

32.884.14

М 79

ОДУХОВИЧ  
А.П.Степанов

# СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Курсовое  
проектирование

Учебное  
пособие  
для высших  
учебных  
заведений

«РАДИО И СВЯЗЬ»

Л.Г. Мордухович  
А.П. Степанов

32.884/14  
14-28

# СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

## Курсовое проектирование

---

Допущено  
Министерством связи СССР  
в качестве учебного пособия  
для студентов электротехнических  
институтов связи  
специальностей 0703, 0708

Читальный зал

Свердловский  
областной центральный  
библиотека  
№ 1

Москва  
«Радио и связь»  
1987

ББК 37.3  
М 79  
УДК 621.396.43(075.8)

**Мордухович Л. Г., Степанов А. П.**

**М 79 Системы радиосвязи. Курсовое проектирование: Учеб. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1987. — 192 с.: ил.**

Рассматриваются основные вопросы проектирования радиорелейных систем связи прямой видимости, тропосферных и спутниковых систем связи. Даются рекомендации по расчету электромагнитной совместимости радиорелейных и спутниковых систем связи. Приводятся примеры расчетов. Для студентов старших курсов институтов связи.

М  $\frac{2402020000-023}{046(01)-87}$  82-87

ББК 37.3

*Рецензенты:* Кафедра систем радиосвязи ОЭИС (зав. кафедрой доц. Б. В. Одинцов) и А. Ю. Лапидус

**Редакция литературы по радиотехнике**

Учебное пособие

*Леонид Григорьевич Мордухович,  
Александр Петрович Степанов*

**СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ. КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ**

Заведующий редакцией *В. Л. Стерлигов*. Редактор *Л. И. Венгеренюк*.  
Переплет художника *Ю. В. Архангельского*. Художественный редактор *Т. В. Бусарова*.  
Технический редактор *Т. Н. Зыкина*. Корректор *Т. В. Дземидович*  
**ИБ № 881**

---

Сдано в набор 12.06.86 Подписано в печать 16.10.86  
Т-17563 Формат 60×90<sup>1/16</sup> Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная  
Печать высокая Усл. печ. л. 12,0 Усл. кр.-отг. 12,25 Уч.-изд. л. 13,8 Тираж 13 000 экз.  
Изд. № 20657 Зак. № 80 Цена 45 к.  
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

---

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1987

## ПРЕДИСЛОВИЕ

За последние годы сделан значительный шаг вперед в развитии Единой автоматизированной сети связи (ЕАСС), в развитии сети радио- и телевизионного вещания. Освоены новые типы аппаратуры. Существенно увеличилась протяженность междугородных телефонных каналов на радиорелейных магистралях страны, а также в зонах и сельских сетях. Действуют и обеспечивают телевизионным вещанием значительную часть территории СССР три спутниковые системы, работающие через ретранслятор, на геостационарной орбите.

В создании ЕАСС участвует большой отряд строителей и проектировщиков. Возрастание объема строительно-монтажных работ и широкое внедрение сложнейшей радиоаппаратуры потребовали привлечения значительного числа инженерно-технического персонала к проектированию и строительству предприятий и сооружений связи и вещания. С учетом этого возрастает роль подготовки квалифицированных специалистов, знакомых с принципами проектирования современных систем радиосвязи.

Настоящее учебное пособие подготовлено в соответствии с программами курсов «Системы радиосвязи» и «Радиорелейные и спутниковые системы передачи» для студентов электротехнических институтов связи, обучающихся по специальностям 0703 и 0708. При написании пособия авторы стремились систематизировать разрозненный обширный материал, посвященный проектированию систем радиосвязи.

В пособии значительное внимание уделено проектированию систем радиосвязи при передаче сигналов в цифровой форме (ЦРРЛ). Ряд материалов, относящихся к расчету ЦРРЛ, спутниковым системам связи и электромагнитной совместимости, ранее в учебной литературе не рассматривался.

Главы 1, 2, приложения 1, 2 и 3 написаны Мордуховичем Л. Г.; главы 3, 4, приложения 4 и 5 написаны Степановым А. П.

# Глава 1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

---

## 1.1. ВЫБОР ТРАССЫ ПРОЕКТИРУЕМОЙ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ

### КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ И ТИПЫ СТАНЦИИ

В зависимости от места в первичной сети ЕАСС радиорелейные линии (РРЛ) подразделяют на местные, зоновые, магистральные и технологические.

*Местные РРЛ* соединяют две АТС в пределах большого города, райцентр с селом или село с селом. *Зоновые* (внутриобластные) РРЛ — линии средней емкости. *Магистральные РРЛ*, соединяющие между собой тракты и каналы передачи различных зоновых сетей, являются линиями большой емкости (тысячи телефонных каналов) и используют до восьми высокочастотных радиостволов. *Технологические РРЛ* служат для организации технологической связи при эксплуатации нефтепроводов, газопроводов, линий электропередачи, железнодорожного транспорта.

Современные РРЛ работают в различных диапазонах частот от 0,1 до 15 ГГц. По способу обработки информации РРЛ могут быть подразделены на аналоговые и цифровые.

*Аналоговые РРЛ* используют для передачи многоканальных телефонных (ТФ) сообщений и телевизионных (ТВ) сигналов совместно с сигналами звукового сопровождения (ЗС) в аналоговой форме. *Цифровые РРЛ* служат для передачи в цифровой форме телефонных сообщений (со скоростью 2—140 Мбит/с), сигналов данных с большой скоростью, а также сигналов ТВ и видеотелефонных сигналов.

Радиорелейные станции (РРС) по функциональному признаку классифицируются на узловые, оконечные и промежуточные.

На *узловой радиорелейной станции (УРС)* передаваемая информация перепринимается с возможностью ввода и выделения информации потребителю. Здесь также может предусматриваться организация одного или нескольких ответвлений (УРСО) и пересечений (УРСП). На *оконечной радиорелейной станции (ОРС)* осуществляются ввод и выделение передаваемой информации и обеспечивается распределение информации потребителям (телецентр, междугородная телефонная станция, междугородная вещательная аппаратная и др.). На *промежуточной радиорелейной станции (ПРС)* передаваемые сигналы ретранслируются по промежуточной частоте, а также при необходимости выделяются сигналы ТВ ствола или часть телефонного группового спектра.

По режиму эксплуатации РРС подразделяют на обслуживаемые и автоматизированные. *Обслуживаемыми* проектируют УРС и ОРС, *автоматизирован-*

ными (АПРС) — промежуточные станции. Управление и контроль за работой оборудования АПРС осуществляются с УРС или ОРС. Обслуживает АПРС персонал аварийно-профилактической группы (АПГ). Постоянное присутствие обслуживающего персонала на ПРС допускается в следующих случаях: 1) в отсутствие на ПРС внешних источников электроснабжения, 2) при наличии на ПРС ТВ ретрансляторов (кроме автоматизированных); 3) когда обслуживаемому персоналу АПГ требуется достаточно длительное время для проезда к ПРС (от 4,5 ч до 3 суток в зависимости от типа аппаратуры).

## РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ТРАССЫ РРЛ

При выборе трасс РРЛ должна быть предусмотрена «зигзагообразность», исключающая помехи от станций, расположенных через три пролета. При невозможности выполнения этого условия для исключения взаимных помех на прямых участках необходимо применять чередование планов частот.

Максимальные расстояния между РРС определяются задачами организации связи, а также расчетом в зависимости от типа аппаратуры, рельефа местности и допустимой высоты подвеса антенн.

По возможности следует совмещать станции проектируемой РРЛ с существующими станциями и узлами связи.

При выборе трассы РРЛ должна быть обеспечена электромагнитная совместимость проектируемой РРЛ с существующими и проектируемыми спутниковыми и наземными радиосредствами.

Выбирать площадки РРС следует так, чтобы плотность потока мощности, создаваемая РРС на территории населенных пунктов, не превышала предельно-допустимых значений для населения, определенных санитарными нормами.

Площадки РРС следует размещать на доминирующих высотах при максимальном приближении к населенным пунктам, трассам автомобильных и железных дорог.

При выборе трассы РРЛ должны быть предусмотрены мероприятия гражданской обороны по требованиям соответствующих нормативных документов. После предварительного выбора направления трассы должны быть построены продольные профили пролетов (вертикальные разрезы местности по линии, соединяющей центры опор двух соседних РРС) в соответствии с методикой, изложенной в [3—6].

## 1.2. АППАРАТУРА РРЛ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Приведем краткое описание отечественных радиорелейных систем КУРС, «Трал-400/24», «Контейнер», «Радан-2», а также аппаратуры ГТТ-70, изготавливаемой в ВНР, которая установлена на многих магистральных РРЛ СССР. Технические данные основных типов радиорелейной аппаратуры приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Технические данные	Размерность	КУРС-2М	КУРС-4	КУРС-6
Диапазон частот	ГГц	1,7—2,1	3,4—3,9	5,7—6,2
Средняя длина волны	см	15,8	8,2	5,1
Емкость ВЧ ствола: ТФ	кан.	300+2 кан. ШВ	720+2 кан. ШВ	1320
ТВ			1ТВ+23С	
Максимальное число ВЧ стволов	—	2 дупл. и 2 см. или 3 дупл.	4 или 8 дупл.	
Средняя длина пролета	км		47	
Основной тип антенны	—	ПАС	РПА-2П-2 АДЭ-3,5 АДЭ-5 ПАС	ПАС
Коэффициент усиления антенны	дБ	31—32	39,5 40,5 43,5	42,5 43,43
Мощность передатчика	Вт	1,6	0,5	7,5
Шум-фактор приемника	дБ	7,5	9	10
Девияция частоты на канал	кГц		200	140
Полоса частот группового спектра ТФ ствола	кГц	60—1300	312—3340	312—5932
Тепловые шумы в верхнем ТФ канале за счет: модема <i>Дшт зрт</i> гетеродинного тракта <i>Рштг</i>	пВт0 пВт0	15 5		50 3
Нелинейные шумы в верхнем ТФ канале за счет: группового тракта <i>Рштг</i> ВЧ канала <i>Рштг</i>	пВт0 пВт0	25	20	12
Тепловые шумы в канале яркости (в точке, где $U_{рс} = 700$ мВ) за счет: модема гетеродинного тракта	мВ мВ		0,14 0,07	
Коэффициент системы: ТФ ствола ( $K_{ТФ}$ )	дБ	153,8	139	141,8
ТВ ствола ( $K_{ТВ}$ )	дБ	152,8	146,5	157,2

КУРС-8-0	КУРС-8-0У	КУРС-8-0Г	ГТТ-70-4000/1920	ГТТ-70-6000/1920	«ГРАЛ 400/24»	«Контейнер»	«Радан-2»
	7,9—8,4		3,4—3,9	5,7—6,2	0,39—0,47		10,8—11,7
	3,68		8,2	5,1	70,4		2,7
	300	—		1920	24	6	15
—	1ТВ+13С		1ТВ+43С	—	—	—	—
1 дупл.	4 дупл.	1 сим.	4 или 8 дупл.	14 или 20 дупл.	—	—	2 дупл.
28		40	46,3	40	—	—	5—35
ПАС	АМД-2,5	АМД-2,5	ПАЗД-34 ТР-35	ПАЗД-56	Одно- дульная Двух- четыре- модуль- ная	Синфаз- ная ре- шетка из 8 элемен- тов	АДЭ-1
45,5	44		38,6 38,4 38,5	42,8 42,6 42,5	14 16,5 19	16	39
0,4	0,35	0,4	15	10	3; 10	1,6	0,05
9	9	9	7,5	8	7	14	15
	200	—		140	50	—	—
	60—1300	—		308—8544	12—108	4—32	—
76,5—33,7	50 3	—		45 3	—	—	—
20—60	20 12	—		20 10	—	—	—
—	—	—		—	—	—	—
—	—	0.14 0.07		—	—	—	—
146,3 для 300 ТФ каналов	—	—	144,2	141,9	172 при $P_n=3$ Вт 166 при $P_n=10$ Вт	161	—
—	—	—	162,7	160,4	—	—	—





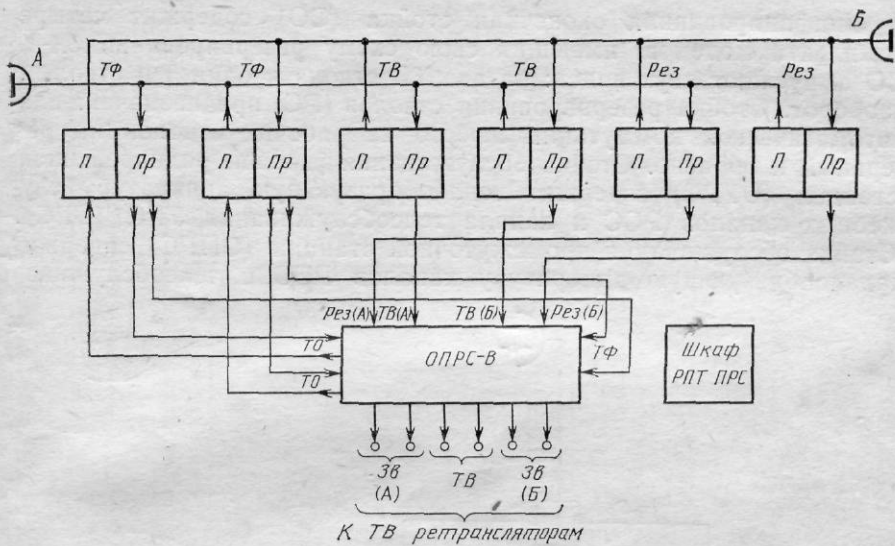


Рис. 1.2. Структурная схема ПРС системы КУРС-2М

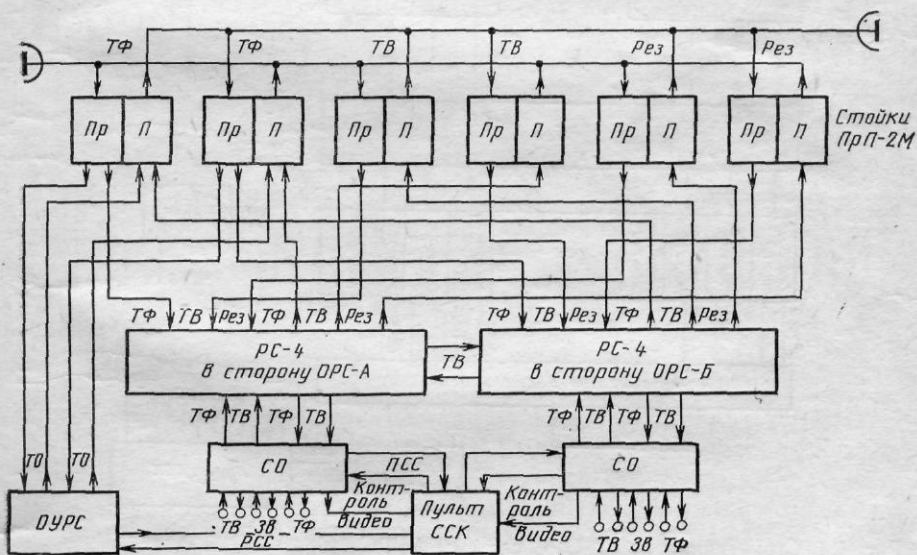


Рис. 1.3. Структурная схема УРС системы КУРС-2М

Унифицированная оконечная стойка (СО) содержит четыре комплекта модемов, имеющих свою схему резервирования 3+1. СО выпускают двух видов: на два ТВ ствола и один ТФ ствол, и наоборот. Стойка резервирования стволов (РС) предназначена для автоматической коммутации любого из рабочих стволов на резервный и обратно. Стойка обслуживания узловой радиорелейной станции (ОУРС) содержит каналообразующую аппаратуру служебных каналов РСС и канала телеобслуживания УРС (ОРС). Стойка обслуживания промежуточной станции (ОПРС) содержит каналообразующую аппаратуру каналов РСС и телеобслужи-

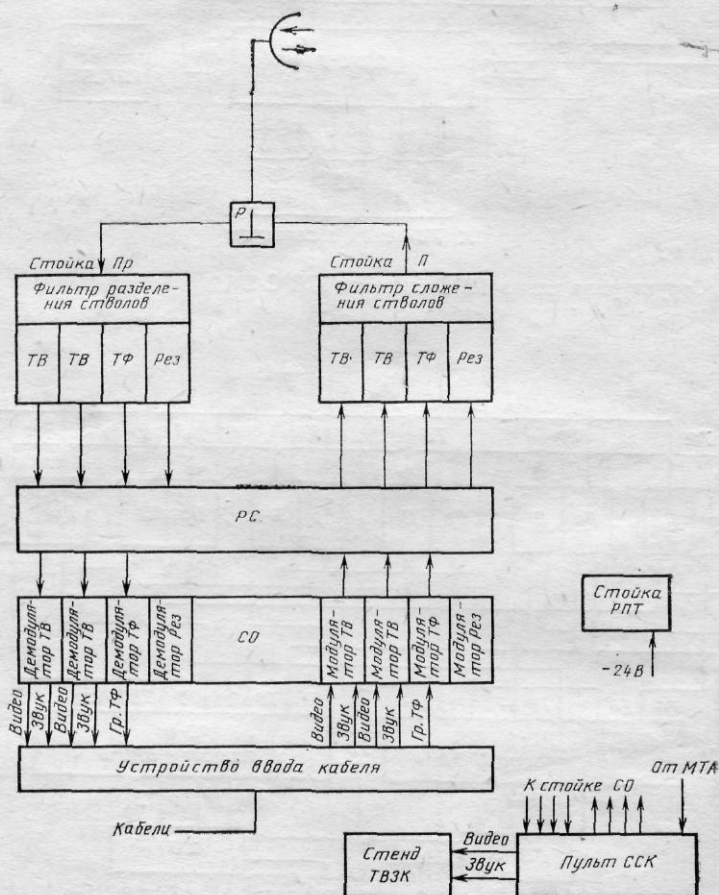


Рис. 1.4. Структурная схема ОРС системы КУРС-4(6)

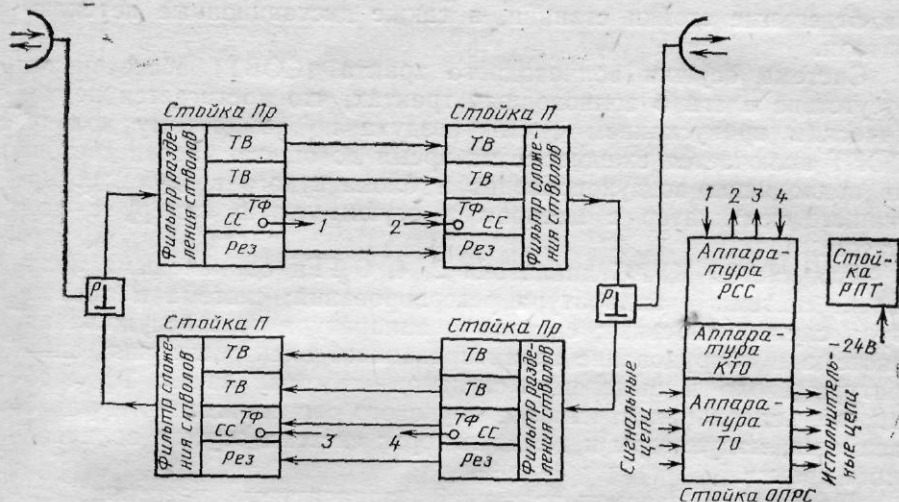


Рис. 1.5. Структурная схема ПРС системы КУРС-4(6)

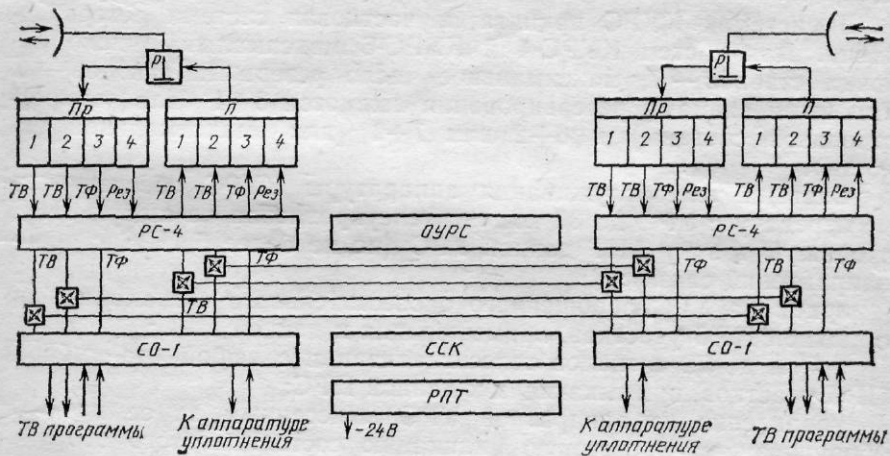


Рис. 1.6. Структурная схема УРС системы КУРС-4(6)

ния, аппаратуру телеобслуживания ПРС и аппаратуру выделения сигналов двух ТВ программ и до четырех программ вещания.

Пульт служебной связи и контроля (ССК) содержит каналобразующую аппаратуру служебных каналов ПСС1, ПСС2, ПСС3, ПВУ и коммутирующие устройства, а также коммутационные устройства всех служебных каналов и контрольно-измерительную и коммутационную аппаратуру для контроля качества каналов ТВ и вещания.

Стойка распределения постоянного тока (РПТ) содержит автоматы, через которые осуществляется подача электропитания

на отдельные стойки станции, а также дистанционные переключатели.

Система осушки волноводного тракта (СОВТ) обеспечивает отсутствие влаги в волноводных трактах, что достигается периодическим пропуском сухого воздуха по замкнутому кольцу. СОВТ включается ежедневно на время до одного часа и состоит из подводящих воздухопроводов и блока сухого воздуха, содержащего вентилятор с мотором и осушительную камеру с цеолитом.

Для систем КУРС диапазона 2, 4, 6 ГГц одинаковыми являются: система и аппаратура резервирования; система и аппаратура служебной связи; система и аппаратура телеобслуживания; система и оборудование гарантированного электропитания; аппаратура ввода и выделения сигналов многоканальных ТФ сообщений, видеоканалов, каналов звукового сопровождения и радиовещания, модуляторы и демодуляторы; система осушки волноводного тракта.

Построение приемопередающей аппаратуры идентично для всех названных диапазонов.

