j = \overline{0, m}; l = 0, 1\};$$

$$S_2 = \{(v, m, k, l); k = \overline{1, L}; l = 0, 1\}.$$

Здесь i — число занятых работоспособных линий; j — число занятых линий, находящихся в неработоспособном состоянии; k — число вызовов в очереди; l — индекс состояния источника вызовов.

Введем следующие обозначения: $P_{ijk} = (p'_{ijk}, p''_{ijk})$ — вектор, компоненты которого — вероятности состояний $(i, j, k, 0)$ и $(i, j, k, 1)$; $\varepsilon = (\varepsilon_0, \varepsilon_1)$; e_n — единичный вектор-столбец размерности n ; $0 = (0, 0)$; I_2 — единичная матрица второго порядка;

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 \end{bmatrix}; \quad \Lambda_\varepsilon = \begin{bmatrix} \lambda_0 \varepsilon_1 & -\lambda_0 \varepsilon_1 \\ -\lambda_1 \varepsilon_0 & \lambda_1 \varepsilon_0 \end{bmatrix}; \quad \lambda = \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_1 \end{bmatrix}.$$

В стационарном режиме для вероятностей состояний пучка, включающего в себя v работоспособных и m отказавших незаблокированных линий, можем получить следующую систему алгебраических уравнений, записанную в матричном виде:

$$[\varphi(i-1, j) P_{i-1, j, 0} + \varphi'(i, j-1) P_{i, j-1, 0}] \lambda \varepsilon - P_{ij0} [\Lambda + \sigma(i, j) I_2] + (i+1) \mu_1 P_{i+1, j, 0} + (j+1) \mu_2 P_{i, j+1, 0} = 0;$$

$$i=0, v, j=0, m; i+j < V;$$

$$(P_{v-1, m, 0} + P_{v, m-1, 0}) \lambda \varepsilon - P_{vm0} (\Lambda + \sigma^* I_2) + \sigma^* P_{vm1} = 0;$$

$$P_{v, m, k-1} \lambda \varepsilon - P_{vmk} (\delta'_{kL} \Lambda + \delta_{kL} \Lambda_\varepsilon + \sigma^* I_2) + \sigma^* P_{v, m, k+1} = 0,$$

где $\delta_{kL} = 1$ при $k=L$ и $\delta_{kL} = 0$ при $k \neq L$; $\delta'_{kL} = 1 - \delta_{kL}$; $\sigma(i, j) = \mu_1 i + \mu_2 j$ — интенсивность освобождения одной из линий, занятых в текущем состоянии пучка; $\sigma^* = \sigma(v, m)$; $\varphi(i, j) = (v-i)/(V-i-j)$ — вероятность попадания вызова на работоспособную линию; $\varphi'(i, j) = 1 - \varphi(i, j)$ и $P_{ijk} = 0$ для всех состояний, координаты которых выходят за границы множества S . Дополнительное условие нормировки имеет вид:

$$\left[\sum_{i=0}^v \sum_{j=0}^m P_{ij0} + \sum_{k=1}^L P_{vmk} \right] e_2 = 1. \quad (1)$$

Расчет характеристик качества обслуживания вызовов. С целью преобразования полученной системы уравнений введем макросостояния s_n , где n — общее число вызовов, находящихся в системе в произвольный момент времени ($n=0, N$; $N=V+L$). Число состояний (i, j, k, l) , относящихся к макросостоянию s_n и удовлетворяющих условию $i+j+k=n$, составляет $|s_n| = 2\omega_n$, где

$$\omega_n = \begin{cases} \min(n, V-n, v, m) + 1, & n \leq V; \\ 1, & n > V \end{cases}$$

Вектор вероятностей состояний, входящих в состав макросостояния s_n , обозначим через P_n^* и состоянию $(i, j, k, l) \in s_n$ сопоставим компоненту p_α^* с номером $\alpha = (i^* - i) + l + 1$, где $i^* = \min(n, v)$ — максимальное число занятых работоспособных линий для макросостояния s_n .

Нетрудно убедиться, что макросостояния s_n ($n=0, N$) образуют процесс гибели и размножения, для которого система уравнений равновесия выглядит следующим образом:

$$-P_0^* B_0 + P_1^* C_1 = 0;$$

$$P_{n-1}^* A_{n-1} - P_n^* B_n + P_{n+1}^* C_{n+1} = 0; \quad n=1, N-1; \quad (2)$$

$$P_{N-1}^* A_{N-1} - P_N^* B_N = 0.$$

Условие нормировки (1) преобразуется к виду:

$$\sum_{n=0}^N P_n^* e_{|s_n|} = 1. \quad (3)$$

Интенсивности переходов $s_n \rightarrow s_{n+1}$, обусловленных поступлением вызовов, составляют матрицу A_n размерности $|s_n| \times |s_{n+1}|$, входящую в эти уравнения. При $n < V$ данная матрица (в блочной записи она имеет двухдиагональный вид) состоит из следующих квадратных блоков второго порядка:

$$A_{nr}' = \varphi(i_{nr}, j_{nr}) \lambda \varepsilon; \quad A_{nr}'' = \varphi'(i_{nr}, j_{nr}) \lambda \varepsilon.$$

Здесь индекс r означает, что блок располагается в r -й паре строк с номерами $2r-1$ и $2r$ ($r=1, \omega_n$), а соответствующие состояния, входящие в макросостояние s_n под этими порядковыми номерами, имеют занятыми $i_{nr} = i^* - r + 1$ работоспособных и $j_{nr} = n - i_{nr}$ отказавших незаблокированных линий. Если для некоторого $1 \leq v \leq \omega_{n+1}$ выполняются равенства $i_{nr} + 1 = i_{n+1, v}$ и $j_{nr} = j_{n+1, v}$, то блок A_{nr} будет занимать столбцы с номерами $2v-1$ и $2v$. При $i_{nr} = i_{n+1, v}$ и $j_{nr} + 1 = j_{n+1, v}$ на этом месте будет располагаться блок A_{nr}' . Когда $n \geq V$, величина $A = \lambda \varepsilon$.

К аналогичному типу принадлежит матрица C_n с размерностью $|s_n| \times |s_{n-1}|$, соответствующая переходам $s_n \rightarrow s_{n-1}$ (освобождение занятых линий). Если $n \leq V$, то матрица формируется из блоков

$$C_{nr}' = i_{nr} \mu_1 I_2; \quad C_{nr}'' = j_{nr} \mu_2 I_2,$$

где $r=1, \omega_n$. При этом для блока первого вида номер пары столбцов ($1 \leq v \leq \omega_{n-1}$) определяется из условий $i_{nr} - 1 = i_{n-1, v}$ и $j_{nr} = j_{n-1, v}$, а для блока второго вида — из условий $i_{nr} = i_{n-1, v}$ и $j_{nr} - 1 = j_{n-1, v}$. В случае $n > V$ имеем $C_n = \sigma^* I_2$.

Квадратная матрица B_n порядка $|s_n|$ содержит суммарные значения интенсивностей выходов из состояний, относящихся к макросостоянию s_n . При $n \leq V$ она имеет блочно-диагональный вид, т.е. по главной диагонали располагаются блоки $B_{nr}' = \Lambda + \sigma(i_{nr}, j_{nr}) I_2$, где $r=1, \omega_n$. Из матрицы B_n следует также, что $B_n = B_V$ ($V < n < N$) и $B_N = \Lambda_\varepsilon + \sigma^* I_2$.

Используя метод индукции, нетрудно доказать, что решение системы (2) удовлетворяет следующему соотношению:

$$P_n^* = P_{n-1}^* A_{n-1} \Phi_n^{-1}; \quad n=1, N, \quad (4)$$

где матрицы Φ вычисляются рекуррентно, начиная с $\Phi_N = B_N$:

$$\Phi_n = B_n - A_n \Phi_{n+1}^{-1} C_{n+1}; \quad n=N-1, \dots, 0.$$

Из (4) вытекает, что

$$P_n^* = P_0^* \Psi_n, \quad (5)$$

где $\Psi_1 = A_0 \Phi_1^{-1}$; $\Psi_n = \Psi_{n-1} A_{n-1} \Phi_n^{-1}$; $n=2, N$. Тогда первое уравнение системы (2) и условие (3) приобретают следующий вид:

$$P_0^* (B_0 - \Psi_1 C) = 0;$$

$$P_0^* (e_2 + \sum_{n=1}^N \Psi_n e_{|s_n|}) = 1.$$

Эти уравнения позволяют определить обе компоненты вектора P_0^* , а затем с помощью (5) последовательно вычислить $P_1^*, \dots, P_N^*$.

По известным вероятностям $p_{ijk} = p_{ijk}^* + p_{ijk}''$ нетрудно найти показатели качества обслуживания вызовов:

— вероятность того, что вызов не получит немедленного обслуживания

$$\pi_b = \sum_{k=0}^L p_{vmk};$$

— величина явных потерь за счет занятости всех линий пучка и отсутствия свободных мест в очереди $\pi_L = p_{vmL}$;

— вероятность ожидания $\pi_w = \pi_b - \pi_L$;

— среднее время ожидания для задержанных вызовов

$$T_w = (1/\pi_w) \sum_{k=0}^{L-1} p_{vmk} (k+1) / \sigma^*;$$

— вероятность попадания вызова на линию с необнаруженным отказом

$$\pi_f = \sum_{i=0}^v \sum_{j=0}^{m-1} \lambda \varphi'(i, j) p_{ij0} + (m \mu_2 / \sigma^*) = \sum_{k=1}^L p_{vmk}.$$

Численные результаты. Исследования точности предлагаемого расчетного метода проводились на примере системы обслуживания, образованной двумя полнодоступными подсистемами и промежуточным накопителем (буфером) с конечным объемом (рис. 1). Первичная подсистема, которая для фрагмента сети соответствует прямому направлению связи из V_n линий, принимает вызовы простейшего потока, создающего нагрузку с интенсивностью y_n . Некоторая часть этой нагрузки y_{n2} , относящаяся к потерянными вызовам, поступает на вторую подсистему, эквивалентную обходному направлению, в которой имеется L мест для ожидания, а в составе общей группы из V линий присутствуют как работоспособные, так и отказавшие незаблокированные линии (среднее время их занятия составляет, соответственно, $h_1 = 1$ и $h_2 = h_1/3$). Были рассмотрены два варианта структурных параметров: $V_n = 10$, $V = 20$ и $V_n = 5$,

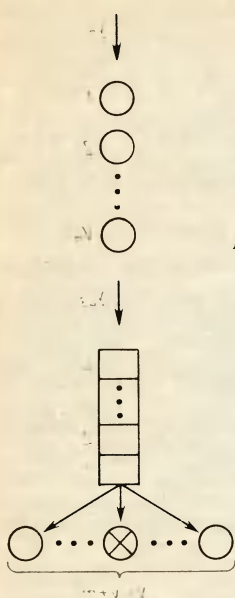


Рис. 1

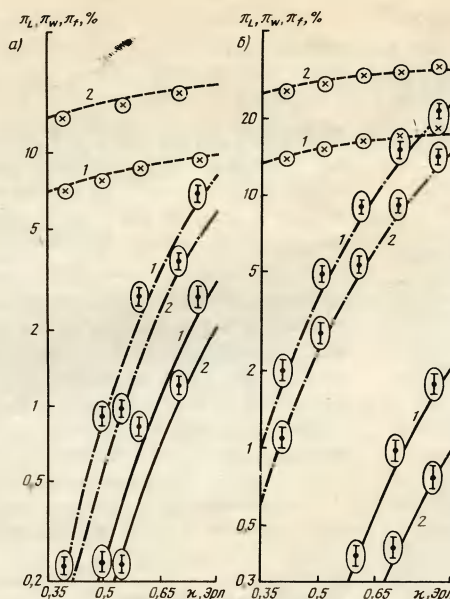


Рис. 2

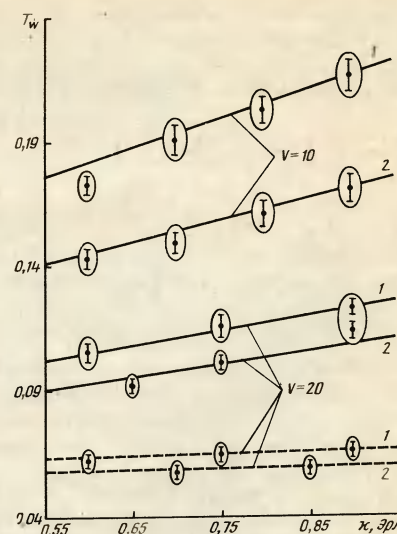


Рис. 3

$V=10$. Для каждого случая выбор величины y_n осуществлялся исходя из заданной удельной нагрузки на линию обходного пучка $k=y_{из}/V$ при $m=0$.

Вероятностные характеристики качества обслуживания избыточной нагрузки во вторичной подсистеме определялись согласно изложенной математической модели и представлены в виде графиков на рис. 2, а ($V=20$, $L=2$) и рис. 2, б ($V=10$, $L=5$). Сплошными линиями показаны зависимости для вероятности явных потерь π_L . Штриховые линии изображают изменение вероятности условных потерь за счет ожидания π_w в зависимости от величины удельной избыточной нагрузки, а пунктирные соответствуют вероятности «ложного обслуживания» π_r . В качестве индексов кривых используется число отказавших незаблокированных линий m (кривая 1 — $m=1$, кривая 2 — $m=2$).

Зависимости на рис. 3 относятся к среднему времени ожидания для задержанных вызовов (за единицу времени принята средняя длительность занятия работоспособной линией). Здесь сплошные линии соответствуют числу мест для ожидания $L=5$, пунктирные получены при $L=2$.

Помимо вычислений с применением записанных выше формул, проводилось имитационное моделирование системы, показанной на рис. 1. Результаты статистической оценки вероятностно-временных показателей качества обслуживания обозначены на перечисленных рисунках отдельными точками с указанием доверительных интервалов, соответствующих уровню достоверности 95 % по критерию Стьюдента (разброс оценок для π_r очень незначителен, поэтому приведены только средние значения). Из сопоставления данных статистического моделирования и теоретических расчетов видно, что предлагаемый численный метод позволяет с точностью, вполне достаточной для практических целей, находить основные показатели качества обслуживания избыточной нагрузки в полнодоступных системах с ограниченным ожиданием, учитывая при этом влияние соединительных устройств с необнаруженными отказами.

Заключение. Продуманная и целенаправленная стратегия модернизации существующих аналоговых и аналого-цифровых

телефонных сетей, в которых используется оборудование с невысоким уровнем надежности и недостаточно эффективными средствами контроля за его техническим состоянием, может производиться только при наличии достоверной оценки реального качества обслуживания вызовов на действующей сети с учетом отказов в установленном оборудовании. Анализ такой информации дает возможность выявить критические участки сети, где повышение качества обслуживания благодаря улучшению характеристик надежности оборудования — первоочередная задача и вложение средств на замену оборудования и развитие сети позволяет получить наибольший экономический эффект.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эйдельман Л. Я. Основные результаты сбора статистических данных о качестве разговоров по междугородной сети ОГСТФС на АМТС г. Москвы // Системы перспективной телефонной коммутации для междугородной связи: Сб. науч. тр. ЦНИИС. — М., 1987. — С. 55—63.
2. Надежность и техническое обслуживание АМТС с программным управлением: Справ. пособие / Р. Р. Вегенер, В. Г. Дедоборщ, К. А. Зарецкий и др.; Под ред. В. Г. Дедоборща и Н. Б. Суторихина. — М.: Радио и связь, 1989. — 320 с.
3. Мейкшан В. И. Оценка влияния надежности оборудования на качество функционирования систем с потерями и ожиданием // Электросвязь. — 1990. — № 11. — С. 30—32.
4. Мейкшан В. И. Оценка качества обслуживания избыточных потоков нагрузки группой ненадежных соединительных устройств // Электросвязь. — 1991. — № 7. С. 18—20.
5. Ефаров В. А., Белоконов В. С., Шерман В. Я. Подсистема контроля технологического оборудования АМТС-2,3 «Комплекс-АКТО» // Электросвязь. — 1989. — № 7. — С. 23—25.
6. Башарин Г. П., Кокотушкин В. А., Наумов В. А. О методе эквивалентных замен расчета фрагментов сетей связи // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. — 1979. — № 6. — С. 92—99 (часть 1); 1980. — № 1. — С. 55—61 (часть 2).

Получено после доработки 17.09.92

**МЕЖДУНАРОДНАЯ
ВЫСТАВКА
«СВЯЗЬ-93»**

Напоминаем, что с 13 по 21 мая этого года в московском выставочном комплексе на Красной Пресне состоится очередная международная выставка систем и средств связи «Связь-93», организуемая А/О «ЭКСПОЦЕНТР».

РАДИОВЕЩАНИЕ

УДК 621.876.24:621.396.61:621.396.97

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ И СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАТЧИКОВ С АМ

Печатается в порядке обсуждения

Г. И. Фридман

При оценке перспектив развития техники вещательных передатчиков на ближайшие десятилетия и годы следует учитывать предусмотренный МККР переход от амплитудной модуляции (АМ) к однополосной (ОМ) и принятые по этому вопросу рекомендации. На начальном этапе передачи будут вестись сигналами с подавленной на 6 дБ несущей; прием таких ОМ-сигналов возможен на обычные бытовые АМ-радиоприемники [1].

Сеть радиовещательных станций на территории б. СССР создавалась на протяжении почти 70 лет, а существующий парк передатчиков формировался в основном в течение 40 лет. Поэтому оставшееся время до 2015 г. — даты, на которую запланирован окончательный переход радиовещания на ОМ, — вероятно, нельзя считать очень большим, а, следовательно, парк ОМ-передатчиков целесообразно готовить заблаговременно, тем более, что ОМ-вещание возможно уже сегодня. Поскольку в переходный период не исключается вещание с АМ, то, очевидно, новые передатчики должны работать как с ОМ, так и с АМ, т. е. быть «совместимыми». Таким образом, необходимо выбрать схему АМ-ОМ передатчика.

Выбор системы АМ. Замена парка передатчиков связана с серьезными затратами, нормальный же срок их эксплуатации обычно составляет несколько десятков лет. Поэтому важно оценить существующий парк АМ (ОМ) передатчиков в плане возможности его применения для вещания с ОМ (АМ), не исключено, и путем некоторой модернизации.

Основную часть парка мощных вещательных АМ передатчиков в б. СССР составляли передатчики с анодной модуляцией (АнМ) и модуляционным устройством (МУ) класса В, которые для ОМ непригодны. К тому же, ввиду большей эффективности ОМ, после окончательного перехода на этот вид модуляции или даже раньше мощности передатчиков, вероятно, могут быть значительно уменьшены, так что даже без учета физического и морального износа оборудования возможен демонтаж упомянутой части пар-

ка передатчиков. Модуляционные же устройства класса В будут демонтированы несомненно.

Применение в новых или реконструируемых передатчиках схемы сеточной модуляции возбуждением, т. е. обычной схемы усиления модулированных колебаний (УМК), невыгодно по причине ее низкой энергетической эффективности (ЭЭ), хотя данная универсальная схема используется в серийных связных ОМ-передатчиках. Предложенные специальные способы и схемы усиления колебаний ОМ с повышенной ЭЭ не получили практического распространения из-за присущих им недостатков. Поэтому можно предположить, что основную конкуренцию передатчикам составят системы с АМ, имеющие повышенную ЭЭ и способные работать также в режиме ОМ.

Усовершенствования в появившихся за рубежом в 70—80-е годы новых передатчиках с АМ [2—5] относятся, главным образом, к отдельным блокам, например, МУ, источникам анодного питания (ИАП) и т. п. В США, например, к 1975 г. в большинстве выпускаемых вещательных передатчиков, за исключением самых мощных, не использовалась АнМ с МУ класса В. Поводом к выпуску новых передатчиков послужил рост цен на энергию. Не последнюю роль сыграли конкуренция и патентные соображения. Однако, несмотря на то, что новые зарубежные системы АМ имеют повышенную ЭЭ и большинство из них пригодно для вещания с ОМ, у них есть и существенные недостатки [6].

Очевидно, что только выбор оптимальной системы АМ открывает путь к созданию наилучшей конструкции передатчика. Причем, в зависимости от специальных условий эксплуатации, назначения передатчика и т. д., на первый план могут выдвигаться те или иные достоинства или недостатки оборудования. Например, для передвижных радиостанций на первый план ставят массогабаритные показатели (МГП). Для передатчиков, подлежащих реконструкции, обычно осуществляемой самим персоналом радиостанций, немаловажны относительная простота и доступность переделки, отсутствие необходимости применять дефицитные элементы и материалы. Для производителей передатчиков, работающих в условиях рынка, также весьма важны конкурентоспособность обо-

дования и его патентная чистота. Не исключено, что выбор системы может производиться заказчиком.

Во всех случаях для правильного выбора системы АМ необходимы объективные сведения о ней. Систему можно характеризовать определенными, хотя и не всегда строго теоретическими показателями, в которые, например, могут входить некоторые эмпирические коэффициенты. Поэтому несмотря на то, что сравнивать по всем показателям можно только готовые передатчики, интересно также сравнить собственно системы АМ (АМ—ОМ), их возможности, достоинства и недостатки. Кроме того, анализ систем позволяет отвлечься от особенностей реальной конструкции, которые могут иметь необязательный или случайный характер. Приходится обращать на это внимание, поскольку на практике иногда отождествляют показатели передатчиков и систем.

Необходимость четкого разделения характеристик систем и передатчиков относится, в частности, к электроакустическим показателям (ЭАП). В передатчиках могут применяться определенные меры по улучшению ЭАП, главным образом, отрицательная обратная связь (ООС). Однако возможности использования ООС по огibaющей РЧ колебаний — наиболее эффективной ООС — неодинаковы для различных диапазонов РЧ и разных систем АМ, что может влиять на выбор последних.

Многообразие отличающихся друг от друга систем АМ осложняет их выбор. Для его облегчения можно провести классификацию систем АМ. Ее пример приведен в [6], где применена смешанная классификация по функциям окончного каскада передатчика (ОКП) и по принципу действия. В отдельную группу можно выделить системы с индуктивным (динамическим) накопителем энергии (ИНЭ). В то же время, системы АМ с ИНЭ могут отличаться друг от друга не только схемными особенностями и механизмом действия, но также функциями ОКП (УМК или модулятора).

Общие свойства систем с ИНЭ. К системам АМ с ИНЭ относятся системы с автоматической анодной модуляцией (ААМ) и параллельной АнМ классов А и D. В устройствах с ИНЭ в цепь питающего (среднего за период РЧ) тока i между ИАП с ЭДС $E_0 \approx E_a(0)$ и активным па-

раметрическим сопротивлением R_0 включен анодный модуляционный дроссель звуковой частоты (ЗЧ) $L1$ (ИНЭ), препятствующий изменениям тока i (рис. 1). Сопротивление

$$R_0 = E_a / i \quad (1)$$

отображает ОКП (в системах ААМ, где $i = i_a$) или параллельно соединенные ОКП и оконечный каскад МУ (ОКМ) (в системах АНМ, где $i = i_a + i_{a.m}$). В (1) $E_a = E_a(x)$ — анодное напряжение ЗЧ лампы ОКП, i_a и $i_{a.m}$ — соответственно питающие (средние за период РЧ) анодные токи ламп ОКП и ОКМ, $x = m \cos 2\pi Ft$ — мгновенная относительная величина модулирующего фактора, m и F — соответственно коэффициент и ЗЧ модуляции, t — время.

Ток i_a следует отличать от постоянной составляющей I_{a0} РЧ импульсов анодного тока лампы ОКП (равенство $i_a = I_{a0}$ имеет место, когда лампа работает с отсечкой импульсов, т. е. угол отсечки $0 \leq \theta \leq 180^\circ$). Модуляция напряжения E_a производится путем изменения сопротивления $R_0 = R_0(x)$, вследствие чего на индуктивности $L1$ возникает ЭДС $u_{L1} = u_{L1}(x)$; таким образом, $E_a = E_0 + u_{L1}$.

В системах с ИНЭ в рабочей области частот F выполняется условие $i \approx i_0 = i_0(x) = \text{const}$ в течение периода ЗЧ, где i_0 — средняя за период ЗЧ постоянная составляющая тока i . Напряжение $E_a(x) \approx i_0 R_0(x)$ изменяется синфазно с $R_0(x)$ и противофазно с напряжением ЗЧ на управляющей сетке лампы ОКП E_g (при ААМ) или лампы ОКМ E_{gm} (при АНМ). Отметим, что схема, изображенная на рис. 1, ничем не отличается от имеющей место для дроссельного усилителя ЗЧ, причем существует аналогия между процессами, происходящими по ЗЧ в анодных цепях устройств, с разницей в механизмах изменения сопротивления R_0 .

В общем случае R_0 зависит не только от x , но и от уровня сигнала m , т. е. $R_0 = R_0(x, m)$ (зависимость R_0 только от x можно рассматривать как частный случай). При $R_0 = R_0(x, m)$ среднее значение $R_{0cp} = R_0(0, m) = R_0\{m\} = \text{var}$, $i_0 = i_0(x, m) = i_0(0, m) = i_0\{m\} = \text{var}$, $E_a(x) = i_0\{m\} R_0(x, m)$ (фигурными скобками обозначены функции m , т. е. средние величины за период ЗЧ). Требуемый закон изменения $i_0\{m\}$ может быть получен путем автоматического регулирования напряжения сеточного, среднего за период ЗЧ, смещения E_{g0} лампы ОКП или E_{g0m} лампы ОКМ (может также потребоваться соответствующая регулировка напряжения РЧ возбуждения лампы ОКП). Заметим, что в ОКП с ААМ даже при $E_{g0} = \text{const}$ $R_0 = R_0(x, m)$ (в некоторых пределах) и $i_0 = i_0\{m\} = \text{var}$.

Потребляемая от ИАП $U1$ мощность $R_{0\Sigma} = P_{0\Sigma}\{m\} = P_0 + P_{0m} = E_0(i_0\{m\} + P_d) = P_0\{0\}(q\{m\} + \epsilon)$, где $P_0 = P_0\{m\}$ — мощность, потребляемая ОКП (для систем ААМ $P_{0\Sigma} = P_0$); $P_{0m} = P_{0m}\{m\}$ — мощность, потребляемая ОКМ; $q\{m\} = i_0\{m\}/i_0\{0\}$; параметр $\epsilon = P_d/P_0\{0\} \approx \text{const}$ характеризует добавочные потери в ОКП и ОКМ, не зависящие от m .

Основное различие между системами с

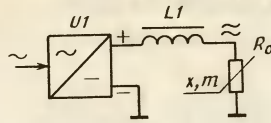


Рис. 1

ИНЭ заключается в способах управления сопротивлением R_0 и в схемах, обеспечивающих такое управление. Как отмечено выше, могут различаться и функции ОКП. Модуляционные (амплитудные) характеристики (МХ) разных систем с ИНЭ имеют свои особенности. При АМ используются только динамические МХ систем с ИНЭ, отличающиеся от их статических МХ, которые неодинаковы для разных систем с ИНЭ.

В системах АМ с ИНЭ при условии линейности МХ, которое на практике наблюдается с хорошим приближением, сопротивление $R_0(x, m) = R_0(0, m)(1+x)$ напряжение $E_a(x) = (1+x)E_a(0) = i_0\{m\}(1+x)R_0(0, m)$, колебательная мощность $P_1 = P_1(x) = P_1(0)(1+x)^2$, $P_1(0) = P_1\{0\}$, $P_1\{m\} = P_1\{0\}(1+m^2/2)$. В общем случае КПД η зависит от x и m и для всех систем с ИНЭ, независимо от их внутренней структуры и механизма изменения R_0 , выражается следующими формулами: среднее за период РЧ текущее значение КПД системы

$$\eta_\Sigma = \eta_\Sigma(x) = P_1(x)/P_{0\Sigma}\{m\} = \eta_e\{0\}(1+x)^2/(q\{m\} + \epsilon); \quad (2)$$

средний за период РЧ электронный КПД системы

$$\eta_{e\Sigma} = \eta_{e\Sigma}(x) = P_1(x)/(1+x)P_{0\Sigma}\{m\} = \eta_e\{0\}(1+x)/(q\{m\} + \epsilon). \quad (3)$$

Средний КПД за период ЗЧ, который в основном характеризует ЭЭ системы с АМ,

$$\eta_{\Sigma\Omega} = \eta_{\Sigma\Omega}\{m\} = P_1\{m\}/P_{0\Sigma}\{m\} = \eta_e\{0\} \times (1+m^2/2)/(q\{m\} + \epsilon), \quad (4)$$

где η_e — электронный КПД ОКП, $\eta_e\{0\} = P_1\{0\}/P_0\{0\}$. Из (2) — (4) следует, что η_Σ , $\eta_{e\Sigma}$ и $\eta_{\Sigma\Omega}$ пропорциональны $\eta_e\{0\}$. Если $m \leq x \leq 0$, то дроссель $L1$ накапливает энергию; если $0 < x \leq m$ — отдает, поэтому при $x > 0$ может оказаться, что $\eta_\Sigma(x) > 1$.

Заметим, что из идентичности формул для КПД различных систем с ИНЭ не следует их эквивалентность по ЭЭ, поскольку даже при одинаковых $\eta_e\{0\}$ и $q\{m\}$ конкретный КПД данной системы (передатчика) зависит от P_d (параметра ϵ), которые у разных систем неодинаковы. Из систем с ИНЭ наивысшую ЭЭ имеют системы ААМ, поскольку у них $P_d \leq P_0\{0\}$ и $\epsilon \approx 0$.

Получение наибольшей ЭЭ в системах с ИНЭ связано с определенными условиями в отношении их мощности и линейности МХ. Очевидно, что в общем случае для увеличения КПД ток питания i надо уменьшать. Однако за период ЗЧ ($-m \leq x \leq m$) должна обеспечиваться мощность (в случае линейной МХ) $P_1(x) = P_1\{0\}(1+x)^2$, которая максимальна в точке $x = m$: $P_1(m) = P_1\{0\}(1+m)^2$, откуда с учетом (2) получим (для простоты полагаем $\epsilon = 0$)

$$P_1(m) \approx \eta_{e\Sigma}(m)E_a(0)(1+m)^2/R_0(m, m) \text{ и } R_0(m, m) \approx \eta_{e\Sigma}(m)E_a^2(0)/P_1\{0\}.$$

Также из условия линейности МХ $R_0(m, m) = (1+m)R_0(0, m)$. Нетрудно заметить, что ток $i_0\{m\} = i_0(x, m) = i_0(0, m) = E_a(0)/R_0(0, m) = \text{const}$ (при $-m \leq x \leq m$) в $(1+m)$ раз превышает ток $i_0' = E_a(0)/R_0(m, m)$, который имел бы место, если бы в точке $x = 0$ $R_0 = R_0(0, m)$. Другими словами, в системах с ИНЭ для линейной АМ с коэффициентом m при $x \neq 0$; ($m \leq x \leq m$) должен протекать дополнительный ток $i_0'' = i_0\{m\} - i_0' = E_a(0) \times [1/R_0(0, m) - 1/(1+m)R_0(0, m)] = mE_a(0)/R_0(m, m)$, который необходим для осуществления процесса модуляции напряжения E_a при данной мощности $P_1(m)$ (заданной мощности $P_1\{0\}$). Таким образом, ток

$$i_0\{m\} = i_0 + i_0'' = (1+m)i_0' = (1+m)E_a(0)/R_0(m, m) = (1+m) \times P_1\{0\}/\eta_{e\Sigma}(m)E_a(0). \quad (5)$$

В случае отсутствия принудительного регулирования тока i_0 в зависимости от m , т. е. $R_{0cp} \approx \text{const}$, системы с ИНЭ имеют невысокую ЭЭ, так как из условия линейности МХ приходится выбирать $i_0 \approx i_0\{1\}$ и $q\{m\} = q\{1\} \approx 1$. Из (3) получаем $\eta_{e\Sigma}\{0\} \approx \eta_{e\Sigma}(1)(1+\epsilon)/2$, а из (4) — средний КПД при передаче вещательной программы ($m_{cp} \approx 0,3$) $\eta_{\Sigma\Omega cp} = \eta_{\Sigma\Omega}\{m_{cp}\} = \eta_{\Sigma\Omega}\{0,3\} \approx 1,045\eta_e\{0\}/(1+\epsilon) \approx 0,52\eta_e\{1\}$. Поэтому для повышения ЭЭ ток i_0 следует автоматически регулировать в зависимости от m , при этом $R_0 = R_0(x, m)$.