В системах КУРС принята поучастковая система резервирования. Для систем КУРС-4 и КУРС-6 максимальное число рабочих стволов — 7, максимальное число резервных стволов — 2. Типовыми схемами резервирования являются 3+1 (для четырехствольной системы) и 6+2 или 7+1 (для максимальной емкости).

Система телеобслуживания аппаратуры КУРС обеспечивает: передачу с УРС до 36 команд телеуправления на любую ПРС, входящую в зону АПГ данной УРС (но не более 6 ПРС с обоих направлений связи);

прием на УРС обобщенного оповестительного сигнала аварии с каждой ПРС участков, примыкающих к данной ПРС;

прием до 72 сигналов телесигнализации с любой (по выбору) ПРС участков, примыкающих к данной ПРС;

управление из аппаратной УРС вынесенным за ее пределы оборудованием и световую индикацию состояния этого оборудования.

Система служебной связи (ССС) системы КУРС предусматривает организацию: одного канала районной служебной связи (РСС) для связи между всеми ПРС участка; двух каналов постанционной служебной связи (ПСС1 и ПСС2) для связи между всеми УРС и ОРС линии; одного канала ПСС3 для прямой связи

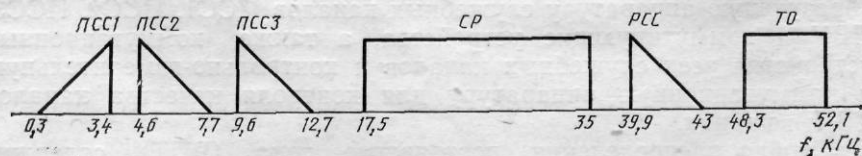


Рис. 1.7. Спектр уплотнения ТФ ствола сигналами служебной связи

Таблица 1.2

Номер ствола	Частота несущей, МГц				Номер ствола	Частота несущей, МГц			
	КУРС-2М	КУРС-4	КУРС-6	КУРС-8		КУРС-2М	КУРС-4	КУРС-6	КУРС-8
1Н	1724	3422,5	5689	7926	1В	1937	3688,5	5955	8192
2Н	1753	3450,5	5717	7954	2В	1966	3716,5	5983	8220
3Н	1782	3478,5	5745	7982	3В	1995	3744,5	6011	8248
4Н	1811	3506,5	5773	8010	4В	2024	3772,5	6039	8276
5Н	1840	3534,5	5801	8038	5В	2053	3800,5	6067	8304
6Н	1869	3562,5	5829	8066	6В	2082	3828,5	6095	8332
7Н	—	3590,5	5857	8094	7В	—	3856,5	6123	8360
8Н	—	3618,5	5885	8122	8В	—	3884,5	6151	8388
$f_0^*$	1903	3653,5	5920	8157					

\*  $f_0$  — средняя частота диапазона.

между смежными УРС; канала передачи сигналов резервирования; канала передачи сигналов телеобслуживания.

Все перечисленные каналы организывают в телефонном стволе в полосе частот 0,3—56 кГц. Спектр уплотнения ТФ ствола сигнализации служебной связи приведен на рис. 1.7.

В системе КУРС-2М применяют только четырехчастотный план распределения частот, а в системах КУРС-4, 6, 8 — двух- или четырехчастотный план. В табл. 1.2 приведены планы распределения частот для систем КУРС.

#### ОРГАНИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ СТВОЛОВ В АППАРАТУРЕ СИСТЕМЫ КУРС

Система КУРС может быть использована для организации цифровых радиорелейных трактов. В случае, когда организован цифровой ствол, для передачи цифровых сигналов со скоростью 8,448 Мбит/с отводится отдельный ВЧ ствол. Схема цифрового ствола приведена на рис. 1.8. Штриховой линией выделены блоки, обеспечивающие передачу цифровых сигналов. Передающая часть состоит из входного устройства (ВУ), восстанавливающего цифровой сигнал, искаженный соединительной линией, и фильтра нижних частот (ФНЧ), формирующего спектр сигнала на входе частотного модулятора (ЧМ) системы КУРС. Полосу пропускания фильтра выбирают равной 6,5 МГц. В целях унификации оборудования в качестве ФНЧ может быть использован фильтр ТВ ствола.

Приемная часть включает в себя ФНЧ и регенератор (РЕГ): ФНЧ предназначен для максимального подавления тепловых шу-

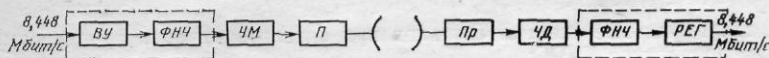


Рис. 1.8. Структурная схема цифрового ствола системы КУРС

мов при минимальных межсимвольных искажениях сигнала, РЕГ восстанавливает амплитудные и фазовые соотношения цифрового сигнала.

В случае, когда организован аналогово-цифровой ствол, передача цифровых сигналов со скоростью 2,048 Мбит/с осуществляется в одном стволе с сигналами многоканальных ТФ сообщений или ТВ. В целях упрощения аппаратуры цифровой сигнал передается методом модуляции поднесущей частоты, расположенной выше спектра аналогового сигнала. Наиболее помехоустойчивым видом модуляции при передаче цифровой информации с минимально занимаемой полосой частот является фазовая модуляция (ФМ). При этом для передачи цифрового сигнала совместно с 720 ТФ каналами применяется ОФМ поднесущей 6,144 МГц, а для передачи цифрового сигнала совместно с сигналом ТВ (или 1320 ТФ каналами) используется ДОФМ (или ФМ-ОБП) поднесущей 7,68 МГц. Групповые спектры сигналов обоих вариантов организации аналогово-цифровых стволов приведены на рис. 1.9.

Структурная схема организации аналогово-цифрового ствола приведена на рис. 1.10. Здесь узлы обработки цифрового сигнала выделены штриховой линией. Передающая часть состоит из ВУ, преобразователя кода (кодера), генератора поднесущей, фазового манипулятора (ФМ) и полосового фильтра (ПФ). Генератор поднесущей синхронизирован сигналом тактовой частоты, выделенным из входного сигнала. ПФ служит для подавления спектральных компонентов манипулированного сигнала, попадающих в область группового спектра, занимаемую аналоговым сигналом (или пилот-сигналом). На приемном конце сигнал ФМ поднесущей после схемы разделения поступает на устройство обработки цифрового сигнала, состоящее из ПФ (служит для подавления помех и шумов на входе ФД) фазового детектора (ФД), регенератора (РЕГ) и декодера.

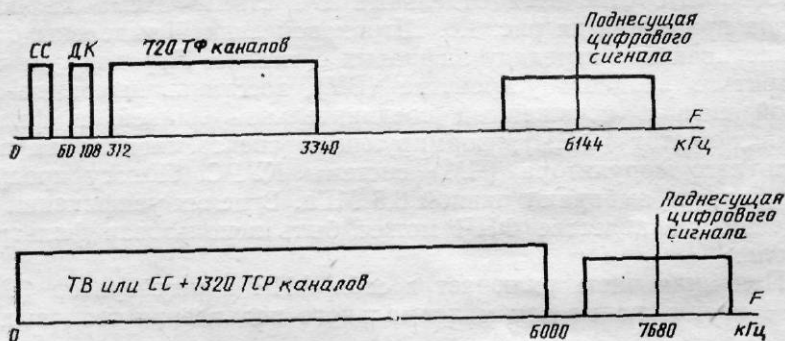


Рис. 1.9. Групповые спектры сигналов при организации аналого-цифровых стволов на аппаратуре КУРС:

СС — каналы служебной связи; ДК — дополнительные каналы. Вместо ТФР читать ТФ

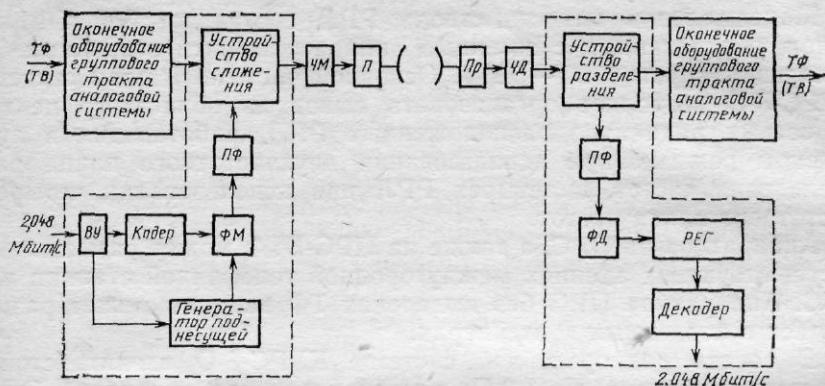


Рис. 1.10. Структурная схема аналого-цифрового ствола системы КУРС

### АППАРАТУРА ЗОНОВЫХ РРЛ КУРС-8-О И ЕЕ МОДИФИКАЦИИ

Система КУРС-8-О (Область-1) предназначена для организации зоновой радиорелейной связи на линиях протяженностью до 250 км. Связь организована таким образом, что районные центры получают связь друг с другом через областной центр (рис. 1.11). В этом случае при выделении вторичных групп в районных центрах система обеспечивает транзит других групп с потерей спектра выделенной группы.

РРЛ системы КУРС-8-О (Область-1) может состоять максимально из 10 станций, из которых: одна оконечная (ОРС-О), расположенная в областном центре, четыре ПРС с выделением ТФ каналов (ПРС-ВТФ), четыре необслуживаемые ПРС и одна оконечная станция (ОРС-Р), расположенная в районном центре.

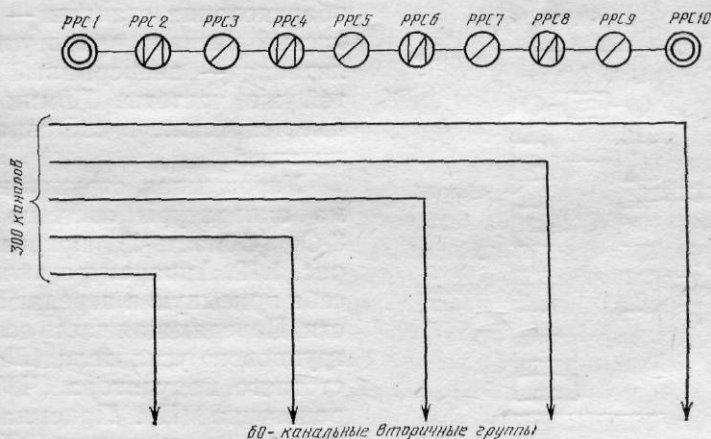


Рис. 1.11. Схема организации связи системы КУРС-8-О



Максимальная емкость ствола РРЛ составляет 300 ТФ каналов, образованных с помощью аппаратуры пяти вторичных 60-канальных групп (1ВГ—5ВГ). Основной частотный план системы КУРС-8-О позволяет организовать выход из областного центра до восьми радиально расположенных РРЛ, работающих в дуплексном режиме, при использовании двухчастотного плана распределения частот, и четырех РРЛ при использовании четырехчастотного плана частот.

Аппаратура на ОРС, а также на ПРС-ВТФ может размещаться в существующих зданиях междугородной телефонной станции или РУС. Аппаратура ПРС без выделения ТФ каналов может размещаться в подземных контейнерах.

В состав радиорелейной системы КУРС-8-О входят: стойка приемопередатчика ПрП-8-О; электропитающая установка ЭПУ-24/12; антенна двухзеркальная АМД-2,5 (диаметром 2,5 м) или перископическая антенная система ПАС; антенно-волноводный тракт; СВТ.

Для организации связи на ОРС необходимо иметь только одну стойку ПрПд-8-О; на ПРС — две. Система КУРС-8-О выполнена без системы резервирования ВЧ стволов. Приемопередающая стойка предназначена для передачи сигналов многоканальных ТФ сообщений методом ЧМ и работает с аппаратурой уплотнения К-300 (или с соответствующей частью К-1920).

Для служебных переговоров и передачи сигналов аварийной сигнализации предусмотрен один ТФ канал служебной связи в спектре частот 12—16 кГц. Этот служебный канал уплотнен четырьмя каналами аварийной сигнализации. Спектр частот 0,3—2,4 кГц канала служебной связи используют для переговоров обслуживающего персонала, а в спектре 2,6—3,4 кГц в обе стороны по линии передают аварийные сигналы (с любой из четырех необслуживаемых ПРС). Для контроля за состоянием аппаратуры от ПРС принимают два аварийных сигнала: при аварии оборудования станции — прерывистый сигнал; при выключении питания — непрерывный сигнал той же частоты. Помимо этого имеется также и световая сигнализация.

Упрощенная структурная схема аппаратуры системы КУРС-8-О (Область-1) приведена на рис. 1.12. Аппаратура включает в себя приемную и передающую части. Передающая часть состоит из группового усилителя (ГУП), частотного модулятора (ЧМ) и передатчика (П). Приемная часть состоит из приемника (Пр), частотного демодулятора (Д) и

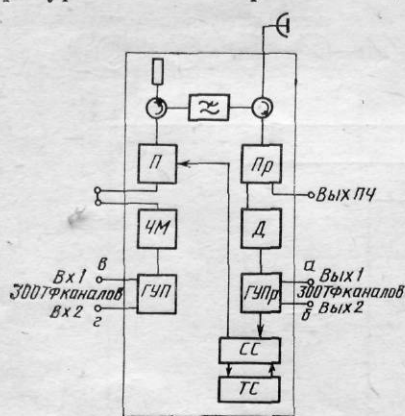


Рис. 1.12. Структурная схема ОРС системы КУРС-8-О

группового усилителя (ГУПр). Переприем сигналов на ПРС осуществляют по ПЧ, а на станциях ПРС-ВТФ по групповому спектру 60—1300 кГц. Сигнал служебного канала вводится на ПРС путем фазовой модуляции колебаний задающего генератора передатчика.

На базе модернизированных приемопередатчиков системы КУРС-8-О созданы две новые радиорелейные системы КУРС-8-ОУ и КУРС-8-ОТ, обеспечивающие возможности более полного удовлетворения потребностей развития внутриобластных звеньев ЕАСС.

Система КУРС-8-ОУ предназначена для оснащения зонавых РРЛ с числом универсальных стволов от двух до четырех. Максимальная протяженность линии, оборудованной этой системой, составляет 600 км. На РРЛ с помощью данной аппаратуры при схеме резервирования 3+1 можно организовать один ТФ, два ТВ и один резервный дуплексный ствол.

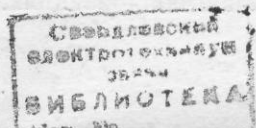
В состав СВЧ системы КУРС-8-ОУ входят приемоподающие стойки ПмПд-8-ОУ и ПмПд-8-ОУС. В каждой стойке размещен приемопередатчик одного ствола с фильтрами и циркуляторами разделительной системы. Стойки ПмПд-8-ОУС комплектуются устройствами канала служебной связи и дистанционной аварийной сигнализации (идентичными используемым в аппаратуре КУРС-8-О). Система КУРС-8-ОУ выпускается комплектами, которые включают по две сопряженные стойки одного дуплексного ствола, предназначенные для работы на одном пролете РРЛ.

191005 На ОРС и УРС должны использоваться стойки типа ОР системы КУРС, содержащие модемы, устройства резервирования стволов по групповому спектру, ТФ и ТВ оконечные устройства и устройства канала служебной связи (ПССЗ).

Система КУРС-8-ОТ предназначена в основном для обеспечения передачи ТВ сигналов от областного центра (или от магистральной РРЛ) на маломощные ТВ ретрансляторы. Резервный ствол в этой системе не предусматривается. Для обеспечения передачи на зонавых РРЛ сигналов многоканальных ТФ сообщений и ТВ возможно использование системы КУРС-8-ОУ.

Система КУРС-8-ОТ включает пять разновидностей стоек. Стойка ПмПд-8-ОТ, кроме приемопередатчика СВЧ, содержит модем и весь комплект приемных и передающих оконечных устройств видеоканала и двух каналов ЗС.

Стойка Пд-8-ОТС содержит только передатчик, модулятор и передающие оконечные ТВ устройства. Стойка Пм-8-ОТС содержит приемник, демодулятор и приемные оконечные ТВ устройства. Комплекты аппаратуры из этих стоек обеспечивают работу ОРС с симплексным ТВ стволом. Стойка ПмПд-8-ОТС имеет в своем составе только приемник и передатчик с разделенными входом и выходом СВЧ. Эта стойка обеспечивает ретрансляцию сигналов на ПРС с симплексным ТВ стволом. Для ПРС, совмещенных с ТВ ретранслятором, должна использоваться стойка ПмПд-8-ОТСВ, отличающаяся от ПмПд-8-ОТС наличием демодулятора и устройств, обеспечивающих выделение сигналов яркости и ЗС.



## РАДИОРЕЛЕЙНАЯ СИСТЕМА ГТТ-70

Магистральную радиорелейную систему ГТТ-70 выпускают заводы ТКИ в Венгерской Народной Республике. С помощью данной системы можно организовать до восьми универсальных ВЧ стволов в диапазонах 4 ГГц (система ГТТ-70-4000/1920) и 6 ГГц (система ГТТ-70-6000/1920). По одному универсальному стволу можно передавать до 1920 ТФ каналов или один сигнал цветного изображения и четыре канала ЗС. Планы распределения частот системы ГТТ-70 аналогичны планам частот систем КУРС-4 и КУРС-6 (табл. 1.2).

В состав системы входят: стойки приемопередающие (SRF-4/15 или SRF-6/10), каждая из которых включает в себя оборудование одного ВЧ ствола (на станциях, где требуется применение разносенного приема, устанавливают также приемные стойки, которые не содержат передатчиков); стойки модемов, содержащие по два комплекта модуляторов и демодуляторов. (При этом существуют различные стойки модемов для передачи сигналов многоканальных ТФ сообщений (стойки MOD-DEM-TV) и сигналов ТВ и вещания (стойки MOD-DEM-TV).) Кроме модемов эти стойки содержат аппаратуру резервирования типа ЛК; аппаратуру служебной связи, включающую аппаратуру уплотнения служебной связи, аппаратуру магистральной резервной связи, аппаратуру телобслуживания. Эта аппаратура размещается в стойках служебной связи (УСС-ОРС, УРС и ПРС). Передача сигналов служебной связи осуществляется по СВЧ стволу, передающему групповой спектр многоканального ТФ сообщения, в нижнем участке спектра частот 0,3—44 кГц по системе ЧУ.

На рис. 1.13 и 1.14 приведены структурные схемы УРС и ОРС системы ГТТ-70 по схеме резервирования 2+1 (ТФ ствол, ТВ ствол и резервный ствол).

## РАДИОРЕЛЕЙНАЯ СИСТЕМА «ТРАЛ-400/24»

Система «Трал-400/24» предназначена для организации технологической связи газо- и нефтепроводов протяженностью до 800 км, а также для организации радиорелейной связи в энергосистемах и на транспорте. План частот системы позволяет: по шестичастотному плану сформировать 14 дуплексных стволов связи и организовать 14 линий протяженностью до 800 км с постанционным (холодным) резервированием; по четырехчастотному плану сформировать 20 дуплексных стволов (т. е. организовать 20 линий протяженностью до 300 км).

В состав системы входят: стойка ОРС, стойка ПРС, пульт дистанционного управления (ПДУ), антенное устройство с фидерами, стабилизированный выпрямитель. Стойки ОРС (ПРС) содержат ВЧ приемопередающую аппаратуру, модемы, аппаратуру служебной связи и контроля. В качестве антенны используется четырехэлементная синфазная решетка, работающая в горизонтальной и вертикальной поляризациях.

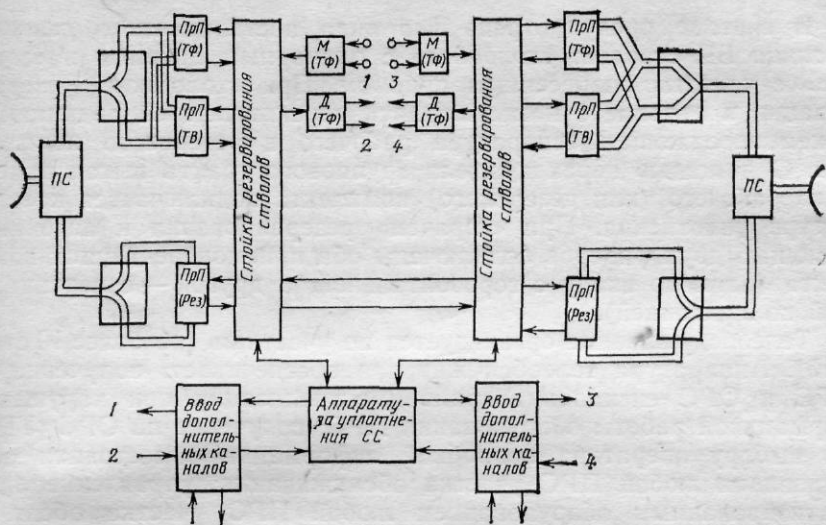


Рис. 1.13. Структурная схема УРС системы ГТТ-70

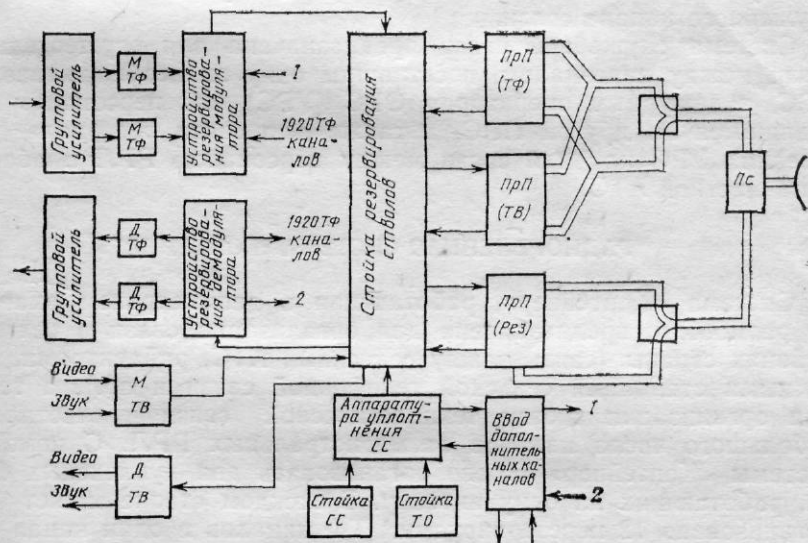


Рис. 1.14. Структурная схема ОРС системы ГТТ-70

В системе предусмотрено два вида постанционного резервирования ВЧ стволов: «холодное» с одинарным приемом и «горячее» с частотно-разнесенным приемом. При «холодном» резервировании к антенне с помощью двух переключателей подключена приемопередающая аппаратура рабочего и резервного комплектов. С помощью переключателя группового тракта выход приемника рабочего (или резервного) комплекта подключается к аппаратуре уплотнения. При «горячем» резервировании к антенне с помощью двух фидеров подключены оба приемопередающих комплекта (один ко входу с горизонтальной, а другой — с вертикальной поляризацией).

Телеобслуживание организуется по участкам (не более 10 станций). Аппаратура телеобслуживания обеспечивает: получение на УРС и ОРС сигналов аварийной сигнализации при нарушении нормальной работы оборудования ПРС; получение на ОРС (УРС) по выбору оператора подробной информации о состоянии оборудования любой ПРС участка обслуживания; управление автоматизированным оборудованием любой ПРС участка обслуживания; местную сигнализацию о состоянии оборудования ОРС (УРС).

Аппаратура телеобслуживания на ОРС (УРС) расположена в ПДУ, а на ПРС — в стойке ПРС в виде отдельного блока. Для работы аппаратуры на каждом участке обслуживания образуется один узкополосный дуплексный канал в верхней части спектра служебного канала связи.

Система служебной связи предназначена для осуществления связи между персоналом, посетившим одну из необслуживаемых ПРС, и дежурным оператором ОРС (УРС) или персоналом, находящимся на другой ПРС, а также для связи персонала двух соседних УРС или для связи между персоналом РРЛ и абонентами местной АТС.

#### РАДИОРЕЛЕЙНАЯ СИСТЕМА «КОНТЕЙНЕР»

Система «Контейнер», работающая в дециметровом диапазоне радиоволн, предназначена для организации связи в сельских районах страны (связь между сельскими АТС, райцентрами, оконечными станциями сельской телефонной связи и пр.), а также для организации систем технологической связи и ответвлений небольшого числа каналов от магистральных РРЛ. С помощью системы «Контейнер» можно организовать два дуплексных ствола, работающих на одну антенну. В каждом стволе может быть организовано 12 нерезервируемых ТФ каналов и один канал служебной связи или 6 резервируемых ТФ каналов и один канал служебной связи. План частот аппаратуры «Контейнер» аналогичен плану частот аппаратуры «Трал-400/24».

Радиорелейная линия, оборудованная системой «Контейнер» (протяженностью до 300 км), состоит из одной узловой (главной) станции (ГС), нескольких ПРС (не более 5) и одной ОРС. Глав-

ная станция располагается в техническом здании рядом с каналообразующей аппаратурой (или может быть отнесена от нее на расстояние до 1 км). Здесь всегда присутствует обслуживающий персонал. ПРС и ОРС работают без постоянного присутствия обслуживающего персонала. Аппаратура этих станций может размещаться как в технических зданиях, так и в подземных контейнерах: она включается автоматически по командам с ГС.

В состав оборудования входят: приемопередатчик (два комплекта на ГС и ОРС, четыре на ПРС), блок автоматики (БА) — один на ГС, блок автоматики ПРС (по одному на ПРС и ОРС), блок организации каналов (БОК) (по одному на каждой станции), антенна с фидером (один — на ГС и ОРС, два — на ПРС), антенный фильтр (один — на ГС, два — на ПРС и ОРС). Каждый комплект блоков аппаратуры без антенны и фидера устанавливается в настольном (или настенном) корпусе. Структурная схема станции приведена на рис. 1.15. Габаритные размеры аппаратуры: ГС и ОРС — 440×500×560 мм, ПРС — 440×500×1100 мм. Масса аппаратуры: ГС и ОРС — 67 кг, ПРС — 115 кг.

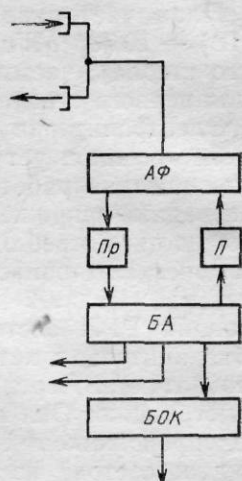


Рис. 1.15. Структурная схема станции «Контейнер»

Антенна представляет собой 8-элементную синфазную решетку с коаксиальным питающим фидером. Электропитание системы осуществляется от сети переменного тока 220 В (или 127 В), или батареи АТС 60 В (или 24 В). В качестве резервного источника электропитания служит аккумуляторная батарея СН-3 напряжением 24 В.

### РАДИОРЕЛЕЙНАЯ СИСТЕМА «РАДАН-2»

Система предназначена для организации однопролетных цифровых РРЛ (протяженностью до 30 км) между АТС. С помощью системы «Радан-2» можно организовать два дуплексных цифровых ствола.

В состав оборудования системы входят: приемопередающая станция (СПП) и каналообразующая аппаратура (ИКМ-15). Каждая приемопередающая станция комплектуется двумя приемопередатчиками. Комплект из двух СПП обеспечивает организацию двух стволов. В каждом стволе можно передавать: 15 ТФ каналов (или 10 ТФ каналов и один дуплексный канал вещания 2-го класса), а также два телеграфных канала. Комплект СПП устанавливается непосредственно вместе с антеннами на мачте (или крыше здания на специально оборудованной площадке). Максимально допустимое расстояние между аппаратурой уплотнения ИКМ-15 и СПП составляет 5 км при использовании кабеля КСПП-1×4×1,2.

План частот аппаратуры: частота нижнего поддиапазона (НВ) — 10 735 МГц (для первого ствола), 10 815 МГц (для второго ствола); частота верхнего поддиапазона (ВН) — 11 265 МГц (для первого ствола), 11 345 МГц (для второго ствола).

Электропитание аппаратуры осуществляют от стационарного блока питания, устанавливаемого в отсеке стойки ИКМ-15. Этот блок питания работает от батареи АТС (—60 В) и обеспечивает генерацию напряжения 220 В, 400 Гц для питания аппаратуры. Мощность, потребляемая одним приемопередатчиком, около 50 Вт. На рис. 1.16 приведена структурная схема однопролетной РРЛ системы «Радан-2», а на рис. 1.17 приведена структурная схема станции РРЛ системы. Конструктивной основой СПП служит объединитель, к которому крепится антенна АДЭ-1 и оба приемопередатчика. Передатчик и приемник представляют собой единую конструкцию. Они полностью собраны на интегральных схемах и полупроводниковых приборах, включая СВЧ генераторы. Передатчик состоит из регенератора (Рег), СВЧ ЧМ-генератора на



Рис. 1.16. Структурная схема ЦРРЛ системы «Радан-2»

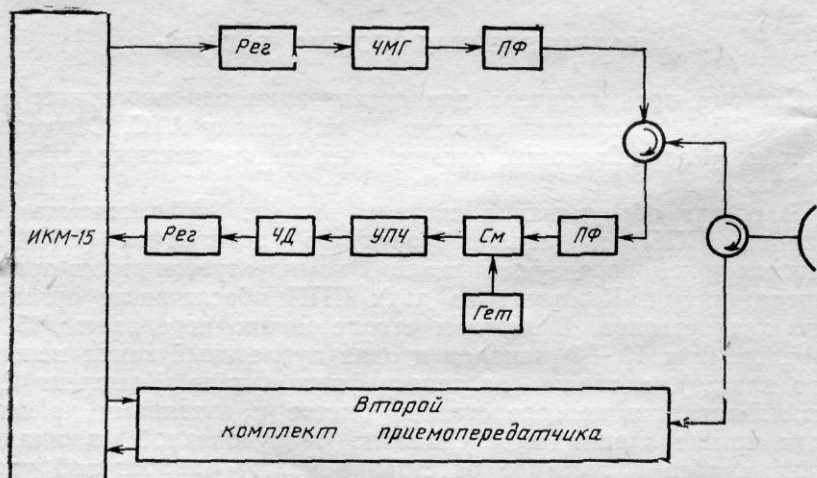


Рис. 1.17. Структурная схема станции РРЛ системы «Радан-2»

ЛПД с системой АПЧ (ЧМГ) и полосового фильтра (ПФ). Приемник включает в себя входной полосовой фильтр (ПФ), балансный смеситель (См) с гетеродином (Гет), усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и регенератор (Рег). В состав приемопередатчика входит также вторичный источник питания, который обеспечивает преобразование входного напряжения 220 В, 400 Гц в стабилизированное напряжение постоянного тока.

Аппаратура ИКМ-15 обеспечивает передачу по линии сигнала со скоростью 1,024 Мбит/с. Станция СПП не требует постоянного круглосуточного присутствия обслуживающего персонала; аппаратуру ИКМ-15 круглосуточно обслуживает дежурный персонал РУС или АТС.

### 1.3. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТАНЦИЙ

В соответствии с нормами технологического проектирования [2] потребители электроэнергии на радиорелейных станциях относятся к двум основным категориям: 1а и 1б.

К категории 1а относится вся радиорелейная аппаратура и аппаратура уплотнения. Этот вид потребителей электроэнергии не допускает перерывов в питании, кратковременных толчков напряжения и колебаний питающего напряжения более чем на  $\pm (2-3) \%$ .

К категории 1б относится второстепенное технологическое оборудование, электродвигатели вентиляторов, аварийное освещение и пр. Такие потребители электроэнергии, как осветительная сеть помещений, электроотопление относятся к категории 3.

Основным первичным источником электроснабжения является внешний источник, от которого электроэнергия подается на РРС с помощью ЛЭП (как низкого — 0,4 кВ, так и высокого — 6, 10 и 35 кВ напряжения). Иногда с целью резервирования строят две ЛЭП от двух независимых первичных источников. При питании РРС от ЛЭП высокого напряжения понижение напряжения осуществляют с помощью типовых понижающих трансформаторных подстанций серии КТП мощностью 25, 40, 63, 100, 160 кВА. В случае технической или экономической нецелесообразности строительства и эксплуатации ЛЭП (например, при значительной протяженности ЛЭП или в случае труднодоступности места прохождения ЛЭП) электроснабжение РРС осуществляют от автономных дизельных станций (ДЭС) с постоянно работающими дизелями на жидком (дизельном) или газообразном топливе. Потребители категорий 1б и 3 питаются непосредственно от первичного источника. Потребители категории 1а питаются от систем гарантированного питания, которые делятся на два типа: системы с электромеханическими агрегатами и системы с аккумуляторными батареями. В комплект установок с аккумуляторными батареями входят зарядно-питающие устройства. Аппаратура станции питается непосредственно от аккумуляторной батареи, работающей в буферном режиме (*режиме подзарядки*).



Кроме обеспечения гарантированного электропитания при кратковременных отключениях сети и при переходах к питанию от дизеля, аккумуляторная батарея обеспечивает уменьшение пульсаций напряжения буферного выпрямителя. Емкость аккумуляторной батареи на автоматизированных ПРС (АПРС) должна быть достаточной для автономной работы станции в течение 5 ч (за это время персонал АПГ должен прибыть на станцию и выполнить ремонтные работы). На УРС и ОРС батарея должна обеспечивать питание в течение до 1 ч.

На ПРС применяют аккумуляторные батареи закрытого типа (СН и СЗ). Такие батареи могут быть установлены в одном помещении с аппаратурой.

Отечественная радиорелейная аппаратура последнего поколения на полупроводниковых приборах потребляет небольшое количество электроэнергии (несколько сотен ватт). В качестве первичных источников для такой аппаратуры используют термоэлектродгенераторы (ТЭГ) и трубчатые электродгенераторы (ТГ). ТЭГ представляет собой набор термоэлементов из полупроводниковых материалов, дающих несколько десятых вольта на элемент при определенной разности температур между спаями. Подогрев одного из спаев осуществляется за счет сжигания различных видов топлива. Охлаждение другого спаея осуществляют потоком воздуха (или жидкости). Наибольшее распространение имеют термоэлектродгенераторы типа ТЭГ 200К и ТЭГ 200Т, работающие на сжиженном газе. Эти ТЭГ работают в буферном режиме с аккумуляторными батареями. ТГ работают также в буферном режиме с аккумуляторными батареями. Принцип действия их основан на преобразовании тепловой энергии, выделяемой при сгорании жидкого (или газообразного) топлива, в электроэнергию. Рабочая жидкость при нагревании в котле превращается в пар, который вращает турбину. Затем пар поступает в охлаждаемый наружным воздухом конденсатор, где превращается в жидкость, которая вновь поступает в котел. Вырабатываемый ТГ переменный ток частотой 400 Гц и напряжением 24 В через выпрямительную установку подается к аппаратуре и подзаряжает аккумуляторную батарею, подключенную параллельно ей. На современных ПРС применяются ТГ типа «Ормат».

По сравнению с ТЭГ у ТГ более высокий КПД и большая выходная мощность. Недостатком ТГ является значительное время вхождения в рабочий режим (до 0,5 ч) и инерционность системы регулирования выходного напряжения. Для питания ПРС обычно устанавливают два ТГ, каждый из которых работает с 50%-ной нагрузкой. Таким образом обеспечивается бесперебойность электропитания станции в случае выхода из строя одной из установок.

Методика расчета потребляемой мощности технологическим и прочим оборудованием ПРС подробно изложена в [5].

### ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ АППАРАТУРЫ В СИСТЕМЕ КУРС

Система КУРС питается постоянным током от аккумуляторных батарей в буферном режиме. Напряжение питания  $-24 \text{ В} \pm \pm 10\%$ . В качестве первичного источника питания используется сеть переменного тока напряжением  $380/220 \text{ В} \begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$ . В качестве резервного первичного источника питания используют автоматизированный дизель-генератор. В зависимости от требуемой мощ-

ности можно использовать дизель-генераторы ЗЭ-8, ЗЭ-16, ДГА-24М, ДГА-48М. В качестве аккумуляторных батарей используют стационарные батареи типа СН или СЗ емкостью, обеспечивающей работу станции в течение не менее 5 ч. В качестве распределительных устройств постоянного тока применяют стойки распределения постоянного тока (РПТ). Мощности (в ваттах), потребляемые стойками системы КУРС:

Стойка приемопередатчиков КУРС-2М:		Стойка обслуживания УРС (ОУРС)	120
один передатчик . . . . .	110	Стойка обслуживания ПРС:	
один приемник . . . . .	40	без выделения телевидения (ОПРС-Н)	50
Стойка передатчиков КУРС-4	440	с выделением телевидения (ОПРС-В)	110
Стойка приемников КУРС-4	140	Стойка распределения постоянного тока:	
Стойка передатчиков КУРС-6	800	ОРС . . . . .	20
Стойка приемников КУРС-6	120	ПРС . . . . .	70
Стойка передатчиков КУРС-8	440	УРС . . . . .	70
Стойка приемников КУРС-8	140	Пульт:	
Стойка оконечная . . . . .	130	ССК . . . . .	100
Стойка резервирования створов		СОВТ . . . . .	50
РС-2Ав . . . . .	50		
РС-4 . . . . .	70		
РС-8 . . . . .	130		

Электропитание системы КУРС-8-О (Область-1) организуется с помощью электропитающего устройства ЭПУ-24/12, состоящего из аккумуляторного шкафа с батареями ЭСТ-215 и зарядного устройства ЗПУ-27/23, представляющего собой зарядно-буферный выпрямитель. Аккумуляторная батарея обеспечивает работу аппаратуры в течение 10 ч с момента отключения электросети. Мощность, потребляемая одним приемопередатчиком, составляет 135 Вт.

#### ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ АППАРАТУРЫ В СИСТЕМЕ ГТТ-70

Система электропитания состоит из гарантированного источника питания ЗSZM24GY-1,3. Система включает в себя шкаф АЕК-6 распределения электроэнергии по отдельным стойкам аппаратуры и аккумуляторную батарею, работающую в буферном режиме. Напряжение первичной сети составляет 380/220 В. Выходное напряжение составляет 24 В (либо 48 В или 60 В в зависимости от типа аппаратуры). Тип аккумуляторов ЗРЕ12 (свинцовые). Число аккумуляторов в батарее для обеспечения 5 ч работы при отказе первичного источника — 8 шт.

#### 1.4. АНТЕННЫ И АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ ТРАКТЫ РРЛ

Антенны и антенно-фидерные тракты (АФТ) системы КУРС в значительной степени унифицированы для всей системы, однако для различных диапазонов частот имеются определенные особенности.

В системах КУРС-4 и КУРС-6 применяют следующие антенны: рупорно-параболическую РПА-2П-2; осесимметричную двухзеркальную АДЭ-5 (на пролетах повышенной протяженности и на пролетах с пассивными ретрансляторами); АДЭ-3,5; АМД-2,5 (в системе КУРС-6); перископическую (на трубчатых опорах коэффициент защитного действия составляет 65 дБ; на решетчатых опорах 45 дБ).

В качестве вертикальных фидеров используют волноводы круглого сечения, а также гибкие эллиптические волноводы типа ЭВГ-2 и ЭВГ-4.

Структурная схема АФТ при использовании антенн АДЭ приведена на рис. 1.18 (1 — антенна АДЭ-3,5; 2 — герметизирующая вставка; 3 — внешний волновод; 4 — поляризационный селектор (если используются волны одной поляризации, то применяется ферритовый циркулятор); 5 — волноводные переходы; 6 — внутренний волновод; 7 — устройство совмещения приема и передачи).

Перископическая антенная система может обеспечить максимальную емкость ВЧ ствола только при использовании трубчатых опор (в противном случае начинает оказывать большое влияние попутный поток энергии, рассеиваемый антенной опорой). Структурная схема АФТ с такой антенной системой приведена на рис. 1.19 (верхнее плоское зеркало-переизлучатель — 1; нижнее эллиптическое зеркало — 2; рупорный облучатель — 3). Рупорный облучатель устанавливают в стенном проеме технического здания РРС. К его входу подключают поляризационный селектор — 4.

В системе КУРС-2М в случае большой высоты подвеса антенны применяют вариант трубчатой мачты с перископической антенной (ПАС) и рупорным облучателем (РО-2). Если длина фидера не превышает 7,5 м, то применяют антенну АДЭ-3,5 (или

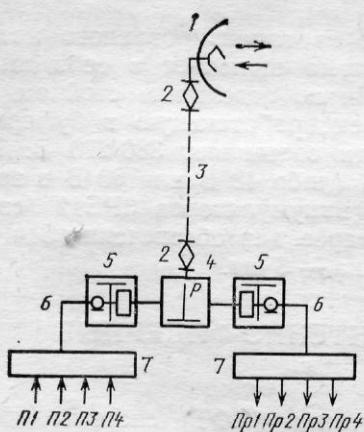


Рис. 1.18. Структурная схема АФТ с использованием антенны типа АДЭ

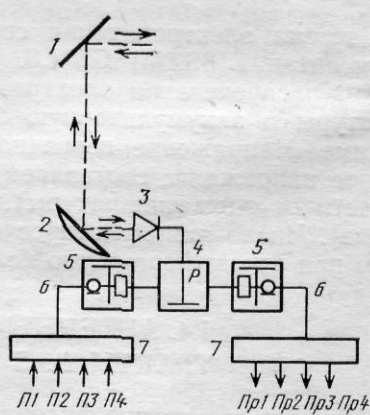


Рис. 1.19. Структурная схема АФТ с использованием ПАС

Таблица 1.3

Высота подвеса верхнего зеркала, м	до 60	80	100	110	120	130
Коэффициент усиления, дБ	31	28	26	25	24	23

АДЭ-5). В качестве фидера используют коаксиальный кабель РК-75-24-32 с погонным затуханием 0,08 дБ/м.

Коэффициенты усиления ПАС в зависимости от высоты подвеса верхнего зеркала приведены в табл. 1.3.

В системе КУРС-8-О (Область-1) основным типом антенны является двухзеркальная параболическая антенна диаметром 2,5 м (АМД-2,5). В случае, когда станция зоной РРЛ совмещается с существующей РРЛ магистральной сети, имеющей высокую опору, следует применять ПАС. При этом, если ПАС устанавливают на трубчатых опорах, то можно применять двухчастотный план распределения частот, если же ПАС устанавливают на решетчатой опоре, следует применять четырехчастотный план распределения частот.

В качестве фидера для антенн обоих типов используют тракт из гибкого волновода типа ЭВГ-6 (погонное затухание 0,08 дБ/м). Структурная схема АФТ системы КУРС-8-О аналогична приведенным выше при наличии одного ВЧ ствола.

Потери в сосредоточенных элементах АФТ системы КУРС составляют: 2,5 дБ (КУРС-2М), 1,2 дБ (с фидером типа ЭВГ) или 1,6 дБ (КУРС-4,6), 2,3 дБ (КУРС-8-ОУ), 0,8 дБ (КУРС-8-О).

#### Потери в элементах АФТ системы КУРС

Герметизирующая вставка . . . . .	0,1
Поляризационный селектор . . . . .	0,1
Переход . . . . .	0,1
Фильтр высших типов волн . . . . .	0,2
Устройство совмещения приема и передачи . . . . .	0,4
Корректор эллиптичности . . . . .	0,1

В системе ГТТ-70 в основном применяют симметричную параболическую антенну (ПА), но можно применять и РПА. Антенну ПА изготавливают с зеркалом отражателя диаметром 3—4 м для различных диапазонов частот с облучателем для одной или двух поляризаций. Структурная схема АФТ аналогична схеме системы КУРС. При этом в качестве внешнего волновода в диапазоне 6 ГГц используют прямоугольный волновод  $48 \times 24$ , а в диапазоне 4 ГГц волновод  $58 \times 29$  (или эллиптический волновод).

### 1.5. АНТЕННЫЕ ОПОРЫ РРЛ

В качестве опор для установки антенн применяют башни и мачты различных конструкций. Выбор конструкции определяется назначением РРЛ, необходимой высотой подвеса антенн, числом

устанавливаемых антенн, условиями климатической зоны и ветрового района, а также размещением аппаратуры (верхнее или нижнее) и рядом других факторов.

Антенная опора в виде мачты более экономична, чем в виде башни, и в последнее время ее широко применяют. На магистральных и зонавых РРЛ с расположением оборудования ПРС внутри применяют два вида мачтовых опор: с решетчатыми и трубчатыми стволами. Мачтовая опора с решетчатым стволом рассчитана на установку нескольких радиорелейных антенн. Сигнальное освещение мачт (СОМ), АФТ и антенны обслуживают с переходных площадок, расположенных через 4,5 м по высоте.