В системах ИНЭ с АНМ необходимым условием для того, чтобы ток $i_0\{m\}$ был минимальным, служит $i_{a.m}(m, m) = 0$ в точке $x = m$ (при ААМ, где $i_{a.m} \equiv 0$, данное условие выполняется всегда). В этом случае $i_a(m, m) = I_{a0}(m, m)$ и $\eta_{e\Sigma}(m) = \eta_e(m)$. В частности, когда $m = 0$ [где $i_0\{0\} = i_0(0, 0) = I_{a0}(0, 0)$] $\eta_{e\Sigma}(0) = \eta_e(0) = \eta_e\{0\}$. Если при данном условии и $0 \leq m \leq 1$ принять $\eta_{e\Sigma}(m) = \eta_e(m) = \eta_e\{0\} = \text{const}$, то

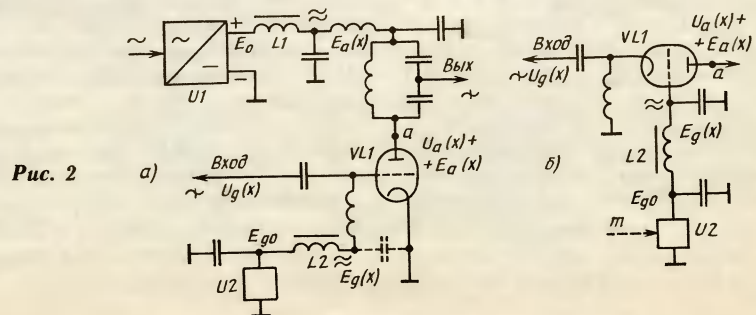


Рис. 2

это равносильно постоянству угла отсечки РЧ импульса анодного тока лампы ОКП $\theta(m, m)$ в точке $x=m$ (при любом m). Из (4) следует, что тогда $i_0\{m\} = i_0\{0\}(1+m)$ линейно зависит от m [$i_0\{0\} = P_0\{0\}/\eta_e\{0\}E_a\{0\}$] и $q\{m\} = 1+m$. Такой закон для $i_0\{m\}$ соответствует условию линейности МХ и является наиболее простым, однако в плане ЭЭ его нельзя считать оптимальным во всех случаях.

При $q\{m\} = 1+m$ (4) принимает вид

$$\eta_{\Sigma\Omega}\{m\} = \eta_e\{0\}(1+m^2/2)/(1+m+\epsilon). \quad (6)$$

В системах с ИНЭ, где $i_0\{m\} = \text{var}$, при достаточно быстрых возрастаниях m в течение переходного процесса могут иметь место так называемые инерционные искажения сигнала. Хотя для длительностей установления $i_0\{m\}$, не превышающих 20...30 мс, такие искажения на слух не ощущаются [7], предложены устройства, позволяющие их устранить или предотвратить.

Существующие системы с ИНЭ. Система с ААМ была изобретена Н. Г. Кругловым в 1943 г. Практическое распространение получила система ААМ с автоматическим смещением [7, 8], где ОКП представляет собой УМК с повышенной ЭЭ и автоматической модуляцией питающих напряжений. На рис. 2, а и б приведены схемы ОКП с ААМ в случае включения лампы $VL1$ соответственно с общим катодом (ОК) и с общей сеткой (ОС). Кроме анодного ИНЭ $L1$, имеется сеточный модуляционный дроссель $3Ч L2$ (управляющий ИНЭ), включенный в цепь постоянной составляющей (среднего за период РЧ) тока i_g управляющей сетки лампы $VL1$.

Напряжение сеточного смещения $3Ч$ лампы $VL1$ $E_g = E_g(x) = E_{g0} + u_{L2}$, где $E_{g0} = E_{g0}\{m\}$ — среднее за период $3Ч$ напряжение источника смещения U_2 ; $u_{L2} = u_{L2}(x)$ — ЭДС, автоматически возникающая на индуктивности $L2$ при АМ напряжения РЧ возбуждения, поступающего на вход ОКП с ААМ. В УМК с ААМ анодное напряжение $3Ч$ $E_a(x) \approx E_0 + u_{La}(x)$ изменяется синфазно с «верхними» огибающими амплитуд РЧ напряжений — возбуждения $u_g = U_g(x)$ и колебательного анодного $U_a = U_a(x)$, причем $E_a(x)$, в основном, не модулирует анодный ток лампы $VL1$, а лишь следит за верхней огибающей $U_a(x)$, изменяясь по близкому к ней закону.

При соответствующей регулировке напряжения $E_{g0}\{m\}$ лампы ОКП с ААМ (рис. 2) ср. КПД системы $\eta_{\Sigma\Omega}\{m\} \approx \eta_e\{0\}(1+m^2/2)/(1+m)$ [в (6) $\epsilon \approx 0$]. На рис. 3 представлен график функции $v\{m\} = (1+m^2/2)/(1+m)$. Минимальное значение $v_{\min} = v\{0,73\} = 0,73$, поэтому при любом $m_{\text{ср}} v\{m_{\text{ср}}\} \geq 0,73$.

Благодаря уникальному сочетанию относительной простоты схемы, высокой ЭЭ и отсутствию мощного МУ, передатчики с ААМ имеют наилучшие МГП и

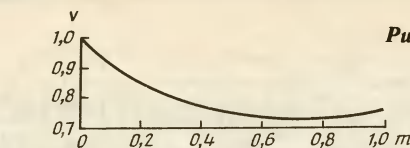


Рис. 3

наименьшую стоимость (соответственно, наибольшие удельные мощности), по сравнению с передатчиками других систем. Оборудование с ААМ обладает также лучшей надежностью.

В передатчиках с ААМ не нужно уменьшать уровень фона с помощью специального ФНЧ, сглаживающего пульсации напряжения E_0 на выходе ИАП $U1$, поскольку роль ФНЧ выполняет звено $L1, R_0$ (рис. 1). Это не только упрощает и удешевляет эти передатчики, но и несколько повышает их КПД. Отсутствие мощного ФНЧ с конденсаторами, содержащими большой запас энергии, упрощает проблему аварийной защиты передатчика и повышает его надежность. Преимущества систем ААМ обусловлены тем, что в них наилучшим образом и наиболее эффективно используется принцип накопления энергии.

В УМК с ААМ модуляционные характеристики в достаточной мере линейны и весьма стабильны. Для $0 < m \leq 1$ нелинейные искажения (НИ) приблизительно пропорциональны m , т. е. коэффициент НИ $K_r\{m\} \approx mK_r\{1\}$. В рабочей полосе частот F оконечного каскада передатчика с ААМ при хорошем КПД теоретическое значение $K_r\{1\} \approx (10...15)\%$ в схеме с ОК и $K_r\{1\} \approx (8...12)\%$ в схеме с ОС. Для уменьшения НИ может применяться ООС «по огибающей». В АМ передатчиках с ААМ при глубине ООС около 20 дБ практически обеспечиваются $K_r\{0,5\} < 1\%$ и $K_r\{0,9\} \approx (1...1,5)\%$. Амплитудно-частотная характеристика АМ передатчика с ААМ никаких дополнительных проблем не вызывает.

При усилении колебаний ОМ используются не только динамические МХ ОКП с ААМ, но и его статическая МХ. Динамическим модулирующим фактором (МФ) служит $\Delta U_g(x) = U_g(x) - U_{g\text{ср}}$, статическим МФ — $U_{g\text{ср}} [U_{g\text{ср}} \text{ и } U_{a\text{ср}} \text{ — средние значения амплитуд } U_g \text{ и } U_a; \text{ при ОМ } U_{g\text{ср}}, U_{a\text{ср}} = \text{var, в отличие от АМ, где } U_{g\text{ср}} \approx U_g(0) \text{ и } U_{a\text{ср}} = U_a(0)]$.

Недостаток УМК с ААМ (рис. 2) состоит в его меньшей универсальности, по сравнению с обычным УМК.

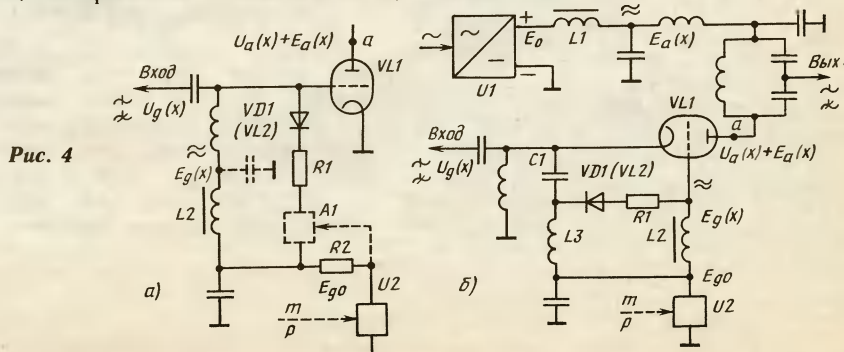


Рис. 4

Оконечный каскад с ААМ (рис. 2) нормально работает только при условии $i_g \neq 0$, а точнее, если $U_{g\text{ср}} > |E_{g0}|$. Если $U_{g\text{ср}} \leq |E_{g0}|$, то $i_g \approx 0$, и ЭДС $u_{La}(x)$ изменяется не синфазно, а противофазно «верхней» огибающей амплитуд $U_g(x)$. Это может приводить к противофазной АНМ тока лампы $VL1$ в сильно перенапряженном режиме, сопровождаемой большими НИ огибающей амплитуды $U_a(x)$ (сигнала) и уменьшением $U_{a\text{ср}}$. Данное условие ограничивает использование в схеме ААМ (рис. 2) экранированных ламп (ЭЛ) и ее применение в ОМ передатчиках.

Оконечный каскад с ААМ (рис. 2) при $E_{g0} < 0$ может применяться для усиления ОМ колебаний, если при $U_{g\text{ср}} \leq |E_{g0}|$ амплитуда $U_{a\text{ср}} \leq (1/3)E_0$ или $E_0/K_U \geq 3,3|E_{g0}|$, где $K_U = U_a/U_g$. Тогда, хотя при $U_{g\text{ср}} \leq |E_{g0}|$ напряжение $E_a(x)$ модулируется противофазно верхним огибающим $U_g(x)$ и $U_a(x)$, режим лампы $VL1$ становится перенапряженным (границным) только в точке $x \approx 1$, а в случае $U_{g\text{ср}} > |E_{g0}|$ напряжение $E_a(x)$ модулируется синфазно с этими огибающими.

Модифицированная система ААМ с дополнительной вентиляющей цепью (ВЦ) может работать при $U_{g\text{ср}} \geq |E_{g0}|$ [10...12]. На рис. 4, а и б приведены схемы УМК с ААМ с ВЦ при включении лампы ОКП $VL1$ соответственно по схемам с ОК и ОС. В ОКП с ВЦ при $U_{g\text{ср}} \leq |E_{g0}|$ ($E_{g0} < 0$), когда ток $i_g \approx 0$, его заменяет средний за период РЧ ток i_d диода $VD1$ ($VL2$), к которому не приложено напряжение E_{g0} . Схема ААМ с ВЦ расширяет возможности применения ЭЛ в ОКП. В аналогичных схемах могут использоваться полевые транзисторы, в том числе с изолированным затвором (автоматическая стоковая модуляция). Схема ААМ с ВЦ может применяться в ОК передатчиков с ОМ при любых реальных соотношениях между $U_{g\text{ср}}$ и E_{g0} .

Сравнение систем с ИНЭ. Чтобы провести такое сравнение, рассмотрим кратко некоторые свойства схем параллельной АНМ. Следует, однако, сразу заметить, что для ОМ они не подходят. В системах параллельной АНМ (аналогично АНМ класса В) при АМ ($0 < m < 1$) МУ обеспечивает только добавочную среднюю мощность питания $\Delta P_0\{m\} = P_0\{m\} - P_0\{0\}$, мощность $P_0\{0\}$ ОКП получает непосредственно от ИАП.

Таблица

Система АМ	Средний КПД системы при $\eta_{\Sigma 0}\{0,3\}$	Массогабаритные показатели передатчиков	
		Относительные массы	Относительные площади
АнМ с МУ кл. В АнМ с МУ кл. D АнМ с СИМ	0,75 η_{d0} ($\epsilon=0,1$) (0,85...0,9) η_{d0} (0,9...0,95) η_{d0}	1 0,65...0,75 0,65	1 0,65...0,75 0,7...0,8
ААМ Догерти Амплифаза	0,805 η_{d0} 0,833 η_{d0} ($\epsilon=0,1$)	(при мощностях передатчиков 250...600 кВт) 0,4...0,5 0,7...0,8 —>—	0,5 0,8...1 —>—

Параллельная АнМ класса А [13]. В этой схеме ОКМ является дроссельным усилителем ЗЧ, и ОКП питаются через общий ИНЭ. Обычно $i_0\{m\}=\text{const}$ (E_{g0} , $E_{g0m}=\text{const}$), причем $i_0\{m\}=i_0\{0\}=i_0\{1\}>2I_{a0}\{0\}$, так как при $i_0\{0\}=2I_{a0}$, т. е. $i_{a.m.}(1)=0$, возрастают НИ в «верхней» части МХ. Поэтому такая система имеет низкую ЭЭ [в (4) $q\{m\}=1$, $\epsilon=0,1...0,2$]. При $x>0,7...0,8$ верхняя часть МХ может заметно искажаться также из-за кривизны начальных участков вольт-амперных характеристик лампы ОКМ. Это практически ограничивает АМ в позитиве значениями $m=0,8...0,9$.

Если в схеме параллельной АнМ с МУ класса А для повышения КПД сделать $E_{g0m}=var$ (такая схема рассматривалась в [14]), то и при оптимальном законе регулирования тока $i_0\{m\}$ остаются в силе упомянутые выше ограничения, обусловленные увеличением НИ и приводящие к снижению ЭЭ. Поэтому на практике параллельная АнМ с МУ класса А всегда уступает по ЭЭ системам ААМ.

В модифицированной схеме параллельной АнМ с МУ класса А [13] значение $m=1$ достигается путем уменьшения напряжения $E_a(0)$ по отношению к $E_{a.m.}$ (между ОКМ и ОКП включается резистор, зашунтированный конденсатором), что еще больше снижает КПД данной системы.

Параллельные системы АнМ с МУ класса D [15]. В таких системах лампа ОКМ, работающая в режиме электронного ключа, управляется импульсами с широтной модуляцией (ШИМ), которые следуют с тактовой частотой $f_0=70...80$ кГц (аналогично АнМ с МУ класса D [2, 4]). Лампа ОКП включена параллельно лампе ОКМ через ФНЧ Z1 с частотой среза $f_{\Sigma}<f_0$; ОКП выполняет функцию модулятора.

Параллельная АнМ с МУ класса D превосходит по ЭЭ параллельную АнМ с МУ класса А (даже с регулируемым током $i_0\{m\}$), однако уступает по ЭЭ системам ААМ. В МУ класса D КПД падает из-за потерь в ФНЧ Z1 и потерь на ано-

де лампы ОКМ, обусловленных конечной длительностью фронтов мощных импульсов напряжения и тока, следующих с тактовой частотой f_0 [в (3) $\epsilon\approx 0,05...0,1$].

Передатчики с параллельной АнМ и МУ класса D имеют ряд недостатков не только по сравнению с передатчиками с ААМ, но и по сравнению с передатчиками с параллельной АнМ с МУ класса А. Рассматриваемые системы сложнее и дороже, уступают по МГП, обладают худшей электромагнитной совместимостью из-за наличия побочных излучений на частоте f_0 на выходе передатчика, а также излучений с этой частотой, распространяющихся непосредственно из передатчика (электромагнитные волны с $f_0=70...80$ кГц обладают большой проникающей способностью и их экранировка затруднена). В мощных передатчиках может быть заметным ультразвуковое излучение с частотой $2f_0$, источником которого, в основном, служит первая катушка ФНЧ Z1.

Применение ООС «по огибающей» невозможно или, по крайней мере, затруднено из-за ФНЧ Z1. В системе параллельной АнМ класса D [15] МХ существенно отличается от линейной (при линейной ШИМ в ОКМ), а для уменьшения НИ требуется вводить предсказания сигнала; кроме того, имеют место зависимости $E_a(0)$ и $U_a(0)$ от m , т. е. $E_a(0)\neq E_{a0}$ и $U_a(0)\neq U_{a0}$.

В таблице для режима АМ приведены некоторые показатели систем АМ, пригодных для ОМ (за исключением систем АнМ с МУ класса В, с которой проводится сравнение и для которой МГП приняты за единицу). Передатчики с АнМ с МУ класса D [2, 4] и со ступенчато-импульсным МУ [5] СИМ пригодны для ОМ, реализуемой способом Кана. Средний КПД систем $\eta_{\Sigma\text{ср}}=\eta_{\Sigma 0}\{m_{\text{ср}}\}=\eta_{\Sigma 0}\{0,3\}$ приведен при $m_{\text{ср}}=0,3$.

Выводы. Системы с автоматической анодной модуляцией превосходят другие почти по всем показателям, незначительно уступая по энергетической эффективности лишь системам с АнМ с СИМ и с АнМ с МУ класса D. В то же время ААМ, лишена недостатков этих систем модуляции. Таким

образом, по совокупности показателей в режиме АМ автоматическая анодная модуляция приближается к абсолютной системе. При ОМ ее преимущества еще более впечатляют [9].

ЛИТЕРАТУРА

- Исаев А. Н., Горский С. С., Володазский А. А. Прием однополосного радиовещания стандартным бытовым приемником с амплитудным детектором // Электросвязь.— 1988.— № 1.
- Swanson H. The pulse duration modulator: a new method of high-level modulation in broadcast transmitters. // IEEE Trans. Broadcast.— 1971.— V. BC.— 17.— № 4.
- Clark G. A comparison of current broadcast AM techniques. // IEEE Trans. Broadcast.— 1975.— V. BC-21.— № 2.
- Wysocki B. PDM — Verfahren System TELEFUNKEN mit hohem Wirkungsgrad. // Nachrichten Elektronik.— 1976.— № 10.
- Schminke W. Hochleistungsmodulator in PSM-Technik für 500 kw—Kurzwellen — und 600 kW—Mittelwell—Lansender. // Brown Boveri Technik.— 1985.— B. 72.— № 5.
- Фридман Г. И. О повышении КПД АМ вещательных радиопередатчиков // Вестник связи.— 1991.— № 1.
- Круглов Н. Г. Некоторые вопросы ААМ // Радиотехника.— 1954.— № 4.
- Круглов Н. Г. ААМ радиовещательных передатчиков // Радиотехника.— 1949.— № 2.
- Фридман Г. И. Развитие техники радиопередатчиков с ААМ в СССР // Вестник связи.— 1991.— № 11.
- А. С. № 1243084 СССР. Усилитель мощности радиочастотных модулированных колебаний с анодной модуляцией (варианты) / Г. И. Фридман — Оpubл. 1988, Бюл. № 14.
- Фридман Г. И. Применение ААМ в передатчиках с ОМ // Радиотехника.— 1986.— № 10.
- Фридман Г. И. Некоторые особенности работы усилителя с ААМ в ОМ передатчиках // Радиотехника.— 1989.— № 4.
- Родионов В. М. История радиопередающих устройств.— М.: Наука, 1969.
- Артым А. Д. Эквивалентная схема ААМ // Труды ЛПИ.— 1958.— № 194.
- Воробьев А. А., Глушко М. М., Соколов Э. П., Судариков А. А., Хвильицкий Т. Г., Цеханович Г. С. Состояние и перспективы развития мощных радиовещательных передатчиков // Электросвязь.— 1982.— № 12.

Получено 27.02.92

УДК 621.375:621.396.61

ОЦЕНКА УРОВНЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПЕРЕДАТЧИКА С ИМПУЛЬСНО-СТУПЕНЧАТЫМ МОДУЛЯТОРОМ

Д. А. Ткаченко, В. Г. Токмаков, Т. Г. Хвилювицкий, С. С. Чернов

В настоящее время можно выделить три основных направления совершенствования радиовещательных передатчиков [1]. Это, во-первых, повышение их энергетической эффективности (т. е. увеличение КПД), во-вторых, сокращение объема работ по техническому обслуживанию во время эксплуатации передатчика и, в-третьих, более рациональное использование частот, занимаемых сигналом передатчика в эфире. Одно из наиболее удачных современных технических решений, позволяющее в значительной степени удовлетворить указанным требованиям, — применение импульсно-ступенчатого модулятора (ИСМ) для усиления огибающей амплитуд излучаемого радиосигнала.

Такой способ реализован, например, в мощных (до 500...600 кВт) передатчиках фирмы Asea Brown Boveri [2]. ИСМ, представляющий собой $N=32$ последовательно включенных каналов, выходные напряжения которых суммируются в анодной цепи оконечного каскада передатчика, выполняется на полупроводниковых приборах, работающих в ключевом режиме. Следовательно, такой ИСМ обладает высоким КПД, надежен в эксплуатации и позволяет, в отличие от классической трансформаторной схемы анодной модуляции, осуществлять работу передатчика в однополосном (ОБП) режиме, т. е. вдвое сократить полосу занимаемых частот. Однако отечественные полупроводниковые ключи соответствующей мощности обладают ограниченными быстродействием. В связи с этим представляется необходимым произвести оценку влияния отличия от нуля длительностей переключения полупроводниковых приборов на нелинейные искажения выходного сигнала передатчика с ИСМ.

Существуют различные алгоритмы для управления ключами ИСМ. Однако, учитывая ограниченные частотные свойства ключей, будем рассматривать алгоритм многоканальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [3], который позволяет в N раз поднять «эффективную» частоту коммутации. Для сокращения объема вычислений предположим: частоты сигналов, усиливаемых модулятором, существенно ниже частоты коммутации ключей $f_k \ll f_k$; фронты напряжения при переключениях — аппроксимируются линейными функциями; длительности задержек переключения и фронтов — не зависят от величины коммутируемых токов, кроме того не учитываются искажения, вносимые выходным фильтром ИСМ и модулируемым ламповым каскадом.

При выполнении условия $f_k \ll f_k$ процессы, протекающие в модуляторе, носят квазистационарный характер. В этом случае нелинейные искажения, возникающие при модуляции, можно определить по статической характеристике ИСМ $U_0 = f(u_{вх})$, где U_0 — постоянная составляющая выходного напряжения ИСМ, $u_{вх}$ — величина постоянного входного напряжения. На рис. 1, а показаны вид нормированного опорного напряжения i -го канала $u_{0i}^{(i)}$ и постоянный уровень входного напряжения $u_{вх}$. Если бы полупроводниковые ключи были идеальными, то переключения напряжения в каналах происходили в моменты времени $t_1^{(i)}$, $t_2^{(i)}$, $t_3^{(i)}$ и т. п., где

$$\begin{aligned} t_1^{(i)} &= T_k[(i-1)/N - 1 - u_{вх}/2]; \\ t_2^{(i)} &= T_k[(i-1)/N - 1 + u_{вх}/2]; \\ t_3^{(i)} &= t_1^{(i)} + T_k; \quad i = 1, 2, \dots, N, \end{aligned} \quad (1)$$

здесь $T_k = 1/f_k$.

С учетом ненулевых длительностей переключения, нормированное напряжение $u^{(i)}$ на выходе i -го канала будет иметь в большинстве случаев трапецеидальную форму, как это показано на рис. 1, б ($t_4^{(i)}$ и $t_5^{(i)}$ — длительности задержки и фронта при выключении, $t_6^{(i)}$ и $t_7^{(i)}$ — при включении).

Рассмотрим ситуации, которые могут возникнуть в ИСМ в зависимости от изменения величины $u_{вх}$, и определим в каждой из них величину постоянной составляющей напряжения на выходе i -го канала $u_0^{(i)}$:

$$u_0^{(i)} = (1/T_k) \int_{t'}^{t'+T_k} u^{(i)}(t) dt,$$

где t' — произвольный момент времени.

1. Пусть $u_{вх} \leq 0,5$, в этом случае:

а) $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} \geq t_3^{(i)}$ и импульс напряжения на выходе «не успевает» возникнуть, т. е.

$$u^{(i)}(t) = 0; \quad u_0^{(i)} = 0. \quad (2a)$$

б) $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} < t_3^{(i)}$; $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} + t_3^{(i)} \geq t_3^{(i)}$, в такой ситуации ключ «приоткрывается», но «не успевает» войти в режим насыщения до того момента, как начинается выключение; импульс имеет треугольную форму. Будем полагать, что скорость нарастания и спада напряжения в этом случае такая же, как и при трапецеидальной форме напряжения. Тогда высоту импульса $h^{(i)}$, момент его окончания $t_4^{(i)}$ и величину $u_0^{(i)}$ можно определить по формулам:

$$\begin{aligned} h^{(i)} &= (t_3^{(i)} - t_1^{(i)} - t_2^{(i)})/t_3^{(i)}; \\ t_4^{(i)} &= t_3^{(i)} + (t_3^{(i)} - t_1^{(i)} - t_2^{(i)})t_3^{(i)}; \\ u_0^{(i)} &= h^{(i)}(t_4^{(i)} - t_1^{(i)} - t_2^{(i)})/2T_k. \end{aligned} \quad (26)$$

в) $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} + t_3^{(i)} < t_3^{(i)}$ и напряжение имеет трапецеидальную форму (рис. 1, б):

$$u^{(i)} = (t_3^{(i)}/2 - t_2^{(i)}/2 + t_1^{(i)} + t_2^{(i)} - t_1^{(i)} - t_2^{(i)})/T_k. \quad (2b)$$

2. Пусть $u_{вх} > 0,5$, в этом случае:

а) $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} \geq t_3^{(i)}$ и ключ все время открыт, т. е.

$$u^{(i)}(t) = 1; \quad u_0^{(i)} = 1. \quad (3a)$$

б) $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} < t_3^{(i)}$; $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} + t_3^{(i)} \geq t_3^{(i)}$, в такой ситуации напряжение на выходе канала имеет треугольный «провал». Его глубину $h^{(i)}$, момент окончания «провала» $t_5^{(i)}$ и величину $u_0^{(i)}$ можно определить по формулам:

$$\begin{aligned} h^{(i)} &= (t_3^{(i)} - t_2^{(i)} - t_1^{(i)})/t_3^{(i)}; \\ t_5^{(i)} &= t_3^{(i)} + (t_3^{(i)} - t_2^{(i)} - t_1^{(i)})t_3^{(i)}; \\ u_0^{(i)} &= 1 - h^{(i)}(t_5^{(i)} - t_2^{(i)} - t_1^{(i)})/2T_k. \end{aligned} \quad (36)$$

в) $t_1^{(i)} + t_2^{(i)} + t_3^{(i)} < t_3^{(i)}$ и напряжение имеет трапецеидальную форму; для $u_0^{(i)}$ верна формула (2в).

Нормированная статическая характеристика ИСМ определяется как

$$U_0 = f(u_{вх}) = (1/N) \sum_{i=1}^N u_0^{(i)}, \quad (4)$$

где $u_0^{(i)}$ можно найти, используя формулы (2) и (3).

Типичная форма статической характеристики ИСМ показана на рис. 2 (кривая 1). Там же для сравнения приведена линейная характеристика (2), которая получилась бы при использовании «идеальных» ключей. Средний участок кривой 1, соответствующий трапецеидальной форме напряжений на выходах всех каналов, является линейным. Он несколько «приподнят» относительно «идеальной» характеристики 2, так как длительности выключения реальных ключей превосходят по величине длительности включения. Начальный же и конечный участки кривой 1, когда импульсы напряжения становятся треугольными или вовсе ис-

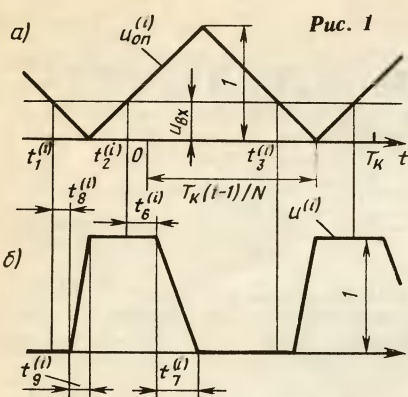


Рис. 1

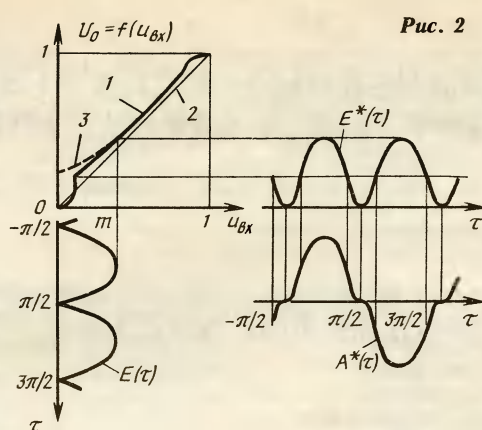


Рис. 2

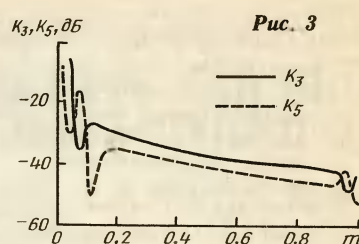


Рис. 3

чезают, нелинейны и являются в данном случае основным источником искажения.

Нелинейные искажения на выходе передатчика с ИСМ оценивались по уровню комбинационных составляющих третьего и пятого порядков при усилении испытательного двухтонового сигнала (ДТС), состоящего из двух тонов равной величины, амплитуда которого изменялась от нуля до максимального значения и определялась коэффициентом m ($0 \leq m \leq 1$). Эта оценка характеризует режим ЖЭ (ОБП с полностью подавленной несущей), который применяется в связных передатчиках и в рассматриваемом случае (когда подразумевается раздельное усиление огибающей амплитуд и высокочастотного заполнения ОБП сигнала) и который наиболее критичен к линейности статической характеристики ИСМ.

Уровень нелинейных искажений рассчитывался по методике [4], согласно которой уровни комбинационных составляющих с номерами $q = 2k + 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$ в спектре ОБП сигнала

$$K_q = 20 \lg(U_q/U_1), \quad (5)$$

где U_q и U_1 — амплитуды q -й и первой гармоник в спектре так называемой «знакопеременной огибающей».

Огибающая амплитуд ДТС $E(\tau) = m |\cos \tau|$, где $\tau = \Omega t$, Ω — полуразностная частота ДТС. На рис. 2 показано, как из огибающей амплитуд $E(\tau)$ по статической характеристике ИСМ $U_0 = f(u_{0k})$ можно получить «реальную» огибающую $E^*(\tau)$, а из нее — «знакопеременную» $A^*(\tau)$. Очевидно, что при сделанных допущениях функция $A^*(\tau)$ обладает симметрией IV рода [4]. В этом случае амплитуды гармоник

$$U_q = (4/\pi) \int_0^{\pi/2} A^*(\tau) \cos q\tau d\tau = (4/\pi) \int_0^{\pi/2} f(m \cos \tau) \cos q\tau d\tau, \quad (6)$$

$$q = 2k + 1, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

На рис. 3 приведены зависимости комбинационных искажений третьего и пятого порядков K_3 и K_5 от относительной амплитуды огибающей m , полученные с использованием формул (1) — (6) в расчете на «наихудший случай» — когда длительности переключения во всех каналах равны и максимальны ($t_k^{(i)} = 2,0$ мкс; $t_6^{(i)} = 4,0$ мкс; $t_8^{(i)} = 1,5$ мкс; $t_9^{(i)} = 1,0$ мкс; $i = 1, 2, \dots, 32$; $f_k = 10$ кГц). Эти временные характеристики соответствуют параметрам разрабатываемых в настоящее время мощных запираемых тиристоров.

Интегрирование в (6) проводилось на ЭВМ численным методом с точностью до 1 дБ. Как видно из рис. 3, при $m = 1$ комбинационные искажения не превосходят -40 дБ, что соответствует нормам на параметры связных ОБП-передатчиков [5]. Однако следует иметь в виду, что существующая методика измерений, согласно которой искажения определяются при максимальном сигнале, не учитывает специфики ключевых модуляторов, о чем говорит резкий рост искажений при малом уровне сигнала ($m < 0,1$), обусловленный возрастающей в этом случае ролью нелинейного начального участка статической характеристики ИСМ.

Отметим также, что при применении в качестве ключей запираемых тиристоров режим с «заходом» на конечный нелинейный участок статической характеристики недопустим, так как во из-

бежание выхода тиристора из строя, нельзя подавать отпирающий импульс до окончания процесса выключения, т. е. придется несколько «недоиспользовать» ИСМ по мощности (в нашем случае $m \leq 0,95$).

Проведенные расчеты опирались на допущение о независимости времен переключения полупроводниковых приборов от уровня коммутируемых токов. Экспериментальное исследование мощного тиристорно-диодного модуля показало, что длительность заднего фронта существенно возрастает при малом уровне входного сигнала из-за увеличения времени разряда емкости демфирующей RC-цепочки, которая необходима для ограничения скорости нарастания напряжения на запираемом тиристоре. Вид статической характеристики ИСМ для этого случая показан на рис. 2 (кривая 3). Фактически ее характер остался прежним: основной линейный участок характеристики сочетается с нелинейным начальным участком, где существенно нарушается пропорциональность входного и выходного напряжений ИСМ (относительная величина нелинейного начального участка δ может достигать 5...10 %).