Мачтовую опору с трубчатым стволом выполняют из труб диаметром 1220 мм с толщиной стенок 12 мм и длиной секций по осям стыков 11 м и 6,5 м. На такой опоре также можно установить до четырех антенн различных типов.

На ряде магистральных РРЛ с расположением аппаратуры ПРС наверху (непосредственно у антенн) и емкостью ТФ ствола не менее 1920 каналов применялись опоры башенного типа.

В качестве светоограждения мачт (СОМ) применяют «заградительный ламповый огонь» типа ЗОЛ-2 с рубиновым стеклом и лампой накаливания мощностью 130 Вт при напряжении 220 В. Электропитание СОМ осуществляется от щита электропитания аппаратной. Для увеличения надежности СОМ электропитание светильников одного яруса принято от разных фаз, при этом каждая фаза имеет самостоятельный защищающий аппарат — автоматический выключатель, который при аварии отключает только поврежденную фазу. Для современных РРЛ разработан проблесковый заградительный огонь с частотой 40—60 проблесков/мин и потребляемой мощностью не более 60 Вт. Электропитание СОМ с такими приборами возможно либо от аккумуляторной батареи 24 В, либо от сети однофазного переменного тока 220 В.

## 1.6. ПРОЕКТНЫЕ РЕШЕНИЯ ПО СТАНЦИЯМ РРЛ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

На площадках УРС и ОРС размещают следующие здания и сооружения: техническое здание, антенную опору, дизельную (можно также размещать в техническом здании), трансформаторную подстанцию, склад ГСМ, прочие сооружения. Пример схемы генерального плана площадки УРС приведен на рис. 1.20.

В техническом здании располагают: аппаратную, аккумуляторную, щитовую (размещается обязательно в смежном с аккумуляторной или дизельной помещении), линейно-аппаратный цех (ЛАЦ), вспомогательные помещения. При размещении аппаратуры в техническом здании руководствуются следующими нормами на размеры проходов между рядами радиорелейного оборудования: 1—1,2 м (для УРС и ОРС), 1 м (для ПРС) при одностороннем размещении

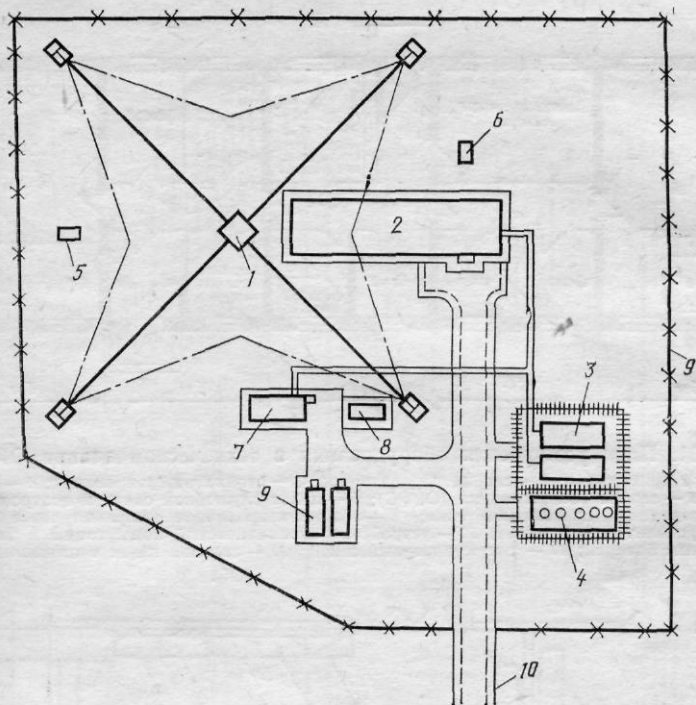


Рис. 1.20. Генеральный план площадки УРС:

1 — антенная мачтовая опора; 2 — техническое здание; 3 — склад; 4 — склад горюче-смазочных материалов; 5 — трансформаторная подстанция; 6 — котельная; 7 — помещение для мотопомпы; 8 — резервуар с водой на случай пожара; 9 — ограждение; 10 — подъездная автодорога

рядов аппаратуры; 1,2—1,4 м (для УРС и ОРС), 1 м (для ПРС) при двухстороннем размещении рядов аппаратуры.

Между оборудованием и стеной, между торцами ряда стоек и стеной при наличии у оборудования открываемых со стороны стены дверок или выдвигаемых частей, или стоек, требующих доступа сзади, проход должен быть оставлен не менее ширины дверки или размера выдвинутой части плюс 0,5 м.

Температура воздуха в аппаратной, дизельной и щитовой на обслуживаемых ПРС должна составлять не менее 15—18°С, на АПРС 10—12°С.

Радиорелейная аппаратура ПРС может размещаться в специальных контейнерах размером 6570×2700×3100 мм и массой 5,8 т. Наружные поверхности контейнера выполнены из перфорированного оцинкованного стального листа.

На рис. 1.21 — 1.23 приведены примеры размещения системы КУРС в технических зданиях ОРС, УРС и ПРС.

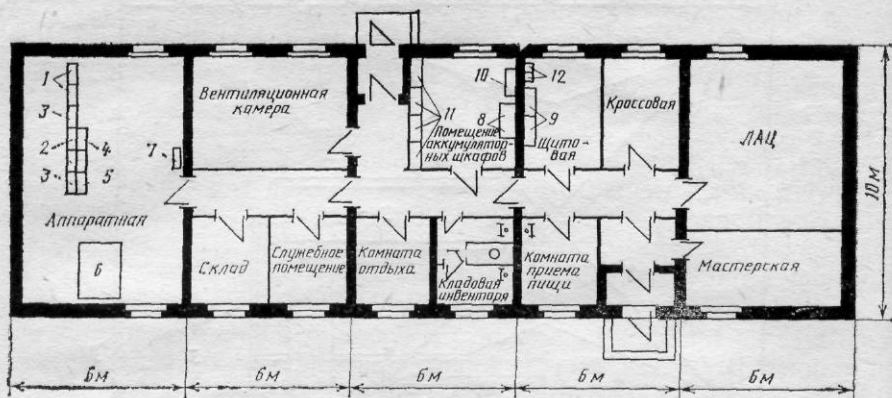


Рис. 1.21. План размещения оборудования в техническом здании ОРС:

1 — стойка приемников; 2 — стойка передатчиков; 3 — стойка резервирования; 4 — стойка оконечная; 5 — стойка обслуживания (ОУРС); 6 — пульт управления (ОУРС); 7 — стойка распределения постоянного тока; 8 — автоматизированное выпрямительное устройство; 9 — распределительный пульт; 10 — устройство автоматической коммутации и защиты аккумуляторных батарей; 11 — аккумуляторный шкаф; 12 — силовой ящик с плавкими вставками

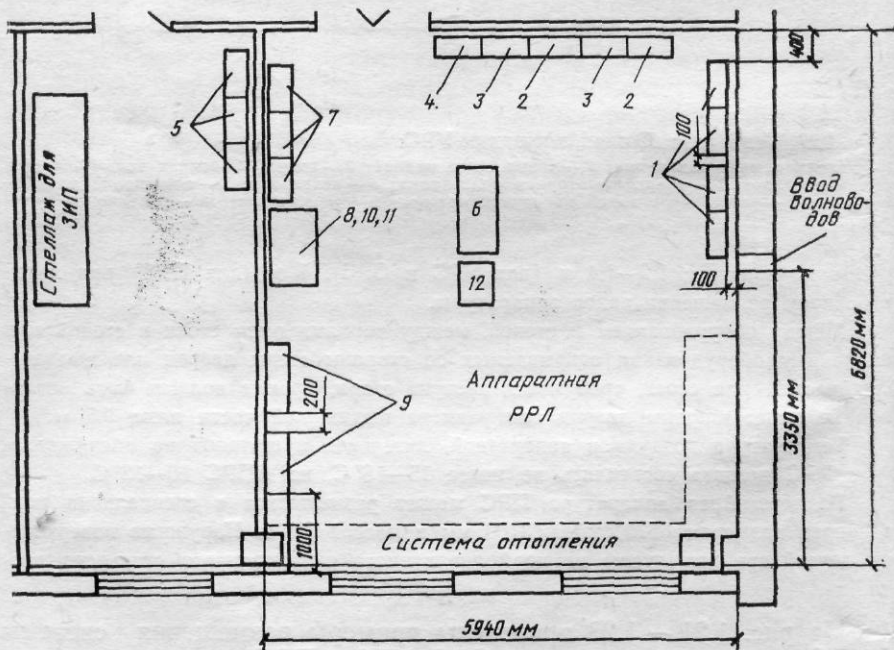


Рис. 1.22. План размещения оборудования в аппаратной технического здания УРС:

1 — стойка приемников и передатчиков (Пм-4, Пд-4); 2 — стойка резервирования (РС-4); 3 — стойка оконечная (СО-2); 4 — стойка обслуживания (ОУРС); 5 — аккумуляторный шкаф; 6 — пульт служебной связи и контроля; 7 — стойка распределения постоянного тока (РПТ УРС); 8 — стеллаж видеоконтрольных устройств; 9 — кабельный щит; 10 — видеоконтрольное устройство; 11 — звуковая колонка; 12 — пульт диспетчерской громкоговорящей связи

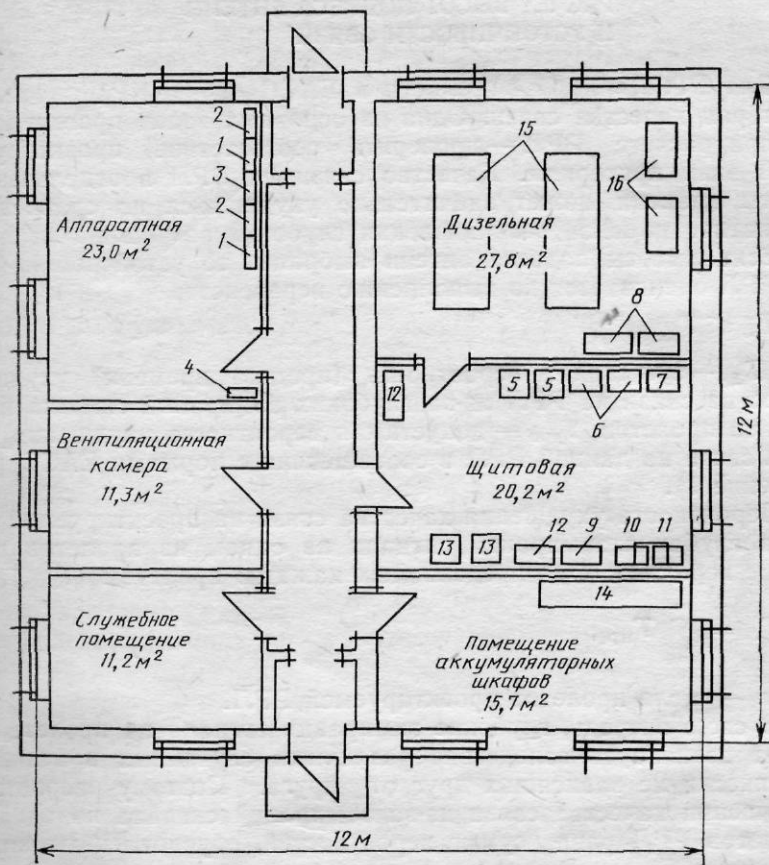


Рис. 1.23. План размещения оборудования в техническом здании ПРС:

1 — стойка приемников; 2 — стойка передатчиков; 3 — стойка обслуживания (ОПРС); 4 — стойка распределения постоянного тока; 5 — шкаф заряда батарей; 6 — щит управления дизель-генератором; 7 — щит автоматики вспомогательный; 8 — шкаф аккумуляторных батарей; 9 — устройство автоматической коммутации и защиты аккумуляторных батарей; 10 — вводный щит; 11 — станция автоматического аварийного переключения; 12 — распределительный пункт; 13 — автоматизированное выпрямительное устройство; 14 — шкаф аккумуляторных батарей; 15 — дизель-генератор; 16 — топливно-масляная сборка

## 1.7. РАСЧЕТ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Расчетная часть проекта на строительство РРЛ прямой видимости включает в себя три основных раздела: расчет высот подвеса антенн; расчет устойчивости связи; расчет мощности сигнала на входе приемника каждого пролета и ожидаемой мощности шумов в каналах РРЛ.



## РАСЧЕТ ВЫСОТ ПОДВЕСА АНТЕНН И УСТОЙЧИВОСТИ СВЯЗИ

Для РРЛ прямой видимости в ЕАСС (и МККР) определены критерии качества связи. Одна из основных задач проектировщика при расчете РРЛ — проверить соответствие проектируемой РРЛ этим критериям. Качество связи на РРЛ в отдельные моменты времени может значительно ухудшаться по сравнению с нормативным из-за возникновения глубоких замираний на линии.

Если высоты подвеса антенн выбраны, то устойчивость связи на РРЛ оценивается по выполнению неравенства

$$T_{\Sigma} \leq T_{\text{доп}}, \quad (1.1)$$

где  $T_{\Sigma}$  — суммарная вероятность (процент времени) ухудшения качества связи на РРЛ из-за глубоких замираний сигнала на одном из пролетов,  $T_{\text{доп}}$  — допустимая вероятность ухудшения качества связи на данной РРЛ в соответствии с нормами ЕАСС (Приложение 1).

Вероятность ухудшения качества связи на проектируемой РРЛ из-за глубоких замираний сигнала на одном из пролетов равна сумме вероятностей, определяемых каждым пролетом ( $T_{\text{пр } i}$ ), т. е.

$$T_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n T_{\text{пр } i},$$

где  $n$  — число пролетов проектируемой РРЛ.

В свою очередь, глубокие замирания сигнала на пролете РРЛ могут возникнуть вследствие различных случайных причин, статистически не зависящих друг от друга. Поэтому вероятность ухудшения качества связи из-за замираний сигнала на одном из пролетов РРЛ равна сумме вероятностей, обусловленных каждой из причин:

$$T_{\text{пр } i} = \sum T_{\text{пр } j}.$$

Для определения критерия ухудшения качества связи на РРЛ рассмотрим диаграмму уровней сигнала на одном из пролетов РРЛ (рис. 1.24). Суммарное ослабление сигнала от выхода передатчика до входа приемника

$$L_{\Sigma}^* = L_{\phi 1} G_1 L_p G_2 L_{\phi 2},$$

или в децибелах

$$10 \lg L_{\Sigma} = L_{\phi \Sigma} + G_{\Sigma} + L_p. \quad (1.2)$$

Здесь  $L_{\phi \Sigma} = L_{\phi 1} + L_{\phi 2}$  — суммарное ослабление сигнала в передающем и приемном фидерных трактах;  $G_{\Sigma} = G_1 + G_2$  — суммарный коэффициент усиления передающей и приемной антенн;  $L_p$  — ослабление сигнала в тракте распространения радиоволн.

\* Индексы 1 и 2 относят соответственно к передающей и приемной антеннам.

Рис. 1.24. Диаграмма уровней сигнала на пролете РРЛ

Ослабление сигнала в фидерном тракте можно определить по формуле (в дБ)

$$L_{\phi} = L'_{\phi} + L''_{\phi} \quad (1.3)$$

где  $L'_{\phi}$  — ослабление в сосредоточенных элементах фидерного тракта (разделительных фильтрах, гермовставках и пр.);

$$L''_{\phi} = \alpha_1 l_{\Gamma} + \alpha_2 l_{\text{в}} \quad (1.4)$$

— ослабление в волноводе; ( $\alpha$  — в дБ/м;  $l_{\Gamma}$  — в м;  $l_{\text{в}}$  — в м — погонное ослабление и длина соответственно горизонтального и вертикального участков волноводов).

Ослабление сигнала в тракте распространения радиоволн [1, 3, 6] (в дБ)

$$L_{\text{р}} = L_0 + L_{\text{доп}}, \quad (1.5)$$

где

$$L_0 = 20 \lg (\lambda / 4 \pi R_0) \quad (1.6)$$

— ослабление сигнала при распространении радиоволн в свободном пространстве;  $L_{\text{доп}}$  — дополнительное ослабление сигнала за счет неоднородности реальной среды распространения, зависящее от множителя ослабления поля свободного пространства соотношением

$$L_{\text{доп}} = V^2. \quad (1.7)$$

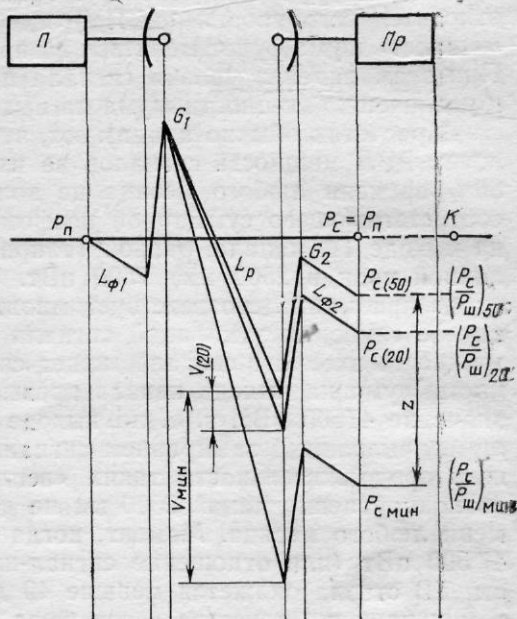
Природа распространения радиоволн на пролете РРЛ такова, что дополнительное ослабление сигнала (и соответственно множитель ослабления) меняется во времени по случайному закону. Следовательно, будет меняться по случайному закону и мощность сигнала на входе приемника, определяемая основным уравнением передачи

$$P_{\text{с.вх}} = P_{\text{п}} L_{\Sigma}, \quad (1.8)$$

где  $P_{\text{п}}$  — мощность передатчика или в децибелах по отношению к 1 Вт

$$10 \lg P_{\text{с.вх}} = P_{\text{п}} + L_{\Sigma}. \quad (1.9)$$

Отношение сигнал-шум на выходе канала связи, зависящее от мощности сигнала на входе приемника, также будет меняться во



времени по случайному закону. Таким образом, в точке нулевого относительного уровня (ТОНУ), где мощность сигнала 1 мВт, мощность шума будет меняться во времени по случайному закону. При этом падение уровня сигнала на входе приемника приводит к увеличению мощности шума на выходе канала.

В расчетах обычно принимают, что одновременно на всех пролетах РРЛ мощность сигналов на входах приемников в течение 80% времени любого месяца не должна падать ниже значения, соответствующего суммарной псофометрической мощности шумов на выходе ТФ канала, равной (например, для гипотетической эталонной цепи в 2500 км) 7500 пВт. Такой мощности сигнала на входе приемника соответствует множитель ослабления  $V$  (20). В случае глубоких замираний сигнала на одном из пролетов РРЛ мощность входного сигнала может снизиться настолько, что мощность шума на выходе канала превысит максимально допустимое значение 47500 пВт, т. е. на выходе канала возникнет «всплеск» шума, вызванный замиранием сигнала на одном из пролетов. Общая продолжительность таких «всплесков» для гипотетической эталонной цепи длиной 2500 км не должна превышать 0,1% времени любого месяца. Момент, когда шум в ТФ канале превысит 47500 пВт (или отношение сигнал-шум на выходе канала яркости ТВ ствола окажется меньше 49 дБ), принято считать моментом ухудшения качества связи из-за глубоких замираний. В этот момент мощность сигнала на входе приемника равна минимально допустимому значению, которому соответствует минимально допустимое значение множителя ослабления  $V_{\text{мин}}$ . Из рис. 1.22 следует, что энергетический запас аппаратуры до значения, после которого начинаются замирания (так называемый «запас на замирания»), может быть рассчитан (в дБ) как

$$Z = 10 \lg (P_c/P_{\text{ш}})_{50\%} - 10 \lg (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{мин}}. \quad (1.10)$$

При этом

$$10 \lg (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{мин}} = \begin{cases} 44 \text{ дБ для ТФ ствола,} \\ 49 \text{ дБ для ТВ ствола.} \end{cases} \quad (1.11)$$

Запас на замирания  $Z$  — это величина, обратная минимально допустимому множителю ослабления  $V_{\text{мин}}$ .

Таким образом, вероятность ухудшения качества связи на РРЛ из-за глубоких замираний сигнала на одном из пролетов — это вероятность того, что множитель ослабления на этом пролете окажется меньше минимально допустимого значения, т. е.

$$T_{\Sigma} = T(V < V_{\text{мин}}) = T(V_{\text{мин}}).$$

Для проверки устойчивости связи по неравенству (1.1) необходимо для каждого пролета рассчитать суммарную вероятность ухудшения качества связи и далее рассчитать суммарную вероятность ухудшения качества связи на РРЛ, но для этого необходимо вначале рассчитать высоты подвеса антенн.

Различают два типа пролетов РРЛ: *пересеченные* (здесь влиянием отражений радиоволн от поверхности Земли можно пренебречь) и *слабопересеченные* (где следует учитывать отражения радиоволн от поверхности Земли). Расчет высот подвеса антенн и устойчивости связи на таких пролетах различен.

### РАСЧЕТ ВЫСОТ ПОДВЕСА АНТЕНН НА ПЕРЕСЕЧЕННОМ ПРОЛЕТЕ

Основным критерием для расчета высоты подвеса антенн на таком пролете является условие отсутствия экранировки препятствиями минимальной зоны Френеля при субрефракции радиоволн. Как известно, основная часть энергии передатчика распространяется в сторону приемной антенны внутри минимальной зоны Френеля (рис. 1.25), представляющей эллипсоид вращения с фокусами в точках передающей и приемной антенн. Радиус минимальной зоны Френеля в любой точке пролета [1, 3]

$$H_0 = \sqrt{R_0 \lambda k (1-k)}, \quad (1.12)$$

где

$$k = R_1/R_0 \quad (1.13)$$

— относительная координата критической точки профиля.

Просвет на пролете (т. е. расстояние между линией, соединяющей центры антенн, и критической точкой профиля), существующий в течение 80% времени, должен быть не менее  $H_0$ . В этом случае напряженность поля в точке приема будет равна напряженности поля при распространении радиоволн в свободном пространстве.