Однако в радиовещательных передатчиках, для которых предусмотрены режимы двухполосного вещания (АЗЕ), а также ОБП режимы с подавлением несущей относительно пиковой мощности на 6 дБ (НЗЕ) и на 12 дБ (РЗЕ) [6], роль начального нелинейного участка статической характеристики не является столь значительной. Так, если в режиме АЗЕ производить усиление гармонического сигнала с коэффициентом модуляции m , очевидно, что при $m < 1...2$ дБ (т. е. при $m < 80\%...90\%$) будет использоваться только линейный участок характеристики ИСМ, следовательно, уровень искажений будет невелик.

Можно показать, что то же соотношение справедливо и для режима НЗЕ. В режиме РЗЕ влияние нелинейного начального участка характеристики будет сказываться при $1/3 - 4 \delta/3 < m < 1/3 + 4 \delta/3$, т. е. при глубинах модуляции 20 %...50 %, которые наиболее вероятны на практике. В этом случае выходной сигнал передатчика по форме близок к ДТС, а уровень нелинейных искажений можно грубо оценить по графикам рис. 3 при соответствующих значениях m . Из рисунка видно, что искажения в режиме РЗЕ будут находиться примерно на уровне -30 дБ, что едва ли можно признать удовлетворительным, однако лучше, чем в режиме ЖЗЕ, который наиболее труднореализуем в передатчике с ИСМ. Для снижения искажений в режимах РЗЕ и ЖЗЕ, а также для обеспечения возможности 100 %-модуляции в режимах АЗЕ и НЗЕ могут быть приняты специальные меры, позволяющие компенсировать нелинейность начального участка статической характеристики ИСМ, например, можно использовать дополнительный относительно маломощный ключевой усилитель на быстродействующих полевых транзисторах, включенный последовательно с ИСМ.

С учетом высказанных соображений можно сделать вывод о возможности реализации ИСМ на отечественной элементной базе и целесообразности проведения дальнейших исследований в этой области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mina A, Weldon J. O., Hulse G. An improved high efficiency 500 kilowatt short wave broadcast transmitter with novel

- features // IEEE transactions on broadcasting.— 1988.— Vol. 34.— № 2 (June).— P. 134—136.
2. Schminke W. The merits of modern technology for today's high power short-wave transmitters // IEEE transactions on broadcasting.— 1988.— Vol. 34.— № 2 (June).— P. 126—133.
3. Алексанян А. А., Бальян Р. Х., Сиверс М. А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты.— Л.: Энергоатомиздат, 1989.— 176 с.
4. Алексанян А. А., Асиновский А. Л., Плюснин В. Н. и др. Оценка искажений при раздельном усилении составляющих однополосного сигнала // Радиотехника.— 1978.— Т. 33.— № 6.— С. 21—24.
5. Буряк В. Г. Регулировка высокочастотных каскадов однополосных передатчиков.— М.: Связь, 1969.— 38 с.
6. ВАКР-ВЧ-87: Всемирная административная радиоконференция по планированию ВЧ полос, распределенных радиовещательной службе (ВЧРВ-87).— Женева, 8 марта 1987 г.

Получено 8.02.91

КОММУТАЦИЯ, ТЕЛЕФОНИЯ

УДК 621.391.664.12

Посвящается Анне Юрьевне Кунегиной

КРИТЕРИЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА ЭХОПОДАВЛЕНИЯ И КОНФИГУРАЦИЯ КОМБИНИРОВАННОГО ЭХОПОДАВИТЕЛЯ

Часть I

С. В. Кунегин

Электрическое эхо приводит к значительному снижению качества переговоров по протяженным телефонным каналам. Для уменьшения мешающего воздействия эффекта электрического эха такие каналы оборудуются специальными устройствами — эхоподавителями (ЭП). В настоящей статье рассмотрен новый подход к устранению мешающего воздействия сигналов электрического эха.

Методы эхоподавления. Сегодня применяются два основных метода: эхозаграждение и эхокомпенсация. Использование метода эхозаграждения предполагает увеличение остаточного затухания в обратном направлении передачи телефонного канала. Метод эхокомпенсации характеризуется тем, что значение затухания увеличивается только для эхосигналов и остается неизменной для информационного сигнала. Эхозаградители (ЭЗ), реализующие метод эхозаграждения, достаточно просты с технической точки зрения и обладают более низкой абонентской оценкой качества работы, чем эхокомпенсаторы (ЭК), воспроизводящие метод эхокомпенсации. В то же время при высокой абонентской оценке качества работы сложность технической реализуемости ЭК достаточно велика.

Каждый ЭП имеет набор характеристик, которые условно можно разделить на внешние и внутренние. Внешние характеристики ЭП, в свою очередь, делятся на качественные (качество подавления эхосигналов), стоимостные (себестоимость и дефицитность комплектующих, технологичность производства и т. п.) и эксплуатационные (масса, габариты, энергопотребление, надежность, ремонтопригодность и т. п.). Все они представляют непосредственный интерес для разных категорий потребителей ЭП: абонентов, служб эксплуатации и производителей аппаратуры электросвязи. Можно констатировать, что каждую конкретную категорию потребителей интересует только определенная внешняя характеристика и практически не интересуют другие. Так для абонента важнее всего высокое качество работы ЭП, для производителя — низкая себестоимость, а для службы эксплуатации — простота обслуживания. Очевидно, что все эти требования в определенной степени противоречивы. Поскольку требование абонентом высокого качества объективно еще не является определяющим и не влияет экономически на производителей и службу эксплуатации, то жизнеспособной будет только та модель ЭП, в которой достигнут разумный компромисс внешних характеристик.

Внешние характеристики ЭП обуславливаются его внутренними параметрами, задаваемыми разработчиком на этапе проектирования. К внутренним параметрам можно отнести характеристики используемого метода эхоподавления. Сложность реализации

метода определяет используемую элементную базу, что в свою очередь сказывается на стоимостных и эксплуатационных характеристиках ЭП.

Изменение внутренних характеристик ЭП приводит к изменению его внешних характеристик, т. е. можно говорить о необходимости оптимизации внутренних характеристик ЭП с целью достижения определенных (экстремальных или заданных) внешних характеристик.

Задача оптимизации. Для содержательной постановки задачи необходимо определить объекты оптимизации, управления и критерий оптимизации. Основная и определяющая характеристика ЭП — применяемый метод эхоподавления (далее рассматривается как объект оптимизации). Объект управления — среда функционирования ЭП, под которой понимается совокупность внешних, по отношению к ЭП, систем и устройств, взаимодействующих с ним, т. е. конкретная для текущего соединения совокупность протяженного телефонного канала и двух эхотрактов (ЭТ).

Метод эхоподавления и среду функционирования ЭП как объекты оптимизации и управления можно характеризовать соответственно как динамическую, стохастическую, дискретную, управляемую и такую же неуправляемую системы.

Метод эхоподавления характеризуется несколькими показателями качества. Он должен характеризоваться обобщенным многокомпонентным критерием, отражающим его показатели качества. Данный критерий, в свою очередь, должен отражать в численных единицах внешние характеристики метода эхоподавления в их взаимосвязи с внутренними параметрами. В качестве такого единого многокомпонентного, составного критерия предлагается критерий эффективности метода эхоподавления K .

Критерий эффективности метода эхоподавления обладает следующими компонентами (показателями):

- 1) K_1 — сложность метода эхоподавления (зависит от его вычислительной сложности);
- 2) K_2 — качество эхоподавления (выражается в единицах абонентской оценки);
- 3) K_3 — функциональная надежность метода эхоподавления (определяется объемом пространства условий функционирования).

Рассмотрим подробнее эти составляющие. Первый компонент K_1 связывает внутреннюю характеристику вычислительной сложности с внешними (стоимостными, технологическими, надежностными и пр.). Действительно, вычислительная сложность (количество операций умножения и элементарных операций обработки сигнала или любая другая подобная характеристика) определяет требуемую производительность, быстродействие для

работы системы в реальном масштабе времени. Это, в свою очередь, влияет на выбор элементной базы, конкретизирующей перечисленные внешние характеристики.

Качество эхоподавления K_2 отражает основную внешнюю характеристику метода эхоподавления. Числовое выражение качества эхоподавления может быть получено одним из известных методов оценки качества передачи речи по телефонным каналам [1–3]. Представляется целесообразным использовать оценки, полученные прямыми субъективными методами, для конкретных методов эхоподавления [4].

Под третьей компонентой критерия K_3 будем понимать степень независимости его работоспособности от параметров среды функционирования. Конкретная совокупность параметров среды функционирования образует конкретное условие функционирования. Поскольку параметры среды функционирования меняются, правомерно говорить о существовании некоторого пространства условий функционирования. Методы эхоподавления сохраняют работоспособность в определенных объемах данного пространства, в общем случае не являющихся подмножествами друг друга.

Объединение различных показателей в единый многокомпонентный критерий осуществляется следующим образом [5]:

$$K = O(K_1, K_2, K_3, \dots),$$

где $O(\cdot)$ — оператор объединения отдельных показателей.

Конкретизируем оператор O для рассматриваемого критерия K . Возможно построение обобщенного критерия в аддитивной форме

$$K = \sum_{i=1}^3 c_i K_i,$$

где c_i — весовые коэффициенты.

Несмотря на простоту математического описания, представление критерия в аддитивной форме осложняется выбором весовых коэффициентов, который должен проводиться на основе экспертных оценок соотношения значимости рассматриваемых показателей. Однако избежать субъективизма оценок пока не удастся.

С этой точки зрения предпочтительнее другой способ построения обобщенного критерия. При этом способе выделяется один из компонентов (например, j -я) и требуется, чтобы в процессе оптимизации он достиг экстремального значения, в то время как остальные компоненты должны удовлетворять системе неравенств:

$$K_i \leq K_{i\text{огр}}, \quad \forall i \neq j, \quad (1)$$

где $K_{i\text{огр}}$ — ограничения на соответствующие компоненты обобщенного критерия. В более общем случае система неравенств (1) может представлять собой вероятности непревышения соответствующих ограничений.

Таким образом, в одном случае оптимальный по критерию эффективности метод эхоподавления будет иметь наименьшую вычислительную сложность (технической реализации) при заданных качестве эхоподавления и степени функциональной надежности, в другом — обладать наивысшим качеством эхоподавления при заданных сложности технической реализации и степени функциональной надежности, в третьем — иметь наивысшую функциональную надежность при заданных качестве эхоподавления и сложности технической реализации.

По предлагаемому критерию эффективности метода эхоподавления были оценены существующие методы эхокомпенсации и эхозаграждения. Оценка проводилась методом имитационного моделирования на ЭВМ, для чего была разработана система математических и имитационных моделей эхоподавления и их среды функционирования.

Имитационная модель эхозаградителя. Ее структурная схема показана на рис. 1. Здесь $UT_{\text{пер}}$ — устройство тракта передачи; $UT_{\text{пр}}$ — устройство тракта приема; $БЛ$ — блок логики; $РУ1$ и $РУ2$ — распознающие устройства; $ПУ1$, $ПУ2$ и $ПУ3$ — пороговые устройства; $ЛЗ1$, $ЛЗ2$ и $ЛЗ3$ — линии задержки; x_k — входной сигнал ЭЗ со стороны протяженного телефонного канала; $R(x_k)$ — выходной сигнал тракта приема ЭЗ (входной сигнал ЭТ); $R(\cdot)$ — оператор обработки $UT_{\text{пр}}$; y_k — входной сигнал ЭЗ со стороны ближнего абонента (выходной сигнал ЭТ); $S(y_k)$ — выходной сигнал тракта передачи ЭЗ, подается на вход протяженного телефонного канала; $S(\cdot)$ — оператор обработки $UT_{\text{пер}}$; w_{1k} , w_{2k} — управляющие сигналы для $UT_{\text{пер}}$ и $UT_{\text{пр}}$;

$r_{ik} (i=\overline{1, 2})$, $v_{ik} (i=\overline{1, 3})$, $l_{ik} (i=\overline{1, 3})$ — выходные сигналы $РУ$, $ПУ$ и $ЛЗ$ соответственно; u_n — порог чувствительности ЭЗ, соответствующий уровню минус 31 дБМО сигнала с частотой 1000 Гц.

По результатам анализа сигналов y_k и $R(x_k)$ определяется требуемый режим работы ЭЗ, однозначно соответствующий комбинации управляющих сигналов w_{1k} и w_{2k} :

Режим	w_{1k}	w_{2k}
Покой	1	0
Блокировка	0	0
Перебой	1	1

Исправный ЭЗ не может иметь рабочего режима при $w_{1k}=0$ и $w_{2k}=1$.

Рассмотрим алгоритмы, реализуемые блоками ЭЗ. Выходные сигналы для $UT_{\text{пер}}$ и $UT_{\text{пр}}$ соответственно:

$$S(y_k) = w_{1k} y_k; \quad (2)$$

$$R(x_k) = (1 - 0,5w_{2k}) x_k. \quad (3)$$

Распознающее устройство может реализовать различные алгоритмы обработки сигнала [2, 6]. В рассматриваемой модели РУ производит три последовательные операции над входным сигналом:

$$r_k = E(D(T(S_k))), \quad (4)$$

где S_k — вектор входного сигнала; r_k — выходной сигнал РУ; $T(\cdot)$ — операция взвешивания входного сигнала, согласно усредненной спектральной плотности мощности телефонной речи; $D(\cdot)$ — операция идеального детектирования (абсолютное значение текущей величины); $E(\cdot)$ — операция нижнечастотной фильтрации.

Операция $T(\cdot)$ осуществляется трансверсальным фильтром, импульсная характеристика (ИХ) которого

$$h_{\text{тф}}^T = [+0,367 - 0,70 - 0,090 - 0,159 - 0,175 - 0,084 - 0,102 + 0,320],$$

$$\text{причем } H_{\text{тф}} = \frac{1}{N_0} \sum_{i=0}^{N_0-1} h_i \exp(jin(2\pi/N_0)),$$

где $n=\overline{0, N_0-1}$, $N_0=8$, а h_i , $i=\overline{0, N_0-1}$ представляют собой значения спектральной плотности мощности телефонной речи [1, 3].

Операция $E(\cdot)$ осуществляется рекурсивным ФНЧ второго порядка

$$y_k = \sum_{i=0}^N a_i x_{k-i} + \sum_{j=1}^M b_j y_{k-j},$$

где $N=M=2$. $a_i = [+0,02416 + 2 + 1]$, $b_j = [-1,6045 + 0,741]$.

Практическое использование такого алгоритма работы РУ показало его удовлетворительную работоспособность при малой вычислительной сложности [3].

Пороговое устройство производит операцию сравнения значений входных сигналов

$$v_{ik} = \begin{cases} 0, & a_k > b_k; \\ 1, & a_k \leq b_k, \end{cases} \quad i=\overline{1, 3} \quad (5)$$

где a_k , b_k — входные сигналы i -го ПУ.

Линия задержки реализует следующий алгоритм обработки первичных сигналов управления, принятых от ПУ

$$l_{ik} = \begin{cases} 0, & \text{если } \sum_{j=k-N_1}^k v_{ij} = 0 \text{ при } l_i(k-N_1) = 1; \\ 1, & \text{если } \prod_{j=k-N_2}^k v_{ij} = 1 \text{ при } l_i(k-N_2) = 0, \end{cases} \quad i=\overline{1, 3} \quad (6)$$

где N_1 и N_2 — параметры ЛЗ, определяющие время срабатывания (переход $0 \rightarrow 1$) и время отпущения (переход $1 \rightarrow 0$) устройства. Данные величины выбраны в соответствии с Рекомендацией МККТТ [7].

Блок логики осуществляет несложную перекодировку входных сигналов l_{ik} , $i=\overline{1, 3}$ и вырабатывает окончательные сигналы управления:

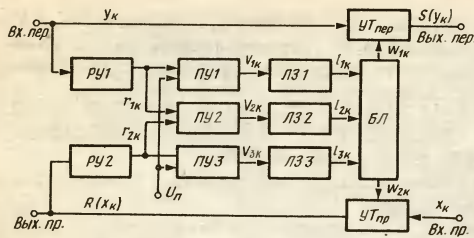


Рис. 1

$$\omega_{1k} = (l_{1k} \vee l_{3k}) \wedge l_{2k};$$

$$\omega_{2k} = (l_{1k} \vee l_{3k}) \wedge l_{2k}.$$

Имитационная модель эхокомпенсатора. Ее структурная схема приведена на рис. 2. Здесь АФ — адаптируемый трансверсальный фильтр; АА — узел, реализующий алгоритм адаптации; ДП — детектор перебоя; НП — нелинейный процессор; x_k — входной сигнал со стороны протяженного телефонного канала; y_k — выходной сигнал ЭТ; e_k — сигнал с выхода вычитателя (ошибка адаптации ЭК); $F(e_k)$ — выходной сигнал ЭК, подаваемый на вход протяженного телефонного канала; $F(\cdot)$ — оператор обработки НП; $\mathbf{h}_k$ — вектор весовых коэффициентов АФ; $\hat{y}_k$ — выходной сигнал АФ; ω_k — сигнал приостановки адаптации при перебое.

Основные узлы ЭК — АФ и АА, совокупность которых образует устройство синтеза копии эхосигнала. АФ выполняет операцию линейной свертки входного сигнала

$$\mathbf{X}_k^T = \{x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N+1}\}$$

и вектора весовых коэффициентов

$$\mathbf{h}_k = \{h_{0k}, h_{1k}, \dots, h_{N-1k}\};$$

$$\hat{y}_k = \mathbf{X}_k^T \mathbf{h}_k = \mathbf{h}_k^T \mathbf{X}_k; \quad (7)$$

$$\hat{y}_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_{k-i} h_i.$$

В рассматриваемой модели трансверсальный фильтр — адаптивная система и вектор его весовых коэффициентов — функция времени $\mathbf{h} = \mathbf{h}_k$.

Вычисление текущего значения $\mathbf{h}_k$ производится по алгоритму адаптации АА. В основу разработанной имитационной модели ЭК положен хорошо известный алгоритм адаптации по методу наименьших квадратов (МНК), обладающий наименьшей вычислительной сложностью при удовлетворительной для целей эхокомпенсации скорости и точности адаптации.

$$\hat{\mathbf{h}}_{k+1} = \hat{\mathbf{h}}_k + 2\mu e_k \omega_k \mathbf{X}_k; \quad (8)$$

$$e_k = y_k - \hat{y}_k, \quad (9)$$

где μ — параметр, определяющий скорость и устойчивость процесса адаптации; ω_k — сигнал запрещения адаптации при перебое.

Алгоритм (8) отличается от классического [8] наличием сигнала ω_k от ДП. Классический алгоритм предполагает, что y_k — эхосигнал. Однако, на практике это не так. Для предотвращения расстройки ЭК во время перебоя (сигнал y_k представляет собой смесь эхосигнала и речевого сигнала ближнего абонента) эхокомпенсаторы оборудуются ДП. В качестве ДП рассматриваемой модели ЭК используют управляющие алгоритмы (4)–(6) рассмотренной выше модели ЭЗ. Отличие ДП состоит в том, что его блок логики вырабатывает единственный окончательный сигнал управления

$$\omega_k = (l_{1k} \vee l_{3k}) \wedge l_{2k}.$$

Нелинейный процессор представляет собой устройство с определенным пороговым уровнем подавления, в котором устраняются сигналы, уровень которых ниже порогового [9]. В данной модели ЭК порог ограничения НП принят — 36 дБмО.

Имитационная модель экотракта. В ее основу положена обобщенная структурная схема, показанная на рис. 3. Здесь ИХ ЭТ — импульсная характеристика ЭТ; $\mathbf{h}_k$ — вектор отсчетов ИХ ЭТ; v_i , $i=1, S$ — параметры нестационарности ЭТ; k_i , $i=1, N_i$ — параметры нелинейности ЭТ; ρ_i , $i=1, M_a$ — различные аддитив-

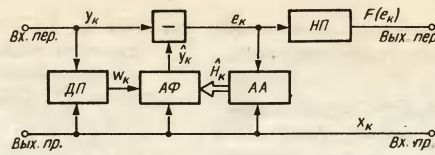


Рис. 2

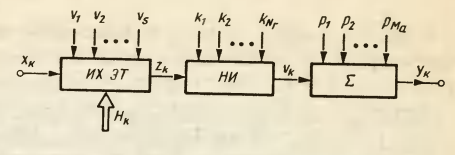


Рис. 3

ные помехи; x_k и y_k — соответственно входной и выходной сигналы ЭТ.

В модели ЭТ последовательно производятся следующие преобразования сигнала. В начале осуществляется линейная свертка входного сигнала

$$\mathbf{X}_k^T = \{x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N_{\text{ЭТ}}+1}\}$$

с импульсной характеристикой ЭТ

$$\mathbf{h}_k^T = \{h_{0k}, h_{1k}, \dots, h_{N_{\text{ЭТ}}-1k}\};$$

$$z_k = \mathbf{X}_k^T \mathbf{h}_k = \mathbf{h}_k^T \mathbf{X}_k,$$

где $N_{\text{ЭТ}}$ и $\mathbf{h}_k$ определяют число и значения отсчетов ИХ ЭТ соответственно. Величины $N_{\text{ЭТ}}$ и $\mathbf{h}_k$ — входные параметры модели. Если моделируется ЭТ с инвариантной по времени ИХ, то $\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_0, \forall k$.

Для моделирования нестационарных ЭТ (эффект «качания фазы» и т. п.) предусмотрена возможность варьирования отсчетов ИХ ЭТ (например, по гармоническому или линейному закону с заданной скоростью).

Полученный в результате свертки сигнал поступает в блок НИ, моделирующий нелинейные искажения в ЭТ. Входным параметром для этой части ЭТ служит вектор $\mathbf{k}_i$, $i=1, N_i$. Входной сигнал НИ при полиномиальном представлении

$$v_k = \sum_{i=1}^{N_i} k_{i-1} z_k^i,$$

где k_i — коэффициенты полинома.

С выхода блока НИ сигнал поступает на сумматор, моделирующий воздействие аддитивных помех в ЭТ. Возможность одновременного воздействия аддитивных помех разного вида позволяет исследовать работу ЭП как в условиях воздействия помехи одного вида (при $M_a=1$), так и при смешанной помехе (при $M_a \neq 1$). Кроме того, такая структура позволяет ввести, как одну из аддитивных помех, сигнал ближнего абонента для моделирования режима «перебой» ЭП.

Генераторы внешних воздействий. Их используют для создания аддитивных помех, действующих в ЭТ (см. рис. 3). Наличие таких генераторов (а не отдельных файлов данных оцифрованных шумовых сигналов) удобно при машинном моделировании ЭП и ЭТ, благодаря возможности оперативного манипулирования параметрами (интенсивностью и пр.) внешнего воздействия, отсутствию принципиальных ограничений на длину выборки генерируемого сигнала внешнего воздействия, возможности взвешенного суммирования помех в интересующей экспериментатора пропорции и т. п.

В качестве отдельного вида внешнего воздействия можно рассматривать речевой сигнал ближнего абонента. При проведении машинного моделирования функционирования ЭП в качестве данного сигнала желательно использовать файлы данных оцифрованного речевого сигнала. Однако на некоторых этапах моделирования можно воспользоваться моделями генераторов имитированной речи [10–12]. Для моделирования аддитивных шумовых воздействий использовались модели следующих генераторов: шума с равномерным распределением [8], шума с распределением Гаусса, гармонической помехи, импульсной помехи.

Для всех моделей была предусмотрена возможность задания интенсивности воздействия в абсолютных (в виде масштабных множителей) и в относительных единицах уровня сигнала (дБмО) в соответствии с [13].

Кроме рассмотренных видов аддитивных помех, при моделировании работы ЭП и ЭТ могут представлять интерес помехи с аналогичными законами распределения, но ограниченные по полосе частот в пределах полосы телефонного канала (от 0,3 до

3,4 кГц). Помехи такого типа можно получить с помощью фильтрации сигналов, полученных в соответствующих генераторах.

Предложенный критерий эффективности метода эхоподавления и разработанные на его основе имитационные модели существующих сегодня эхоподавителей позволили провести комплексную оценку эффективности методов эхоподавления и эхокомпенсации, а также разработать комбинированный метод эхоподавления, обеспечивающий высокое качество устранения эхосигналов в характерных для ОАКТС (общегосударственной автоматически коммутируемой телефонной сети) условиях эксплуатации.

Результаты оценки приведенных методов, а также оптимальный по критерию эффективности комбинированный метод эхоподавления будут рассмотрены во второй части статьи.

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. Цыбулин М. К. Эхоградирующие устройства на сетях связи. — М.: Связь, 1979. — 88 с.

4. CCITT. SG-XV-Contribution. — № DCY. — 1977.
5. Пашкеев С. Д., Минязов Р. И., Могилевский В. Д. Машинные методы оптимизации в технике связи. Под ред. С. Д. Пашкеева / Учеб. пособ. для вузов. — М.: Связь, 1976. — 328 с.
6. А. с. 1469559. Способ обнаружения речевых сигналов на фоне шумов / С. С. Шаврин, Н. И. Лихачев, А. В. Шлыков, О. Ю. Мусатова. — Оpubл. 1989, Бюл. № 12.
7. МККТТ. Синяя книга, т. III. Эхоградирующие. Рекомендация G. 164. — Мельбурн, 1988.
8. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1989. — 440 с.
9. МККТТ. Синяя книга, т. III. Эхокомпенсаторы. Рекомендация G. 165. — Мельбурн, 1988.
10. Назаров М. В., Прохоров Ю. Н. Методы цифровой обработки и передачи речевых сигналов. — М.: Радио и связь, 1985. — 176 с.
11. А. с. 1571777. Генератор имитированного речевого сигнала / Е. К. Запорошенко. — Оpubл. 1990, Бюл. № 22.
12. А. с. 1662014. Генератор имитированного речевого сигнала / Е. К. Запорошенко. — Оpubл. 1990, Бюл. № 25.
13. МККТТ. Синяя книга, т. III. Характеристика качества ИКМ-каналов между четырехпроводными стыками на тональных частотах. Рекомендация G. 712. — Мельбурн, 1988.

Получено 26.05.92

УДК 534.86-621.39

ОПТИМИЗАЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА СИСТЕМЫ СВЯЗИ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА

А. А. Волков

Микрофон на транспортном средстве вместе с полезным сигналом воспринимает и акустический шум его двигателей, что существенно снижает разборчивость речевых сигналов системы связи. Используемые шумозащитные микрофоны недостаточно снижают этот шум, поскольку его уровень велик и достигает 90 дБ. Поэтому целесообразно изыскать дополнительные способы снижения этих шумов. Один из них — оптимизация амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) электроакустического тракта (ЭАТ) по критерию максимума разборчивости речи.

В [1] приведена оптимальная АЧХ ЭАТ, рассчитанная по теории формантной разборчивости речи [2, 3]. Однако эта АЧХ сложна и не может быть реализована простыми средствами.

Цель статьи — аппроксимация оптимальной АЧХ ЭАТ легко реализуемой кривой, обеспечивающей минимум минимуму погрешности.

Для аппроксимации сложных зависимостей чаще всего используется метод наименьших квадратов. Однако в данном случае целесообразно применить метод наименьших взвешенных квадратов, позволяющий минимизировать погрешность аппроксимации. Для нахождения весовых коэффициентов воспользуемся подходом, используемым в аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых преобразователях (ЦАП) [4]. Там квантование по уровню сопровождается округлением мгновенных значений выборки до ближайших разрешенных уровней, т. е. аппроксимацией реальных выборок сигнала. Возникающая при этом погрешность (ошибка) округления (аппроксимации), представляющая собой разность между исходным сообщением и сообщением, восстановленным по квантованным отсчетам, есть шум квантования (аппроксимации).

Воздействие этого шума на передаваемое сообщение можно заметно уменьшить, применив неравномерное квантование [4]. Если распределение вероятностей сообщения таково, что большие уровни встречаются значительно реже, чем малые (как при передаче речи), то неравномерное квантование сведется к тому, что часто встречающиеся малые значения сигнала передадутся с

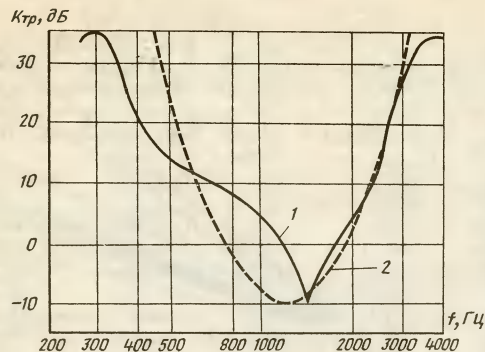
меньшей ошибкой квантования, а редко встречающиеся большие значения — с большей.

В результате усреднения по всем значениям дисперсия ошибки квантования (аппроксимации) будет уменьшена и может быть сведена к минимуму [5]. В нашем случае ошибка аппроксимации

$$\varepsilon_i = [K_{\text{тр. опт}}(F_i) - K_{\text{тр}}(F_i)] K P_i,$$

где $K_{\text{тр. опт}}(F_i)$ — оптимальная АЧХ; $K_{\text{тр}}(F_i) = A_2 F_i^2 + A_1 F_i + A_0$ — аппроксимирующая парабола; K — коэффициент пропорциональности; P_i — вероятность восприятия i -й форманты. Так как $p = f(E)$ и эта зависимость имеет линейный участок в окрестности начала отсчета, то можно взять $P_i = K_i E_i$. Из условия минимума средних квадратов ошибок $\partial \varepsilon_i^2 / \partial A_i = 0$ получаем следующую систему уравнений для определения коэффициентов параболы A_i :

$$\begin{aligned} A_0 \sum_{i=1}^{20} F_i^4 E_{i \max}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{20} F_i^3 E_{i \max}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{i \max}^2 &= \\ &= \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр. опт}} F_i^2 E_{i \max}^2; \\ A_0 \sum_{i=1}^{20} F_i^3 E_{i \max}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{i \max}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} F_i E_{i \max}^2 &= \\ &= \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр. опт}} F_i E_{i \max}^2; \\ A_0 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{i \max}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{20} F_i E_{i \max}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} E_{i \max}^2 &= \\ &= \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр. опт}} E_{i \max}^2. \end{aligned}$$



Эту систему уравнений целесообразнее всего решать на ЭВМ, используя стандартную программу. Полученная таким образом аппроксимирующая кривая представлена на рисунке в виде кривой 2. Кривая 1 — оптимальная АЧХ ЭАТ [1], больше всего соответствующая параболе. По ней можно определить максимальное значение спектрального уровня ощущения речи на выходе ЭАТ, необходимое для оптимальной аппроксимации:

$$E_i = B_{рф} + K_{\Sigma p i} - (B_{ш \Sigma} + m_i),$$

где $B_{рф}$ — уровень спектра сформированной речи для тракта с самопрослушиванием; $K_{\Sigma p}$ — суммарный коэффициент передачи ЭАТ для речи; $B_{ш \Sigma}$ — уровень спектра суммарного шума; m — поправка, учитывающая перегрузку слуха под воздействием шума с эффективным уровнем ощущения.

В свою очередь,

$$K_{\Sigma p} = K_{лмр} + K_{тр} + K_{т},$$

где $K_{лмр}$ — чувствительность телефона под воздействием речи; $K_{тр}$ — коэффициент передачи ЭАТ (см. рисунок, кривая 1);

$K_{т}$ — коэффициент передачи телефона.

Как показали расчеты на ЭВМ, разборчивость речи, соответствующая аппроксимированной оптимальной АЧХ, всего на 0,5 % меньше разборчивости речи, соответствующей оптимальной АЧХ, и на 9,5 % больше разборчивости речи при АЧХ ЭАТ, имеющей вид горизонтальной прямой. Реализовать аппроксимированную оптимальную АЧХ можно путем шунтирования входа или выхода усилителя (с горизонтальной АЧХ) двухполюсником типа параллельный колебательный контур, резонансная частота которого совпадает с частотой минимума параболы.

Таким образом, найденные весовые коэффициенты позволяют с помощью метода наименьших взвешенных квадратов аппроксимировать сложную оптимальную АЧХ легко реализуемой кривой (параболой) с минимальной погрешностью, не превышающей 1 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. Немировский М. Л., Липин Г. В. Оценка эффективности оптимальной частотной характеристики электроакустического тракта // Техника средств связи. Сер. ТПС. — 1980. — Вып. 11 (55). — С. 45—49.
2. Полковский И. М., Ковешников В. П. Особенности расчета разборчивости электроакустического тракта с ларингофонами // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПС. — 1973. — Вып. 3. — С. 48—60.
3. Покровский Н. Б. Расчет и измерение разборчивости речи. — М.: Связь, 1962.
4. Зюко А. Г. и др. Теория передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1986. — С. 246—252.
5. Борисов Ю. П., Пенин П. И. Основы многоканальной передачи информации. — М.: Связь, 1967. — С. 280—286.