Пролет может быть отнесен к пересеченным, если высоты неровностей земной поверхности соответствуют условию

$$\Delta h_i \geq 2 H_0. \quad (1.14)$$

Просвет на пролете, существующий в течение 80% времени, определяется как

$$H(\bar{g} + \sigma) = H(0) + \Delta H(\bar{g} + \sigma). \quad (1.15)$$

Здесь  $\bar{g}$  и  $\sigma$  — среднее значение и стандартное отклонение вертикального градиента диэлектрической проницаемости тропосферы, значения которых для различных климатических районов СССР приведены в приложении 2;  $H(0)$  — величина просвета в отсутствие рефракции радиоволн (т. е. при  $g=0$ );

$$\Delta H(\bar{g} + \sigma) = -\frac{R_0^2}{4} (\bar{g} + \sigma) k (1-k). \quad (1.16)$$

— среднее значение приращения просвета за счет рефракции, существующее в течение 80% времени.

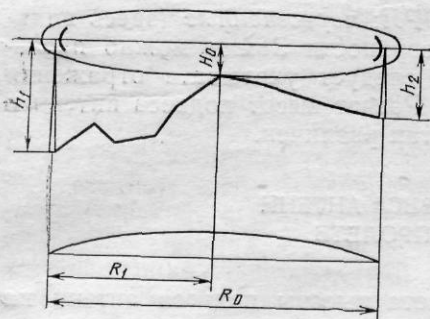


Рис. 1.25. К пояснению выбора высот подвеса антенн

Таким образом, напересеченных пролетах просвет должен быть выбран из условия

$$H(\bar{g} + \sigma) = H_0.$$

Тогда просвет без учета рефракции (именно для этого случая строятся профили пролетов)

$$H(0) = H_0 - \Delta H(\bar{g} + \sigma). \quad (1.17)$$

При этом необходимо проверить три-четыре критические точки профиля, для каждой из которых выполнить расчеты по формуле (1.17).

Высоты подвеса антенн определяются из профиля (см. рис. 1.25). Для этого следует отложить по вертикали от критической точки рассчитанный ранее просвет. Для дальнейших расчетов составляют ту критическую точку, для которой  $h_1$  и  $h_2$  получились наибольшими.

#### РАСЧЕТ СУММАРНОЙ ВЕРОЯТНОСТИ УХУДШЕНИЯ КАЧЕСТВА СВЯЗИ НА ПЕРЕСЕЧЕННОМ ПРОЛЕТЕ

Суммарная вероятность ухудшения качества связи на РРЛ из-за глубоких замираний сигнала на одном из пролетов обуславливается в общем случае *тремя причинами*: экранировкой препятствиями минимальной зоны Френеля при субрефракции радиоволн  $T_0(V_{\text{мин}})$ , интерференцией в точке приема прямого луча и лучей, отраженных от слоистых неоднородностей тропосферы  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$ , и ослаблением сигнала из-за дождей  $T_{\text{д}}(V_{\text{мин}})$ .

Таким образом,

$$T_{\text{пр}}(V_{\text{мин}}) = T_0(V_{\text{мин}}) + T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}}) + T_{\text{д}}(V_{\text{мин}}). \quad (1.18)$$

**Расчет минимально допустимого множителя ослабления на пролете РРЛ.** Расчету  $V_{\text{мин}}$  предшествует расчет коэффициента системы  $K$ , который является важным параметром аппаратуры. С помощью  $K$  можно легко определить мощность тепловых шумов в каналах РРЛ. Коэффициент системы определяется совместным решением двух основных уравнений передачи: первое уравнение (1.8) и второе уравнение для выигрыша в отношении сигнал-шум, обусловленного применением частотной модуляции

$$K = (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{в.вх}} / (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}. \quad (1.19)$$

Выразив из (1.8)  $P_{\text{с.вх}}$  и подставив его в (1.19), будем иметь

$$K = P_{\text{с.в.вх}} P_{\text{ш.вх}} / P_{\text{ш.в.вх}} P_{\text{п}} L_{\Sigma}. \quad (1.20)$$

Умножив правую и левую части (1.20) на отношение  $P_{\Pi}/P_{\text{ш.вх}}$ , получаем два равных соотношения для коэффициента системы

$$K = \kappa (P_{\Pi}/P_{\text{ш.вх}}) = \frac{1}{L_{\Sigma}} (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}. \quad (1.21)$$

Из первого соотношения по известным параметрам аппаратуры  $P_{\Pi}$ ,  $P_{\text{ш.вх}}$  и  $\kappa$  можно рассчитать  $K$ , а по известному  $K$  из второго соотношения можно определить качественные показатели канала. В табл. 1.1 приведены значения  $K$  для максимальной загрузки стволов и номинальных параметров каналов. В случае неполной загрузки ствола или параметров, отличающихся от номинальных, коэффициент системы (в дБ):

для ТФ ствола:

$$K_{\text{ТФ}} = 175,41 \text{ дБ} + P_{\Pi, \text{дБВт}} - 10 \lg \text{Ш} - 20 \lg (F_{\text{в}}/\Delta f_{\text{к}}), \quad (1.22)$$

где Ш — шум-фактор приемника,  $F_{\text{в}}$  — верхняя частота группового спектра,  $\Delta f_{\text{к}}$  — девиация частоты при модуляции измерительным тоном;

для ТВ ствола:

$$K_{\text{ТВ}} = 158,4 \text{ дБ} + P_{\Pi, \text{дБВт}} - 10 \lg \text{Ш}. \quad (1.23)$$

Из выражения (1.21) может быть определен  $V_{\text{мин}}$  (в дБ) для ТФ и ТВ ствола с учетом выражений (1.2) — (1.8) и (1.11):

$$V_{\text{мин ТФ}}^2 = 44 \text{ дБ} - K_{\text{ТФ}} - L_{\text{пост}}, \quad (1.24)$$

$$V_{\text{мин ТВ}}^2 = 49 \text{ дБ} - K_{\text{ТВ}} - L_{\text{пост}}, \quad (1.25)$$

где

$$L_{\text{пост}} = L_{\text{ф}\Sigma} + G_{\Sigma} + L_0,$$

— не зависящее от времени ослабление сигнала на пролете.

Для дальнейших расчетов выбирают больший  $V_{\text{мин}}$  (т. е. меньший по абсолютной величине).

**Расчет  $T_0(V_{\text{мин}})$ .** Вначале следует определить критическую точку профиля. Она будет в том месте, где относительный просвет  $p(\bar{g})$  окажется минимальным:

$$p(\bar{g}) = H(\bar{g})/H_0. \quad (1.26)$$

$$\left. \begin{aligned} H(\bar{g}) &= H(0) + \Delta H(\bar{g}), \\ \Delta H(\bar{g}) &= -(R_0^2/4) \bar{g} k (1-k). \end{aligned} \right\} \quad (1.27)$$

Вероятность ухудшения качества связи на РРЛ из-за экранировки препятствием минимальной зоны Френеля при субрефракции радиоволн зависит от формы верхней части препятствия. Для унификации расчетов принято аппроксимировать любое препятствие сферой. Параметр  $\mu$ , характеризующий аппроксимирующую сферу, определяют по изложенной ниже методике.

Проводят прямую АВ параллельно радиолучу на расстоянии  $\Delta y = H_0$  (для  $f_0 > 1$  ГГц) от вершины препятствия (рис. 1.26) и находят ширину препятствия  $r$ ; на частотах ниже 1 ГГц прямую

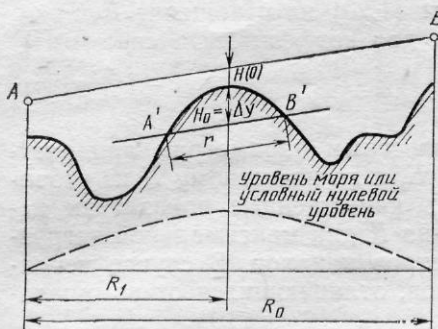


Рис. 1.26. К определению параметра препятствия  $\mu$

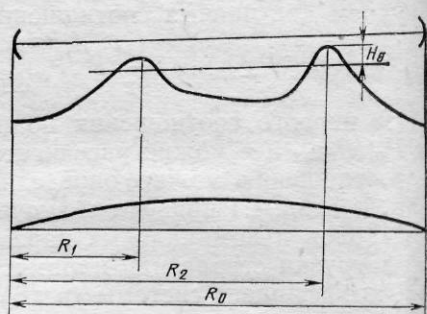


Рис. 1.27. Профиль пролета с двумя препятствиями

AB следует проводить на расстоянии  $\Delta y = (0,1-0,5)H_0$  от вершины препятствия.

Параметр

$$\mu = \mu_0 \mu [p(\bar{g})], \quad (1.28)$$

где

$$\mu_0 = \sqrt[6]{67 \alpha^2} \sqrt[3]{[k^2(1-k^2)] l^2}, \quad (1.29)$$

$$l = r/R_0, \quad (1.30)$$

$$\alpha = \Delta y/H_0, \quad (1.31)$$

$$\mu [p(\bar{g})] = \sqrt[3]{1 - d \Delta p(\bar{g})} \sqrt[4]{1 + \frac{d [p(0) + \Delta p(\bar{g})]}{1 - d \Delta p(\bar{g})}}; \quad (1.32)$$

$$d = l^3/[4 \alpha k(1-k)]; \quad \Delta p(\bar{g}) = \Delta H(\bar{g})/H_0; \quad p(0) = H(0)/H_0. \quad (1.33), (1.34), (1.35)$$

Если профиль пролета таков, что прямая, отстоящая от критической точки на расстоянии  $\Delta y$ , «отсекает» два препятствия (рис. 1.27), то необходимо проверить, можно ли оба препятствия аппроксимировать одной сферой. Для этого следует рассчитать коэффициент связи

$$f_R = 1,66 \lg 2 \left/ \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \arcsin \sqrt{R_0(R_2 - R_1)/R_2(R_0 - R_1)} \right] \right. . \quad (1.36)$$

При этом, если  $f_R < 0,67$ , то оба препятствия можно аппроксимировать одной сферой; если же  $f_R > 0,67$ , то необходимо учитывать каждое препятствие отдельно и минимально допустимый множитель ослабления в этом случае

$$V_{\text{мин}} = f_R (V_{\text{мин}1} + V_{\text{мин}2}), \quad (1.37)$$

где  $V_{\text{мин}1}$  и  $V_{\text{мин}2}$  — значения  $V_{\text{мин}}$  (в дБ) при учете только одного из препятствий.

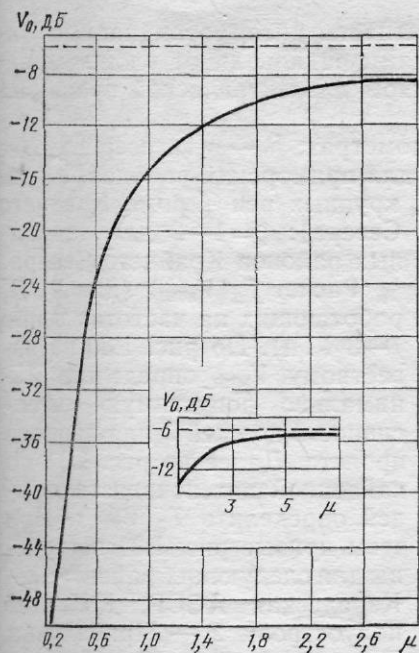


Рис. 1.28. График для определения  $V_0$

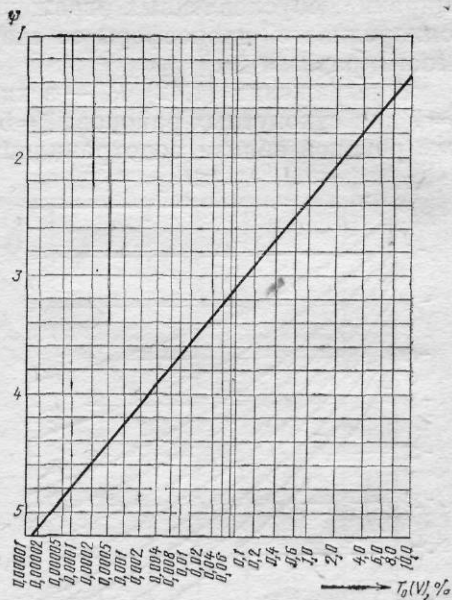


Рис. 1.29. График для определения  $T_0(V_{\text{мин}}) \%$

Зная  $\mu$  и  $V_{\text{мин}}$ , можно рассчитать, при каком значении относительного просвета  $p(g_0)$  наступает глубокое замирание сигнала:

$$p(g_0) = (V_0 - V_{\text{мин}}) / V_0, \quad (1.38)$$

$V_0$  — множитель ослабления при  $H(0) = 0$ , определяемый по рис. 1.28.

Затем рассчитывают параметр

$$\Psi = 2,31 A [p(\bar{g}) - p(g_0)], \quad (1.39)$$

где

$$A = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\lambda / [R_0^3 k (1 - k)]}. \quad (1.40)$$

Значение  $T_0(V_{\text{мин}})$  определяют по рис. 1.29.

**Расчет  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$ .** На пересеченных пролетах  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$  определяется только замираниями из-за отражений радиоволн от сложных неоднородностей тропосферы:

$$T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}}) = T_{\text{тр}}(V_{\text{мин}}) = V_{\text{мин}}^2 T(\Delta\varepsilon). \quad (1.41)$$

Здесь  $V_{\text{мин}}$  подставляют в относительных единицах, а

$$T(\Delta\varepsilon) = 4,1 \cdot 10^{-4} \xi R_0^2 \sqrt{f_0^3}, \quad (1.42)$$



— выраженная в процентах вероятность интерференционных замираний, обусловленных отражениями радиоволн от слоистых неоднородностей тропосферы со скачком диэлектрической проницаемости, равным  $\Delta\epsilon$ .

В выражении (1.42)  $R_0$  — в километрах;  $f_0$  — в гигагерцах;  $\xi = 1$  для сухопутных районов;  $\xi = 5$  для приморских районов, а также районов вблизи водохранилищ, крупных рек (кроме Крайнего Севера);  $\xi = 1-2$  для надводных районов Крайнего Севера.

**Расчет  $T_d(V_{\min})$**  (для РРЛ, работающих на частотах выше 7—8 ГГц). По рис. 1.30 по известному  $V_{\min}$  определить минимально допустимую интенсивность дождей  $J$  для данного пролета. Далее по рис. 1.31 по найденной интенсивности дождей определить  $T_d(V_{\min})$ . При этом кривые рис. 1.31 построены для следующих районов: 1—Карельская АССР, Кольский полуостров; 2—Прибалтика, Белоруссия; 3а—Средняя полоса Европейской террито-

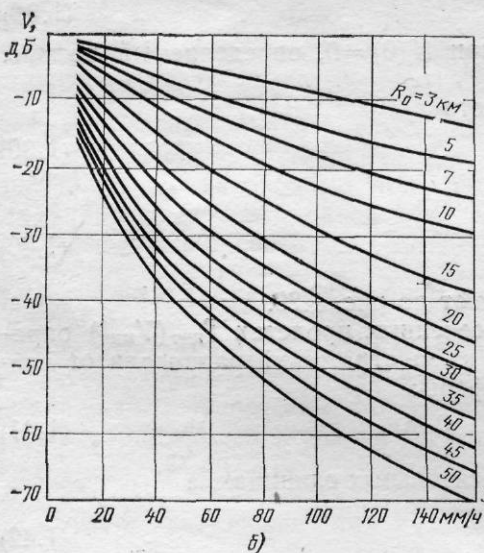
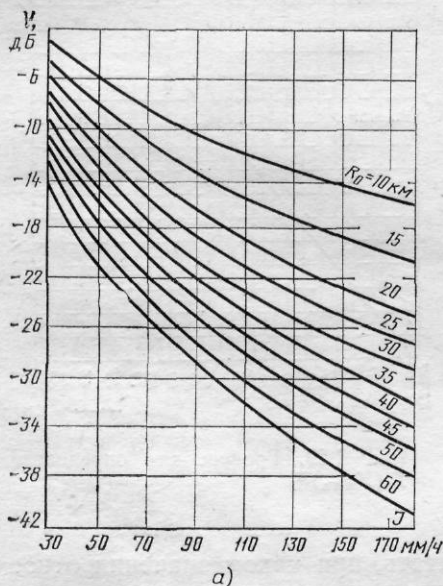
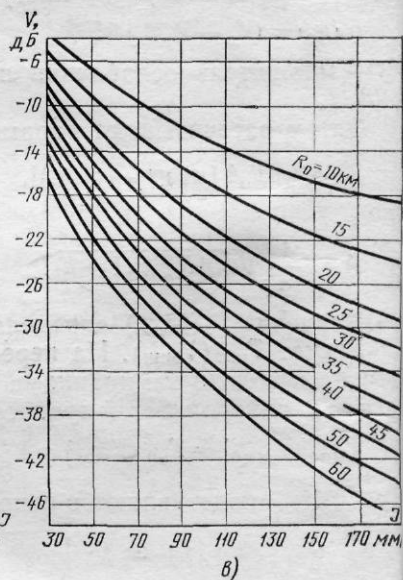


Рис. 1.30. Кривые для определения предельно допустимой интенсивности дождя на пролете РРЛ



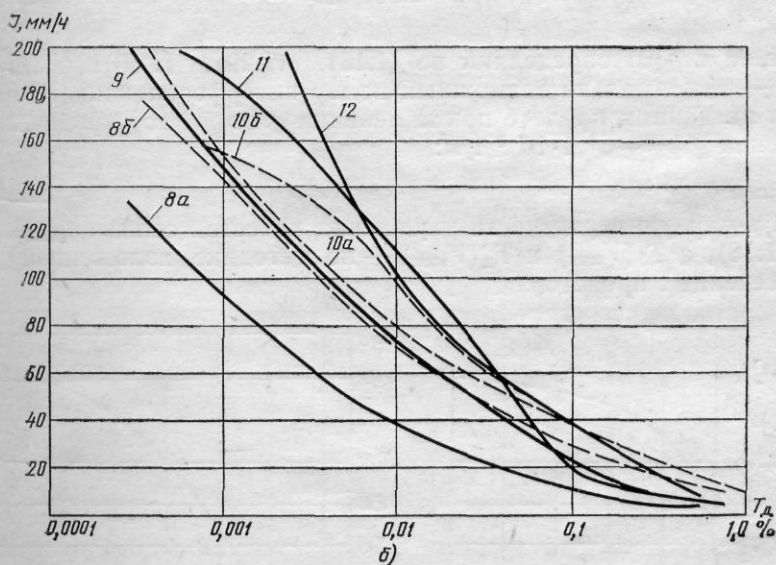
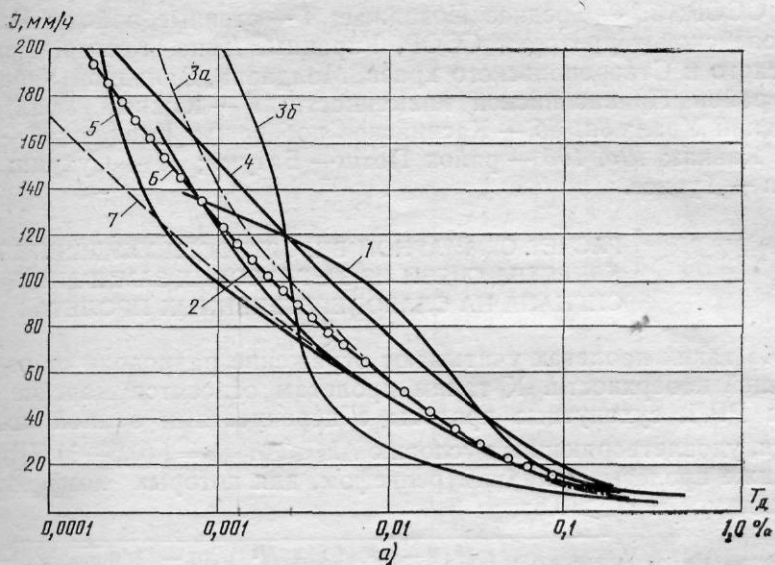


Рис. 1.31. Кривые для определения  $T_d (V_{\min})$   
 а — на Европейской территории СССР; б — на Кавказе

рии СССР; 3б — Среднее Поволжье; 4 — степные районы Центра Европейской территории СССР, Украины, Дона, Крыма, Краснодарского и Ставропольского краев, Молдавии, Западной Украины; 5 — район Прикаспийской низменности; 6 — Южный Урал; 7 — Средний Урал; 8а, 8б — Каспийское побережье Кавказа; 9 — горный Кавказ; 10а, 10б — район Поти — Батуми; 11 — Сухуми; 12 — Сочи — Туапсе.

### РАСЧЕТ СУММАРНОЙ ВЕРОЯТНОСТИ УХУДШЕНИЯ КАЧЕСТВА СВЯЗИ ИЗ-ЗА ГЛУБОКИХ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛА НА СЛАБОПЕРЕСЕЧЕННЫХ ПРОЛетаХ

На таких пролетах учитывают отражение радиоволн от подстилающей поверхности. К таким пролетам относятся морские пролеты РРЛ, сухопутные пролеты с неровностями земной поверхности, удовлетворяющими условию  $\Delta h_i \leq \Delta h_{\max} = [(0,5-1)H_0]/\sqrt{n}$ , а также пролеты с гладким рельефом, для которых коэффициент расходимости  $D_n \geq 0,8$ :

$$D_n = 1 \sqrt{1 + 13,1 \frac{\alpha k^2 (1-k)^2}{l^2 \sqrt{n_{\max}}} \left[ 1 + \frac{l^2 [p(0) - \sqrt{6 n_{\max}}]}{4 \alpha k (1-k)} \right]}, \quad (1.43)$$

где  $k$ ,  $l$ ,  $\alpha$ ,  $p(0)$  определяют по (1.13), (1.29), (1.30) и (1.34),  $n_{\max}$  — максимально возможный номер интерференционного минимума на данном пролете при изменении  $g$  от  $\bar{g}$  до критического значения  $g_{\text{кр}} = -31,4 \cdot 10^{-8}$  1/м:

$$n_{\max} = p^2 (g_{\text{кр}})/6. \quad (1.44)$$

Суммарную вероятность ухудшения качества связи определяют по (1.18), а  $T_0(V_{\min})$  и  $T_d(V_{\min})$  — по методике, изложенной для пересеченных пролетов.

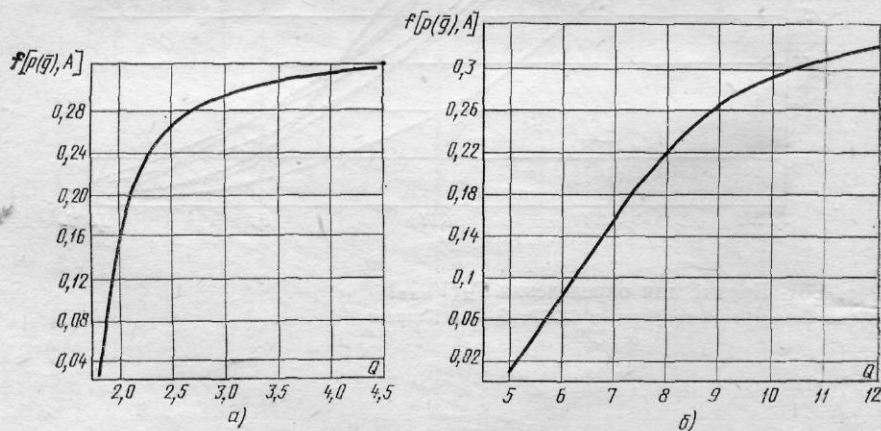


Рис. 1.32. Кривые для определения  $Q$

На слабопересеченном пролете существует оптимальное значение просвета  $H_{\text{опт}}(0)$ . Для определения  $H_{\text{опт}}(0)$  поступают следующим образом: задают исходное значение просвета; для данного просвета определяют  $T_0(V_{\text{мин}})$ ,  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$ ,  $T_{\text{д}}(V_{\text{мин}})$ ; задают еще несколько значений просвета (с шагом примерно через 5 м); для каждого из заданных просветов также определяют вероятности ухудшения качества связи. Оптимальным будет такое значение просвета, при котором сумма  $T_0(V_{\text{мин}}) + T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$  окажется минимальной.

Величина

$$T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}}) = QV_{\text{мин}}^2 T(\Delta\epsilon), \quad (1.45)$$

где  $T(\Delta\epsilon)$  определяют в соответствии с (1.42).

Величину  $Q$  можно определить по рис. 1.32 (а или б) по известному значению функций  $f[p(\bar{g}), A]$ , которая при рассчитанном параметре  $A$  [выражение (1.40)] может быть найдена по рис. 1.33.

При больших  $A$

$$f[p(\bar{g}), A] \approx 0,36 A / \sqrt{n}. \quad (1.46)$$

Если на пролете имеется препятствие, исключаяющее возможность попадания приемной антенны в первый интерференционный минимум, величину  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$  рассчитывают так же, как и для пересеченных пролетов.

### ОСОБЫЙ СЛУЧАЙ ВЫБОРА ПРОСВЕТА НА ПРОЛЕТЕ

Если на обоих концах пролета станции расположены на возвышенных местах и просвет получается большим даже без антенных опор, то  $H(0)$  выбирают так, чтобы при  $\bar{g}$  точка приема находилась в каком-либо интерференционном максимуме, т. е.

$$H(0) = H_0 \sqrt{3(2m-1) - \Delta H(\bar{g})}, \quad (1.47)$$

где  $m=1, 2, 3, \dots$  — номер максимума.

При этом  $m$  выбирают так, чтобы высоты антенных опор получились по возможности меньшими.

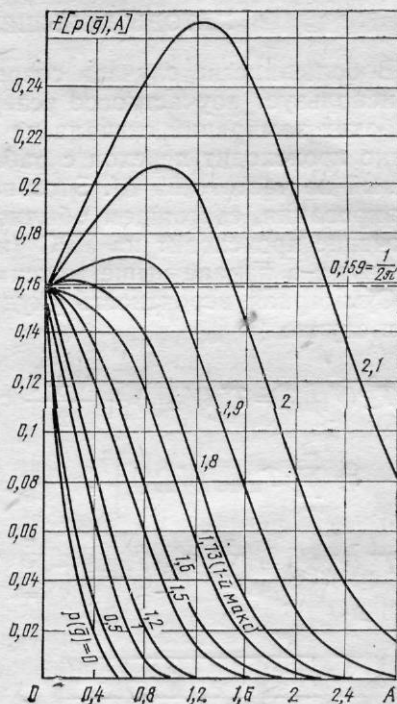


Рис. 1.33. График функции  $f[p(\bar{g}), A]$

В большинстве случаев современная радиорелейная аппаратура использует поучастковое резервирование. При возникновении глубоких замираний сигнала на одном из пролетов РРЛ одновременно происходит переход с рабочего ствола на резервный, разнесенный по частоте на  $\Delta f$ . Этот переход происходит на участке резервирования, состоящем обычно из нескольких пролетов. Переключение происходит на УРС (или ОРС) при увеличении мощности шума в канале выше максимально допустимого значения.

Суммарная вероятность ухудшения качества связи на РРЛ в этом случае (в %)

$$T_{\Sigma}(V_{\text{мин}}) = T'(V_{\text{мин}}) + \frac{N+1}{2} c_f 10^{-2} \sum_{z=1}^{p-1} \left[ (1 - q) \sum_{i=1}^m T_{\text{инт } i}(V_{\text{мин}}) \right]^2, \quad (1.48)$$

$$T'(V_{\text{мин}}) = \sum_{i=1}^n T_{0i}(V_{\text{мин}}) + \sum_{i=1}^n T_{\text{д } i}(V_{\text{мин}}) + q \sum_{i=1}^n T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}}), \quad (1.49)$$

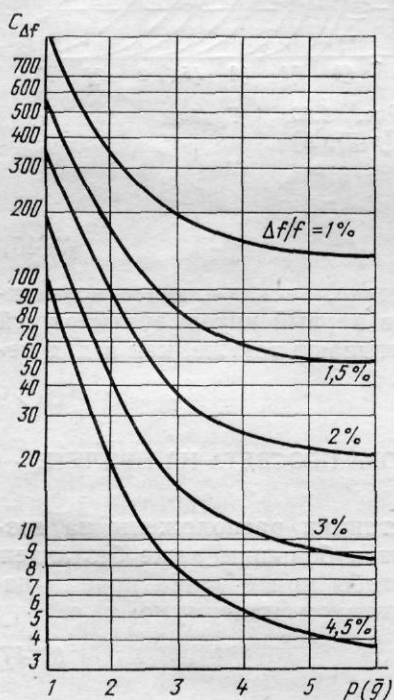


Рис. 1.34. Кривые для определения коэффициента  $C_{\Delta f}$

$z$  — номер участка резервирования,  $p$  — число УРС (ОРС);  $m$  — число пролетов между УРС,  $q$  — коэффициент, учитывающий время, в течение которого ствол горячего резерва не используется для резервирования при замираниях (определяется временем ремонта аппаратуры в реальных условиях, профилактическими измерениями на РРЛ без перерыва связи, а также частью селективных замираний, на которые не реагирует система резервирования, на пересеченных пролетах  $q \approx 0,08$ , на слабопересеченных пролетах  $q = 0,15$ ),  $N$  — число рабочих стволов,

$$c_f = (c_{\Delta f} + m - 1)/m, \quad (1.50)$$

$c_{\Delta f}$  — эмпирический коэффициент, учитывающий статистическую зависимость замираний на пролете РРЛ при частотном разнесении двух ВЧ стволов на  $\Delta f$ , а также особенности работы системы резервирования при интерференци-

онных замираниях. Значения  $c_{\Delta f}$  в диапазоне 4—6 ГГц и при использовании антенн с коэффициентом усиления  $G \leq 43$  дБ определяют по следующей методике:

на пересеченных пролетах средней протяженности при  $(\Delta f/f_0) \geq 1\%$  и  $V_{\text{мин}} = -(28-35)$  дБ

$$c_{\Delta f} = (17 f_0) / \Delta f, \quad (1.51)$$

на слабопересеченных пролетах с лесными массивами значения  $c_{\Delta f}$  следует брать в 3—4 раза меньшими полученных по (1.51);

на слабопересеченных пролетах при  $V_{\text{мин}} = -(28 \dots 35)$  дБ  $c_{\Delta f}$  определяют по рис. 1.34.

Если на пролетах РРЛ значения  $T_{\Sigma}$  ( $V_{\text{мин}}$ ) различны (например, если на трассе имеются плоские и пересеченные пролеты), то вероятность ухудшения качества связи в процентах

$$T_{\Sigma}(V_{\text{мин}}) = T'(V_{\text{мин}}) + \frac{N+1}{2} 10^{-2} (1 - q)^2 \sum_{z=1}^{p-1} \left[ \sum_{i=1}^m V_{c_{fi}} T_{\text{инт } i}(V_{\text{мин}}) \right]_z^2. \quad (1.52)$$

Значения  $T_{\Sigma}$  ( $V_{\text{мин}}$ ) для схемы резервирования 4+2 следует считать как 2+1, а при схеме резервирования 6+2, как 3+1. В схеме резервирования 7+1 значения  $T_{\Sigma}$  ( $V_{\text{мин}}$ ) можно считать близкими к случаю одинарного приема.

В случае пространственно разнесенного приема разнесение антенн осуществляется по высоте, так как такой разнос обеспечивает большую разность фаз между интерферирующими волнами, чем разнос по длине пролета или по направлению, перпендикулярному трассе.

При таком виде разнесенного приема чаще всего выбирают высоты подвеса верхних антенн. Нижние антенны подвешивают на расстоянии  $\Delta h$  от них, где для пересеченных пролетов

$$\Delta h = 150 \lambda, \quad (1.53)$$

на пролетах со значительным перепадом высот

$$\Delta h = (700 - 1400) \lambda. \quad (1.54)$$

Вероятность ухудшения качества связи (в %) определяют на каждом пролете по формуле

$$T_{\text{пр } i}(V_{\text{мин}}) = T_{oi}(V_{\text{мин}}) + T_{di}(V_{\text{мин}}) + \kappa \nu c_{\Delta h} 10^{-2} [T_{\text{инт } i}(V_{\text{мин}})]^2. \quad (1.55)$$

Затем определяют суммарную вероятность ухудшения качества связи на линии

$$T_{\Sigma}(V_{\text{мин}}) = \sum_{i=1}^n T_{\text{пр } i}(V_{\text{мин}}).$$

Здесь  $\nu$  — коэффициент, учитывающий отличие в коэффициентах усиления нижней и верхней антенн, он равен отношению ко-

эфициентов усиления (по мощности) нижней антенны к верхней: например, при разнице в коэффициентах усиления антенн, равной 3 дБ,  $\nu=2$ ;  $\kappa$  — коэффициент, учитывающий особенности сложения или автовыбора сигналов. При автовыборе с различием в уровнях сигналов, соответствующих переходу с основной антенны на резервную, равно  $\Delta V$ ,

$$\kappa = (\Delta V^2 + \Delta V^{-2})/2. \quad (1.56)$$

Здесь  $\Delta V$  выражено в относительных единицах (для системы КУРС  $10 \lg \Delta V = 6$  дБ и  $\kappa = 2,125$ ).

При  $\Delta h = 150 \lambda$ ;  $c_{\Delta h} = 63$ . При  $\Delta h \leq 160 \lambda$  и  $V_{\min} = -25$  дБ:

$$c_{\Delta h} = 1,43 \cdot 10^6 (\lambda/\Delta h)^2. \quad (1.57)$$

На слабопересеченных пролетах разнос антенн на левом и правом концах пролета соответственно определяются как

$$\begin{aligned} \Delta h_1 &= 0,118 \sqrt{(R_0 \lambda k) / [n(1-k)]}, \\ \Delta h_2 &= 0,118 \sqrt{[R_0 \lambda (1-k)] / (nk)}. \end{aligned} \quad (1.58)$$

где  $k$  определяется выражением (1.13), в котором  $R_1$  — расстояние от левого конца пролета до точки отражения;  $n$  — номер интерференционного минимума, значение которого должно выбираться наименьшим из возможных (в большинстве случаев  $n=1$ , исключения составляют пролеты, где попадание в первый интерференционный минимум невозможно из-за экранирующего действия препятствий).

Величины  $\Delta h_1$  и  $\Delta h_2$  выбраны так, что, когда одна из антенн находится в интерференционном минимуме, сигнал во второй антенне близок к уровню свободного пространства (разность хода между лучами составляет  $D = \lambda/6$ ).

В общем случае, когда устойчивость связи при одинарном приеме различна для нижней и верхней антенн, вероятность ухудшения связи на каждом пролете РРЛ (в %).

$$\begin{aligned} T_{\text{пр } i}(V_{\min}) &= T_{0i}(V_{\min}) + T_{di}(V_{\min}) + \kappa \nu 10^{-2} \times \\ &\times \sqrt{c_{\Delta f_n} c_{\Delta h_n}} [T_{\text{инт } i}(V_{\min})]_n [T_{\text{инт } i}(V_{\min})]_v. \end{aligned} \quad (1.59)$$

Здесь индексы «н» и «в» относятся к нижней и верхней антеннам соответственно.

Эмпирический коэффициент  $c_{\Delta h}$ , учитывающий статистическую зависимость замираний при пространственном разнесенном приеме определяют из рис. 1.35.

При этом выигрыш по сравнению с одинарным приемом определяется как

$$I_{\Delta h} = T_{\text{инт}}(V_{\min})_{\text{одн}} / T_{\text{инт}}(V_{\min})_{\text{одв}} = 10^2 / (\kappa \nu c_{\Delta h} T_{\text{инт}}(V_{\min}), \%). \quad (1.60)$$

Для повышения устойчивости связи на РРЛ с поучастковым резервированием на отдельных неблагоприятных пролетах можно применять дополнительное пространственное разнесение антенн с

использованием блока автовыбора. В этом случае суммарную вероятность ухудшения качества связи на РРЛ рассчитывают по формулам (1.48) или (1.52), куда вместо  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$  подставляют  $T_{\text{инт}}(V_{\text{мин}})$ , рассчитанную по (1.55) или (1.59).

Примечания: 1. Устойчивость связи рассчитывают для каждого участка резервирования. Для этого в выражениях (1.48) и (1.52) следует оставить только один член с  $z=1$ . При проектировании РРЛ следует добиваться, чтобы нормы ЕАСС на устойчивость связи выполнялись для каждого участка линии. Однако в отдельных случаях допустимо незначительное невыполнение норм ЕАСС за счет запаса на последующих участках, так чтобы суммарная устойчивость связи на всей РРЛ соответствовала норме.

2. Вначале следует выбрать просветы на всех пролетах РРЛ, а затем желательнее произвести оптимизацию высот подвеса антенн, так чтобы на каждой станции высота подвеса была одинаковой в обоих направлениях и чтобы суммарная высота подвеса антенн на всей РРЛ оказалась минимальной.

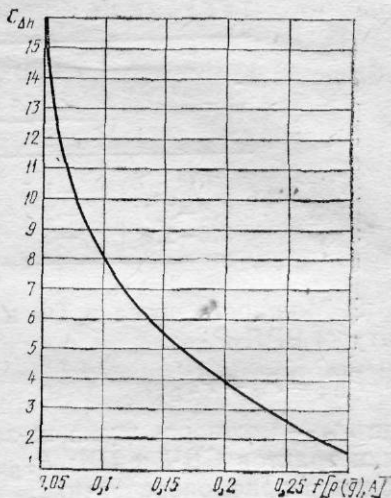


Рис. 1.35. Кривые для определения коэффициента  $C_{\Delta h}$

### РАСЧЕТ СУММАРНОЙ МОЩНОСТИ ШУМОВ В КАНАЛАХ РРЛ

В телефонном канале РРЛ суммарная мощность шумов

$$P_{\text{ш}\Sigma} = \sum_{i=1}^n [P_{\text{т}}(20)_i + P_{\text{вч}i} + P_{\text{авт}i}] + \sum_{k=1}^m P_{\text{мод}k} + \sum (P_1 + P_2) + \sum P_3 + \sum P_{\text{вн}}, \quad (1.61)$$

где  $n$  — число пролетов РРЛ;  $m$  — число участков РРЛ.

Составляющие суммарной мощности шумов рассчитывают следующим образом.

1. Мощность теплового шума в верхнем ТФ канале в ТОНУ, превышаемая в течение 20% времени любого месяца  $P_{\text{т}}(20)$ .

Из (1.27) при  $P_{\text{с вых}} = 1$  мВт (что соответствует уровню 90 дБВт) следует

$$P_{\text{т}}(20)_{\text{дБ пВт}} = 90_{\text{дБ пВт}} - [K_{\text{ТФ}} + L_{\text{пост}} + V^2(20)]_{\text{дБ}}, \quad (1.62)$$

где  $V(20)$  — множитель ослабления на пролете, превышаемый в течение 20% времени любого месяца, значения которого в зависимости от  $R_0$  и  $\lambda$  определяют из табл. 1.4.



Таблица 1.4

Средняя длина волны, см	V (20), дБ, при длине пролета (в км) не более			
	30	40	50	60
16	-1,5	-2	-3	-4
8,2-5,1	-2	-3	-4	-5
3,8-2,7	-3	-4	-5	-6

2. Мощность шума в ТФ канале, вносимого ВЧ трактом аппаратуры РРЛ  $P_{ВЧ}$ :

$$P_{ВЧ} = P_{\Phi} + P_{ТВЧ},$$

где  $P_{\Phi}$  — мощность шума из-за нелинейности фазовой характеристики трактов СВЧ и ПЧ;  $P_{ТВЧ}$  — мощность тепловых шумов гетеродинов приемопередатчика.

Величины  $P_{\Phi}$  и  $P_{ТВЧ}$  для верхнего ТФ канала заданы в параметрах аппаратуры (см. табл. 1.1).

3. Мощность шума, создаваемого антенно-волноводным трактом  $P_{авт}$ .

Для аппаратуры КУРС

$$P_{авт} = P_{авт1} + P_{авт2}.$$

Здесь  $P_{авт1}$  — мощность шума, обусловленная внутренним волноводным трактом и определяемая по рис. 1.36 в зависимости от длины внутреннего волновода;  $P_{авт2}$  — мощность шума, обусловленная внешним волноводом, которая независимо от длины этого тракта принимается равной 10 пВт на пролет (5 пВт на тракт).

Методика определения мощности  $P_{авт}$  для других типов аппаратуры задается в техническом описании аппаратуры.

4. Мощность шума, вносимого оконечной аппаратурой РРЛ

$$P_{мод} = P_{гр} + P_{т.мод}$$

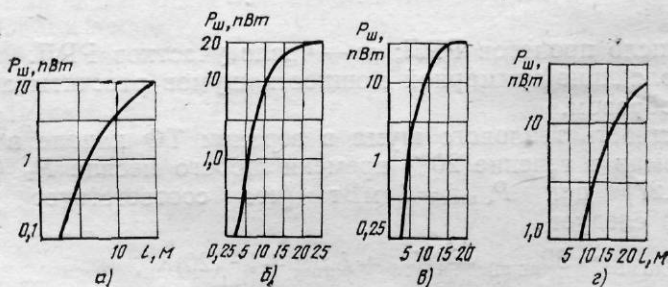


Рис. 1.36. Зависимости мощности шумов, вносимых внутренним волноводом системы КУРС:

а — КУРС-2М; б — КУРС-4; в — КУРС-6; г — КУРС-8

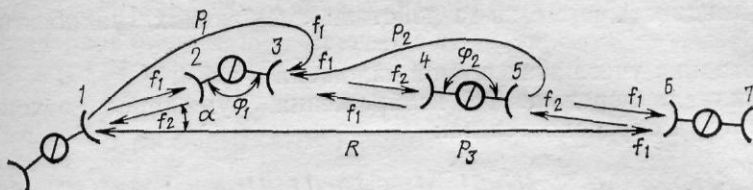


Рис. 1.37. Схема возникновения помех на РРЛ

где  $P_{гр}$  — мощность шума из-за нелинейности амплитудной характеристики группового тракта;  $P_{т.мод}$  — мощность теплового шума, создаваемого модемом.

Величины  $P_{гр}$  и  $P_{т.мод}$  заданы в параметрах аппаратуры.

5. Мощность шума из-за недостаточной защиты антенн при использовании двухчастотного плана  $P_1, P_2$ .

На рис. 1.37 показана схема возникновения помех типа  $P_1$  и  $P_2$ . При этом [6]

$$P_{1, дБВт} = P_{п, дБВт} + [G_1 + G_3(\varphi) + L_{\phi 1} + L_{\phi 3} + L_{p(1-2)}]_{дБ}, \quad (1.63)$$

$$P_{2, дБВт} = P_{п, дБВт} + [G_3 + G_5(\varphi) + L_{\phi 5} + L_{\phi 3} + L_{p(3-4)}]_{дБ}, \quad (1.64)$$

где  $L_{\phi}$  — ослабление сигнала в фидерных трактах, определяемое выражением (1.3);  $L_{p(1-2)}$  и  $L_{p(3-4)}$  — ослабление в тракте распространения радиоволн на пролете 1—2 и 3—4 соответственно, определяемое выражениями (1.5), (1.7);  $G(\varphi)$  — коэффициент усиления антенны под углом  $\varphi$ , определяемый по диаграмме направленности антенны.

Если известна мощность сигнала на входе приемника и  $P_1$  и  $P_2$ , то отношение сигнал-шум (в дБ) на выходе ТФ канала определяется по формуле

$$10 \lg (P_c/P_{ш})_{\text{вых } 1,2} = 10 \lg (P_{с.вх}/P_{1,2}) + \theta, \quad (1.65)$$

где

$$\theta = \begin{cases} 22 \text{ дБ для ТВ ствола и ТФ ствола при числе каналов 600,} \\ 20 \text{ дБ для ТФ ствола при числе каналов 1920.} \end{cases}$$

6. Мощность шума в ТФ канале из-за помехи между первой и четвертой РРС (см. рис. 1.37)

$$P_{3, дБВт} = P_{п, дБВт} + [G_1(\alpha_1) + G_6(\alpha_2) + L_{PR} + L_{\phi 1} + L_{\phi 6} + |V(80)| + V_R(g_{20\%})]_{дБ}, \quad (1.66)$$

где  $G(\alpha)$  — коэффициент усиления антенны под углом  $\alpha$ , определяемый по диаграмме направленности антенны;  $L_{PR}$  — ослабление сигнала в тракте распространения радиоволн на пролете длиной  $R$ .