Получено после доработки 26.05.92

ЛИНИИ СВЯЗИ

УДК 621.315.2

ОБОСНОВАНИЕ ДОПУСТИМЫХ РАССТОЯНИЙ ДО КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ВЗРЫВНЫХ РАБОТ

А. В. Колченко, С. М. Рак, Н. П. Чеченев

Действующие сегодня ограничения на выполнение взрывных работ вблизи подземных линий связи в значительной степени сдерживают реализацию высокопроизводительных технологических процессов строительных и эксплуатационных работ, особенно в случае разработки твердых и прочных грунтов. Проведенные исследования показали, что установленные ограничения не учитывают результаты воздействия механических характеристик магистральных кабелей связи и стойкость их к динамическим нагрузкам.

В данной статье на основании анализа процесса воздействия энергии взрыва на грунт с находящимся в нем кабелем, обладающим заданными механическими характеристиками, разработаны аналитические зависимости для определения допустимых расстояний от места заложения взрывного заряда до кабельной линии.

Взрывы, проводимые вблизи кабельных линий связи (КЛС), вызывают действие на них сил, как инерционных, так и обусловленных деформацией грунта. Сохранность кабелей связи при проведении взрывных работ должна обеспечиваться выбором такого расстояния от места проведения взрыва кабеля, при котором суммарная величина этих сил будет меньше допускае-

мой для данной марки кабеля. При этом кабель не должен находиться в камуфлетной полости (образуется при выбросе грунта взрывом). Здесь и далее под местом проведения взрывных работ подразумевается точка заложения в грунт взрывчатого вещества (ВВ).

По аналогии с подземными трубопроводами представим кабель как балку на упругом основании. Тогда, для упрощения последующих выкладок, воспользуемся допущениями [1], не искажающими физической сущности процесса: моментальные деформации не зависят от ориентации заряда ВВ относительно кабеля, движение кабеля и грунта синхронно, направление основного движения кабеля совпадает с гипоцентральной расстоянием. Дополнительно примем условие, что поперечная сила, действующая на кабель, и реакция на нее грунта являются сосредоточенными.

Расчетная схема для определения нагрузок на кабель при взрыве приведена на рис. 1 (1 и 4 — заряд ВВ; 2 — кабель; 3 — взрывная волна). Действие нагрузок на кабель рассмотрим как сейсмическое воздействие, вызывающее появление продольной нагрузки N и поперечной P , деформирующей поперечное сечение кабеля и обуславливающей появление изгибающего момента.

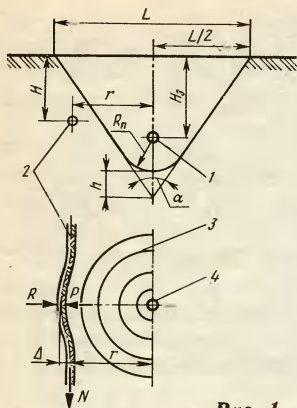


Рис. 1

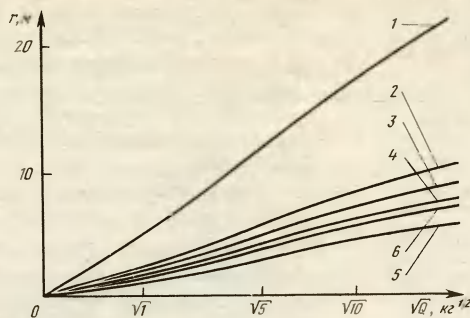


Рис. 2

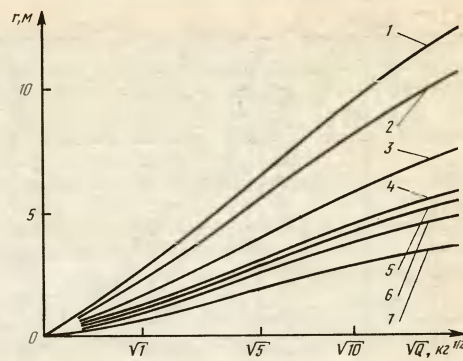


Рис. 3

Предположим, что кабель проложен без натяжения, т. е. на него не действуют растягивающие силы, и взрывные работы производятся на таком расстоянии, при котором скорость распространения взрывной волны не затухает, и коэффициент сейсмической активности взрыва остается постоянным.

Действующий на кабель импульс взрывной волны в грунте определяется выражением [2]:

$$I = k_1 \sqrt[3]{Q} (\sqrt[3]{Q}/r)^{\mu_1}, \quad (1)$$

где Q — масса сосредоточенного заряда ВВ; r — расстояние от места проведения взрывных работ до действующего кабеля; k_1 и μ_1 — эмпирический коэффициент и показатель степени, учитывающий количество заземленного воздуха в грунте.

Нормальная составляющая вектора силы импульса взрывной волны (сила, действующая вдоль оси кабеля)

$$N = I/t, \quad (2)$$

где t — время действия импульса взрывной волны на кабель.

Исходя из принятых допущений о постоянстве скорости распространения взрывной волны, время прохождения нормальной составляющей силы импульса по поперечному сечению кабеля

$$t = d_k / C_p, \quad (3)$$

где d_k — диаметр кабеля; C_p — скорость распространения взрывной волны вдоль поперечного сечения кабеля.

Тогда условие обеспечения сохранности кабеля

$$r > \sqrt[3]{Q}^{-\mu_1} [N d_k / C_p k_1 \sqrt[3]{Q}]. \quad (4)$$

Напряжения в кабеле, возникающие под действием изгибающего момента, определяются выражением [3]:

$$\sigma_n = (5,8 \cdot 10^{-3} k_2 d_k / r) \sqrt{E_{об} Q k_3 / J}, \quad (5)$$

где k_2 — коэффициент, зависящий от свойств грунта и колеблющейся от 0,4 при углублении кабеля на 1,2 м (в мягком грунте) до 0,03 (для скальных грунтов); $E_{об}$ — обобщенный модуль упругости кабеля; J — момент инерции поперечного сечения кабеля; k_3 — коэффициент упругости основания, окружающего кабель.

Для кабелей связи значения допустимых напряжений при изгибе не устанавливаются, нормируется только радиус изгиба. Поэтому условие обеспечения сохранности кабеля, исходя из допустимого радиуса его изгиба, определим следующим образом.

Напряжение в оболочке кабеля при действии изгибающего момента [4]:

$$\sigma_n = 4M / \pi(d_{об} - \delta)^2 \delta, \quad (6)$$

где M — изгибающий момент, действующий на кабель; δ , $d_{об}$ — соответственно толщина и диаметр оболочки кабеля.

Критическое значение изгибающего момента $M_{кр}$ найдем из выражения для радиуса кривизны изогнутого стержня [5]:

$$[R] + d_{об} / 2 = E_{об} J / M_{кр}, \quad (7)$$

где $[R]$ — допустимый радиус изгиба кабеля.

Определив $M_{кр}$ из (7) и подставив его в (6), получаем выражение для допустимых напряжений в кабеле при изгибе:

$$[\delta_n] = 8E_{об} J / \pi(d_{об} - \delta)^2 \delta (2[R] + d_{об}). \quad (8)$$

Подставив (8) в (5), после преобразований находим условие обеспечения сохранности кабеля

$$r > [7,25 \cdot 10^{-4} k_2 d_k \pi (d_{об} - \delta)^2 \delta (2[R] + d_{об}) / E_{об} J] \sqrt{E_{об} Q k_3 / J}. \quad (9)$$

Условие обеспечения сохранности кабеля при действии на него поперечной силы определим исходя из допустимой деформации кабеля по диаметру. Полагая, что перемещению кабеля препятствует отпор грунта со стороны, противоположной действию силы, деформация поперечного сечения кабеля [5]:

$$\Delta_k = 1,9 \cdot 10^{-2} P d_k / E_{об} J. \quad (10)$$

С учетом принятых допущений можно полагать, что на кабель действует последовательность силовых импульсов, число которых зависит от числа взрывных волн. Причем вследствие значительной скорости их распространения за время прихода следующей волны к кабелю в его оболочке не успевают произойти процесс релаксации нагрузки. Величину поперечной силы найдем исходя из силового импульса на фронте ударной волны. По аналогии с продольной силой она определится (2), т. е. с учетом (1) и (3)

$$P = (C_p k_1 \sqrt[3]{Q} / d_k) (\sqrt[3]{Q} / r)^{\mu_1}. \quad (11)$$

Подставив (11) в (10), после преобразований получаем условие обеспечения сохранности кабеля при действии на него поперечной силы, обусловленной действием взрывной волны:

$$r > \sqrt[3]{Q}^{-\mu_1} \sqrt[3]{[\Delta_k] E_{об} J / 1,9 \cdot 10^{-2} C_p k_1 \sqrt[3]{Q}}, \quad (12)$$

где $[\Delta_k]$ — деформация, допускаемая по диаметру кабеля.

Допустимое расстояние от места проведения взрывных работ до кабеля, при котором он оказывается вне зоны выброса грунта, вычислим следующим образом. По дневной поверхности грунта траншеи или котлована (см. рис. 1) найдем угол

$$\alpha/2 = \arctg [L/2(R_n + H_3 + h)], \quad (13)$$

где L — ширина камуфлетной полости; R_n — радиус полости воронки от взрыва; H_3 — глубина заложения заряда; h — расстояние от дна воронки до вершины угла α ; α — угол в вертикальной плоскости между стенками полости, образованной при взрыве.

С учетом глубины залегания кабеля H , условием нахождения его вне полости выброса грунта, служит выполнение неравенства

$$r > (R_n + H_3 + h - H) / \operatorname{ctg} \{ \arctg [L/2(R_n + H_3 + h)] \}. \quad (14)$$

Таким образом, определение допустимого расстояния от точки заложения ВВ до трассы подземного КЛС должно выполняться методом сопоставительного анализа рассчитанных результатов по системе зависимостей (4), (9), (12) и (14). Окончательное значение допустимого расстояния должно быть наибольшим из всех полученных расчетных значений.

Результаты расчетов, выполненные по указанным зависимостям, с использованием данных по механическим характеристикам магистральных кабелей связи для грунтов разных типов (выветрившиеся скальные сланцы, песчанник, гранит трещиноватый, известняк неслоистый) получены в КОНИИС. Графически они представлены на рис. 2 (кривая 1 — МКС-1×4×1,2, кривая 2 — МКС-4×4×1,2; МКСА-4×4×1,2;

Таблица 1

Марка кабеля	Жесткость при растяжении EF , кН	Допускаемая растягивающая нагрузка $[N]$, кН	Жесткость при изгибе EI , Нм ²	Допустимые нормальные напряжения $[\sigma_p]$, кН/м ²	Допустимые напряжения сжатия $[\sigma_{сж}]$, кН/м ²	Обобщенный модуль упругости $E_{об}$, кН/м ²	Диаметр оболочки d_p , м · 10 ⁻³	Толщина оболочки δ , м · 10 ⁻³	Диаметр кабеля d_k , м · 10 ⁻³	Момент сопротивления сечения кабеля ω , м ⁴ · 10 ⁻⁹
КМГ-4	696,7	18,6	236,7	7,46 · 10 ⁴	132,08	6,00 · 10 ⁶	31,8	1,8	31,8	3 215,7
КМБ-4	722,2	18,7	351,3	8,29 · 10 ⁴	308,46	6,53 · 10 ⁶	31,2	1,5	40,2	6 496,5
КМБГ-4	716,6	18,6	350,2	8,38 · 10 ⁴	330,65	6,52 · 10 ⁶	31,2	1,5	37,2	5 147,9
КМБЛ-4	725,0	18,7	352,0	8,29 · 10 ⁴	293,69	6,55 · 10 ⁶	31,2	1,5	41,2	6 993,5
КМК-4	12,9 · 10 ³	145,9	468,1	41,73 · 10 ⁴	374,49	38,19 · 10 ⁶	32,6	2,1	48,6	11 479,1
КМКЛ-4	13,3 · 10 ³	150,8	468,1	42,69 · 10 ⁴	368,95	38,98 · 10 ⁶	32,6	2,1	49,6	12 202,4
КМАШп-4	800,0	26,4	496,2	19,19 · 10 ⁴	270,27	7,35 · 10 ⁶	31,5	1,2	37,0	5 065,3
КМАБп-4	818,2	27,1	503,9	19,23 · 10 ⁴	398,10	7,54 · 10 ⁶	31,5	1,2	42,2	7 515,1
КМАБпШп-4	818,2	27,0	508,0	17,97 · 10 ⁴	375,55	7,43 · 10 ⁶	31,5	1,2	45,8	9 607,2
КМАБпГ-4	800,0	26,5	501,2	18,10 · 10 ⁴	358,05	7,31 · 10 ⁶	31,5	1,2	47,2	10 515,4
КМАКпШп-4	13,0 · 10 ³	37,9	730,0	15,27 · 10 ⁴	102,19	110,62 · 10 ⁶	31,5	1,2	54,8	16 456,7
КМГ-8/6	1,37 · 10 ³	38,6	446,3	8,19 · 10 ⁴	214,58	5,51 · 10 ⁶	48,0	2,3	48,0	11 059,2
КМБ-8/6	1,37 · 10 ³	38,7	468,4	8,96 · 10 ⁴	180,85	6,62 · 10 ⁶	47,4	2,0	56,4	17 940,6
КМБЛ-8/6	1,37 · 10 ³	38,7	468,0	8,96 · 10 ⁴	177,70	6,62 · 10 ⁶	47,4	2,0	57,4	18 911,9
КМК-8/6	18,2 · 10 ³	204,2	702,0	38,07 · 10 ⁴	211,18	35,44 · 10 ⁶	48,4	2,5	64,4	26 709,0
КМКЛ-8/6	18,6 · 10 ³	209,1	702,0	38,98 · 10 ⁴	204,89	36,14 · 10 ⁶	48,4	2,5	65,4	27 972,6
МКТС-4	200,0	7,0	38,1	5,16 · 10 ⁴	141,46	4,28 · 10 ⁶	20,5	1,5	20,5	861,5
МКТСБ-4	233,3	8,7	58,2	7,57 · 10 ⁴	317,24	4,71 · 10 ⁶	20,0	1,25	29,0	2 438,9
МКТСБГ-4	227,7	8,5	57,9	7,62 · 10 ⁴	338,46	4,75 · 10 ⁶	20,0	1,25	26,0	1 757,6
МКТСБЛ-4	235,0	8,7	58,1	7,68 · 10 ⁴	310,00	4,87 · 10 ⁶	20,0	1,25	30,0	2 770,0
МКТСК-4	11,7 · 10 ³	131,3	203,9	50,70 · 10 ⁴	394,67	47,05 · 10 ⁶	21,5	2,0	37,5	5 273,4
МКТСКЛ-4	12,9 · 10 ³	145,9	242,0	56,34 · 10 ⁴	379,22	51,86 · 10 ⁶	21,5	2,0	38,5	5 706,7
МКТАШп-4	355,5	11,5	128,0	13,96 · 10 ⁴	344,00	5,73 · 10 ⁶	20,0	1,2	25,0	1 562,5
МКТАБп-4	366,6	11,6	136,2	13,26 · 10 ⁴	388,24	5,99 · 10 ⁶	20,0	1,2	34,0	3 930,4
МКТП-4	118,2	6,3	7,6	2,18 · 10 ⁴	122,45	4,50 · 10 ⁶	24,5	1,8	24,5	1 470,6
МКТПБ-4	136,4	7,2	12,5	2,29 · 10 ⁴	387,76	4,91 · 10 ⁶	24,5	1,8	24,5	1 470,6
ВКПАШп	166,6	3,3	26,3	8,07 · 10 ⁴	761,63	7,85 · 10 ⁶	12,2	1,0	17,2	508,6
ВКПАШпт	425,0	7,4	30,0 ÷ 70,0	87,98 · 10 ⁴	773,26	56,71 · 10 ⁶	12,2	1,0	17,2	508,8
ВКПАКпШп	3,6 · 10 ³	41,1	82,0	49,30 · 10 ⁴	586,57	85,92 · 10 ⁶	23,3	1,0	28,3	2 266,5

Примечания: * и ** — значения допустимых нормальных напряжений для брони и трасс кабеля соответственно.

Таблица 2

Марка кабеля	Жесткость при растяжении EF , кН	Допускаемая растягивающая нагрузка $[N]$, кН	Жесткость при изгибе EI , Нм ²	Допустимые нормальные напряжения $[\sigma_p]$, кН/м ²	Допустимые напряжения сжатия $[\sigma_{сж}]$, кН/м ²	Обобщенный модуль упругости $E_{об}$, кН/м ²	Диаметр оболочки d_p , м · 10 ⁻³	Диаметр кабеля d_k , м · 10 ⁻³	Толщина оболочки δ , м · 10 ⁻³	Момент сопротивления сечения кабеля ω , м ⁴ · 10 ⁻³
МКСГ-1×4×1,2	94,0	0,30	5,3	0,53 · 10 ⁴	220,18	8,92 · 10 ⁶	10,9	10,9	1,2	129,5
МКСБ-1×4×1,2	110,0	0,44	6,4	0,82 · 10 ⁴	211,64	8,90 · 10 ⁶	10,7	18,9	1,1	675,1
МКСГ-4×4×1,2	162,5	1,30	22,5	1,09 · 10 ⁴	117,65	4,50 · 10 ⁶	18,7	18,7	1,4	653,9
МКСБ-4×4×1,2	181,8	2,0	37,1	1,81 · 10 ⁴	324,14	4,67 · 10 ⁶	18,4	29,0	1,25	2438,9
МКСБГ-4×4×1,2	172,7	1,9	37,1	1,75 · 10 ⁴	370,52	4,33 · 10 ⁶	18,4	25,1	1,25	1581,3
МКСБЛ(в)-4×4×1,2	180,0	2,0	37,2	1,8 · 10 ⁴	303,63	4,51 · 10 ⁶	18,4	30,3	1,25	2781,8
МКСК-4×4×1,2	9,08 · 10 ³	52,7	138,6	18,50 · 10 ⁴	371,66	31,87 · 10 ⁶	19,9	37,4	1,9	5231,4
МКСКЛ(в)-4×4×1,2	9,51 · 10 ³	55,2	141,0	18,54 · 10 ⁴	345,36	31,93 · 10 ⁶	19,9	38,8	1,9	5841,1
МКСГ-7×4×1,2	262,5	2,1	55,1	1,25 · 10 ⁴	125,00	4,21 · 10 ⁶	24,0	24,0	1,6	1382,4
МКСБ-7×4×1,2	285,7	3,0	90,9	2,19 · 10 ⁴	261,76	4,62 · 10 ⁶	23,4	34,0	1,3	3930,4
МКСБГ-7×4×1,2	266,6	2,8	90,2	2,05 · 10 ⁴	292,36	4,31 · 10 ⁶	23,4	30,1	1,3	2727,1
МКСБЛ(в)-7×4×1,2	286,0	3,0	91,2	2,19 · 10 ⁴	249,29	4,62 · 10 ⁶	23,4	35,3	1,3	4398,7
МКСК-7×4×1,2	10,8 · 10 ³	62,7	221,1	18,43 · 10 ⁴	294,12	35,49 · 10 ⁶	25,0	42,5	2,0	7676,6
МКСКЛ(в)-7×4×1,2	11,2 · 10 ³	65,2	224,9	18,46 · 10 ⁴	277,90	35,62 · 10 ⁶	25,0	43,9	2,0	8460,5
МКСАШп-1×4×1,2	142,8	1,0	27,6	2,69 · 10 ⁴	731,71	6,96 · 10 ⁶	11,4	16,4	0,95	441,1
МКСАБпШп-1×4×1,2	150,0	1,2	30,7	2,77 · 10 ⁴	603,92	8,31 · 10 ⁶	11,4	25,5	0,95	1658,1
МКСАБЛШп-1×4×1,2	144,0	1,15	28,2	2,66 · 10 ⁴	578,95	7,79 · 10 ⁶	11,4	24,7	0,95	1506,9
МКСАБпГ-1×4×1,2	146,0	1,17	29,3	2,31 · 10 ⁴	757,43	7,90 · 10 ⁶	11,4	20,2	0,95	824,2
МКСАШп-4×4×1,2	277,7	2,5	101,2	3,69 · 10 ⁴	364,37	5,79 · 10 ⁶	18,7	24,7	1,0	1506,9
МКСАБп-4×4×1,2	288,8	2,6	100,7	3,42 · 10 ⁴	475,16	6,34 · 10 ⁶	18,7	32,2	1,0	3338,6
МКСАБпГ-4×4×1,2	285,0	2,5	100,0	3,28 · 10 ⁴	508,83	6,27 · 10 ⁶	18,7	28,3	1,0	2266,5
МКСАБпШп-4×4×1,2	290,0	2,6	103,1	3,42 · 10 ⁴	425,15	5,89 · 10 ⁶	18,7	33,4	1,0	3726,0
МКСАСТпШп-4×4×1,2	256,3	4,4	125,5	5,94 · 10 ⁴	583,33	2,97 · 10 ⁶	18,7	32,4	1,0	3401,2
МКСАКпШп-4×4×1,2	9,1 · 10 ³	53,0	219,2	51,41 · 10 ⁴	542,08	105,41 · 10 ⁶	18,7	40,4	1,0	6593,0
МКСАШп-7×4×1,2	388,8	3,5	142,7	3,66 · 10 ⁴	261,74	5,40 · 10 ⁶	23,8	29,8	1,1	2646,3
МКСАБп-7×4×1,2	411,1	3,7	145,0	3,59 · 10 ⁴	369,39	5,92 · 10 ⁶	23,8	37,9	1,1	5444,0
МКСАБпГ-7×4×1,2	384,6	3,5	141,0	3,39 · 10 ⁴	394,12	5,54 · 10 ⁶	23,8	34,0	1,1	3930,4
МКСАБпШп-7×4×1,2	415,7	3,7	145,4	3,59 · 10 ⁴	335,04	5,99 · 10 ⁶	23,8	39,1	1,1	5977,6
МКСАКпШп-7×4×1,2	10,8 · 10 ³	62,6	263,0	44,31 · 10 ⁴	414,32	155,52 · 10 ⁶	23,8	46,1	1,1	9797,2
МКССТпШп-4×4×1,2	253,0	2,5	26,4	7,21 · 10 ⁴	103,51	8,97 · 10 ⁶	22,5	28,5	0,4	2314,9
МКССТпШп-7×4×1,2	403,3	3,2	52,5	7,15 · 10 ⁴	540,94	10,79 · 10 ⁶	28,2	34,2	0,4	4000,2

МКСА-1×4×1,2; кривая 3 — МКСА-7×4×1,2; кривая 4 — МКССТпШп-7×4×1,2; кривая 5 — МКССТпШп-4×4×1,2; кривая 6 — МКС (кривая 1 — ВКПАШп; кривая 2 — МКТА-4; кривая 3 — МКТС-4; кривая 4 — МКТП-4; кривая 5 — КМ-4; кривая 6 — КМА-4; кривая 7 — КМ-8/6). При расчетах использовались следующие усредненные данные: $H=1,2$ м; $H_3=1,0$ м; $k_1=7,5$; $k_3=500$ МПа; $\mu_1=3,0$; $R_n=0,5$ м; $h=0,25$ м; $L=2,0$ м; $C_p=5600$ м/с. В качестве ВВ принят аммонит № 6ЖВ. При взрыве ВВ массой 5 кг расстояние между действующим коаксиальным кабелем и местом взрыва по существующим рекомендациям [6] должно быть не менее 10 м, в то время как по нашим данным это расстояние может быть уменьшено до 6 м. Механические характеристики и конструктивные параметры коаксиальных КЛС приведены в табл. 1, а симметричных высокочастотных КЛС в табл. 2.

Заключение. Анализ полученных результатов показывает, что существующие ограничения на проведение взрывных работ вблизи подземных магистральных линий связи могут быть в значительной степени уменьшены без риска повреждения кабелей и нарушения стабильности его характеристик.

Проведенные исследования могут служить основой для разработки соответствующего отраслевого нормативного документа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Силин В. С. и др. Использование энергии взрыва вблизи подземных трубопроводов // Взрывные работы в грунтах и горных породах. — Киев: Наукова думка, 1984. — С. 95—98.
2. Силин В. С. Моделирование сейсмического действия взрыва на подземные трубопроводы // Вопросы совершенствования организационно-экономической и технологической подготовки

- строительного производства.— Челябинск.— 1979.— № 228.— С. 97—103.
3. Левин С. И. Напряжения в трубопроводах при взрыве зарядов на расстоянии более 30 м // Строительство трубопроводов.— 1976.— № 6.— С. 18—20.
4. Биргер И. А. Круглые пластинки и оболочки вращения.— М.: Оборонгиз, 1961.

5. Феодосьев В. И. Сопротивление материалов.— М.: Наука, 1964.
6. Методическое пособие по проектированию М186-1-81. Взрывные работы при строительстве линейно-кабельных сооружений.— М.: Гипросвязь, 1981.

Получено 24.01.91 г.

УДК 621.315.2:62-758.37(38)

К РАСЧЕТУ МНОГОПРОВОЛОЧНЫХ ЭКРАНОВ

А. А. Андрианов, В. А. Колесников

Из гибких кабелей, выпускаемых промышленностью, наибольшее распространение (при производстве радиочастотных, судовых и других кабельных изделий) получили кабели с экранами типа оплетки и двухслойной обмотки. Связано это с тем, что сетчатые экраны оптимальным образом сочетают электрические и механические свойства. Однако определение экранирующих характеристик оплетки путем теоретического анализа вызывает объективные трудности: невозможность получения строго замкнутого решения; в местах соприкосновения проволок как внутри одного повива, так и между повивами разных направлений существуют контакты, сопротивление которых имеют случайную характеристику распределения; сложность структуры поля вблизи поверхности оплетки, связанной со спиральным наложением проводников экрана.

Применяя к неоднородным экранам усредняющие методы [1], можно избежать перечисленные выше трудности. Авторами разработан метод, позволяющий рассчитывать экранное затухание оплеток и обмоток.

Для получения выражений, которые бы с приемлемой точностью описывали экранирующие свойства оплетки и двухслойной обмотки, необходимо заменить их реальную структуру на некую абстрактную модель, подходящую для анализа. В нашем случае она состоит из металлических проволок или лент, направленных аксиально оси кабеля, и замкнутых окружностей из тех же компонентов, лежащих в плоскости, перпендикулярной оси кабеля (рис. 1). Расстояние между аксиальными проводниками и окружностями выберем таким, чтобы плотности модели и реального экрана были одинаковыми.

При расчете учтем сопротивление контактов между повивами разных направлений; сопротивление между проводниками внутри повива примем равным нулю. Поскольку обычно радиус экрана R много больше диаметра проволок r_0 , при определении полей вблизи экрана будем пренебрегать составляющими E_ρ и H_ρ .

Принцип расчета основан на применении эквивалентных импедансных условий, известных также как усредненные граничные условия (УГРУ) [1]. При этом модель оплетки заменяется сплошной цилиндрической поверхностью, на которой выполняются те же граничные условия, что и на модели. Зависимость решения основных уравнений электродинамики в цилиндрической системе координат от ρ , φ , z представляет собой интегральные преобразования Фурье $[\exp(iz), \exp(in\varphi)]$ и функций Бесселя $Z_n(k\rho)$, а зависимость решения от времени имеет вид интегрального преобразования Фурье $[\exp(-i\omega t)]$ [2].

Пусть на модель оплетки под некоторым углом α падает плоская электромагнитная волна ($H_z=0$). Тогда общая система уравнений для УГРУ и обычных граничных условий примет вид

$$\begin{aligned} E_z^{II} &= E_z^I + E_z^{n\alpha}, \\ E_\varphi^{II} &= E_\varphi^I + E_\varphi^{n\alpha}, \\ E_z^{II} &= L_z[j_z], \\ E_\varphi^{II} &= L_\varphi[j_\varphi], \end{aligned} \quad (1)$$

где E_z^{II} , E_φ^{II} — аксиальная и тангенциальная составляющие напряженности электрического поля внутри оплетки; E_z^I , E_φ^I — вне оплетки; $E_z^{n\alpha}$, $E_\varphi^{n\alpha}$ — падающей плоской волны; $L_z[j_z]$, $L_\varphi[j_\varphi]$ — операторы УГРУ от плотностей токов, текущих по оплетке.

Плотности токов j_φ , j_z могут быть выражены через напряженности магнитного поля с обеих сторон экрана (вторая группа граничных условий):

$$\begin{aligned} j_\varphi &= -H_z^{II} + H_z^I, \\ j_z &= -H_\varphi^I - H_\varphi^{n\alpha} + H_\varphi^{II}. \end{aligned}$$

Общий вид формул для операторов УГРУ при выполнении условий $R \gg a$, $R \gg b$ (a , b — линейные размеры ячейки) примет вид:

$$\begin{aligned} L_\varphi[j_\varphi] &= E_\varphi^3 + i \left(\frac{2\omega\mu a}{4\pi} \right) \ln \left(\frac{a}{2\pi r_0} \right) \left[j_\varphi + \frac{1}{k^2 \left(1 + \frac{a}{b} + \chi_\varphi \right)} \times \right. \\ &\quad \times \left. \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\frac{a}{b} \operatorname{div} j + \frac{\chi_\varphi}{R} \frac{\partial j_\varphi}{\partial \varphi} \right] \right]; \\ L_z[j_z] &= E_z^3 + i \frac{2\omega\mu b}{4\pi} \ln \left(\frac{b}{2\pi r_0} \right) \left[j_z + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{k^2 \left(1 + \frac{b}{a} + \chi_z \right)} \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{b}{a} \operatorname{div} j + \chi_z \frac{\partial j_z}{\partial z} \right) \right]. \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} E_\varphi^3 &= j_\varphi a Z_i; \\ E_z^3 &= j_z b Z_i; \end{aligned} \quad (2)$$

Z_i — сопротивление проводников или лент модели; ω — циклическая частота; μ — магнитная проницаемость экрана; r_0 — радиус проводников; $\chi_\varphi = a\sigma Z_k$ и $\chi_z = b\sigma Z_k$ — коэффициенты, учитывающие сопротивление контактов между проводниками; Z_k — сопротивление контакта; σ — проводимость проводников экрана.

При подстановке этих выражений в (1) получим комплексную матрицу с восемью неизвестными коэффициентами, решить которую с использованием ЭВМ не представляет трудности. Если принять проводимость оплетки очень большой, то система сократится до двух легко решаемых уравнений.

Однако уравнения (2) не учитывают влияние контактного эффекта на экранирование магнитного поля. Для его учета в первом приближении примем, что зависимость амплитуды напряженности магнитного поля прямо пропорциональна сопротивлению контактов в месте пересечения проводников. При этом в правой части (2) появится коэффициент K_R :

$$\begin{aligned} E_\varphi^3 &= j_\varphi a Z_i K_R; \\ E_z^3 &= j_z b Z_i K_R. \end{aligned}$$

Физически K_R означает увеличение поверхностного сопротивления эквивалентной трубки из-за наличия контактов между проводниками оплетки. Численно коэффициент

$$K_R = [2a + 2b + (4Z_k / Z_i)] / (2a + 2b),$$

т. е. отношению увеличению сопротивления элементарной ячейки.

Затухание экранирования магнитного поля:

$$A^3 = 20 \lg (H^{n\alpha} / H^{II}),$$

где

$$\begin{aligned} H^{II} &= \sqrt{(\operatorname{Re}[H_\varphi^{II}])^2 + (\operatorname{Re}[H_z^{II}])^2 + (\operatorname{Im}[H_\varphi^{II}] + \operatorname{Im}[H_z^{II}])^2}; \\ H^{n\alpha} &= \sqrt{(\operatorname{Re}[H_\varphi^{n\alpha}])^2 + (\operatorname{Re}[H_z^{n\alpha}])^2 + (\operatorname{Im}[H_\varphi^{n\alpha}] + \operatorname{Im}[H_z^{n\alpha}])^2}. \end{aligned}$$

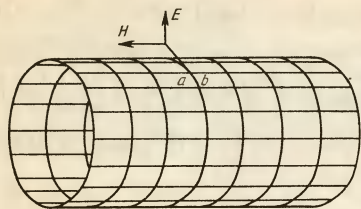


Рис. 1

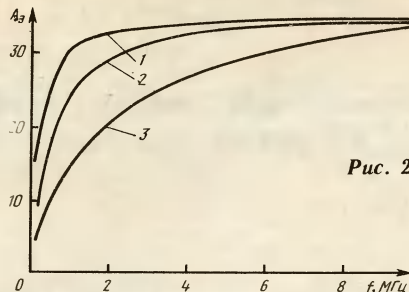


Рис. 2

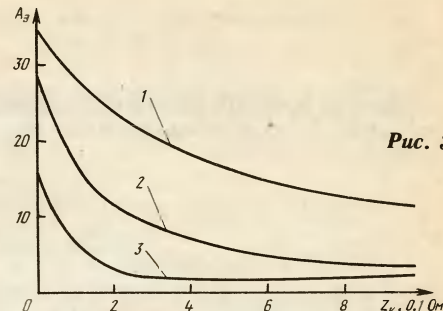


Рис. 3

По полученным формулам составлена программа и по ней на ЭВМ типа IBM PC/AT произведен расчет частотной зависимости затухания экранирования магнитного поля для Е поляризации падающей плоской волны (рис. 2). Здесь кривая 1 — $Z_k = 0$ Ом; кривая 2 — $Z_k = 1 \cdot 10^{-2}$ Ом; кривая 3 — $Z_k = 1 \cdot 10^{-1}$ Ом. На рис. 3 приведена зависимость затухания экранирования от сопротивления в узле оплетки (кривая 1 — для $f = 10,0$ МГц; кривая 2 — $f = 1,0$ МГц; кривая 3 — $f = 0,15$ МГц). Конструктивные параметры медного экрана: плотность $P = 70\%$, радиус экрана $R = 2$ см; радиус проволок $r_0 = 0,1$ мм.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 2 и 3, показывает, что увеличение Z_k вызывает ухудшение защитных свойств сетчатых экранов. Наибольшее влияние Z_k оказывает на частотах между 1 и 2 МГц. Следует отметить также, что для каждой частоты электромагнитного поля существует определенное значение Z_k , выше которого оно уже не оказывает влияния на экранное затухание.