В (1.66) учитывается то обстоятельство, что полезный сигнал ослабляется на  $V(20)$ , и в это же время на пролете длиной  $R$  множитель ослабления соответствует вертикальному градиенту диэлектрической проницаемости тропосферы, превышаемому в течение 20% времени (т. е.  $g_{20\%} = \bar{g} - \sigma$ ).

7. Мощность шума из-за действия мешающих радиосигналов  $P_{\text{вн}}$ .

Методика учета этих шумов изложена в гл. 4.

В канале передачи ТВ изображения суммарное отношение шум-сигнал определяется как

$$(U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{\Sigma 20\%}^2 = \sum_{i=1}^n (U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{20\%i}^2 + n (U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{\text{гет}}^2 + m (U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{\text{мод}}^2. \quad (1.67)$$

Здесь  $(U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{20\%i}^2$  — отношение напряжений теплового шума к сигналу на  $i$ -м пролете, которое определяется (в дБ) по формуле

$$10 \lg (U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{20\%i}^2 = -(K_{\text{ТВ}} + L_{\text{пост}} + V(20)), \quad (1.68)$$

$(U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{\text{гет}}^2$  и  $(U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{\text{мод}}^2$  — отношение шум-сигнал в канале передачи ТВ изображения, определяемое тепловым шумом гетеродинных трактов и модемов соответственно.

На правильно спроектированной РРЛ должны выполняться неравенства

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{ш}\Sigma}(20) &\leq P_{\text{ш.доп}}(20), \\ (U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{20\%\Sigma}^2 &\leq (U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{20\%\text{доп}}^2, \end{aligned} \right\} \quad (1.69)$$

где  $P_{\text{ш.доп}}(20)$  и  $(U_{\text{ш}}/U_{\text{рс}})_{20\%\text{доп}}^2$  — допустимые значения шумов для данной РРЛ, определяемые нормами ЕАСС (приложение 1).

Отношение сигнал-шум в канале звукового вещания (строеного ТФ канала) определяется по формуле

$$10 \lg \left( \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right) = \begin{cases} N_{\text{ТФ}} + 3,5 \text{ дБ без компандера,} \\ N_{\text{ТФ}} + 22,5 \text{ дБ с компандером в паузе,} \\ N_{\text{ТФ}} + 14,5 \text{ дБ с компандером во время передачи;} \end{cases} \quad (1.70)$$

$N_{\text{ТФ}} = 10 \lg (P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$  — отношение сигнал-тепловой шум на выходе ТФ канала.

Основным источником помех в каналах передачи сигналов звукового сопровождения ТВ и звукового вещания ТВ стволов являются тепловые шумы радиоприемных устройств и переходные шумы из канала передачи сигналов изображения.

Отношение напряжения звукового сигнала к психометрическому напряжению теплового шума может быть определено по формуле

$$(U_{\text{с}}/U_{\text{ш}}) = [\Delta F_{\text{с.макс}} \Delta f_{\text{вт}} \sqrt{3 P_{\text{с.вх}}}] / [k_{\text{п.в}} \Delta f_{\text{п}} \sqrt{2 \pi k T F_{\text{макс}}^3}], \quad (1.71)$$

где  $\Delta F_{\text{с.макс}}$  — максимальная девиация частоты сигнала поднесущей при модуляции сигналом звука, Гц (для системы КУРС  $\Delta F_{\text{с.макс}} = 100$  кГц),  $\Delta f_{\text{вт}}$  — эффективное значение девиации частоты радиосигнала, создаваемого сигналом поднесущей частоты, Гц (для системы КУРС  $\Delta f_{\text{вт}} = 400$  кГц),  $F_{\text{макс}}$  — максимальная частота канала звукового сопровождения, равная для каналов 1-го класса 10 000 Гц,  $k_{\text{п.в}}$  — психометрический коэффициент канала,

который для треугольного шума равен 1,6 (4 дБ),  $f_{\Pi}$  — номинальное значение поднесущей частоты, Гц (для системы КУРС  $f_{\Pi} = 7$  МГц и 7,36 МГц).

### ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ЦИФРОВЫХ РРЛ [10]

Основные принципы расчета ЦРРЛ такие же, как и аналоговых РРЛ, однако имеется ряд особенностей, которые обусловлены построением аппаратуры ЦРРЛ и видом передаваемых сигналов.

Структурная схема ОРС цифровой РРЛ приведена на рис. 1.38. Аппаратура станции состоит из двух основных частей: аппаратуры разделения каналов (АРК) и собственно радиорелейной аппаратуры (РРА), которая соединена с АРК соединительным кабелем.

Передающая часть АРК включает в себя: устройство дискретизации сигналов многоканальных ТФ сообщений с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), кодер (К), с помощью которого каждый из отсчетов сигнала АИМ преобразуется в кодовую группу двоичного цифрового сигнала, преобразователь кода (ПК1), на выходе которого образуется линейный цифровой сигнал (ЛЦС) в виде разнополярных импульсов.

Приемная часть АРК осуществляет операции, обратные передающей, и содержит преобразователь кода (ПК3), декодер (ДК) и демодулятор АИМ. Преобразователи кода ПК1 и ПК3 служат для согласования спектральных характеристик сигнала с частотной характеристикой соединительного кабеля (т. е. ПК1 преобразовывает цифровой сигнал таким образом, чтобы его спектр мог быть без искажений передан по соединительному кабелю, а в ПК3 осуществляются обратные операции).

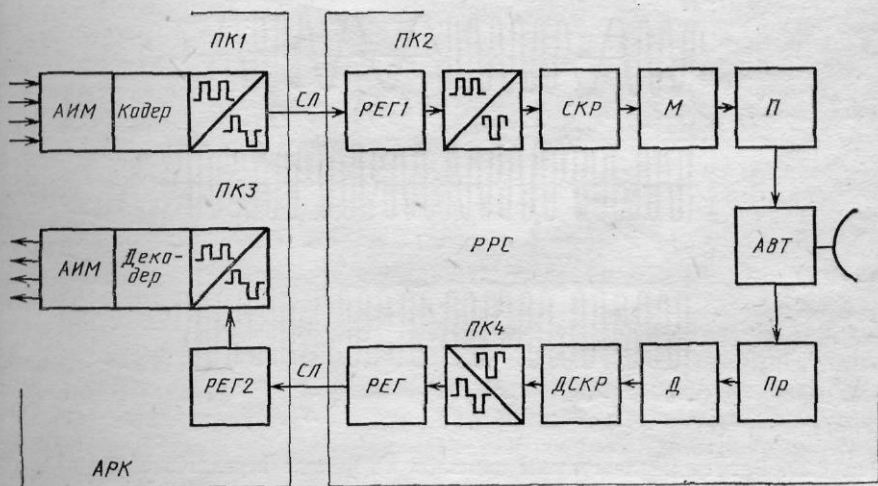


Рис. 1.38. Структурная схема ОРС цифровой РРЛ

В передающую часть РРС входят: регенератор (Рег I), преобразователь кода (ПК2), скремблер (СКР), модулятор (М) и СВЧ передатчик (П). Приемная часть РРС помимо антенны и волноводного тракта (АВТ) содержит: СВЧ приемник (Пр), демодулятор (Д), дескремблер (ДСКР), преобразователь кода (ПК4) и регенератор (Рег). Преобразователь кода (ПК2) превращает входной ЛЦС в «телеграфный» сигнал (последовательность разнополярных импульсов без постоянной составляющей) с длительностью импульса, равной тактовому интервалу  $T$  (рис. 1.39, б). При этом в ПК4 выполняется обратное преобразование. В некоторых ЦРРЛ модуляция осуществляется непосредственно ЛЦС, в этом случае ПК2 и ПК4 не устанавливаются. В скремблере осуществляется преобразование сигнала таким образом, чтобы обеспечивалась одинаковая вероятность передачи символов «0» и «1». Производится это с целью улучшения условий электромагнитной совместимости. Дескремблер выполняет обратное преобразование (восстанавливает исходное соотношение между символами «0» и «1» в цифровом сигнале).

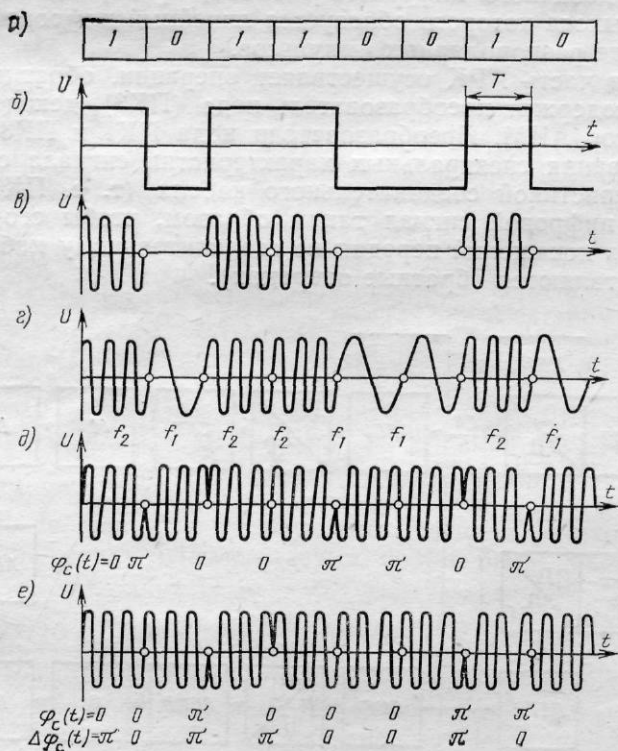


Рис. 1.39. Временные диаграммы сигналов на выходе передатчика при различных видах модуляции бинарным цифровым сигналом

а — кодовая группа; б — модулирующий цифровой сигнал; в — ИКМ-АМ; г — ИКМ-ЧМ; д — ИКМ-ФМ; е — ИКМ-ОФМ

Регенератор служит для восстановления формы, длительности и амплитуды каждого из символов ЛЦС. Если протяженность кабеля, соединяющего АРК и РРС, превышает 1,5 км, то устанавливаются дополнительные регенераторы для исправления искажений, вносимых кабелем (Per1 и Per2).

В модуляторе (и демодуляторе) осуществляется процесс модуляции (и демодуляции) СВЧ несущей цифровым сигналом. В случае фазовой модуляции (рис. 1.39,д) фаза  $\varphi_c(t)$  СВЧ несущей на выходе передатчика изменяется так, что передаче символа «1» соответствует значение  $\varphi_c(t)=0$ , а символу «0» — значение  $\varphi_c(t)=\pi$ . При относительной фазовой модуляции (рис. 1.39,е) начальная фаза отсчитывается относительно фазы СВЧ несущей для предшествующего символа. При этом изменяется величина  $\Delta\varphi_c(t)=\varphi_c(t)-\varphi_c(t-T)$ , причем в случае передачи символа «1»  $\Delta\varphi_c(t)=\pi$  и в случае передачи символа «0» —  $\Delta\varphi_c(t)=0$ . Модуляция ИКМ-ОФМ осуществляется обычно относительным бинарным сигналом.

В качестве исходных данных для расчета ЦРРЛ в числе прочих входят параметры ЛЦС на входе модулятора (и выходе демодулятора) системы. При этом одним из основных параметров ЛЦС является скорость передачи, определяемая числом двоичных единиц (бит), передаваемых в единицу времени. В соответствии с рекомендациями МККТТ для ТФ канала дискретизация по времени осуществляется через период  $T_d=125$  мкс, и каждый временной отсчет передается восьмиразрядным бинарным кодом ( $n=8$ ). При этом каждому ТФ каналу соответствует цифровой канал со скоростью передачи  $B_k=n/T_d=64 \cdot 10^3$  бит/с. Для передачи сигналов многоканальных ТФ сообщений в первичной сети ЕАСС предусмотрен иерархический ряд типовых цифровых трактов, характеристики которых приведены в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Типовой цифровой тракт	Аббревиатура	Номинальная скорость передачи, кбит/с	Число ТФ каналов (канальных интервалов)	Аппаратура разделения каналов
Первичный	ПЦС	2048	30/32	ИКМ-30
Вторичный	ВЦС	8448	120/132	ИКМ-120
Третичный	ТЦС	34 368	480/536	—
Четверичный	ЧЦТ	13 9265	1920/2176	—

Иерархией систем цифровой передачи называется семейство систем, цифровой сигнал каждой из которых образуется объединением сигналов более низкого порядка. Число объединяемых систем называется коэффициентом объединения. Малоканальные цифровые системы передачи, положенные в основу построения систем иерархического ряда, называются первичными. В соответствии с рекомендациями МККТТ в качестве первичных можно использовать системы с числом ТФ каналов, равным 24 или 30.

В ЕАСС в качестве первичной выбрана система с числом каналов 30 и соответствующая аппаратура ИКМ-30, а коэффициент объединения выбран равным 4. В системе ИКМ-30 период дискретизации разбивают на 32 канальных интервала, из которых 30 используют для передачи ИКМ сигналов абонентов, и два — для передачи сигналов синхронизации и вспомогательных сигналов. При этом скорость передачи сигналов первичной группы  $V_1 = 32 V_k = 2048$  кбит/с.

Число каналов для вторичного цифрового тракта при коэффициенте объединения 4 равно  $30 \cdot 4 = 120$ . При этом число канальных интервалов, на которые разбивается период дискретизации, увеличивается в 4 раза и номинальная скорость передачи вторичного цифрового сигнала составляет  $V_2 = 4V_1$ . Аналогично определены номинальные скорости передачи и число каналов для ТЦТ и ЧЦТ в табл. 1.7.

В табл. 1.7 указана выпускаемая аппаратура разделения каналов с ИКМ. Кроме указанных систем выпускают аппаратуру ИКМ-12М, скорость передачи которой 704 кбит/с, не является иерархической; система ИКМ-15, образующая субпервичный цифровой поток (скорость передачи 1024 кбит/с).

Вторым важным параметром ЛЦС является его спектр. Так как ЛЦС представляет собой случайную последовательность импульсов, то обычно для него рассчитывают энергетический спектр, определяемый принятым кодом. При формировании ЛЦС применяют бинарные и квазитроичные коды. Модификация ЛЦС в различных кодах приведена на рис. 1.40.

На рис. 1.40,а показана восьмиразрядная кодовая группа, а на рис. 1.40,б — и — электрические сигналы, с помощью которых она может передаваться при использовании различных кодов. На рис. 1.40 введены следующие обозначения:  $\tau$  — длительность импульсов сигнала,  $T$  — длительность символа в кодовой группе (длительность тактового интервала),  $u$  — относительная амплитуда импульса. На рис. 1.40,б показан бинарный ЛЦС при использовании однополярных импульсов, а на рис. 1.40,г — при импульсах разной полярности. На каждом тактовом интервале бинарный ЛЦС может принимать одно из двух возможных значений: +1 и 0 (для вариантов рис. 1.40,б и в) и +1 и -1 при двуполярном ЛЦС.

Примеры квазитроичных ЛЦС приведены на рис. 1.40,д, е, ж. На рис. 1.40,д, е показаны сигналы квазитроичного кода с чередующейся полярностью. В этом случае символы «0» кодируются отсутствием импульсов, а символы «1» — поочередно импульсами положительной и отрицательной полярности. Полярность первого импульса устанавливается произвольно. На рис. 1.40,ж показан ЛЦС при другом варианте кодирования, когда каждый символ «1» передается в виде биполярного импульса. Следует отметить, что при любом варианте квазитроичного кода, ЛЦС представляет собой трехсимвольную импульсную последовательность -1, 0, +1.

Рис. 1.40. Модификация ЛЦС в различных кодах:

*a* — кодовая группа; *б* — однополярный  $\tau=T$ ; *в* — однополярный укороченный  $\tau=0,5T$ ; *г* — bipolarный  $\tau=T$ ; *д* — bipolarный  $\tau=T$ ; *е* — bipolarный укороченный  $\tau=0,5T$ ; *ж* — bipolarный с пассивной паузой  $\tau=0,5T$ ; *з* — однополярный  $\tau=T$ ; *и* — bipolarный  $\tau=0,5T$

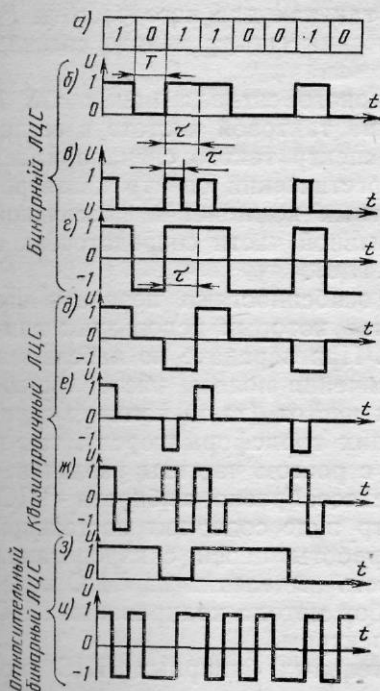
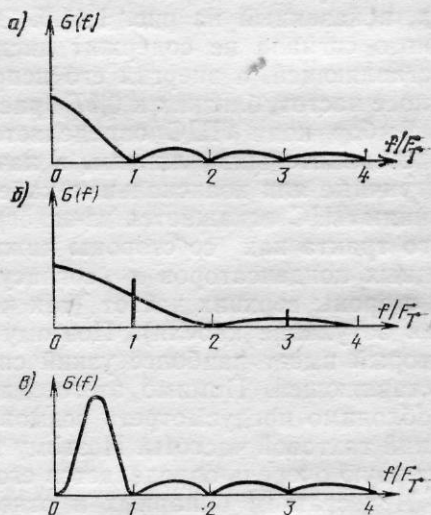


Рис. 1.41. Энергетические спектры цифровых сигналов:

*a* — однополярного; *б* — укороченного однополярного; *в* — квазитройного



В то же время кодирование в аппаратуре ИКМ остается двоичным.

Наряду с рассмотренными методами кодирования ЛЦС применяются относительное бинарное кодирование, которое возможно как при однополярном, так и при bipolarном сигнале. В процессе кодирования однополярных импульсов происходит изменение их относительной амплитуды (возможные значения 0 или 1), bipolarные импульсы кодируются изменением их полярности. При этом кодирование происходит следующим образом: изменяемый параметр импульса (амплитуда или полярность) при передаче первого символа ЛЦС устанавливается произвольно, затем при передаче символа «0» кодовой группы он сохраняется таким же, как и для предшествующего символа, а при передаче «1» изменяется на противоположный. Относительный бинарный ЛЦС показан на рис. 1.40,з (с использованием однополярных импульсов) и на рис. 1.40,и (с использованием bipolarных импульсов).

Энергетический спектр однополярного импульса, в общем случае, состоит из постоянной составляющей, непрерывной части и дискретных компонент на частотах  $F_d = mF_T$ , где  $F_T$  — тактовая частота ( $F_T = 1/T$ ),  $m = 1, 2, 3, \dots$ . Огибающая непрерывной части



спектра описывается функцией вида  $(\sin \pi F \tau / \pi F \tau)^2$  и обращается в ноль на частотах  $F_{\text{н}} \tau = 2m$ . Следует отметить, что спектр однополярного импульса, показанного на рис. 1.40, б, для которого  $\tau = T$ , дискретных компонент не содержит, так как для него частоты  $F_{\text{н}}$  и  $F_{\text{д}}$  совпадают ( $F_{\text{н}} = F_{\text{д}}$ ). Энергетический спектр такого сигнала приведен на рис. 1.41, а.

В спектре укороченного однополярного сигнала при  $\tau = 0,5 T$  появляются дискретные компоненты на тактовой частоте и ее нечетных гармониках. Энергетический спектр такого сигнала имеет вид, показанный на рис. 1.41, б. Энергетический спектр квазитроичного сигнала не содержит дискретных компонент и постоянной составляющей, а энергия его непрерывной части сосредоточена в полосе частот, близких к  $0,5T$  (рис. 1.41, в).

Выбор кода ЛЦС определяется особенностями передачи его по соединительным линиям, в качестве которых используют симметричные или коаксиальные кабели. При передаче по кабельным линиям ЛЦС искажается из-за ограничения полосы частот линейного тракта как со стороны нижних частот (из-за наличия переходных конденсаторов и согласующих трансформаторов), так и со стороны верхних частот (так как с ростом частоты увеличивается затухание кабеля). Поэтому целесообразно выбирать ЛЦС, который имеет наиболее узкий спектр и не содержит постоянной составляющей. Помимо этого, для работы цепей синхронизации необходимо предусмотреть возможность выделения из ЛЦС колебаний тактовой частоты. Поэтому выбор метода кодирования ЛЦС в первую очередь определяется его спектром.

Недостатком бинарных и относительных бинарных ЛЦС (использующих однополярные импульсы) является наличие в их спектрах постоянной составляющей и низкочастотных компонент, имеющих значительную мощность.

В качестве ЛЦС в ПЦТ и ВЦТ используют квазитроичную последовательность импульсов. Такой сигнал является весьма удобным и для передачи по РРЛ, если принять во внимание, что его спектр не содержит постоянной составляющей (которая не могла бы быть пропущена усилителями РРЛ) и практически не содержит низкочастотных компонент.

#### РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ СВЯЗИ ЦРРЛ [1, 10]

Расчет проводится в соответствии с методикой, изложенной в § 1.7.

Минимально-допустимый множитель ослабления в этом случае (в дБ)

$$V_{\text{мин}}^2 = P_{\text{с.вх.мин}} - P_{\text{с.вх.0}}, \quad (1.72)$$

где  $P_{\text{с.вх.мин}}$  — минимально-допустимый уровень мощности сигнала на входе приемника (чувствительность приемника), при котором вероятность ошибки приема цифрового сигнала не превышает допустимого значения (в соответствии с рекомендациями МККР

$P_{\text{ош.доп}} \leq 10^{-3}$  в течение 0,05% времени любого месяца);  $P_{\text{с.вх.0}}$  — уровень при распространении радиоволн в свободном пространстве, рассчитываемый по выражению (1.9) без учета  $L_{\text{доп}}$ .

Для аппаратуры «Радан-2»  $P_{\text{с.вх.мин}} = 112,3$  дБВт ( $-82,3$  дБм).