В заключение следует отметить, что предложенный метод расчета позволяет оценить влияние конструктивных параметров экрана и контактного сопротивления. Зная характер изменения контактного сопротивления в процессе эксплуатации кабеля, можно определить степень ухудшения защитных свойств экрана.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конторович М. И., Акимов В. П. и др. Электродинамика сетчатых структур / Под ред. М. И. Конторовича. — М.: Радио и связь, 1987. — 136 с.
2. Стреттон Дж. А. Теория электромагнетизма: Пер. с англ. / Под ред. С. М. Рытова. — М.: Гостехиздат, 1948. — 540 с.

Получено 21.08.91

УДК 621.7.068

ПРОСТЫЕ АНАЛИТИЧЕСКИЕ ЗАВИСИМОСТИ ДЛЯ ВОЛОКОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ЭРБИЯ

Г. И. Гордон, П. А. Мишнаевский

В волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС) все большее применение находят волоконные усилители на основе эрбия Er^{3+} . В основном они используются для промежуточного усиления оптических сигналов, позволяющего значительно увеличить длину участка регенерации линии [1], а также в солитонных ВОСП [2] с целью получения требуемой для существования солитона амплитуды оптического импульса и в ВОЛС со спектральным разделением оптических каналов [3].

Широкая область применения волоконных усилителей в различных режимах работы обуславливает необходимость исследования их характеристик с целью оптимизации параметров усиления.

Теория волоконных усилителей, как правило, основывается на использовании численных расчетов [4, 5], не всегда удобных для практических оценок. Попытка найти аналитические зависимости сделана в работе [6]. Однако там была получена лишь одна из ветвей решения системы скоростных уравнений для некоторого заданного распределения ионов эрбия Er^{3+} в сердцевине волокна. Вторая ветвь решения, носящая более общий характер, вообще во внимание не принималась. В рассмотренных ниже результатах исследований этот недостаток устраняется.

Для аналитического описания физических процессов, наблюдаемых при работе волоконных усилителей, обычно используется простейшая трехуровневая модель [4, 5, 6], аналогичная той, которая рассматривается в теории лазеров. В рамках этого приближения (принимаемого, как и в [6], без учета спонтанной эмиссии) система скоростных уравнений имеет вид:

$$\frac{\partial P_s}{\partial z} = 2\pi\sigma_s P_s \int_0^\infty N_T(r) \frac{[P_p f_p(r)/I_{sp} - 1]}{[P_p f_p(r)/I_{sp} + 2P_s f_s(r)/I_{s,s} + 1]} \times f_s(r) r dr; \quad (1)$$

$$\frac{\partial P_p}{\partial z} = \pm 2\pi\sigma_p P_p \int_0^\infty N_T(r) \frac{[P_s f_s(r)/I_{ss} + 1]}{[P_p f_p(r)/I_{sp} + 2P_s f_s(r)/I_{s,s} + 1]} \times f_s(r) r dr, \quad (2)$$

где P_s и P_p — соответственно мощности сигнала и накачки; $N_T(r)$ — распределение ионов эрбия в сердцевине волокна; $\sigma(s)$ — поперечное сечение стимулированной эмиссии между метастабильным $|1\rangle$ и основным $|2\rangle$ энергетическими уровнями; σ_p — поперечное сечение абсорбции между уровнем $|1\rangle$ и уровнем накачки $|3\rangle$; $f_s(r)$ и $f_p(r)$ — профили интенсивности соответственно поля сигнала и волны накачки; $I_{ss} = h\nu_s/(\sigma_s\tau)$; $I_{sp} = h\nu_p/(\sigma_p\tau)$; h — постоянная Планка; ν_s и ν_p — частоты соответственно лазера передачи и волны накачки; τ — время жизни спонтанной эмиссии при переходе с уровня $|1\rangle$ на $|2\rangle$.

Исходными данными для решения системы скоростных уравнений служат мощности сигнала $P_s(0)$ и накачки $P_{pвх}$ на входе усилителя длиной z . При этом необходимо оговорить способ накачки усилителя. Знак «+» соответствует прямой накачке, а «-» — обратной. Решение системы скоростных уравнений (1) и (2) относительно мощностей сигнала $P_s(z)$ и накачки $P_p(z)$ на выходе усилителя ищем в предположении, что частоты ν_s и ν_p достаточно близки между собой и, кроме того, в сечении активного слоя в сердцевине волокна выполняется соотношение $f_s(r) \approx f_p(r) = f(r)$. Нормировка функций $f_s(r)$ и $f_p(r)$ выбрана такой, чтобы

$$2\pi \int_0^{\infty} r f_{s,p}(r) dr = 1.$$

Разделим обе части уравнения (1) на $\sigma_s P_s$, а уравнения (2) — на $\sigma_p P_p/2$ и сложим после этого (1) и (2). В результате получим

$$(\partial/\partial z) [(1/\sigma_s) \ln P_s \pm (2/\sigma_p) \ln P_p] = 2\pi \int_0^{\infty} N_T(r) f(r) r dr. \quad (3)$$

Решение уравнения (3) имеет следующий вид: при прямой накачке

$$P_p(z) = P_p(0) P_s^\alpha(0) \exp(Gz)/P_s^\alpha(z), \quad (4)$$

где $G = \pi \sigma_p \int_0^{\infty} N_T(r) f(r) r dr$; $\alpha = \sigma_p/\sigma_s$,

при обратной накачке

$$P_p(0) = P_p(z) P_s^\alpha(0) \exp(Gz)/P_s^\alpha(z). \quad (5)$$

Выражения (4) и (5) представляют собой решения системы скоростных уравнений, не учитывавшиеся в [6]. Они устанавливают связь между входными и выходными значениями мощности волоконного усилителя и справедливы для любых заданных распределений эрбия (в сердцевине волокна), описываемых функциями $N_T(r)$ с цилиндрической симметрией.

Очевидно, что (4) и (5) позволяют существенно упростить исходную систему скоростных уравнений (1) и (2). При этом для получения решений необходимо рассматривать любое из уравнений (1) или (2) совместно с выражениями (4) или (5) в зависимости от способа накачки. Такой подход к решению системы, в частности, устраняет трудности, возникшие в [6]. Там частное решение системы рассматривалось для случая распределения ионов эрбия в сердцевине волокна по закону

$$N_T(r) = 2\pi \Gamma \delta(r - r_d)/r_d,$$

где Γ — величина, определяющая концентрацию эрбия по всей длине окружности с радиусом r_d ; $\delta(\cdot)$ — дельта-функция. При этом было получено следующее аналитическое решение:

$$\begin{aligned} (1/\sigma_s) \{ [P_s(z) - P_s(0)]/I_{ss} + [1/f_s(r_d)] \ln [P_s(z)/P_s(0)] \} = \\ = (1/\sigma_p) \{ [P_p(0) - P_p(z)]/I_{sp} - [1/f_p(r_d)] \ln [P_p(0)/P_p(z)] \}. \end{aligned} \quad (6)$$

Для однозначного определения мощности сигнала на выходе усилителя в [6] произвольно задавали отношение $P_p(0)/P_p(z)$. Очевидно, что выражения (4), (5) и (6) позволяют получить решение без каких-либо дополнительных предположений. Кроме того, с помощью этих соотношений можно найти истинное значение истощения мощности накачки при усилении.

Общее аналитическое решение системы скоростных уравнений может быть также получено при условии $P_p(0) \gg I_{sp}$, т. е. при достаточно больших значениях мощности накачки для любого произвольного распределения ионов эрбия в некоторой заданной области сердцевины волокна, ограниченной окружностью с радиусом r_d . Будем полагать, что распределение поля в активной области сердцевины для полей сигнала накачки подчиняется соотношению $f_p(r) \approx f_s(r) = f(r)$, где $r \leq r_d$. Введем следующие обозначения:

$$U(z) = P_s(z)/I_{sp};$$

$$V(z) = P_p(z)/I_{sp}.$$

Преобразуем с их помощью систему уравнений к более простому виду:

$$\begin{aligned} dV/dz &= \sigma_s C_1 UV/(U+2V); \\ dV/dr &= \pm \sigma_p (C_1 U + C_2) V/(U+2V), \end{aligned}$$

где

$$C_1 = \int_0^{r_d} r N_T(r) f(r) dr;$$

$$C_2 = \int_0^{r_d} r N_T(r) dr.$$

Найдем решения с учетом соотношений (4) и (5):

$$\begin{cases} UV^{\pm 2\sigma_s/\sigma_p} = C_1 \exp(Gz); \\ \sigma_p (C_1 U + C_2 \ln U) - \sigma_s C_1 V = C_3. \end{cases}$$

Здесь C_3 — константа, численно равная значению левой части выражения (10) при $z=0$. Решение системы скоростных уравнений представляет собой систему двух несложных трансцендентных выражений, из которых однозначно определяется мощность сигнала на выходе усилителя при известных значениях $P_s(0)$ и $P_p(0)$.

Заметим, что аналогичные соотношения могут быть найдены и для системы скоростных уравнений, рассмотренных с учетом спонтанной эмиссии в [5].

Таким образом, полученные достаточно простые аналитические выражения определяют связь между входными и выходными значениями мощности волоконного усилителя при любых заданных осесимметричных распределениях ионов эрбия в сердцевине волокна. Соотношения существенно упрощают решение системы скоростных уравнений. Для случая больших мощностей накачки это решение может быть найдено в виде системы двух простых трансцендентных выражений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Saito S., Imai T., Ito T. An over 2200-km Coherent Transmission Experiment at 2,5 Gb/s Using Erbium-Doped-Fiber In-Line Amplifiers. // J. Lightwave Technology.— 1991.— Vol. 9.— N 2.— P. 161—169.
2. Nakazawa M., Kimura Y., Suzuki K. Wavelength Multiple Soliton Amplification and Transmission with an Er³⁺-Doped Optical Fiber. // J. Appl. Phys.— 1989.— Vol. 66.— N 10.— P. 2803—2812.
3. Walker G. R., Walker N. G., Steele R. C., Creaner M. J., Brain M. C. Erbium-Doped Fiber Amplifier Cascade for Multichannel Coherent Optical Transmission. // J. Lightwave Technology.— 1991.— Vol. 9.— N 2.— P. 182—193.
4. Giles C. R., Desurvire E. Modeling Erbium-Doped Amplifiers // J. Lightwave Technology.— 1991.— Vol. 9.— N 2.— P. 271—283.
5. Morkel P. R., Laming R. I. Theoretical Modeling of Erbium-Doped Fiber Amplifiers With Excited-State Absorption. // Optics Letters.— 1989.— Vol. 14.— N 19.— P. 1062—1064.
6. Peroni M., Tamburini M. Gain in Erbium-Doped Fiber Amplifiers: A Simple Analytical Solution For The Rate Equations. // Optics Letters.— 1990.— Vol. 15.— N 15.— P. 842—843.

Получено 28.12.91



НОВЫЕ
КНИГИ

СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ: УЧЕБ. ПОСОБИЕ ДЛЯ ВУЗОВ/А. М. Бонч-Бруевич, В. Л. Быков, Л. Я. Кантор и др. Под ред. Л. Я. Кантора.— М.: Радио и связь.— 224 с., 2500 экз.

Даются основные принципы построения систем спутниковой связи и направления их развития, порядок расчета энергетических соотношений в этих системах. Приводятся основные технические характеристики отечественных и зарубежных систем

и использованного в этих системах оборудования, особенности эксплуатации земных станций, методика проектирования систем спутниковой связи. Даны примеры расчета, упражнения и контрольные вопросы.

Для углубленного изучения студентами вузов раздела «Спутниковая связь» курса «Системы связи и радиорелейные линии», а также других радиотехнических специальностей.

ТЕОРИЯ ЦЕПЕЙ И ФИЛЬТРЫ

УДК 621.372.54

ЧЕБЫШЕВСКАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕРЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

И. И. Трифонов

Задача корректоров состоит в воспроизведении с заданной точностью требуемых амплитудно-частотных (АЧХ) $A_0(\omega)$ и фазочастотных (ФЧХ) $\theta_0(\omega)$ характеристик в полосе частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$. Оптимальное решение задачи аппроксимации при синтезе аналоговых корректоров приведено в [3, 5]. Работы [2, 4] посвящены синтезу гармонических корректоров, частотные характеристики которых описываются точно такими же функциями, как и у нерекурсивных цифровых корректоров (НРЦК) и фильтров. Необходимо лишь у одного звена линии задержки заменить время задержки τ на интервал дискретизации T . Методы, предложенные в этих работах, а также приведенные в [1, 6], не позволяют получать оптимальные в смысле минимаксного критерия близости решения задачи аппроксимации. Цель работы — решение задачи аппроксимации частотных характеристик НРЦК при чебышевском критерии близости аппроксимируемой и аппроксимирующей функций.

Комплексную передаточную функцию НРЦК порядка $N=2n+1$ запишем в виде

$$H(i x) = \sum_{v=-n}^n h_v \exp i v x, \quad (1)$$

где $x = \omega T$ — нормированная цифровая переменная; h_v — коэффициенты импульсной характеристики НРЦК; T — период дискретизации.

Выражение (1) представим в алгебраической форме:

$$\begin{aligned} H(i x) &= \alpha_0 + \sum_{v=1}^n \alpha_v \cos v x + i \sum_{v=1}^n \beta_v \sin v x = \\ &= R_1(x) + i R_2(x), \end{aligned} \quad (2)$$

где $\alpha_0 = h_0$; $\alpha_v = h_v + h_{-v}$; $\beta_v = h_v - h_{-v}$.

Амплитудно-частотная $A(x)$ и фазочастотная $\theta(x)$ характеристики соответственно равны:

$$\begin{aligned} A(x) &= \sqrt{R_1^2(x) + R_2^2(x)}; \\ \theta(x) &= \arctg [R_2(x)/R_1(x)]. \end{aligned} \quad (3)$$

При симметричной импульсной характеристике относительно $t=nT$, т. е. $h_v = h_{-v}$, $\theta(x) = 0$. С учетом сдвига импульсной характеристики на время nT для физически осуществимого НРЦК $\theta(x) = -nx$, т. е. ФЧХ линейна.

Из (3) следует, что АЧХ и ФЧХ корректоров — функции нормированной частоты x и значений параметров α и β :

$$\begin{aligned} A(x) &= |H(i x)| = A(x, \alpha, \beta); \quad \theta(x) = \theta(x, \alpha, \beta); \\ \alpha &= [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n], \quad \beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n]. \end{aligned} \quad (4)$$

Задача аппроксимации частотных характеристик НРЦК формулируется следующим образом: определить минимально возможное число n и такие значения параметров векторов α и β , при которых в интервале $x_n \leq x \leq x_{n1}$ (причем $x_{n1} \leq \pi$) максимумы функций разности

$$\begin{aligned} \Delta A(x) &= W(x) [A_0(x) - A(x, \alpha, \beta)] \quad \text{и} \\ \Delta \theta(x) &= [\theta_0(x) - \theta(x, \alpha, \beta)] \end{aligned} \quad (5)$$

не превышают соответственно величин ΔA_m и $\Delta \theta_m$. Здесь $W(x)$ — весовая функция; $A_0(x)$ и $\theta_0(x)$ — заданные зависимости АЧХ и ФЧХ; x_n, x_{n1} — правая и левая нормированные границы интервала аппроксимации.

При решении задачи вначале будем считать число n заданным. Для каждого n найдем такие значения компонентов векторов

α и β , при которых функции (5) в требуемом интервале будут наименее отклоняться от нуля. Из совокупности полученных решений выбираем то, которое удовлетворяет заданным требованиям к характеристикам АЧХ и ФЧХ при минимальном значении n . Задачу будем решать в два этапа.

Этап 1. Методом интерполирования найдем компоненты векторов α и β функции (2). Перепишем ее в виде:

$$H(i x, \alpha, \beta) = R_1(x) + i R_2(x) = A(x) \exp i \theta(x). \quad (6)$$

В качестве узлов интерполирования $\{x_i\} = x_1, x_2, \dots, x_n$ выбираем точки на интервале $x_n \leq x \leq x_{n1}$. В этих точках должны выполняться равенства

$$\begin{aligned} A_1(x_i) + i A_2(x_i) &= A_0(x_i) \cos \theta_0(x_i) + \\ &+ i A_0(x_i) \sin \theta_0(x_i), \quad i = \overline{1, n}. \end{aligned} \quad (7)$$

В качестве $(n+1)$ -й точки выберем точку $x = x_0$, в которой функция $\theta_0(x_0) = 0$.

На рис. 1 изображен график ФЧХ простого канала тональной частоты (ТЧ) и показано, как следует выбирать прямую $\theta_n(f) = \theta_0(f) - 2\pi f_0 f$ с тем, чтобы аппроксимируемая функция $\theta_0(f) = \theta_n(f) - \theta_{TЧ}(f)$ имела нуль в требуемом диапазоне частот.

Таким образом приходим к следующим двум системам уравнений:

для коэффициентов α_v

$$\begin{aligned} \alpha_0 + \sum_{v=1}^n \alpha_v \cos v x_i &= A_0(x_i) \cos \theta_0(x_i), \quad i = \overline{1, n}; \\ \alpha_0 + \sum_{v=1}^n \alpha_v \cos v x_0 &= A_0(x_0); \end{aligned} \quad (8)$$

для коэффициентов β_v

$$\sum_{v=1}^n \beta_v \sin v x_i = A_0(x_i) \sin \theta_0(x_i), \quad i = \overline{1, n}; \quad (9)$$

После решения систем (8) и (9) можно рассчитать значения функций (5) в интервале $x_n \leq x \leq x_{n1}$.

Этап 2. Так как полученные на предыдущем этапе характеристики не имеют в общем случае равновеликих отклонений, необходим этап оптимизации. Поэтому изменим компоненты векторов α и β таким образом, чтобы максимальные отклонения от нуля функции (5) были минимально возможными. Объединим векторы α и β в один вектор $\mathbf{a} = [\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n]$ размерности $N = 2n + 1$. Его первоначальные компоненты известны из решения задачи интерполирования. Далее, поступая согласно методике, изложенной в [5, с. 121] при совместной оптимизации АЧХ и ФЧХ, получим следующую систему неравенств:

$$\sum_{v=1}^N \gamma_v(x_i) y_v + y_{N+1} \leq L_m^{(i)} + \delta \sum_{v=1}^N \gamma_v(x_i) - \Delta A^{(i)}(x_i), \quad i = \overline{1, m};$$

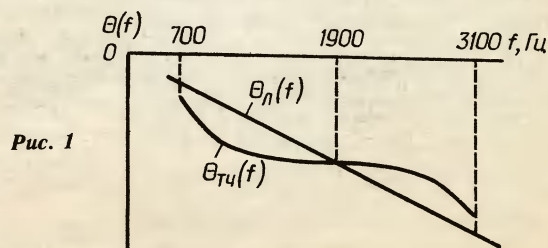


Рис. 1

Таблица

x	0,55	0,60	0,70	0,80	0,90	1,0	1,15	1,3	1,45
$\theta_0(x)$	0,182	0,32	0,48	0,555	0,57	0,556	0,47	0,31	0,084
$A_0(x)$	1,274	1,229	1,166	1,123	1,086	1,057	1,023	1,005	1,0
x	1,60	1,75	1,90	2,00	2,10	2,20	2,30	2,375	2,43
$\theta_0(x)$	-0,126	-0,298	-0,42	-0,48	-0,527	-0,522	-0,41	-0,237	-0,06
$A_0(x)$	1,005	1,022	1,046	1,073	1,109	1,156	1,226	1,286	1,345

$$-\sum_{v=1}^N \gamma_v(x_i) y_v + y_{N+1} \leq L_m^{(l)} - \delta \sum_{v=1}^N \gamma_v(x_i) + \Delta A^{(l)}(x_i),$$

$$i = m+1, 2m;$$

$$\sum_{v=1}^N s_v(x_i) y_v + y_{N+2} \leq L_{\theta}^{(l)} + \delta \sum_{v=1}^N s_v(x_i) - \Delta \theta^{(l)}(x_i), \quad i = 1, m_1;$$

$$(10)$$

$$-\sum_{v=1}^N s_v(x_i) y_v + y_{N+2} \leq L_{\theta}^{(l)} - \delta \sum_{v=1}^N s_v(x_i) + \Delta \theta^{(l)}(x_i),$$

$$i = m_1+1, 2m_1;$$

$$\sum_{v=1}^N y_v \leq 2N\delta.$$

Здесь (в m неравенствах первой группы и m_1 неравенствах третьей функции) $\Delta A(x)$ и $\Delta \theta(x)$ в значениях x_i положительны, в неравенствах второй и четвертой групп — отрицательны. Кроме того, приняты следующие обозначения: y_{N+1} , y_{N+2} — коэффициенты целевой функции $f = c y_{N+1} + y_{N+2}$, $c = 2 \dots 10$; $L_m^{(l)}$, $L_{\theta}^{(l)}$ — максимальное отклонение функций $\Delta A(x)$ и $\Delta \theta(x)$ от нуля на l -м шаге оптимизации; $\Delta A(x_i)$, $\Delta \theta(x_i)$ — значения функций погрешности в i -ой точке. Коэффициенты $\gamma_v(x_i)$ и $s_v(x_i)$ вычисляются по следующим формулам:

$$\gamma_v(x_i) = [\partial \Delta A(x_i) / \partial a_v] a_v = -W(x_i) [\partial A(x_i) / \partial a_v] a_v;$$

$$\gamma_1(x_i) = -W(x_i) [\partial A(x_i) / \partial \alpha_0] \alpha_0 = -W(x_i) [R_1(x_i) / A(x_i)] \alpha_0;$$

$$\gamma_{v+1}(x_i) = -W(x_i) [\partial A(x_i) / \partial a_v] a_v =$$

$$= -W(x_i) [R_1(x_i) / A(x_i)] a_v \cos vx_i;$$

$$\gamma_{v+1+n}(x_i) = -[R_2(x_i) / A(x_i)] \beta_v \sin vx_i;$$

$$s_v(x_i) = [\partial \Delta \theta(x_i) / \partial a_v] a_v = -[\partial \theta(x_i) / \partial a_v] a_v;$$

$$s_1(x_i) = -[\partial \theta(x_i) / \partial \alpha_0] \alpha_0 = [R_2(x_i) / A^2(x_i)] \alpha_0;$$

$$s_{v+1}(x_i) = -[\partial \theta(x_i) / \partial a_v] a_v = [R_2(x_i) / A^2(x_i)] a_v \cos vx_i;$$

$$s_{v+1+n}(x_i) = -[\partial \theta(x_i) / \partial \beta_v] \beta_v = -[R_1(x_i) / A^2(x_i)] \beta_v \sin vx_i; \quad v = 1, n.$$

Новые значения компонентов вектора a определяются по формуле $a_v^{(l+1)} = a_v^{(l)} (1 - \delta + y_v)$. При этом величина δ задается, а коэффициенты y_v определяются на каждом шаге итераций при решении (10) симплекс-методом.

Задача оптимизации позволяет накладывать ограничения на относительные приращения коэффициентов y_v , обеспечивающих устойчивость получаемых решений. Вычисления заканчиваются, когда значения функций погрешности аппроксимаций $\Delta A(x)$ и $\Delta \theta(x)$ в точках максимальных отклонений отличаются на величину, меньшую наперед заданной.

Пример. Требуется рассчитать корректор АЧХ и ФЧХ простого канала ТЧ для диапазона частот 700...3100 Гц. Погрешность коррекции ФЧХ не должна превышать $\Delta \theta_m \leq 0,11$ рад. Затухание корректора должно дополнять частотную зависимость остаточ-

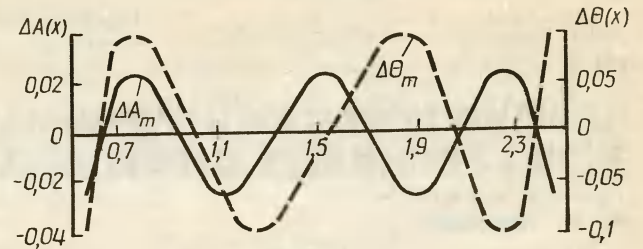


Рис. 2

ного затухания простого канала ТЧ до постоянной с точностью не хуже $\Delta a = 0,25$ дБ или $\Delta A_m \leq 0,03 (\Delta A_m = 10^{0,05 \Delta a} - 1)$.

Выберем тактовую частоту равной 8 кГц. Тогда $x = 2\pi f / 8000$; $x_0 = 0,55$; $x_{n1} = 2,43$. Согласно данным по АЧХ и ФЧХ канала ТЧ определяем функции $\theta_0(x)$ и $A_0(x)$, пересчитанные в интервал $0,55 \leq x \leq 2,43$. Их значения приведены в таблице.

Поскольку погрешность аппроксимации затухания во всей полосе частот 700...3100 Гц равномерна, весовая функция $W(x)$ в (5) должна совпадать с $1/A_0(x)$.

При расчете функций погрешности аппроксимации (5) значения аргумента x взяты с шагом 0,025. Полагаем $n = 4$, что соответствует корректору порядка $N = 9$. Выбираем следующие узлы интерполяции: $x_0 = 1,507$; $\{x_i\} = 0,6; 1,4; 2,075; 2,375$. Тогда $\alpha = [1,33376; -0,27481; 0,56463; -0,10980; 0,23038]$; $\beta = [0,0047709; 0,41981; 0,13281; -0,20240]$.

На этапе оптимизации получены новые значения векторов α и β , согласно которым по формулам $h_0 = \alpha_0$, $h_v = 0,5(\alpha_v + \beta_v)$ и $h_{-v} = 0,5(\alpha_v - \beta_v)$ найдены параметры вектора h передаточной функции (1): $h = [h_{-4}; h_{-3}; \dots; h_3; h_4] = [0,22915; -0,11862; 0,075593; -0,15581; 1,32264; -0,13087; 0,49516; 0,10471; -0,005261]$.

Решения задачи аппроксимации АЧХ и ФЧХ в виде графиков изображены на рис. 2. Погрешности $\Delta A_m = 0,0249$ и $\Delta \theta_m = 0,102$ удовлетворяют требованиям. Если значения погрешностей аппроксимации больше допустимых, то необходимо увеличить n , в противном случае уменьшить и вновь решить задачу аппроксимации. Из полученной совокупности решений выбирается то, которое при выполнении требований к допустимым величинам погрешностей ΔA_m и $\Delta \theta_m$ имеет минимальное значение [3, 5].

Отметим также, что, как и в случае синтеза аналоговых корректоров ФЧХ [5], погрешность аппроксимации $\Delta \theta_m$ зависит от выбора параметров t_0 и $\theta_n(\omega)$ линейной зависимости $\theta_n(\omega) = \theta_n(0) - t_0 \omega$, определяющей аппроксимируемую функцию $\theta_0(\omega) = \theta_{\text{ТЧ}}(\omega) - \theta_n(\omega)$.

Изложенный метод позволяет синтезировать нерекурсивные цифровые корректоры, воспроизводящие с заданной точностью требуемые зависимости АЧХ и ФЧХ при чебышевском критерии близости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 312 с.
2. Кисель В. А. Аналоговые и цифровые корректоры: Справочник. — М.: Радио и связь, 1986. — 184 с.
3. Ланнэ А. А. Оптимальный синтез линейных электронных схем. — М.: Связь, 1978. — 336 с.
4. Нудельман П. Я. Полиномиальные синтезаторы частотных и временных характеристик. — М.: Связь, 1975. — 136 с.
5. Трифонов И. И. Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками. — М.: Радио и связь, 1988. — 304 с.
6. Zabalawi I. H. and Mismar M. Chebyshev approximation for linear phase nonrecursive digital filters // Int. J. Electronics. — May 1989. — Vol. 65. — P. 989—997.

Получено после доработки 14.02.92

Краткие сообщения

УДК 621.372.54.372

СТРУКТУРА РЕКУРСИВНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА БЕЗ ПРЕДЕЛЬНЫХ ЦИКЛОВ И С НИЗКИМИ ШУМАМИ ОКРУГЛЕНИЯ ДЛЯ СЛУЧАЯ ВЫСОКОДОБОРНОЙ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

О. П. Жданов, В. И. Шаталов

В [1] описана структура рекурсивного цифрового фильтра (ЦФ) с разделением сигнала в петле обратной связи (ОС), которая весьма эффективна для подавления паразитных колебаний — предельных циклов и уменьшения шумов округления. Однако в случае высокочастотной цифровой фильтрации возникает проблема жесткого ограничения динамического диа-

пазона входного сигнала, проявляющегося в виде потери значимых разрядов АЦП и соответственно в возникновении ошибок на входе ЦФ. В результате дисперсия шума на выходе составит

$$\sigma^2 = (8\sigma_0^2/L^2) \|H(i\omega)\|_2^2 + (2\sigma_0^2/\lambda^2) \|H(i\omega)\|_2^2 + \sigma_{вх}^2 \|H(i\omega)\|_2^2. \quad (1)$$

Наличие третьего слагаемого, обусловленного масштабированием сигнала на входе ЦФ, сильно ухудшает эффективность предложенной структуры при подавлении шума.

В статье предлагается модифицированная структура для звена второго порядка в случае высокочастотной цифровой фильтрации (рис. 1). При использовании высокочастотных рекурсивных ЦФ во избежание переполнения разрядной сетки входной сигнал масштабируется на коэффициент p , определяемый, согласно [2], как

$$p = 1/\|H(i\omega)\|_\infty, \quad (2)$$

где $H(i\omega)$ — передаточная функция ЦФ, а $p \gg 1$. Возникающая в результате ошибка округления на входе фильтра $e_{вх}$ масштабируется на величину λ и вводится в верхние ветви петли ОС, образуя новую компенсирующую составляющую E_k , которая оценивается выражением:

$$E_k = \lambda e_0 + \lambda e_{вх} + e_0. \quad (3)$$

В этом случае ошибка округления на выходе ЦФ

$$e(i\omega) = 2e_1 H(i\omega) + (\lambda e_0 + 2e_0 - E_k) H(i\omega)/\lambda + e_{вх} H(i\omega). \quad (4)$$

Подставив (3) в (4) и выполнив преобразования, получим:

$$e(i\omega) = 2e_1 H(i\omega) + 3e_0 H(i\omega)/\lambda. \quad (5)$$

Далее, переходя к дисперсии шума, будем иметь:

$$\sigma^2 = (8\sigma_0^2/L^2) \|H(i\omega)\|_2^2 + (3\sigma_0^2/\lambda^2) \|H(i\omega)\|_2^2. \quad (6)$$

Таким образом модифицированная структура, обладая достоинствами исходной структуры, обеспечивает еще и компенсацию ошибок на входе ЦФ без увеличения длины разрядной сетки.

При технической реализации модифицированной структуры (рис. 2) описанная выше процедура компенсации выглядит следующим образом. Во избежание дополнительных операций умножения, коэффициенты масштабирования p и λ следует выбирать как $p = 2^{-k}$ и $\lambda = 2^m$. Вынужденное ограничение динамического диапазона сигнала на входе фильтра, осуществляемое с помощью умножения на p , приводит к уменьшению эффективной разрядности АЦП на k разрядов. С другой стороны, применение модифицированной структуры позволяет из этих k отброшенных разрядов выбрать m старших и ввести их в ветви компенсации, увеличив тем самым эффективную длину разрядной сетки

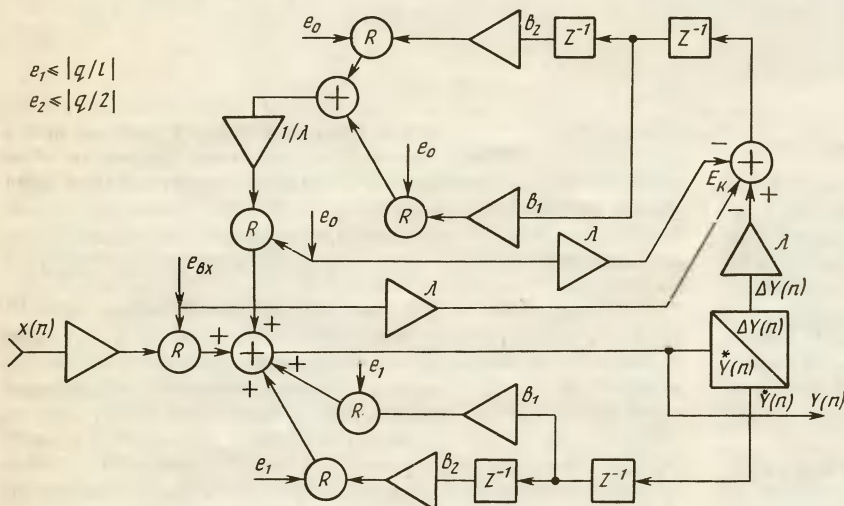


Рис. 1

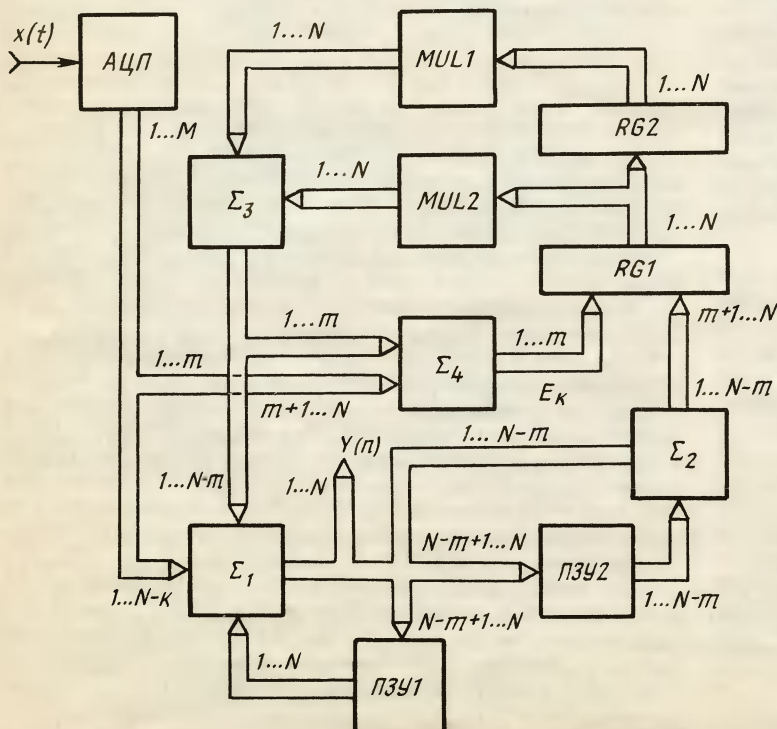


Рис. 2

АЦП на m разрядов. В результате при заданной длине слова (N регистров фильтра) и известных значениях коэффициентов масштабирования p и λ можно определить оптимальную разрядность АЦП:

$$M = N - k + m. \quad (7)$$

Выбор разрядности АЦП в соответствии с (7) позволит одновременно минимизировать шум на выходе ЦФ и предотвратить потерю младших разрядов АЦП.

Таким образом, модифицированная структура обеспечивает увеличение динамического диапазона сигнала на входе ЦФ без увеличения длины разрядной сетки и

может быть успешно использована для случая высокочастотной цифровой фильтрации с жесткими ограничениями динамического диапазона.

Заключение. Предложенная модифицированная структура для высокочастотных цифровых фильтров с жесткими ограничениями динамического диапазона наряду с подавлением паразитных колебаний — предельных циклов и уменьшением шумов округления обеспечивает увеличение динамического диапазона сигнала на входе фильтра при неизменной длине разрядной сетки. Техническая реали-

зация модифицированной структуры практически не требует дополнительных аппаратных затрат.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жданов О. П., Шаймарданов Ф. А. Структура рекурсивного цифрового фильтра без предельных циклов и низкими шумами округления // *Электросвязь*. — 1991. — № 1. — С. 42–44.
2. Антонью А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1983.

Получено 30.05.91

ЭКОНОМИКА СВЯЗИ

УДК 338.012.12: (654+656)

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СОВОКУПНОГО РЕСУРСА ОТРАСЛИ СВЯЗИ

Л. З. Ляховецкий

Эффективность общественного производства складывается под влиянием как уровня производительности живого труда, так и результативности использования в производственном процессе труда, овеществленного в основных производственных фондах (ОПФ) и материальных оборотных средствах. Действующий порядок определения и анализа эффективности производства базируется на совокупности частных показателей: производительности живого труда, фондоотдачи, материалоемкости продукции (объема работ). При этом исходят из предположения, что конечный полезный эффект создается лишь одним фактором, учитываемым в частном показателе эффективности.

Дифференцированное рассмотрение частных показателей лишает экономическую практику возможности принятия решения на базе всей имеющейся информации. Для получения такой возможности необходимо синтезировать информацию, содержащуюся в частных показателях результативности живого и овеществленного труда. Такой синтез осуществляется на базе построения системы показателей с внутренним содержательным единством, во главе которой находится основной оценочный показатель, обеспечивающий смысловую увязку частных показателей. В качестве такого показателя может выступать эффективность использования совокупного ресурса производства, что требует предварительного решения задачи соизмерения отдельных его элементов.

В [1] описывается один из подходов, в основе которого лежит поэлементный перевод стоимостной оценки отдельных производственных ресурсов в трудовую и трудовая оценка всего производственно-ресурсного потенциала путем суммирования отдельных его элементов. Авторы [1] исходили из предпосылки, что постоянный капитал служит показателем определенной массы труда, овеществленной в средствах производства, и следовательно, суммирование ее с массой живого труда представляется оправданным, так как соответствует учению о двойственном характере труда.

Поэлементный перевод стоимостной оценки производственно-ресурсного потенциала в трудовую происходит путем деления среднегодовой стоимости основных производственных фондов Φ и объема материальных оборотных средств O_c на показатель уровня производительности живого труда W , характеризующий выработкой чистой продукции:

$$\begin{aligned} \Phi_t &= \Phi / W; \\ O_t &= O_c / W, \end{aligned} \quad (1)$$

где Φ_t — условная численность работников, овеществленных в основных производственных фондах (трудовой эквивалент ОПФ); O_t — условная численность работников, овеществленных в материальных оборотных средствах (трудовой эквивалент оборотных средств).

Как отмечается в [1], экономический смысл показателей Φ_t и O_t выражается в характеристике условной численности работников, необходимой для воспроизводства в течение определенного календарного периода имеющегося производственного аппарата с учетом достигнутого уровня производительности живого труда.

Выражение (1) обеспечивает приведение различных видов производственных ресурсов к некоторому единству, позволяющему, просуммировав их, получить трудовой эквивалент всего производственного потенциала

$$T_s = T + O_t + \Phi_t, \quad (2)$$

где T — численность работников (ресурс живого труда).

Прежде всего следует обратить внимание на тот факт, что рассматриваемый подход исходит из определенного приоритета производительности живого труда над производительностью производственных фондов. Другими словами, авторы [1] не смогли полностью отказаться от теории непроизводительного характера овеществленного труда, хотя и сделали частичную попытку. Да и экономический, содержательный смысл показателей Φ_t и O_t остается выясненным не до конца.

Кроме того, в формулах (1), (2) не нашла отражение часть переменного капитала, связанная с оплатой труда, а также другие затраты на эксплуатацию, участвующие в формировании как конечного эффекта производства, так и его эффективности. Более корректным в условиях рыночных отношений был бы перевод живого труда в стоимостную оценку производственных ресурсов и на базе этого получение стоимостной интегральной оценки всего производственно-ресурсного потенциала путем суммирования отдельных его элементов.

Такой совокупный ресурс мог бы служить исходной точкой для исчисления не только обобщающего, многофакторного показателя эффективности производства, но и позволял бы определять некоторые дополнительные частные показатели эффективности, характеризующие интенсификацию производства.

Автор работы [2] придерживается аналогичного мнения. Однако в рассматриваемых им моделях предлагается суммировать

объемы производственных фондов, участвующих в производстве услуг связи, и фонд оплаты труда, который отражает затраты на простое воспроизводство рабочей силы. Такое суммирование, по-моему, представляется некорректным. Предлагается несколько иной метод установления стоимостной оценки (эквивалента) живого труда.

С этой целью рассмотрим часть эксплуатационных затрат, включающую текущие расходы на амортизацию, материальные затраты, расходы на все виды оплаты труда, входящие в себестоимость продукции (объема работ). Эту сумму текущих затрат можно расценивать как затраты на простое воспроизводство всего производственно-ресурсного потенциала, причем доля затрат на простое воспроизводство живого труда

$$\beta = Z_{0.т} / (Z_{0.т} + A + M), \quad (3)$$

где $Z_{0.т}$ — текущие затраты на оплату живого труда; A — амортизационные отчисления на реновацию; M — текущие материальные затраты.

Показатель β , в свою очередь, можно рассматривать в качестве доли стоимостной оценки (эквивалента) трудового ресурса T_p в общем объеме производственно-ресурсного потенциала $P = \Phi + O_c + T_p$, т. е.

$$\beta = T_p / P. \quad (4)$$

С учетом (3) и (4) $P = \Phi + O_c + \beta P$ или $P = (\Phi + O_c) / (1 - \beta)$. Тогда

$$T_p = Z_{0.т} (\Phi + O_c) / (A + M). \quad (5)$$

Из (5) становится ясной еще одна сущность показателя β , характеризующая пропорцией: стоимостной эквивалент живого труда во столько раз меньше величины совокупного ресурса, во сколько раз текущие затраты на все виды оплаты труда, входящие в себестоимость, меньше аналогичных затрат на простое воспроизводство производственно-ресурсного потенциала.

Можно утверждать, что величина T_p отражает накопленные прошлые затраты на воспроизводство трудового ресурса по аналогии с амортизацией ОПФ. Это, в свою очередь, предполагает равенство норм амортизации ОПФ и эквивалента трудовых ресурсов, что вполне оправдано теоретически, если исходить из допущения, что «старые (непереученные)» кадры могут работать на традиционной технике (технологии) до момента ее физического или морального износа, т. е. до момента, определяемого сроком службы оборудования. Внедрение качественно новых техники и технологии требует повышения квалификации производственного персонала, что, в свою очередь, приводит к дополнительным затратам, не входящим в оплату живого труда этого персонала. Таким образом «срок службы» трудовых ресурсов τ определяется как $\tau = T_p / Z_{0.т} = (\Phi + O_c) / (A + M)$.

Расчеты показали, что в среднем по отрасли связи за период с 1985 по 1990 г. «срок службы» трудовых ресурсов составил 17 лет. Другими словами, этот отрезок был средним сроком службы ресурсов, овеществленных в основных и материальных оборотных средствах. Понятно, что в условиях дефицита средств связи этот фактический период соответствовал сроку службы, только отчасти связанному с периодичностью появления качественно новых техники и технологии.

Естественно, что изменение структуры себестоимости продукции (объема работ) приводит к соответствующему изменению показателя β , а следовательно, T_p и P .

Предлагаемая двойственная трактовка трудового ресурса — живой труд, измеряемый числом производственных работников, и стоимостной эквивалент его — позволяет ввести в обиход еще один показатель: ресурсную оценку одного работника

$$\bar{r}_\tau = T_p / \tau = \bar{z}_\tau, \quad (6)$$

где $\bar{z}$ — уровень средней заработной платы, включаемой в себестоимость продукции (объема работ). Эта ресурсная оценка фактически выступает ценовым эквивалентом затрат живого труда и характеризует накопленные за время τ затраты на оплату труда, входящие в себестоимость. В среднем по отрасли связи за прошедшее пятилетие в б. СССР величина $\bar{r}_\tau$ возросла на 37,5 % (см. табл. 1).

Анализ показателя P рекомендуется начинать с рассмотрения динамики его структуры, позволяющей ответить на вопрос об

Таблица 1

Показатели	Значение показателя за период	
	базисный	отчетный
T_p , тыс. руб.	54 496 901	67 266 488
T , тыс. чел.	1607	1443
$\bar{r}_\tau$, тыс. руб./чел.	33,9	46,6
τ , лет	17,8	16,3
$\bar{z}$, тыс. руб./чел.	1,90	2,85

Таблица 2

Показатели	Значение показателя за период	
	базисный	отчетный
$Z_{0.т}$, тыс. руб.	3 054 570	4 120 901
A , тыс. руб.	1 000 837	1 569 455
M , тыс. руб.	233 924	298 295
Φ , тыс. руб.	21 487 200	29 757 229
O_c , тыс. руб.	542 300	730 517
β , доля единицы	0,7121	0,6881
P , тыс. руб.	76 526 401	97 754 232
T_p , тыс. руб.	54 496 901	67 266 488
K_p , %	40,42	45,32

уровне интенсификации производства. С этой целью можно проследить динамику структурного показателя K_p , отражающего соотношение между производственными фондами и стоимостным эквивалентом трудового ресурса:

$$K_p = (\Phi + O_c) / T_p = (1 - \beta) / \beta. \quad (7)$$

Нарастание данного соотношения во времени отражает рост интенсификации производства.

В табл. 2 приведена динамика структуры совокупного ресурса в целом по отрасли связи в б. СССР. Прежде всего обращает на себя внимание высокая доля затрат на простое воспроизводство живого труда, что говорит о явно недостаточном уровне автоматизации и механизации производственных процессов в отрасли.

Величина K_p показывает, что овеществленный труд в целом по связи составлял 40...45 % от ценового эквивалента трудового ресурса и с течением времени возрастал. В традиционных подотраслях почтовой и телеграфной связи этот показатель еще ниже и не превышает 20...30 %. Для сравнения, в местной телефонной связи и телевидении $K_p > 100$ %, что характеризует высокий уровень интенсификации производства, определяемый значительной автоматизацией производственных процессов в этих подотраслях.

Следует оговориться, что большой уровень T_p и его доля в совокупном ресурсе может явиться результатом несоответствия между средней заработной платой и величиной производительности труда. Частично это подтверждает тот факт, что рост средней заработной платы постоянно опережает рост производительности труда.

Можно сказать, что за срок «службы» на одного среднеспособного работника связи было израсходовано в отчетном периоде 46,6 тыс. руб. (по ставкам и окладам, существовавшим до 1991 г.). Так как на показатель ресурсной оценки влияет изменение $\bar{z}$ и τ (6), представляется возможным определить абсолютное изменение результативного показателя под влиянием каждого фактора. Воспользуемся функциональным методом факторного разложения, описанным в [3]. Тогда $\Delta \bar{r}_\tau^* = \bar{r}_{\tau.6} \Delta \bar{z}_\tau (1 + \Delta \bar{z}_\tau / 2) = 16,3$ тыс. руб./чел. $\Delta \bar{r}_\tau^* = \bar{r}_{\tau.6} \Delta \bar{z}_\tau (1 + \Delta \bar{z}_\tau / 2) = -3,6$ тыс. руб./чел., где $\Delta \bar{r}_\tau^*$ — абсолютный прирост ресурсной оценки за счет роста средней заработной платы; $\bar{r}_{\tau.6}$ — ресурсная оценка базисного периода; $\Delta \bar{z}_\tau$ — темпы прироста средней заработной платы и срока «службы».

Итак, за счет роста средней заработной платы производственного штата в целом по связи на 50 % величина $\bar{r}_\tau$ увеличилась на 16,3 тыс. руб. В то же время, снижение τ на 8,4 % привело к падению $\bar{r}_\tau$ на 3,6 тыс. руб. Так как τ определяется периодичностью внедрения новаций в технике и технологии связи, снижение $\bar{r}_\tau$ по этому фактору следует рассматривать как положительный эффект. Качественную оценку изменения показателя $\bar{r}_\tau$ от фактора средней заработной платы можно получить

только в сравнении с изменением производительности трудового ресурса W_p , выраженного стоимостным эквивалентом, или ресурсоотдачи.

Величина W_p характеризует объем доходов, полученный с единицы стоимостной оценки живого труда, и определяется по формуле:

$$W_p = D/T_p, \quad (8)$$

где D — доходы (выручка на уровне отрасли, подотрасли и собственные доходы на уровне предприятия связи).

Если W_p растет более высокими темпами, чем $\bar{z}$, рост $\bar{p}$ по фактору средней зарплаты следует признать положительным явлением. Тот же вывод можно сделать при сравнении с показателем ресурсоотдачи η_p , который выражает объем доходов, полученный с единицы совокупного ресурса, т. е.

$$\eta_p = D/P. \quad (9)$$

Динамика эффективности использования трудового и совокупного ресурсов в целом по связи приводится в табл. 3.

Рассмотрим совместно показатели производительности живого труда и стоимостного эквивалента трудового ресурса. Оба показателя находятся во взаимосвязи, которая характеризуется пропорцией: величина W во столько раз больше W_p , во сколько раз величина $\bar{z}$ больше совокупного показателя средней нормы амортизации производственных фондов и материальных оборотных средств, т. е.

$$W:W_p = \frac{Z_{от}}{T} : \frac{A+M}{\Phi+O_c}.$$

Для удобства анализа этого выражения представим его в виде:

$$W_p = \frac{A+M}{\bar{z}(\Phi+O_c)} \quad W = \frac{W}{\bar{p}_t}. \quad (10)$$

Влияние каждой составляющей выражения (10) на результативный показатель выявляется с помощью методов факторного анализа.

Данные табл. 3 обеспечивают также анализ экстенсивных и интенсивных факторов прироста конечного эффекта, обусловленного увеличением совокупного ресурса и ростом ресурсоотдачи. С учетом (9)

$$\Delta D_p = D_0 \Delta i_p (1 + \Delta i_n / 2); \\ \Delta D_n = D_0 \Delta i_n (1 + \Delta i_p / 2),$$

где D_0 — объем доходов в базисном периоде; ΔD_p — прирост доходов за счет экстенсивного фактора — увеличения совокупного ресурса; ΔD_n — прирост доходов за счет интенсивного фактора — роста отдачи совокупного ресурса; Δi_p , Δi_n — темпы прироста показателей $\bar{p}_t$ и η_p . Итак, $\Delta D_p = 2709599,9$ тыс. руб., $\Delta D_n = 421413,1$ тыс. руб.

Выражая полученные таким способом значения приростных показателей в процентах к общему приросту доходов, установим, что вклад в него экстенсивной компоненты составляет 86,5 %, а интенсивной — 13,5 %. Последнее говорит о явно недостаточной интенсификации производства в отрасли связи. Заметим, что традиционный подход к анализу факторов роста конечного результата деятельности, связанный с рассмотрением только основных производственных фондов, приводит к количественным оценкам изменения конечного результата, говорящим о том, что снижение показателя фондоотдачи сопровождается потерей доходов.

Углубим анализ, перейдя от комплексных оценок к факторам более частного порядка. В качестве примера рассмотрим группу факторов, находящихся на стороне рабочей силы, и представим показатель доходов D в виде $D = W_p T_p$. С учетом (6) $D = W_p \bar{p}_t T$.

Разложение общего прироста показателя доходов на приросты под влиянием каждого фактора приведет к следующим результатам:

$$D_{w_p} = D_0 \Delta i_{w_p} [1 + (\Delta \bar{p}_t + \Delta i_t) / 2 + (\Delta i_p \Delta i_t) / 3] = 806047 \text{ тыс. руб.} \\ D_{\bar{p}_t} = D_0 \Delta i_{\bar{p}_t} [1 + (\Delta i_{w_p} + \Delta i_t) / 2 + (\Delta i_{w_p} \Delta i_t) / 3] = 3531879 \text{ тыс. руб.} \\ D_{i_t} = D_0 \Delta i_{i_t} [1 + (\Delta i_{w_p} + \Delta i_{\bar{p}_t}) / 2 + \Delta i_{w_p} \Delta i_{\bar{p}_t} / 3] = -1206913 \text{ тыс. руб.}$$

Таким образом рост W_p на 7,4 % привел к абсолютному приросту показателя доходов на 806047 тыс. руб. Увеличение

Таблица 3

Показатели	Значение показателя за период		Темп роста, %
	базисный	отчетный	
D , тыс. руб.	9 583 073	12 714 086	132,7
P , тыс. руб.	76 526 401	97 754 232	127,7
T_p , тыс. руб.	54 496 901	67 266 488	123,4
$\bar{p}_t$, руб./100 руб.	12,52	13,01	103,9
W_p , руб./100 руб.	17,58	18,90	107,5
W , тыс. руб./чел.	5,96	8,81	147,8
$\bar{z}$, тыс. руб./чел.	1,90	2,85	150,0

Таблица 4

Подотрасли	Производительность стоимостного эквивалента трудового ресурса, руб./100 руб.	Показатель* интенсификации (доля единицы)
В целом по связи	18,9	0,453
в том числе:		
почтовая (ПС)	13,5	0,109
междугородная телефонная (МТС)	28,3	0,517
телеграфная (ТГ)	14,3	0,275
городская телефонная (ГТС)	17,5	1,031
сельская телефонная (СТС)	8,5	1,229
проводное вещание (ПВ)	23,7	0,718
радиосвязь и радиовещание (РВ)	44,0	1,038
телевидение и космическая связь (ТВ)	65,8	1,536

* По данным подотраслевого анализа 1990 г.

p на 37,4 % вызвало абсолютный прирост конечного результата в объеме 3531879 тыс. руб. Другими словами, каждый процент прироста величины W_p имел большее содержание, чем процент прироста p , а также оказывал более существенное влияние на конечный результат производственно-финансовой деятельности.

Область применения методов исчисления совокупного ресурса не ограничивается анализом эффективности его использования, так как может быть расширена путем решения задач сравнительного анализа производства, изучения типа экономического роста и оценки технического строения производства.

В качестве примера, проведем анализ зависимости уровня производительности стоимостного эквивалента трудового ресурса (8) от величины показателя интенсификации производства (7). Для получения необходимого объема информации отраслевые показатели представлены в подотраслевой форме (табл. 4).

Как и следовало ожидать, наивысший уровень величины W_p имеет место в междугородной телефонной связи и радиоподотраслях. Это связано с высокой степенью автоматизации производственных процессов, относительно высокой нормой амортизации и более обоснованными тарифами. Несколько странном на этом фоне выглядят подотрасли местной телефонной связи. Однако, если вспомнить, что показатель производительности трудового ресурса измерялся объемом доходов, полученных подотраслями, то напрашивается вывод о наличии наивысшего несоответствия уровня тарифов наличию и затратам ресурсов в этих подотраслях. Последнее особенно прослеживается в сельской телефонной связи, которая убыточна по показателю доходов основной деятельности. Решение проблемы — в увеличении уровня тарифов на услуги местной телефонной связи минимум в 5—6 раз при одновременном вводе системы повременной оплаты.

Анализ распределения подотраслей связи вдоль шкалы значений показателя интенсификации отражает достигнутые уровни автоматизации и механизации технологических процессов. Все подотрасли связи можно разбить на три группы по уровню интенсификации (по структуре затрат).

В группу с наивысшим уровнем следует отнести местную телефонную связь, радиосвязь и вещание, телевидение и космическую связь. Здесь уровень интенсификации в 2,3—3,5 раза выше среднотраслевого показателя. Ко второй группе следует отнести междугородную телефонную связь и проводное вещание, у которых уровень интенсификации всего лишь в 1,1—1,6 раза выше среднотраслевого уровня. И, наконец, в третью группу следует отнести почтовую и телеграфную связь, где уровень интенсификации из-за большого объема ручного труда ниже среднотраслевого.

Если исключить подотрасли местной телефонной связи из анализа, то взаимосвязь показателя производительности стоимостного эквивалента трудового ресурса, рассматриваемого в качестве

Последний очерк Г. В. Брауде

Год назад, 18 марта 1992, скончался крупный отечественный ученый в области радиотехники и телевидения, доктор технических наук, профессор, лауреат Государственной премии Григорий Владимирович Брауде, автор ряда основополагающих трудов и более 100 изобретений.

Его идеи послужили базой реализации многих важных технических решений. Наибольшее значение имеет первое открытие — реактивная обратная связь, поскольку обратная связь свойственна всем естественным и общественным процессам. Теоретические и практические работы Г. В. Брауде в области обратной связи, широкополосного усиления, противощумовой коррекции, передающих телевизионных трубок, апертурной коррекции стали классическими, намного опередив науку за рубежом.

Григорий Владимирович прожил долгую жизнь, имел много учеников и последователей. Опубликованный ниже материал он написал незадолго до смерти, назвав его «Биографическая справка. Очерк о научной работе». Материал, написанный им от третьего лица, был передан в редакцию проф. С. В. Новаковским, с его отзывом и рекомендацией академика Ю. Б. Кобзарева, ушедшего из жизни через месяц после Г. В. Брауде, 25 апреля 1992 г. В рекомендации, в частности, сказано: «Работая сначала в одной лаборатории с Г. В. Брауде, а в дальнейшем — в соседних лабораториях одного из институтов, организованных под руководством академика А. Ф. Иоффе, вплоть до первых месяцев Великой Отечественной войны, я был свидетелем (а вначале и соучастником) его плодотворной творческой деятельности. Некоторые его изобретения производили буквально потрясение в умах окружающих его сотрудников, а некоторые — встречали горячее отрицание даже у крупнейших ученых того времени; так, например, произошло с методом «безлучевого сканирования», долго считавшимся будущим академиком Н. Д. Папалекси ошибочным и неосуществимым. Материал Г. В. Брауде имеет не только исторический интерес, он полезен и в наши дни, ибо содержит описание важных принципов и методов радиофизики, представляющее научно-познавательную ценность... Подобных описаний в нашей научно-технической литературе нет. Публикацию считаю безусловно необходимой».

Из отзыва С. В. Новаковского на очерк, присланный Г. В. Брауде: «...описаны его основные вклады в радиотехнику и телевидение и дана их оценка с точки зрения автора, что представляет большой интерес для широкого круга читателей. В этом очерке автор описывает семь своих широко известных крупных изобретений, не потерявших значения и в наше время и безусловно перспективных на будущее. Эти работы Г. В. Брауде часто упоминаются в отечественных и зарубежных публикациях».

Редколлегия «Электросвязи» приняла решение опубликовать присланный материал с небольшими изменениями редакционного характера и расширенной биографией Г. В. Брауде (свою «биографическую справку» он уложил в треть машинописной страницы). Тем самым журнал отдает дань памяти выдающемуся ученому и инженеру.

Биографическая справка

Григорий Владимирович Брауде родился 15 мая 1906 г. в Витебске в семье бухгалтера. После окончания средней школы в 1923 г. он поступает на физико-механический факультет Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, где слушает курс лекций крупнейших ученых: А. Ф. Иоффе, Я. И. Френкеля, Н. Н. Семенова, А. А. Чернышева, Д. С. Рожанского, Н. Д. Папалекси. Способного студента привлекает радиофизика. Его избирают председателем студенческого научно-технического общества факультета. Г. В. Брауде становится одним из инициаторов создания журнала «Физика и производство» и заместителем редактора. Этот журнал после слияния с журналом «Прикладная физика» начал выходить под названием «Журнал технической физики».

Проявив большие способности к самостоятельным исследованиям и изобретательству, Г. В. Брауде (в Ленинградском физико-техническом институте) защищает дипломный проект на тему «Струнный генератор», по материалам которого в 1929 г. была опубликована первая его статья под названием «Самовозбуждение колебаний струны». Первое авторское свидетельство, совместно с Ю. Б. Кобзаревым, Брауде получил еще во время работы над дипломным проектом в 1928 г.



Вторая статья — «О колебательных системах с безваттной связью», опубликованная в 1931 г., явилась выдающимся вкладом в радиофизику. В работе впервые в мире было дано обобщение принципа обратной связи. Она положила начало при-

результативного, с показателем интенсификации, рассматриваемым как фактор, хорошо описывается регрессионным уравнением $W_p = 3,38 + 38,1K_p$, показывающим, что увеличение показателя интенсификации на один пункт приводит к росту W_p на 38,1 руб./100 руб. Значение коэффициента линейной корреляции, равное 0,974, указывает на то, что дисперсия показателя интенсификации производства, определяемого по структуре затрат, при выбранной форме кривой, отображающей зависимость $W_p(K_p)$, обуславливает дисперсию результативного показателя на 94,8 %.

Вхождение отрасли связи в рыночную экономику неизбежно приведет к изменению структуры затрат, что вызовет цепную реакцию в стоимостной оценке трудового ресурса, его срока «службы», производительности, а следовательно и эффективности использования всего совокупного ресурса. Задача отраслевых

экономики и статистики состоит в прослеживании динамики этих изменений и осуществлении непрерывного их прогнозирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рябцев В., Чистик О. Измерение и анализ производительности общественного труда // Вестник статистики. — 1991. — № 11.
2. Липатов А. Ю. Воспроизводственная диагностика и ее использование в плано-экономической работе отрасли связи. — М., 1986. — Деп. в ЦНТИ «Информсвязь», № 8214—СВ.
3. Беднарски Л. Методы оценки влияния различных факторов на эффективность производства // В сб.: Анализ и оценка результатов деятельности производственных систем. — М.: Финансы, 1978. — 154 с.

Получено 19.06.92

менению отрицательной реактивной и комплексной обратной связи в усилительных устройствах и, наряду с работами А. Л. Минца, обеспечила приоритет страны в изобретении реактивной лампы — основы осуществления частотной модуляции и автоподстройки частоты, широко применяемых в технике связи.

В 1931 г. Г. В. Брауде перешел в электрофизический институт, образованный на базе нескольких отделов физико-технического института.

Переход к телевизионным системам с большим числом строк разложения потребовал разработки усилительных устройств с очень широкой полосой частот. Продолжая, вслед за М. А. Бонч-Бруевичем и А. И. Бергом, исследования в области теории усиления, Брауде создал стройную теорию широкополосных усилителей. Основополагающей работой в этой области явилась статья Брауде «О коррекции частотных и фазовых характеристик усилительных устройств» [1—5], опубликованная в 1934 г. В статье впервые были предложены схемы простой и сложной коррекции усилителей, получившие в дальнейшем повсеместное применение в телевидении, радиолокации, экспериментальной физике. Впервые же был предложен общий метод нахождения оптимальных параметров систем по разложению их частотной и фазовой характеристик в степенной ряд, известный в настоящее время как «метод Брауде», используемый всюду, где применяется частотный метод анализа.

Большое значение для развития электронного телевидения приобрели классические работы Г. В. Брауде по борьбе с флуктуационными помехами в усилителях. Предложенный им способ противошумовой коррекции, приводящий к практически полному устранению тепловых флуктуационных шумов входных цепей и резкому уменьшению дробового эффекта ламп усилителя, дал возможность увеличить отношение сигнал/шум в телевизионном канале в 10—20 раз. Без применения этого способа невозможно представить современное высококачественное телевизионное вещание.

Важной проблемой в электронном телевидении в 30-х годах была передача кино. При принятом в то время стандарте с прогрессивной разверткой проблема была просто и остроумно решена Г. В. Брауде при помощи предложенной им в 1934 г. оригинальной безлучевой передающей трубки, вошедшей в историю телевидения под названием «трубка Брауде». Она позволила впервые в СССР осуществить телекинопередачу с высокой четкостью без паразитных сигналов и градационных искажений.

Вместе с В. Л. Крейцером и З. И. Моделем Г. В. Брауде был одним из научных руководителей строительства Ленинградского телецентра, первого в стране созданного целиком из отечественных материалов, деталей и вакуумных приборов. Телекинопередатчик, установленный в 1937 г., работал на «трубке Брауде» до начала Великой Отечественной войны. Трубка была запатентована за границей и вызвала большой интерес зарубежных специалистов.

В 1938 г. Г. В. Брауде предложил двустороннюю мишень, явившуюся основным элементом самых чувствительных и наиболее распространенных в течение ряда десятилетий трубок типа суперортрикон. Авторское свидетельство Брауде, опубликованное в 1939 г., и его статьи на русском и английском языках закрепляли за Советским Союзом не только патентный, но и литературный приоритет на трубки с двусторонней полупроводящей мишенью вообще и суперортрикон в частности. Первая зарубежная работа в этой области была опубликована только в 1946 г.

Продолжая работать в области телевизионных усилителей, Брауде в 1935—1941 гг. опубликовал ряд оригинальных работ по видеокоррекции на высокой и низкой частоте и о методах простой и сложной противошумовой коррекции.

В 1938 г. за комплекс работ в области радиотехники Г. В. Брауде было присвоено звание кандидата технических наук без защиты диссертации. В марте 1941 г. он защитил докторскую диссертацию.

Война прервала многие интересные работы в области телевидения, проводившиеся в институте. Г. В. Брауде назначается одним из руководителей эвакуации института. С группой сотруд-

ников он работает над военной тематикой, создавая приборы, необходимые Действующей армии, разрабатывает систему опознавания самолетов.

В 1942 г. Брауде возглавляет одну из лабораторий Всесоюзного электротехнического института им. В. И. Ленина, где ведет разработку важных специальных приборов.

Свою педагогическую деятельность Г. В. Брауде начал в стенах Военной электротехнической академии связи им. С. М. Буденного, где в 1935—1936 гг. читал курс лекций по радиоприемным устройствам. Во время войны в Московском энергетическом институте он организует кафедру телевидения и в течение ряда лет читает курс лекций по телевидению. Под его научным руководством в МЭИ проводятся большие научно-исследовательские работы.

В 1945 г. на научной сессии ВНОРиЭ им. А. С. Попова Г. В. Брауде выступает с докладом «Флуктуационные помехи при усилении телевизионного сигнала и чувствительность передающих телевизионных трубок», опубликованном в 1948 г.; впервые была выведена известная формула для расчета предельной чувствительности телевизионных передающих трубок и показаны перспективы использования этих трубок в условиях низкой освещенности. В 1946 г. ему присваивается звание профессора.

По договору с Московским телецентром в МЭИ под руководством Г. В. Брауде была впервые разработана схема с подпитывающим диодом в выходном каскаде строчной развертки, которая стала основой построения одного из самых важных узлов современных телевизоров, позволила повысить их экономичность и снизить стоимость.

В 1948 г. за создание новых методов конструирования радиоаппаратуры Г. В. Брауде был удостоен Государственной премии.

В 1949—1950 гг., совместно с группой сотрудников, Г. В. Брауде был детально разработан новый метод определения оптимальных параметров сложных схем коррекции по их временным характеристикам. Таблицы рассчитанных по этому методу параметров вошли в монографии и справочники по телевизионным и импульсным усилителям.

В 1952 г. Брауде впервые был предложен способ дифференциальной апертурной коррекции, нашедшей в дальнейшем широкое применение в телевизионной технике. В том же году им впервые предложен принцип увеличения отношения сигнала к шуму при радиосвязи путем предискажений телевизионного сигнала в месте передачи. Этот принцип используется при передаче телевизионных сигналов по радиорелейным, кабельным и космическим линиям.

В 1948—1952 гг. Г. В. Брауде участвует в создании одной из первых систем телеметрии, положившей начало важнейшим системам научного и специального назначения. Одновременно под его научным руководством в одном из НИИ электронной промышленности был создан образец советских передающих телевизионных трубок типа ортрикон.

В 1958 г. Г. В. Брауде переходит в НИИ радио. Во вновь созданной им лаборатории была проделана большая работа по совершенствованию системы телекинопередачи. Брауде впервые предложил способ автоматической стабилизации накопления сигнала; реализация способа дала возможность резко расширить диапазон плотностей передаваемых фильмов и улучшить качество их передачи. Разработанная в лаборатории аппаратура электронной обтюрации, являющаяся одним из вариантов этого способа для супериконоскопных камер, была внедрена на большом ширинстве телецентров страны. Одновременно в лаборатории были разработаны и использованы на телевизионной сети новые типы предварительных и промежуточных усилителей, в которых работали предложенные Брауде схемы сложной противошумовой и дифференциальной апертурной коррекции, что позволило резко повысить четкость изображения и отношение сигнал/шум как в кино, так и в студийных каналах.

Под руководством Брауде в лаборатории разработаны корректоры произвольных линейных искажений, которые были успешно применены для коррекции телевизионных линий большой протяженности. Нелинейная апертурная коррекция, предложенная им в 1961 г., положила начало широко развернувшимся работам по улучшению качества изображения.

Г. В. Брауде был одним из инициаторов создания журнала «Техника кино и телевидения» и членом его редколлегии со дня основания журнала.

Он был награжден медалями и грамотами, получил звание «Почетный радист». Г. В. Брауде был членом ВКП(б) с 1926 г. по 1930 г. Его исключили из партии за защиту профессора Д. С. Рожанского, подвергнувшегося репрессиям.

В 1973 г., в связи с ухудшением здоровья, Г. В. Брауде ушел из НИИР на пенсию. Работал с аспирантами, занимался литературным трудом.

История науки и техники знает немало примеров быстрого старения изобретений и замены их новыми, более современными. Профессор Брауде относится к числу тех счастливых ученых, чьи открытия и изобретения, сделанные на протяжении нескольких десятилетий, практически без изменений находят применение по настоящее время. Даже такое давнее его предложение, как использование самовозбуждения колебаний струны в технике измерения деформации, связанное с его дипломной работой,

применяется до сих пор для построения датчиков, фиксирующих с большой точностью деформации в толще бетонных стен плотин гидроэлектростанций.

Основные черты Г. В. Брауде как ученого — широта научного кругозора, глубокое проникновение в сущность физических процессов. Талант ученого и инженера позволял ему не только выдвигать оригинальные идеи, но и, преодолевая технические и организационные трудности, добиваться их реализации.

Всех, кто общался с Г. В. Брауде, поражали его удивительная скромность, высокая требовательность к себе. Он являл собой пример неутомимого ученого, глубоко принципиального в решении научных проблем, всегда одухотворенного новой научной идеей.

Прораб прогресса, человек высокой культуры Г. В. Брауде останется навсегда в летописи истории радиотехники и электросвязи.

* * * *

Очерк о научной работе

Реактивная обратная связь

Вскоре после окончания Ленинградского политехнического института в 1929 г. Г. В. Брауде сделал одно из основополагающих открытий в радиотехнике, предложив новый вид обратной связи, названной им «безваттной» [2]. Теперь эту обратную связь принято называть «реактивной», при которой в систему вводится напряжение, пропорциональное производной или интегралу основного напряжения системы. Реактивная обратная связь приводит не к изменению затухания, а к изменению собственной частоты системы. Реактивная обратная связь использовалась вначале в технике частотной модуляции, а сейчас широко применяется в различных областях [3].

Частотная коррекция видеоусилителей

В 1934 г. Г. В. Брауде предложил метод коррекции частотной характеристики усилителя путем включения дополнительных элементов, в основном индуктивностей, в состав его каскадов и метод определения их величин путем приравнивания к нулю коэффициентов разложения в ряд Маклорена или Тейлора частотной характеристики усилителя [4]. Этот метод коррекции, часто называемый «методом Брауде», широко применяется у нас в стране и за рубежом [5].

Противошумовая коррекция видеосигнала

В 1933 г., анализируя шумы усилителя, Г. В. Брауде разработал способы противошумовой коррекции, увеличивающей отношение сигнала к шуму в десятки раз на выходе предварительного видеоусилителя (ПВУ) в передающей телевизионной камере. Преобразователь света создает видеосигнал на резисторе нагрузки, включенном на входе ПВУ, а резистор — флуктуационные (тепловые) шумы.

Способ повышения отношения сигнал/шум путем использования большой величины сопротивления резистора получил широкое применение под названием простой противошумовой коррекции. Брауде предложил и способ сложной противошумовой коррекции видеосигнала, при котором выход преобразователя света в сигнале присоединяется ко входу ПВУ через индуктивность (дроссель), так что выходная емкость преобразователя и входная емкость ПВУ разделены этой индуктивностью и образуют П-образное звено ФНЧ. Подбором индуктивности получают резонанс на средних частотах спектра видеосигнала, в результате чего напряжение видеосигнала на этих частотах повышается и отношение сигнал/шум растет.

Современные широкополосные телевизионные усилители вообще немыслимы без разработанной Г. В. Брауде противошумовой коррекции.

Безлучевое сканирование

В течение 1938—1940 гг. на первом Ленинградском телевизионном центре эксплуатировалась телекинопередающая система с безлучевой трубкой, основанной на предложенном Г. В. Брауде в 1934 г. принципе безлучевого сканирования [6].

Безлучевая трубка Брауде (получившая впоследствии названия «трехэлектродный фотоэлемент», «электростатотрон», «статотрон») состоит из двух параллельных пластин, между которыми перпендикулярно расположен нитевидный фотокатод. Если между пластинами приложить некоторое постоянное напряжение, а к фотокатоду — пилообразное напряжение с размахом, равным величине постоянного напряжения, то каждому мгновенному значению пилообразного напряжения будет соответствовать эквипотенциальная поверхность электрического поля между пластинами. На ее пересечении с фотокатодом на нем образуется точка нулевого электрического поля, делящая фотокатод на две части, с первой из которых при проектировании на него строки изображения электроны направляются на положительную пластину, а со второй — электроны возвращаются обратно на фотокатод.

Если включить в цепь между фотокатодом и положительной пластиной некоторое дифференцирующее устройство, то напряжение на нем будет пропорционально освещенности в точке нулевого поля, перемещающейся вдоль фотокатода со строчной частотой.

Сканисторы и другие безлучевые сканирующие устройства

В 1966 г., через 32 года после изобретения безлучевой трубки, был предложен и получил распространение в нашей стране и за рубежом сканистор — безвакуумный вариант трубки Брауде [7].

Однострочный сканистор представляет собой серию элементарных ячеек из последовательно включенных фотодиодов и блокирующих диодов. Подавая на цепь фотодиодов пилообразное напряжение, а на цепь блокирующих диодов — ряд постоянных напряжений, запирающих фотодиоды, можно получить схему, в которой цепь фотодиодов эквивалентна сплошному фотокатоду, а цепь блокирующих диодов — эквивалентным поверхностям электрического поля в трубке Брауде. Напряжение на сопротивлении, включенном в цепь фотодиода, пропорционально световому потоку, падающему на эту цепь. Дифференцированием этого напряжения получают напряжение, пропорциональное освещенности в точке нулевого поля, перемещающейся вдоль однострочного сканистора.

Разработка однострочного сканистора стимулировала разработку многострочных сканисторов, в том числе с накоплением заряда.

Передающая трубка с мишенью Брауде

Двусторонняя мишень с емкостной связью, называемая обычно «мишенью Брауде» и являющаяся основным элементом суперортотрона, была предложена Г. В. Брауде еще в 1938 г. Она представляет собой очень тонкую диэлектрическую пластину, поперечная емкостная проводимость которой во много раз больше поверхностной.

Электрические заряды, образованные изображением, с одной стороны этой пластины почти без потерь переходят на другую сторону пластинки, заряжая емкость между этой стороной пластинки мишени и источником электронного луча, разряжающим емкость. В ней между сторонами пластинки мишени образуются остаточные заряды, которые накапливаются от кадра к кадру и нарушают механизм передачи зарядов с одной стороны мишени на другую. Во избежание этого мишень, кроме большой емкости между ее сторонами, должна обладать также некоторой омической поперечной проводимостью, нейтрализующей остаточный заряд и препятствующей его накоплению от кадра к кадру.

Описанная двусторонняя мишень с емкостной связью, обеспечивающая максимальную чувствительность и совершенство работы суперортотрона, может с успехом применяться в сочетании с другими телевизионными передающими трубками.

Апертурная коррекция

В 1952 г. Г. В. Брауде предложил способ коррекции апертурных искажений при помощи двойных дифференцирующих цепей. Этот способ широко применяется до сих пор [10].

Апертурная коррекция видеосигнала применяется для компенсации так называемых «апертурных искажений» в нем, созданных преобразователем света в видеосигнале вследствие конечных размеров сканирующего элемента. Такие искажения приводят к ослаблению высоких частот в спектре сигнала и проявляются как расширение краев импульсов сигнала, что снижает разрешающую способность преобразователя света. Апертурная коррекция осуществляется по горизонтали (вдоль строк) и по вертикали (поперек строк).

Г. В. Брауде предложил так называемый дифференциальный апертурный корректор по горизонтали (т. е. в интервале строк развертки), в котором производится последовательное дифференцирование видеосигнала. Полученные с помощью дифференцирующих цепей производные с соответствующими фазами добавляются к входному (исходному) сигналу. Производные отличаются от нуля в тех интервалах времени, в которых величина напряжения сигнала изменяется (передний и задний края импульсов). После усиления первые гармоники этих производных подаются — непосредственно или через фазоинверторы — в соответствующие точки широкополосной линии задержки, на вход которой подан исходный сигнал; задержки исходного сигнала в точках сложения равны задержкам его производных. Обычно применяют только первую и вторую производные (вторая подается на линию задержки через фазоинвертор).

ЛИТЕРАТУРА

1. № 18355 от 21 декабря 1928 г. Г. В. Брауде (совместно с Ю. Б. Кобзаревым). Струнный осциллятор.
2. Брауде Г. В. О колебательных системах с безвзвешенной обратной связью // ЖТФ. — 1931. — № 1.
3. Чистяков Н. И. Радиоприемные устройства. — М.: Сов. радио, 1978. — С. 25—28.
4. № 38699 от 23 октября 1933 г. Г. В. Брауде. Способ получения широкополосного усилителя без частотных и фазовых искажений.
5. Зворыкин В. К. и Мортон Ф. А. Телевидение. — М.: Иностранная литература, 1956. Гл. 13, с. 374.
6. № 35908 от 10 апреля 1933 г. Г. В. Брауде. Способ устранения шума в усилителе.
7. Брауде Г. В. Новая система телевидения // ЖТФ. — Т. VII. — 1937. — № 15.
8. Варбанский А. М. Телевидение. — М.: Связь, 1973. — С. 224—226.
9. № 55712 от 3 февраля 1938 г. Г. В. Брауде. Катодная передающая телевизионная трубка.
10. № 104425 от 14 июня 1952 г. Г. В. Брауде. Способ коррекции апертурных искажений, вносимых в телевизионный сигнал.
11. Г. В. Брауде: К 60-летию со дня рождения. — М.: НИИР, 1966.

Материал подготовила И. Свердлова

СЕМИНАР ПО ЛИНЕЙНЫМ СООРУЖЕНИЯМ ГОРОДСКИХ И СЕЛЬСКИХ СЕТЕЙ

Справки по телефонам:
Санкт-Петербург (812) 296-60-94.
Псков (81122) 3-88-21.

С 23 по 25 июня 1993 г. в Пушкинских Горах (Псковская обл.) ЛОНИИС совместно с Псковским областным правлением РНТОРЭС им. А. С. Попова проводят семинар на тему «Повышение эффективности использования линейно-кабельных сооружений городских и сельских сетей электросвязи».

Планируются доклады, посвященные традиционным кабелям местных сетей, эксплуатации оптических кабелей, цифровым системам передачи, электромагнитной совместимости цепей дискретной и аналоговой информации, контролю исправности муфт на кабельных линиях ГТС, технологии восстановления замкнутого кабеля.

МЕЖДУНАРОДНАЯ ХРОНИКА

TELECOM
FINLAND

«ДОБРО ПОЖАЛОВАТЬ В КОМАНДУ GSM!»

Неторопливая жизнь столицы Финляндии была отмечена в минувшем декабре довольно заметным событием — там состоялся Пятый семинар северных стран по подвижной радиосвязи. Конечно, это мероприятие можно было бы отнести к разряду регионального, если бы в нем участвовали лишь скандинавы и датчане. В Хельсинки же съехались видные ученые и специалисты большинства стран Европы, Северной Америки и Австралии, что превратило встречу в весьма представительную международную конференцию. Удивительного в том нет ничего: достижениями северной «четверки» в создании и развитии сотовых сетей интересуются во всем мире. Семинар, проводимый каждые два года, поочередно проходит в столицах Финляндии, Швеции, Норвегии, Дании и патронируется их национальными операторами связи. На этот раз гостей принимала компания Telecom Finland, которую у нас знают по организованному с ее участием совместным предприятиям в Москве, Санкт-Петербурге и Мурманске, а также консорциуму North-West GSM (см. вставку в «Электросвязи», № 12, 1992 г.). Нашему корреспонденту, побывавшему в Хельсинки в дни работы семинара, удалось встретиться с двумя наиболее авторитетными фигурами этой компании — директором Telecom Finland International Кристером Ньюкомпом и председателем группы MoU-GSM Кари Мартиненом, согласившимися дать интервью «Электросвязи».

В Восточной Европе, в том числе в государствах СНГ и Балтии, наряду с политическими и экономическими преобразованиями, сегодня идет и процесс реформы в области телекоммуникаций. О Финляндии в этой связи вспоминают как о примере страны «поголовой» телефонизации, где эффективно взаимодействуют государство и частные телефонные компании. Поскольку «Телеком Финланд» — предприятие государственное, то было бы интересно узнать, в чем состоит его роль!

Кристер Ньюкомп: Я, прежде всего, хотел бы уточнить одну существенную деталь. «Телеком Финланд» — это государственная компания, стоящая на пороге приватизации. В 1994 году она станет акционерным обществом, правда, на первых порах тоже государственным. В дальнейшем наши акции, возможно, станут продаваться на бирже так, как это делали в Англии в 70-х и 80-х годах. Правительство Финляндии заинтересовано в полной демонализации связи, которая будет способствовать повышению качества услуг и их удешевлению.

Вы правильно сказали, что городские телефонные сети находятся у нас в частных руках, но я бы добавил — в руках 50 частных монополистов. С их монополией тоже будет покончено, и этим телефонным компаниям придется работать

в условиях рыночной конкуренции. Нам же предстоит расстаться с имеющейся пока у «Телеком Финланд» монополией на междугородную связь, а также на местные телефонные сети в некоторых областях Восточной и Северной Финляндии. Что касается международной связи, то она еще некоторое время будет «принадлежать» нам. После проведения в жизнь всех намеченных преобразований государство уже не сможет использовать телетрафик как своего рода средство налогообложения и будет взимать налоги с прибыли фирм, занятых предоставлением услуг связи.

— Регулирующие функции останутся у Министерства транспорта и связи — вашего нынешнего владельца!

К. Н.: Конечно, однако после приватизации нашей компании ее акциями будет обладать не Министерство транспорта и связи, а Министерство торговли и промышленности. Так можно будет исключить любые ведомственные злоупотребления.

Но все это, хотя и в недалеком, но будущем. Поэтому вернусь к вашему первому вопросу. Сегодня «Телеком Финланд» — это национальный оператор связи, не столь большой, как в других странах, но, тем не менее, имеющий ежегодный оборот один миллиард долларов. Развитие связи в Финляндии всегда относилось к одной из приоритетных задач, успешное решение которой послужило ощутимым импульсом для продвижения вперед нашей экономики и общества. В 1992 году мы завершили процесс цифровизации магистральных сетей связи, в 1993 году то же произойдет на городских и сельских сетях.

Телефонизация у нас действительно стала почти «поголовной»: в Хельсинки, к примеру, 96 семей из 100 имеют телефон. Такой плотности нет ни в одной европейской столице. В этом отношении мы даже обогнали Стокгольм, хотя по общей телефонной плотности в пределах страны шведы идут впереди.

— Господин Ньюкомп, вы не упомянули об еще одной важной сфере деятельности «Телекома» — развитии сети подвижной сотовой радиосвязи.

К. Н.: Можно сказать, что сотовые сети — наше любимое детище. В Финляндии мы управляем ими с 1972 года. Сегодня у нас есть 350 тысяч абонентов радиотелефонов систем NMT-450 и NMT-900, 35 тысяч абонентов старой неавтоматизированной системы, работающих в диапазоне 160 МГц, и первые две тысячи пользователей новых цифровых радиотелефонов GSM.

Радиотелефонная связь — это еще и важнейшая статья нашей международной деятельности, роль которой особенно возрастет после приватизации «Телекома», когда последует неизбежное снижение доли его участия в телекоммуникационном бизнесе на территории Финляндии.

Прежде всего, мы весьма заинтересованы в развитии отношений с государствами СНГ и Балтии, где уже добились очевидных успехов.

Вы, возможно, знаете, что в Эстонии и Латвии работают совместные предприятия с участием финского и шведского «Телекома», а также местных операторов связи, занятые созданием сети NMT-450. Если все пойдет, как было задумано, то к концу 1993 года эта сеть охватит всю Эстонию, а к концу 1995 года — всю Латвию. Само собой, большие надежды мы возлагаем на консорциум «Северо-Западный GSM», представивший свое предложение на конкурс проектов сети GSM для России*.

— Чем еще, кроме подвижной связи, намерена заниматься ваша компания в республиках бывшего СССР!

К. Н. Вместе со шведскими коллегами планируем организовать еще одно СП в Эстонии, которое бы взялось за развитие сети связи этой республики, так, чтобы через десять лет телефонная плотность там достигла 35—40 телефонов на сто человек. В России же совместно с «Ленэнерго» готовим к сдаче оптическую линию связи между финским городом Лаппенранта и Санкт-Петербургом. Таковы наши ближайшие планы.

Хочу отдельно остановиться на состоянии дел с нашими российскими партнерами. С ними мы образовали три совместных предприятия — «Теленорд» в Мурманске, «Ленфинком» в Санкт-Петербурге и «Инфоком» в Москве, работа которых сегодня набирает неплохие темпы.

— Чем они заняты!

К. Н.: «Теленорд» — организацией сети NMT-450 на Кольском полуострове, «Ленфинком» — международной связью в Санкт-Петербурге и передачей данных в режиме пакетной коммутации, «Инфоком» также предоставляет услуги по передаче данных.

Развивается сотрудничество и в приграничных с Финляндией районах России, соглашение о котором было подписано осенью с вашим Министерством связи. Там мы планируем создать сотовую сеть NMT-450, для чего установим недалеко от границы несколько базовых станций, подключенных к финской сети. Когда же число абонентов будет достаточно велико, смонтируем и коммутационную станцию. Кстати, по тому же пути мы шли и в странах Балтии.

— Волей-неволей мы все время возвращаемся к теме подвижной связи, актуальность которой действительно трудно пе-

* Когда верстался номер, стало известно, что проект консорциума по созданию цифровой сотовой сети GSM в Санкт-Петербурге и Ленинградской области признан лучшим среди представленных на конкурс по этому региону (см. с. 43).

реоценить. Особый интерес во всем мире, в том числе и у нас, сегодня проявляется к цифровой системе GSM, коммерческая эксплуатация которой уже началась в Европе прошлым летом. Сколько же времени потребовалось на то, чтобы сделать GSM реальностью!

Кари Мартинен: Около десяти лет. Впервые о необходимости создания общеевропейской системы сотовой радиосвязи было сказано в 1979 году на встрече «родителей» системы NMT — скандинавской и голландской администраций связи. Хотя в то время сеть NMT еще даже не была сдана в коммерческую эксплуатацию, стали задумываться, что придет ей на смену. Решили создать систему, абоненты которой смогли бы пользоваться радиотелефонами не только в пределах своей страны, но и при переездах из одного европейского государства в другое.

В 1982 году Европейская организация администраций почты и связи (CEPT) одобрила образование рабочей группы, получившей название Groupe Special Mobile, или сокращенно — GSM. До 1987 года в работе группы принимали участие только члены CEPT, затем стали приглашать представителей промышленности разных стран, поскольку процесс создания новой цифровой системы был сопряжен со значительными техническими трудностями. В то же время, операторы связи не хотели посвящать промышленные круги во все детали организации будущей сети, стремясь сохранить коммерческую тайну. Поэтому операторы объединились в отдельную группу, чтобы свободно обсуждать связанные со строительством сет GSM проблемы.

— Своего рода, «клуб» операторов, который в дальнейшем получил название «Меморандум о договоренности» — MoU GSM, председателем которого вы, господин Мартинен, ныне являетесь?

К. М.: Именно так. Система GSM оказалась чрезвычайно сложной, потребовалось выработать довольно много документов, регламентирующих ее работу. Меморандум взял это на себя. В 1987 го-

ду в организацию вошли 13 европейских операторов связи, ныне их уже 18. Добавились и неевропейские страны — Австралия, Новая Зеландия, Арабские Эмираты, Катар, Гонконг, Сингапур, ЮАР. Статус наблюдателей получили кандидаты в члены MoU — Китай, Кипр, Венгрия, ЧСФР, Словения, Иран, Пакистан и другие. Учитывая, что и Россия будет создавать сеть GSM, могу сказать, добро пожаловать в нашу команду.

— Получается, не будешь членом Меморандума — не получишь права на использование в своей стране системы GSM! Почему нужно обязательно вступать в MoU?

К. М.: Прежде всего, никто никого не заставляет быть членом Меморандума и никому не запрещено самостоятельно развивать сеть GSM после получения соответствующей лицензии. Наша организация сугубо добровольная, однако не быть ее членом значит обречь себя на «изобретение велосипеда». За время существования MoU были выработаны 122 базовых документа, на основании которых осуществляется предоставление услуг, роуминг, согласование сетевых интерфейсов и многие другие важные процедуры. Причем без 75 из этих документов просто невозможно построить жизнеспособную сеть. Разумеется, доступ к ней могут получить только члены MoU.

Помимо упомянутых документов, MoU предоставляет своим членам информацию об алгоритмах GSM, обеспечивающих идентификацию абонентов и защиту их терминалов от несанкционированного доступа.

Хочу обратить внимание на то, что MoU не занимается техническими вопросами. Они находятся в компетенции специальной технической комиссии, работающей в рамках Европейского института по стандартизации систем связи (ETSI).

— Какие требования предъявляются к членству в Меморандуме?

К. М.: Во-первых, нужно иметь лицензию на право эксплуатации системы GSM,

во-вторых, выделить для GSM необходимую полосу частот, наконец, обладать примерным планом внедрения системы. Затем подписываются сам Меморандум и Приложение к нему, а также лицензионное соглашение, касающееся прав использования аббревиатуры GSM и «фирменного» логотипа. После этого следует процедура голосования среди членов MoU. Кстати, каждая страна может обладать различным числом голосов, в соответствии с которым определяется доля ее финансового участия в MoU.

— Сеть GSM функционирует в Европе всего полгода. В каких странах и много ли там абонентов GSM?

К. М.: Эксплуатация начата в Финляндии, Швеции, Норвегии, Дании, Германии, Швейцарии и Англии. Опытные зоны работают во Франции, Италии и Бельгии. А вот самих пользователей пока немного. Больше всего в Германии — около ста тысяч, а у нас в Финляндии, как уже сказал господин Нюкопп, — только две тысячи.

— Удобство и высокое качество радиотелефонной связи стандарта GSM дают повод говорить о ней, как о «пределе мечтаний». Так ли это?

К. М.: Прогресс, в том числе и технический, не имеет пределов. То же можно сказать и о радиотелефонной связи. Следующий за GSM этап ее развития — создание универсальной подвижной телефонной системы, функционирующей в интеллектуальной сети. У абонента будет лишь карточка, наподобие карточки GSM, с помощью которой он сможет пользоваться любым стационарным телефонным аппаратом или сотовым радиотелефоном как своим собственным. Достаточно будет вставить эту карточку в терминал. Несмотря на кажущуюся фантастичность проекта, предполагается, что первая коммерческая эксплуатация системы начнется в 2004 году.

Беседовал Р. Левин

ТРЕТЬЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ISFOC'93

26—30 апреля 1993 г. в Санкт-Петербурге будет проходить третья Международная конференция по волоконной оптике ISFOC'93. Первые две конференции заложили основу сотрудничества между западными производителями и их партнерами в России и других странах СНГ.

На ISFOC'93 будут представлены зарубежные и отечественные, как действующие, так и перспективные, системы волоконно-оптической связи (ВОС). Конференция посвящена изучению широкого спектра проблем ВОС: финансированию, реализации, совместному производству, установке оборудования, испытаниям линий, менеджменту.

Специалисты стран СНГ поделаются опытом внедрения волоконно-оптических кабелей связи. В ходе семинаров участники конференции смогут ознакомиться с западным стилем маркетинга, особенностями проектирования и эксплуатации техники ВОС за рубежом. Это будет отличной возможностью для мелких и крупных фирм СНГ завязать деловые контакты. Все предложения будут оформлены в виде документов и обсуждены на семинарах.

Доклады конференции будут сгруппированы по следующим направлениям:

Применение:

магистральная связь; внутризональные сети; местная связь; прокладка кабелей в зданиях; промышленность; аэрокосмические исследования; источники питания; железные дороги; нефте- и газопроводы; подводные кабели; кабельное телевидение и др.

Эксплуатация и обслуживание:

проверка и измерения; установочная техника; сетевое обслуживание.

Технология:

волоконно; кабели; соединители; активные компоненты; пассивные компоненты; волоконно-оптические датчики; системы ВОС.

Основные запланированные проекты и предложения:

рыночные возможности в России и других странах СНГ; финансирование волоконно-оптических проектов.

Организаторы конференции:

Санкт-Петербургский институт связи им. М. А. Бонч-Бруевича и Information Gatekeepers, Inc. (USA).

Для контактов:

Телефон: (812) 315-56-95. Факс: (812) 315-17-01. Телекс: 121345 PTB SU LEIC

ЕВРОПА СТАНЕТ БЛИЖЕ

Завершился конкурс проектов сотовых сетей GSM для России

Объявленный прошлой осенью Министерством связи России, конкурс был призван определить лучшие проекты цифровых сотовых сетей подвижной радиосвязи стандарта GSM для 12 регионов страны. Как известно, этот стандарт диапазона 900 МГц не так давно был рекомендован для принятия у нас в качестве федерального, что и стало причиной организации тендера. На стол независимой Конкурсной комиссии, в состав которой вошли представители промышленности, крупных НИИ и областных администраций, легли 13 проектов-предложений от 12 российских, смешанных и иностранных фирм. Подведения итогов с нетерпением ожидали не только конкурсанты, но и вся связистская общественность, и вот, наконец, после более чем двухмесячной работы комиссии были названы победители этого необычного соревнования.

Итак, прежде всего о результатах тендера. В Москве и области лицензию на создание сети GSM получит совместное российско-канадское предприятие, M-Bell (MGTC и Bell Canada), представившее на конкурс проект «Мобильная Москва». Отдельно был отмечен проект производственно-коммерческой фирмы «Кракор» для подмосковного города Сергиева-Посада, которая вместе с ассоциацией «Радиотелефон» (BAPT) также получит лицензию на организацию там сети GSM.

Для Санкт-Петербурга и Ленинградской области лучшим признан проект консорциума North-West GSM (см. вкладку в «Электросвязь», № 12, 1992 г.). Несмотря на то, что консорциум «обошел» своего конкурента из США — компанию US West, ему было рекомендовано объединить с ней усилия по реализации проекта в Санкт-Петербурге и области, поскольку US West уже обладает опытом работы в этом регионе.

Хотя американцы из US West уступили своим скандинавским конкурентам в городе на Неве, зато победили сразу в восьми других областях — в Нижнем Новгороде, Перми, Новосибирске, Сочи, Петропавловске (Камчатская область), Благовещенске (Амурская область), Владивостоке (Приморский край), Хабаровске. Причем в последних пяти регионах выиграли совместные проекты US West и BAPT.

В Самаре созданием сети GSM займется Средневолжская межотраслевая ассоциация радиотелекоммуникационных систем «СМАРТС» (проект подготовлен московской фирмой «ОКОТОД»), а в Республике Башкортостан — международная коммерческая компания «Баштелеком».

Комментируя итоги тендера, председатель комиссии генеральный директор ЦНИИС Л. Е. Варакин отметил, что проведение конкурса — это начальный этап создания в России сотовой сети диапазона 900 МГц, получившей название СПС-900. Сеть будет интегрирована с европейской сетью GSM и сетями GSM на других континентах. Строительство СПС-900 будет вестись на основе единых эксплуатационно-технических требований с учетом интересов отечественной промышленности, инвесторов и операторов связи. Управление сетью будет также осуществляться с использованием единых принципов.

Все региональные проекты построены на валютной самокупаемости. В 1996 г. удельные затраты на одного абонента составят 1,3—6 тыс. долл. США, а средний процент охвата населения цифровой сотовой связью при выделенной полосе 3...4 МГц — 0,05...1 % (не менее 30 тыс. абонентов). Предполагается, что через 10 лет после начала работы сети СПС-900 (кстати, практически каждый проект предусматривает ввод в строй сетей GSM уже в текущем году) число абонентов достигнет 500—700 тыс. Что касается платы за пользование цифровыми радиотелефонами, то пока лишь была сообщена величина среднего годового тарифа, которая, по предварительным данным, будет находиться в пределах 1,5—4 тыс. долл.

В заключение торжественной церемонии подведения итогов конкурса министр связи России В. Б. Булгак обратил внимание присутствовавших на то, что сеть СПС-900 охватит все добывающие и перерабатывающие регионы страны, ее главные деловые центры. Цифровая сотовая связь ускорит интеграцию России в европейское и мировое телекоммуникационное пространство, будет способствовать росту активности отечественных и иностранных бизнесменов на нашем рынке. Важно и то, что впервые для создания коммерческой сети связи в России будет использоваться прежде «закрытый» диапазон 900 МГц, а значит можно говорить о начале конверсии частотного спектра.

Поздравив победителей, министр выразил надежду на то, что они привлекут к работе по строительству сети GSM те организации и фирмы, проекты которых заняли второе и третье места. Их опыт поможет сделать общую работу более эффективной. Если так произойдет, то никто из участников конкурса не останется в проигрыше.

Р. Левин

НОВЫЕ КНИГИ

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»

доводит до Вашего сведения, что в 1993 г. планируется выпуск монографии Маслова О. Н. «УСТОЙЧИВЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИКЕ»

Эта монография — первая у нас в стране и за рубежом работа, посвященная вопросам использования устойчивых вероятностных распределений при решении задач статистической радиотехники. Она содержит оригинальные научные и практические результаты и может представлять интерес для специалистов, занимаю-

щихся в области прикладной теории вероятностей, радиофизики и радиотехники, а также для студентов и аспирантов этих и смежных специальностей.

Книга содержит изложение узловых моментов, присущих общей трактовке центральной предельной теоремы теории вероятностей, следствие которой — устойчивые распределения, обобщающие нормальный закон. Предложен метод численного анализа устойчивых законов для одно-, двух- и трехмерных распределений, используемый для решения конкретных задач по моделированию шумовых, многолучевых и сложных по пространственной структуре радиосигналов и волновых электромагнитных полей, с обнаружением сигналов на фоне помех, статистикой поля антенны с фазовыми ошибками, автоматическим выбором

ветвей разнесенного приема, оценкой погрешности измерения напряженности поля и т. д. На основе устойчивых распределений впервые рассматриваются задачи по излучению случайных несинусоидальных сигналов антеннами произвольной конфигурации, измерению и нормированию уровней их электромагнитных полей. Приведены практические результаты применения полученных данных для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в интересах улучшения электромагнитной экологии.

Объем монографии 10 л., ориентировочная цена 30 руб.

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



LANCIER

ОБОРУДОВАНИЕ ФИРМЫ «ЛАНСЬЕ» для повышения надежности сетей кабелей связи

Небольшая по современным меркам (число сотрудников — около 300) фирма «Лансье» была основана в Мюнстере (ФРГ) в 1905 г. Уже в 1910—1913 гг. на фирме был создан первый станок для протяжки кабеля в телефонной канализации, который сразу же нашел применение при строительстве сетей Немецкой почты. Сегодня фирма «Лансье» (оборот 68 млн. немецких марок), имеющая свои представительства в 23 странах Европы, включая бывший СССР, и в 28 странах других континентов, выпускает обширную гамму устройств для прокладки, транспортирования, монтажа кабелей, а также системы содержания кабелей под избыточным давлением и автоматизированные системы контроля кабельных сетей.

Успешная реализация продукции фирмы во многих странах мира, включая США, Великобританию, Францию и, конечно, Германию, где фирма «Лансье» — монополист в области поставки Немецкой почте (DBP) систем содержания кабелей под избыточным давлением, подтверждает высокий технический уровень оборудования, используемого как в процессе строительства, так и при эксплуатации кабельных сетей металлических и оптических кабелей. Представляя нашим читателям оборудование фирмы «Лансье», ограничимся рассмотрением автоматизированных систем контроля сетей кабелей связи. По оценкам специалистов, они весьма перспективны и хорошо зарекомендовали себя при строительстве кабельных линий в процессе телефонизации новых земель в объединенной Германии.

DW-система контроля кабельной сети; состоит из автоматизированной центральной станции контроля DW-1005E, сенсорных датчиков и центра данных DW-2003, включающего передатчик команд управления и приемник данных с графическим дисплеем.

Для контроля кабеля или каких-либо других устройств, например, компрессоров, создающих избыточное давление в кабелях, аккумуляторных батарей и т. д. разработан ряд высокоточных датчиков, преобразующих физические величины (давление, влажность, температуру, напряжение, ток и пр.) в электрические сигналы.

Так, датчик давления PT×A210 (рис. 1) преобразует давление воздуха от 700 до 2100 мбар (абсолютное давление) в синусоидальный сигнал частотой от 700 до 2100 Гц, т. е. изменение давления на 1 мбар вызывает изменение частоты сигнала на 1 Гц; погрешность преобразования — менее 0,25 % в диапазоне давлений от 700 до 2700 мбар и температур от —5 до +50 °C; электрическая прочность изоляции относительно земли — не менее 1500 В постоянного тока; ток питания 50 мкА (в покое) и 5,4 мА (в режиме передачи); диапазон рабочих температур — от —20 до +70 °C.

Датчик PT×A210, выполненный из современных компонентов с применением технологии монтажа на поверхности (SMD), управляется кварцованным датчиком времени, генерирующим

128 временных «окон», длительностью 2 с каждое. В каждом датчике перед установкой в кабельную муфту, контейнер и т. п. с помощью перемычек кодируется адрес (номер) временного окна, в котором этот датчик будет работать. В течение времени, отведенного для работы данного датчика, происходит модуляция протекающего через него постоянного тока синусоидальным сигналом с частотой, пропорциональной контролируемому давлению.

Следует отметить, что к одной паре кабеля или каналу тональной частоты может быть подключено до 127 датчиков, данные измерения с которых передаются на центральную станцию. Время передачи — 256 с; габаритные размеры датчика — 85×28×15 мм; масса — 30 г.

Другие разновидности выпускаемых датчиков работают по аналогии с датчиком PT×A210.

Приведем некоторые характеристики этих датчиков: датчик повышенного давления HPT×A (максимально до 200 бар; погрешность — менее 2 %), влажности HT×A (диапазон 10—90 %; погрешность — менее 5 %), расхода воздуха FT×A200 (0—200 л/ч; погрешность — менее 3 %), уровня воды PT×A150 г, измеряемого по создаваемому ею давлению (диапазон 0—1500 мбар, точность — 1 %), температур TT×A (диапазон — 10—+60 °C и 0—+100 °C; погрешность — менее 2 %), напряжения UT×A (диапазон 0—250 В; погрешность — менее 1 %), тока IT×A (от 0 до 1 А; погрешность — менее 1 %), сопротивления RT×A (от 0 до 100 кОм; погрешность — менее 2 %), волнового сопротивления LT×A (от 0 до 100 Ом; погрешность — менее 2 %).

Центральная станция DW-1005E модульной конструкции содержит микропроцессор для обработки данных от 2000 датчиков, позволяющий, в зависимости от программы, включать аварийную сигнализацию в случае граничных условий, получать статистические характеристики и т. д. В DW-1005E происходит обработка поступающих от датчиков данных, которые затем передаются в центры данных DW-2003 (рис. 2). Их число может достигать 8.

DW-2003, состоящий из персонального компьютера, дисплея и принтера, позволяет на рабочем месте оператора получить любые данные, сигналы аварии и т. д. Поступающие в DW-2003 данные накапливаются в долговременной

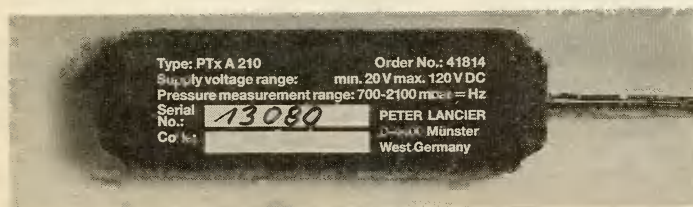


Рис. 1

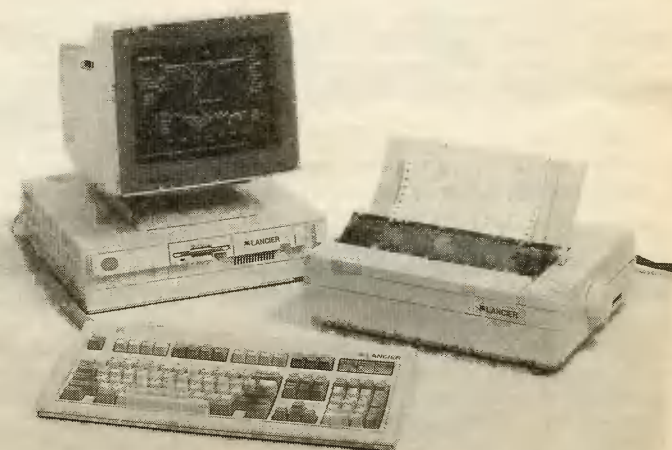


Рис. 2

памяти и в любое время могут быть использованы для анализа, а также для представления результатов контроля в виде наглядных графиков (показаны на рис. 2). С помощью одного графического центра данных DW-2003 можно перерабатывать информацию, полученную от 20 центральных станций DW-1005E.

Для постоянной оценки работоспособности кабельных сетей, состояние которых нельзя контролировать по избыточному давлению воздуха в кабелях или по его влажности, может быть использована система мониторинга IMS. С помощью IMS можно контролировать также разновидности оптических кабелей с металлическими проводниками, не содержащиеся под избыточным давлением.

На рис. 3 представлена стойка системы контроля IMS на 40 каналов. Принцип работы системы IMS основан на измерении параметров пары с медными жилами. Помимо кабелей связи с помощью IMS можно контролировать другие замкнутые системы, например, трубопроводы теплофикации.

Что касается кабеля, то контрольная пара проверяется по сопротивлению шлейфа, его симметрии, сопротивлению изоляции и ее асимметрии. Постоянный контроль этих параметров позволяет при их изменении не только прогнозировать повреждения кабелей, но и с высокой точностью оперативно определять места повреждений.

Число контролируемых пар можно увеличивать путем добавления необходимого количества плат контроля в центральную стойку (рис. 3).

Тастатура (рис. 3, показана в выдвинутом состоянии) позволяет программировать работу системы IMS. При добавлении к ней центра обработки данных типа DW-1003 можно получать результаты контроля в виде графиков на дисплее, которые могут отражать состояние контролируемых цепей через различные промежутки времени — от минут до суток.

* * *

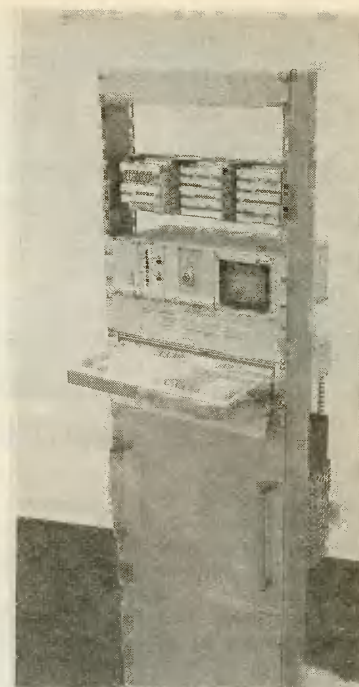
В январе 80 специалистов в области строительства и эксплуатации кабельных сетей из различных стран Европы, Азии, Америки имели возможность ознакомиться с производственной программой фирмы «Лансье» в рамках Международного симпозиума, посвященного вопросам контроля в кабельных сетях.

Впервые в симпозиуме, который стал традиционным, и к тому же проводимым в два этапа — на немецком и английском языках, приняли участие представители российских НИИ связи, эксплуатационных предприятий, журнала «Электросвязь».

Помимо работы на семинарах, где подробно обсуждались принципы действия и устройства компрессорных установок различных типов для содержания кабелей под избыточным давлением, разнообразных лебедок и пневмомашин для прокладки кабелей (как в канализации, так и внутри помещений, например, в заводских зданиях) и, в частности, устройство описанной выше автоматизированной системы контроля давления в кабельных линиях и др., состоялось знакомство с производственными лабораториями, цехами, испытательными стендами и полигоном фирмы.

Высокие потребительские качества, надежность, адаптивность к различным условиям работы и требованиям заказчиков — такие задачи ставят перед собой конструкторы фирмы, приступая к созданию того или иного вида изделий: будь то пластмассовые ролики и гусеничные устройства с электрическим приводом для прокладки кабелей под землей или мощные и надежные кабелеукладчики и кабелевозы (полезная нагрузка — до 45 т), способные функциониро-

Рис. 3



вать при любом рельефе местности, отдельные стационарные и мобильные компрессорные установки или автоматизированные системы контроля давления в кабелях и централизованные устройства для измерения параметров кабелей.

В ассортименте выпускаемой продукции — подъемные механизмы для крышек кабельных колодцев, защитные и очистительные приспособления для труб и каналов устройства для «прострела» вспомогательного каната сжатым воздухом через канал кабельной канализации, универсальные кабельные лебедки — все, что необходимо для экономичной прокладки кабелей различных типов, в том числе оптических, на городских телефонных сетях.

С образцами своей продукции специалисты фирмы знакомят коллег не только на семинарах и симпозиумах в Мюнстере, но и на местах, где находит применение техника связи с маркой «Лансье».

С учетом больших потребностей российских связистов в современном оборудовании для прокладки и контроля кабелей, столь необходимого сегодня при строительстве и эксплуатации кабельных сетей связи, опыт фирмы «Лансье» в создании разнообразной и высококачественной продукции представляется весьма полезным.

Что касается перспектив ее применения при сооружении линий связи в нашей стране, то заинтересованным организациям наверно стоит подумать о возможности приобретения изделий «Лансье», тем более что руководство фирмы готово к переговорам.

В заключение следует добавить, что с образцами кабелеукладочной техники, измерительными системами и приборами фирмы «Лансье» Вы сможете ознакомиться и получить о них самую подробную информацию на Международной выставке «Связь-93», которая пройдет с 13 по 21 мая в Выставочном комплексе на Красной Пресне в Москве.

Авторы выражают благодарность С. Х. Мифтахетдинову за квалифицированную помощь в переводе проспектов фирмы «Лансье».

И. Ковалева, Д. Подберезин

ИНФОРМАЦИОННОЕ ОКНО



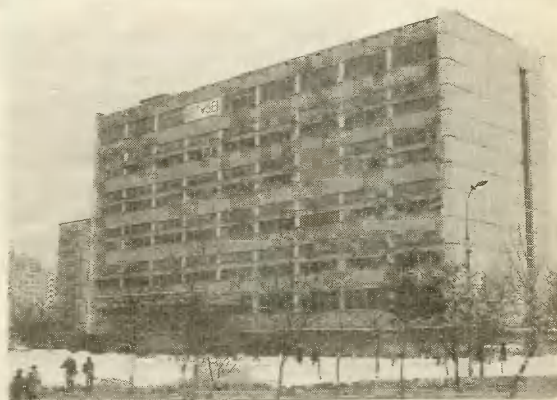
ТЕХНИЧЕСКИЙ ЦЕНТР ФИРМЫ ALCATEL SEL RFT В МОСКВЕ:

КОМПЕТЕНТНОСТЬ И ГОТОВНОСТЬ УДОВЛЕТВОРЯТЬ ЖЕЛАНИЯМ КЛИЕНТОВ

Вскоре после окончания второй мировой войны восточно-германские предприятия, выпускавшие технику связи, начали поставлять в СССР по репарации радиоэлементы, измерительные приборы, оборудование передачи и аппаратуру. Поскольку Потсдамское соглашение союзных держав-победительниц запрещало немецким фирмам вести разработки и выпускать радиотехническую продукцию, репарационный «экспорт» позволил им накопить неплохой опыт, пригодившийся несколькими годами позже.

Начиная с 1956 г., промышленность средств связи ГДР, находившаяся на стадии восстановления, была включена в скоординированную работу стран-членов СЭВ. Благодаря двухсторонним — между ГДР и СССР — и многосторонним соглашениям, в этот период удалось подготовить ряд совместных проектов по разработке и производству аппаратуры телекоммуникаций, которые дали возможность значительно расширить в начале 60-х годов ассортимент и объем экспорта в Союз систем коммутации и многоканальных систем передачи.

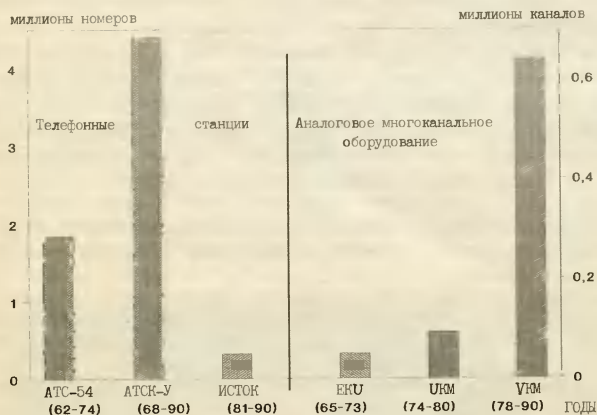
Для выработки спецификаций на оборудование требовалось проводить постоянные согласования, связанные с многочисленными командировками специалистов и, как следствие, большой затратой времени. Поэтому обе стороны выразили заинтересованность в организации постоянного экспортного бюро ГДР в Москве, которое было открыто в конце лета 1963 г. и получило название «Техническо-коммерческое бюро» восточно-германского предприятия внешней торговли «Электроник Экспорт Импорт» при торговом представительстве ГДР. С тех пор наши технические эксперты получили возможность консультировать клиентов в Москве, давать им пояснения по реализуемым проектам и заниматься проработкой краткосрочных контрактов.



Здание Технического центра на Мурановской улице



Лаборатория Техцентра



Экспортерная деятельность комбината в СССР

До 1980 г. из ГДР в СССР было поставлено оборудование аналоговых канальных преобразователей приблизительно для 170 тыс. кан., автоматические телефонные станции на 4 млн. номеров и более 200 тыс. телетайпов, а также управляющие комплексы «Нева» для квазиэлектронных АТС. Понятно, сколь большое значение имела организация эффективной сервисной службы. Созданное в Москве в 1981 г. «Бюро технического обслуживания средств связи» взяло на себя основную часть этой нелегкой работы.

Углублявшееся научно-техническое сотрудничество наших стран, увеличение объема испытаний новых приборов и систем в местах их будущей эксплуатации и желание более гибко реагировать на изменения рынка потребовали значительно расширить площадь «Бюро». С этой целью был арендован шестой этаж московской АТС на Мурановской улице, где разместились просторные мастерские, классы для обучения клиентов, административные помещения, выставочные стенды. Все это в немалой степени способствовало росту экспорта в СССР аппаратуры связи б. комбината Nachrichtenelektronik.

19 сентября 1984 г. «Бюро» было переименовано в «Технический центр по обслуживанию клиентов». Постоянно действовавшие экспозиции новых изделий знакомили посетителей Техцентра с предлагаемой продукцией, а проводившиеся симпозиумы и проблемные дискуссии, равно как и мероприятия по обучению персонала, имели целью максимально информировать клиентов об особенностях работы и эксплуатации оборудования. Повседневными заботами были и подготовка очередных проектов, оказание услуг по ремонту техники, нахождение путей ее поставок.

После объединения Германии предприятия б. комбината RFT Nachrichtenelektronik, находившиеся в Арнштадте, Рохлице и Берлине, образовали совместное с западногерманской фирмой Alcatel SEL предприятие RFT SEL Nachrichtenelektronik GmbH (Alcatel SEL RFT). Использование западного «ноу-хау», значительные инвестиции и переход к выпуску самой современной аппаратуры придали предприятию Alcatel SEL RFT новый профиль. Необходимость в московском Техцентре продолжала оставаться очевидной и в этих условиях, потому было принято решение продолжить его работу уже в качестве представительства Alcatel SEL RFT.

Технические знания и опыт живущих в России сотрудников фирмы, выполняющих функции посредников между нами и нашими клиентами, помогли наладить торговые и деловые



В учебном классе

отношения с республиками б. СССР, сложившиеся в течение нескольких десятилетий. Уже в октябре 1990 г. в Москве и в декабре в Тбилиси состоялись первые презентации Alcatel SEL RFT, на которых была представлена новая телекоммуникационная техника. В феврале 1991 г. аналогичное мероприятие прошло в Алма-Ате. Эти события послужили импульсом для переговоров и заключения контрактов на поставку оборудования.

Технический Центр Alcatel SEL RFT в Москве продолжает оставаться местом встреч, способствующих налаживанию взаимовыгодного сотрудничества. Мы сделаем все для его поддержания и успешного развития.

Д-р Тилекке

ПРЕЗЕНТАЦИЯ СОВМЕСТНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ «АЛКАТЕЛЬ ДС»

В Санкт-Петербурге, в фешенебельной гостинице «Европа», в декабре 1992 года состоялась презентация совместного предприятия «Алкатель ДС», на которую прибыли ведущие специалисты в области средств связи из ФРГ и России. Во время этой церемонии был подписан Договор о сотрудничестве.

Для создания СП «Алкатель ДС» Берлинская фирма Alcatel SEL RFT — дочернее предприятие концерна Alcatel n. v. — одного из крупнейших в мире изготовителей коммутационных систем общего пользования, систем передачи, аппаратуры бюрокоммуникаций, кабелей и кабельных установок — нашла трех партнеров в России. Это Российское государственное предприятие «Дальняя связь» — ведущий разработчик и изготовитель аппаратуры передачи и обработки информации, измерительной и медицинской аппаратуры, компонентов, в том числе для волоконно-оптических систем связи; концерн «Телеком», объединяющий действующих на территории нашей страны изготовителей аппаратуры дальней связи, и, наконец, Территориальный центр управления междугородными связями и телевидением (ТЦУМС-22), который внесет в общее дело практический опыт эксплуатации российских систем передачи.

Совместное предприятие «Алкатель

ДС» создаст благоприятные (в смысле стоимости) условия для модернизации действующих сетей связи России. Планируется выпуск и сбыт на рынках России и других стран СНГ современной аппаратуры цифровых систем передачи, которая обеспечит значительное увеличение пропускной способности существующих сетей и цифровизацию их в условиях использования медных кабелей, широко распространенных в странах Содружества. Договор о сотрудничестве, помимо этого, предусматривает изготовление волоконно-оптических систем связи для создания новых и расширения существующих сетей.

В первую очередь будет производиться оборудование цифровых линейных трактов с удвоенной пропускной способностью, организуемых по коаксиальным кабелям типа МКТ-4, КМБ-8/6, — аппаратура ИКМ-480×2КХ (LA34×2КХ) и по кабелям КМБ-4 — аппаратура ИКМ-1920×2КХ (LA140×2КХ). Оба вида аппаратуры предназначены для реконструкции линейных трактов аналоговых систем передачи на 1800, 1920 и 3600 каналов при длинах усилительных участков 6 и 3 км.

Оборудование линейного тракта ИКМ-480×2КХ позволяет передавать два третичных потока (2×34 Мбит/с) или восемь вторичных (8×8 Мбит/с) по одной коаксиальной паре на каждое направление пере-

дачи, что соответствует пропускной способности 960 каналов. Эта аппаратура разработана ГП «Дальняя связь». Технологические линии для ее производства будут поставляться фирмами ФРГ, а продаваться за рубли.

Оборудование линейного тракта ИКМ-1920×2КХ дает возможность передавать два четверичных потока (2×140 Мбит/с) или восемь третичных (8×34 Мбит/с) по одной коаксиальной паре на каждое направление передачи, что соответствует пропускной способности 3840 каналов. Эта аппаратура разработана совместно специалистами ФРГ и России. Оплата будет производиться по «усложненной» системе: изготовленное в ФРГ — за СКВ, в России — за рубли.

В соответствии с бизнес-планом СП «Алкатель ДС» начало производства намечено на третий квартал 1993 г. после монтажа технологического оборудования. В дальнейшем планируется производство аппаратуры цифровых систем передачи всех ступеней иерархии для волоконно-оптических кабелей.

Пожелаем вновь родившемуся совместному предприятию, чтобы его продукция нашла своего потребителя и стала незаменима на предприятиях связи стран СНГ.

Н. Ефимова

«КОРАДИС-К»

аппаратура коллективного приема спутникового телевидения (СНТВ) и передачи сигналов по сетям кабельного ТВ

ЭЛЕКТРОННОЕ ЗАКРЫТИЕ КОММЕРЧЕСКИХ КАНАЛОВ!

«КОРАДИС-К» обеспечивает:

- одновременный прием с одной или нескольких антенн до 16 программ СНТВ;
- транскодирование телевизионных сигналов из стандарта PAL в стандарт SECAM;
- формирование и передачу принятых сигналов СНТВ по сетям кабельного телевидения;
- формирование и передачу видео- и звуковых сигналов от других независимых источников (видеомагнитофонов, видеокамер, тюнеров и др. студийного оборудования);
- закрытие коммерческих программ путем шифрации (скремблирования) передаваемого сигнала или путем фиксации времени использования коммерческого канала абонентом с помощью ЭВМ;
- прием индивидуальными абонентами сигналов кабельного ТВ на обычный телевизионный приемник в специальных частотных диапазонах с дешифрацией (дескремблированием) каналов.

Состав аппаратуры:

- антенные блоки приема СНТВ;
- антенны параболические;
- кабельные СВЧ усилители;
- аппаратные стойки;
- абонентские конверторы.

Антенные блоки:

- количество блоков определяется числом используемых антенн; каждый из блоков состоит из ортоплескера и двух СВЧ конвертеров для одновременного приема сигналов на волнах двух поляризацій.

Кабельные СВЧ усилители компенсируют потери в кабелях при большой длине линии снижения.

Аппаратурные стойки включают в виде типовых блоков основные элементы:

- разветвители и коммутаторы входных СВЧ сигналов на промежуточных частотах в диапазоне 0,95...1,75 ГГц;
- приемники ЧМ сигналов СНТВ;
- транскодеры сигналов PAL—SECAM;
- скремблеры;
- приемники служебной информации по обратному каналу;
- формователи телевизионных радиосигналов;
- выходные усилители;
- сумматоры сигналов с выходом в кабельную сеть;
- устройства встроенного контроля и электрозащиты;
- блоки питания и т. д.

ТЕХНИЧЕСКИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ДАННЫЕ АППАРАТУРЫ «КОРАДИС-К»

Электрические параметры:

Диапазоны принимаемых частот СНТВ, ГГц

10,95...11,7

11,7...12,5

12,5...12,75

0,95...1,75

50

20

—90...—60

27; 16

5,5...8,0

0,7...1,5

0,1...1,5

Ск1...Ск8

Ск11...Ск18

3...12

Диапазон промежуточных частот антенных блоков, ГГц

Коэффициент передачи: конвертеров СВЧ, дБ

кабельных усилителей, дБ

Уровень входных сигналов приемников СНТВ, дБВт

Полоса пропускания приемников СНТВ по промежуточной частоте с переключением, МГц

Диапазон принимаемых частот поднесущих звукового сопровождения с различными вариантами

цепей коррекции (50 мкс, 75 мкс), МГц

Уровни входных сигналов ТВ модуляторов блоков формирования телевизионных радиосигналов

(ФТР): по видеосигналу (пиковое значение) при входном сопротивлении 75 Ом, В

по звуковому сигналу при входном сопротивлении 47 кОм, В

Выходные частоты блоков ФТР: в специальных кабельных диапазонах ТВ вещания, каналы

в диапазоне метровых волн ТВ вещания, каналы

Параметры выходного радиосигнала соответствуют требованиям ГОСТ 28324—89, ГОСТ 20532—83

и нормам ОРПС и ГИЭ для кабельных сетей

Выходной уровень сигнала каждого канала на выходе сумматора при уровне интермодуляционных

продуктов (—60 дБ), дБмкВ

Потребляемая мощность от сети переменного тока 220 В, 50 Гц для одной стойки, Вт

Температура окружающей среды: на открытом воздухе, °С

в закрытом помещении, °С

117

150

—40...+60

0...+40

Получить дополнительную информацию и заказать аппаратуру можно по адресу:

109029, Москва,
Нижегородская ул., дом 32.
Московский НИИ радиосвязи.

Телефон: 270-20-07, 270-29-21.
Телекс: 411764. Факс: 270-28-21.

Аппаратура имеет встроенные блоки диагностики и контроля работоспособности, выдерживает механические и климатические воздействия по ГОСТ 11478—88.

В зависимости от условий приема в конкретной местности аппаратура комплектуется параболическими антеннами с различным диаметром.

Гарантийный срок работы аппаратуры — 1 год.

Магнитогорское предприятие

«КОМПАНИЯ РИФЕЙ»

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. Шахильдян
В. О. Шварцман
Н. И. Чистяков
А. С. Юзжалин
В. Г. Ямпольский

ВЕДУЩИЙ РЕДАКТОР

Р. Б. Левин

НОМЕР ГОТОВИЛИ ТАКЖЕ:

И. С. Свердлова
В. И. Глебова
Н. В. Ефимова
Е. М. Беленькая
Н. В. Чабанова
В. А. Мурашова

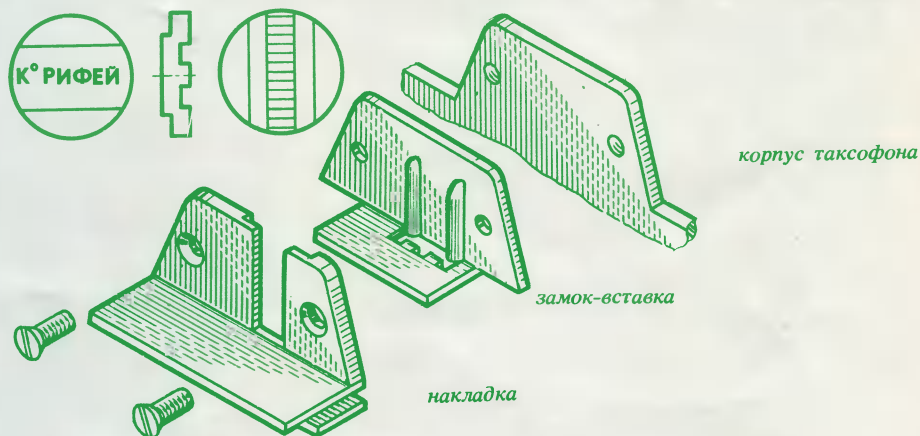
ТЕХНИЧЕСКИЙ РЕДАКТОР

И. В. Волченкова

предлагает

комплекты устройств для перевода
городских и междугородных таксофонов
на жетонную систему обслуживания.

Комплект состоит из замка-вставки, монетоприемника и 2500 жетонов.



Основные достоинства комплекта:

- △ полная заменяемость жетоном ранее использовавшейся монеты без переделки таксофона;
- △ высокая степень защиты таксофона от суррогатов, подделок, других жетонов (сравнимо с хорошим английским замком);
- △ многовариантность пары жетон — замок-вставка благодаря изменяемости размеров, формы, количества, расположения пазов на жетоне (более 10 000 вариантов);
- △ высокая секретность;
- △ использование без переделок машин всех типов для счета монет;
- △ низкая, по сравнению со стоимостью жетона других производителей, цена жетона:
из латуни: 5 руб. + НДС
из оцинкованной стали: 3 руб. + НДС.

При заказе более 1 млн. шт. цена жетона может быть снижена. Замок-вставка в расчете один на 2500 жетонов поставляется бесплатно.

Сроки исполнения заказа: 30—45 дней для заказа до 5 млн. жетонов.

Повторить заказ на жетоны или замки-вставки можно в любое время и в любом количестве.

«Компания Рифей» выпускает жетоны из цветного или черного металла. Мы рекомендуем жетоны из оцинкованной стали по следующим причинам:

- меньшая, по сравнению с латунными, стоимость;
- невозможность использования не по назначению, т. е. исключена скупка в качестве вторсырья;
- высокая секретность пары жетон — замок-вставка, позволяющая отказаться от магнитной ловушки.

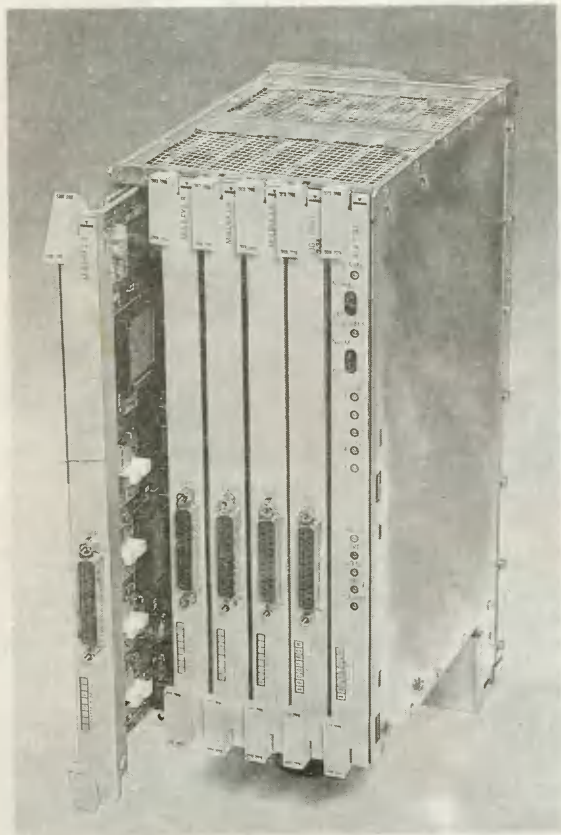
Мы изготовим любое количество жетонов из любого металла по образцам, предложенным Вами, в количестве до 25 млн. шт. в месяц.

Наш адрес: 455007 г. Магнитогорск,
ул. Карпинского, 9.

Телефоны: (35137) 3-53-96, 3-08-24.

Факс: 2-53-90 (для «Компании Рифей»).

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



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