При других допустимых значениях вероятности ошибки

$$P_{\text{с.вх.мин}} = h_{\text{вх.мин}} + P_{\text{ш}}, \quad (1.73)$$

где  $P_{\text{ш}}$  — уровень мощности теплового шума, приведенного ко входу приемника;

$$P_{\text{ш}} = 10 \lg ШКТП_{\text{ш}}, \quad (1.74)$$

$Ш$  — шум-фактор приемника,  $КТ = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц,  $П_{\text{ш}}$  — шумовая полоса приемника, Гц;  $h_{\text{вх.мин}}$  — минимально допустимое отношение сигнал-шум на входе приемника, определяемое из выражений, связывающих вероятность ошибки с отношением сигнал-шум на входе приемника при различных способах модуляции сигналов.

Для сигналов ИКМ-АМ

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-h_{\text{вх}}/4}. \quad (1.75)$$

Для сигналов ИК-ЧМ

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-h_{\text{вх}}/2}. \quad (1.76)$$

Для сигналов ИКМ-ОФМ с автокорреляционным способом демодуляции

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-h_{\text{вх}}}. \quad (1.77)$$

Для сигналов ИКМ-ОФМ с когерентным способом демодуляции

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} [1 - \Phi^2(\sqrt{2h_{\text{вх}}})], \quad (1.78)$$

где  $\Phi(\sqrt{2h_{\text{вх}}})$  — интеграл вероятности.

При  $h_{\text{вх}} > 4$  выражение (1.78) принимает вид

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(\sqrt{2h_{\text{вх}}}). \quad (1.79)$$

Таким образом, с учетом (1.9) и (1.72) можно записать

$$V_{\text{мин}}^2 = P_{\text{с.вх.мин}} - P_{\text{п, дБВт}} - L_0 - 2G_a - L_{\text{ф}}. \quad (1.80)$$

Для системы «Радан-2»

$$V_{\text{мин}}^2 = -59,9 + 10 \lg R_0^2, \quad (1.81)$$

где  $R_0$  — длина пролета, км.

## ОЦЕНКА ОЖИДАЕМОЙ НАДЕЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ [3]

Надежность и достоверность передачи цифровой информации по РРЛ оценивается не только исходя из общего процента времени ухудшения связи из-за замираний  $T_{\Sigma}$  ( $V_{\text{мин}}$ ). Необходимо также знать распределение длительности и количества замираний за короткие интервалы времени.

В случае одиночного приема сигналов на РРЛ методика расчета ожидаемой надежности передачи цифровой информации с шансами  $t_c$  следующая.

1. Рассчитать статистические характеристики длительности замираний.

Медианное значение длительности замираний

$$\tau_m = c_m V_{\text{мин}} (4/f)^{0,5-1}, \quad (1.82)$$

где  $V_{\text{мин}}$  — минимально допустимый множитель ослабления на пролете РРЛ, ед.;  $f$  — частота несущей, ГГц;  $c_m$  — эмпирический коэффициент; величина  $1/c_m$  характеризует медианную скорость изменения величины  $V$  на данном пролете; для диапазона 4 ГГц  $c_m$  можно определить из рис. 1.42 по известному параметру  $\psi$ , определяемому по формуле

$$\psi = R_0^2 p(\bar{g}) \cdot 10^{-4}, \quad (1.83)$$

где  $R_0$  — длина пролета, км;  $p(\bar{g})$  — относительный просвет на пролете, определяемый по (1.26).

Стандартное отклонение длительности замираний  $\sigma_{\tau}$  определяют из табл. 1.6.

Таблица 1.6

$V_{\text{мин}}$ , дБ	-20	-25	-30	-35
$\sigma_{\tau}$ , дБ	6,5	5,8	5,2	4,9

Здесь

$$\sigma_{\tau} = 10 \lg (\sigma_{\tau} / \tau_m). \quad (1.84)$$

Далее может быть построен график распределения длительности замираний  $T=f(\sigma)$ . При этом, для того чтобы он изображался в виде прямой линии, необходимо по оси абсцисс (оси  $T$ ) откладывать величины в гауссовском масштабе, а по оси ординат (оси  $\tau$ ) — в логарифмическом масштабе.

Опорными точками для построения графика являются:  $\tau_m$ , соответствующая  $T(\tau) = 50\%$ ;  $\tau_{\sigma}$  ( $84\%$ ) =  $\tau_m(\sigma_{\tau} / \tau_m)$ , соответствующая  $T(\tau) = 84\%$ ;  $\tau_{\sigma}$  ( $16\%$ ) =  $\tau_m(\tau_m / \sigma_{\tau})$ , соответствующая  $T(\tau) = 16\%$ .

Рис. 1.42. Кривые для определения коэффициента  $c_M$ :

1 — для слабопересеченных сухопутных и морских трасс; 2 — для пересеченных трасс

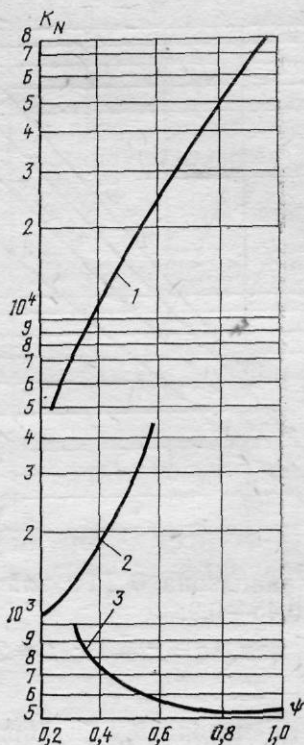
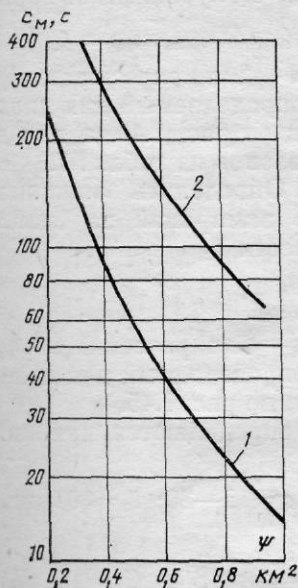


Рис. 1.43. Кривые для определения коэффициента  $K_N$ :

1 — для морских и слабопересеченных приморских трасс; 2, 3 — для сухопутных слабопересеченных и пересеченных трасс

2. Рассчитать общее число замираний, ожидаемое за летний месяц

$$N = K_N V_{\text{мин}} (f/4)^2, \quad (1.85)$$

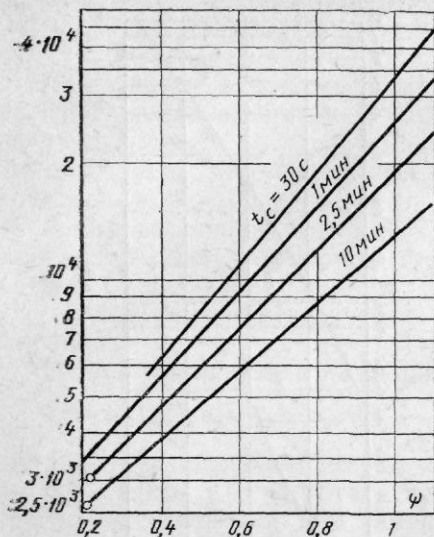
где  $f$  — частота несущей, ГГц;  $K_N$  — эмпирический коэффициент, определяемый для диапазона 4 ГГц по рис. 1.43.

Таблица 1.7

$f$ , ГГц	4			6			8			12			
Длительность сеанса $t_c$ , мин	1	2,5	10	1	2,5	10	0,5	1	2,5	10	1	2,5	10
$M \cdot 10^{-3}$	0,94	0,73	0,5	0,82	0,7	0,54	1,88	1,65	1,42	1,1	0,81	0,6	0,37
	1	0,84	0,7					1,8	3-4*	1,9*			

Примечание. Звездочкой отмечены значения  $M$  при коэффициенте усиления антенны  $G \approx 45$  дБ; без звездочки — при  $G \leq 42$  дБ.

Рис. 1.44. Кривые для определения коэффициента  $M$



3. Определить число сеансов связи с глубокими замираниями

$$N_c = M V_{\text{мин}}, \quad (1.86)$$

где  $M$  — эмпирический коэффициент, определяемый для диапазона 4 ГГц из рис. 1.44, а для других диапазонов из табл. 1.7.

4. Определить максимальное число замираний за сеанс длительности  $t_c$

$$n_{c,\text{макс}} = q \sqrt[3]{V_{\text{мин}}}, \quad (1.87)$$

где  $q$  — эмпирический коэффициент, определяемый для диапазона 4 ГГц, по рис. 1.45.

Для диапазона 6 ГГц значения  $q$  определяются приблизительно при  $\psi = 0,45 - 0,9$ :

$t_c = 1$  мин,  $q = 12 - 19$ ;  $t_c = 2,5$  мин,  $q = 15 - 30$ ;  $t_c = 10$  мин,  $q = 19 - 33$ .

Для диапазона 8 ГГц (при  $V_{\text{мин}} \approx -28$  дБ и  $G_a = 45$  дБ):

$t_c = 0,5$  мин,  $n_{c,\text{макс}} = 7$ ;  $t_c = 1$  мин,  $n_{c,\text{макс}} = 14$ ;

$t_c = 2,5$  мин,  $n_{c,\text{макс}} = 30$ ;  $t_c = 10$  мин,  $n_{c,\text{макс}} = 76$ .

Для диапазона 12 ГГц (при  $V_{\text{мин}} = -28$  дБ и  $G_a = 40$  дБ):

$t_c = 1$  мин,  $n_{c,\text{макс}} = 8$ ;  $t_c = 2,5$  мин,  $n_{c,\text{макс}} = 10$ ;  $t_c = 10$  мин,

$n_{c,\text{макс}} = 18$ .

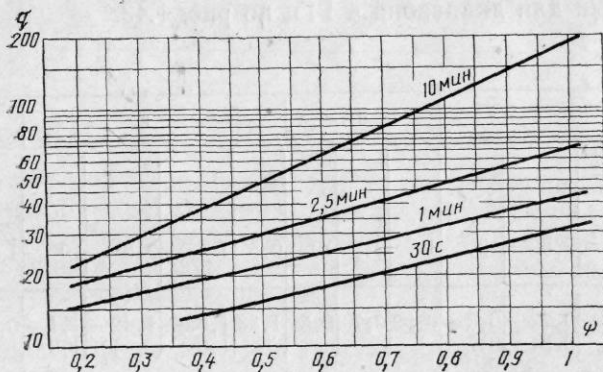


Рис. 1.45. Кривые для определения коэффициента  $q$

5. Рассчитать максимальное число сеансов связи за летний месяц (720 ч)

$$N_{с.макс} = 720 (60 \text{ мин}/t_c, \text{ мин}). \quad (1.88)$$

6. Рассчитать относительное число сеансов с возможным снижением качества связи из-за глубоких замираний сигнала за время сеанса (без учета замираний из-за дождей)

$$n \% = (N_c/N_{с.макс}) 100 \%. \quad (1.89)$$

7. Рассчитать надежность передачи информации в процентах

$$b = 100 \% - n \%. \quad (1.90)$$

Для учета числа сеансов, во время которых происходят срывы связи, обусловленные замираниями в дождях, считают, что причиной таких срывов связи является один сильный ливень. Тогда по известному  $T_d(V_{мин})$  можно рассчитать время действия этого дождя (в минутах) по формуле

$$t_d = 720 \text{ ч } 60 \text{ мин } T_d(V_{мин}) \% / 100 \%. \quad (1.91)$$

Число сеансов, на качество которых может оказать влияние этот дождь, приближенно можно определить по формуле

$$N_{с.д} = t_d/3. \quad (1.92)$$

Тогда, с учетом влияния дождей,

$$n_d \% = [(N_c + N_{с.д})/N_{с.макс}] 100 \%. \quad (1.93)$$

Надежность передачи информации с учетом дождей

$$b_d = 100 \% - n_d \%. \quad (1.94)$$

#### РАСЧЕТ СУММАРНОЙ МОЩНОСТИ ШУМОВ В ТФ КАНАЛАХ ЦРРЛ

Мощность шумов на выходе ТФ канала ЦРРЛ определяется по формуле

$$P_{ш\Sigma} = \sum_{i=1}^n P_{кв i} + \sum_{i=1}^n P_{ш i}, \quad (1.95)$$

где  $n$  — число пролетов ЦРРЛ;  $P_{кв}$  — мощность шумов квантования;  $P_{ш}$  — мощность шумов, возникающих из-за ошибочного приема символов.

Уровень мощности шумов квантования на выходе ТФ канала при передаче методом ИКМ с равномерным квантованием аналогового многоканального ТФ сообщения с частотным разделением каналов (ИКМ-ЧР) определяется по формуле (в дБпВт)

$$P_{кв} = 83 - 6 m_c, \quad (1.96)$$

где  $m_c$  — число разрядов в двоичном коде ИКМ (обычно  $m_c = 7-8$ ).

Уровень мощности шумов из-за ошибочного приема символов (для системы ИКМ-ЧР) может быть определен по формуле (в дБВт)

$$P_{ш} = 67 - 10 \lg \mu - 10 \lg \frac{F_{в}}{\Delta F_{к}} + P_{ср} + 10 \lg P_{ош}, \quad (1.97)$$

где  $F_{в}$  — верхняя частота группового спектра;  $\Delta F_{к}$  — 3,1 кГц;  $P_{ср}$  — средний уровень многоканального ТФ сообщения в дБ по отношению к 1 мВт;  $P_{ош}$  — вероятность ошибки;  $\mu$  — коэффициент, показывающий, во сколько раз частота дискретизации больше  $2F_{в}$  (для  $F_{д} = 8$  кГц;  $\mu = 1,8$ ).

Для случая передачи МТС с числом каналов 60 (в дБВт)

$$P_{ш} = 89,2 + 10 \lg P_{ош}. \quad (1.98)$$

## Глава 2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРОПОСФЕРНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ

### 2.1. ПРОЕКТНЫЕ РЕШЕНИЯ ПО СТАНЦИЯМ ТРОПОСФЕРНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ

Тропосферные радиорелейные линии (ТРРЛ), используют эффект дальнего тропосферного распространения радиоволн и имеют ряд особенностей, существенно отличающих их от РРЛ прямой видимости.

Длина пролета ТРРЛ обычно составляет 200—300 км. При определенных благоприятных условиях длина пролета может быть увеличена до 500 км. Потери мощности сигнала на пролете очень велики — порядка 200 дБ и более. Сигнал в точке приема имеет многолучевой характер, что приводит к замираниям.

Энергетический потенциал аппаратуры ТРРЛ высок: передатчики мощностью до 100 кВт, остронаправленные антенны с коэффициентом усиления до 50 дБ, в приемных устройствах устанавливаются малозумящие усилители СВЧ, порогопонижающие устройства, используется разнесенный прием.

Пропускная способность ТРРЛ составляет 12—120 ТФ каналов.

При проектировании ТРРЛ обычно задают оконечные пункты линии и тип используемой аппаратуры. Первым этапом проекта ТРРЛ является выбор трассы ТРРЛ и размещение станций. Станции ТРРЛ располагаются вдали от населенных пунктов, а следовательно вдали от централизованных источников электроэнергии, поэтому они имеют свои автономные источники электропитания. Все станции ТРРЛ являются обслуживаемыми и по возмож-

ности совмещаются со станциями РРЛ прямой видимости или пунктами кабельных магистралей.

На ТРРЛ (как и на РРЛ прямой видимости) применяют три типа станций. Оконечные станции (размещают на концах линии) могут часто быть переходным звеном от РРЛ прямой видимости или кабельной магистрали. Промежуточные станции всегда обеспечивают демодуляцию принимаемого СВЧ сигнала до группового спектра. Узловые станции обеспечивают ответвление ВЧ стволов. Станции полного ответвления, по существу, состоят из двух станций — оконечной и промежуточной. При организации связи такое ответвление рассматривают как самостоятельную ТРРЛ.

На ТРРЛ в настоящее время в основном применяют аппаратуру ТР-120. Эта аппаратура разработана для реконструкции линий сети «Север», оборудованных аппаратурой «Горизонт-М». По условиям эксплуатации аппаратура предназначена для обеспечения круглосуточной работы 120-канальной системы передачи. Эксплуатация аппаратуры не требует квалифицированного персонала (за исключением аварийно-профилактической службы). В аппаратуре полностью исключены элементы эксплуатационной настройки и регулировки. Включение и выключение аппаратуры выполняется с пульта управления. Перечень основного оборудования приведен в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Тип оборудования	Число на одну станцию	
	ОРС	ПРС
Стойка передатчика	2	4
Стойка формирования частот	1	2
Стойка промежуточной частоты	1	2
Стойка приемная	1	2
Пульт контроля станции	1	1
Стойка электропитания передатчика	2	2
Стойка электропитания приемника	1	1
Стабилизатор СТС-2-10/0,5	2	2
Система воздушного охлаждения	1	2
Антенна с рупорным облучателем	2	4
Система герметизации волноводов	2	2

На рис. 2.1 приведена структурная схема однопролетной ТРРЛ на аппаратуре ТР-120 для случая двоякого приема. В передающей части групповой сигнал от аппаратуры уплотнения поступает на пульт контроля станции (КС), где объединяется с сигналами служебной связи и контроля. Далее сигнал поступает на стойку формирования частот (ФЧ). В этой стойке формируется трехкомпонентный ЧМ сигнал промежуточной частоты 70 МГц и сигналы гетеродинов передатчиков. На вход частотного модулятора (ЧМ) стойки ФЧ кроме группового сигнала поступает также корреляторный сигнал с частотой 2,5 МГц, который формируется с помощью кварцевого генератора (КГ) частоты 0,833 МГц и



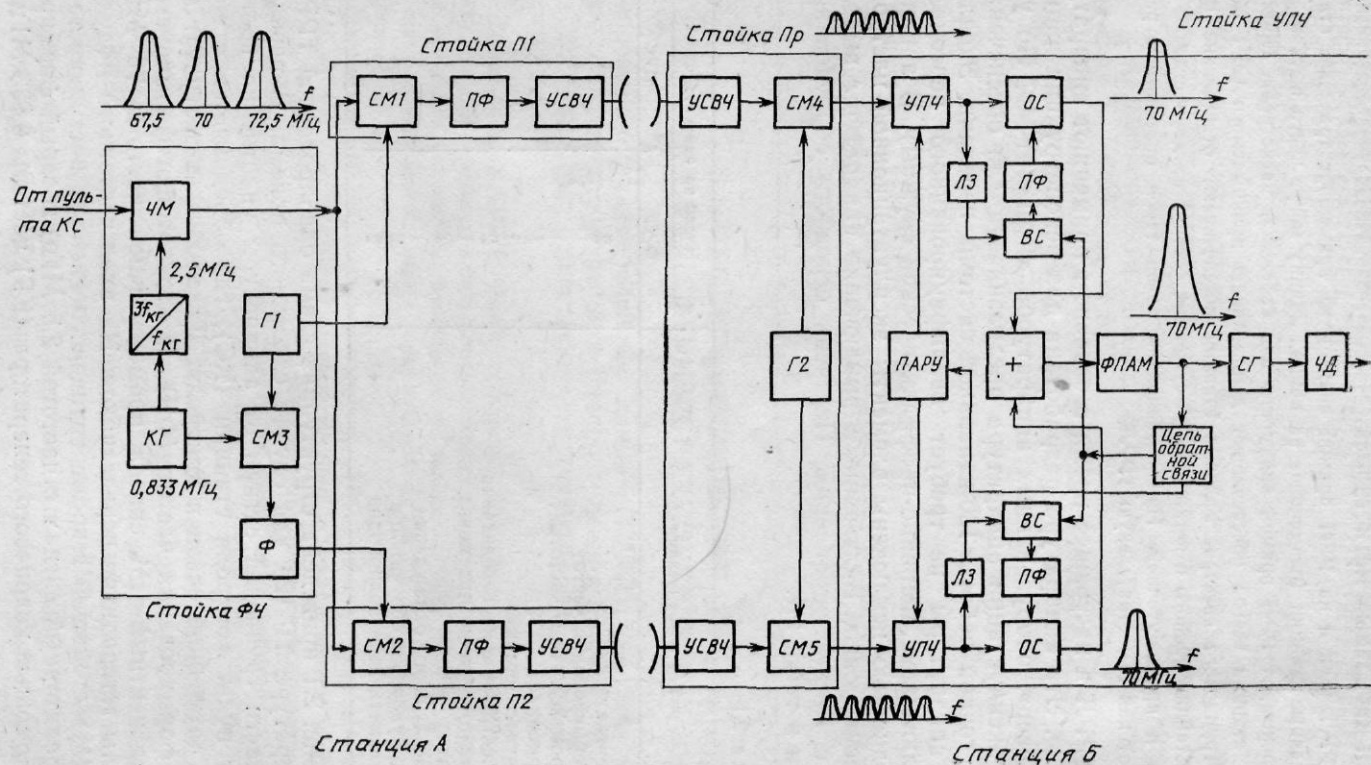


Рис. 2.1. Структурная схема однопролетной ТРПЛ на аппаратуре ТР-120

последующего умножения частоты. В результате преобразования в частотном модуляторе сигнал на его выходе содержит три частотно-модулированные компоненты со средними частотами 70, 67,5, и 72,5 МГц. Этот составной трехкомпонентный ЧМ сигнал поступает далее на стойки передатчиков (стойки П1 и П2), где осуществляется преобразование составного ЧМ сигнала в СВЧ сигнал и его усиление. Сигналы гетеродинов обоих передатчиков вырабатываются в стойке ФЧ с помощью генератора (Г1); при этом частоты гетеродинов стоек П1 и П2 сдвинуты на 7,5 МГц. Сдвиг частоты гетеродина стойки П2 осуществляется в СМЗ. На выходах двух антенн станции А образуется шестикомпонентный составной сигнал.

На станции Б составной сигнал принимается на две пространственно-разнесенные антенны; при этом каждая антенна принимает шесть частотно-разнесенных сигналов. От антенны СВЧ сигнал поступает на соответствующий приемник в стойке приемников, где осуществляется его усиление и преобразование в сигнал ПЧ (с помощью гетеродина Г2 и смесителей СМ4 и СМ5). Со стойки приемников составные шестикомпонентные сигналы ПЧ поступают на стойку ПЧ, где осуществляется усиление сигнала ПЧ и синфазное оптимальное сложение всех шести компонент составного сигнала в системе «Сатурн». Основными элементами этой системы являются: основной (ОС) и вспомогательный (ВС) смесители, сумматор (+), фильтр паразитной амплитудной модуляции (ФПАМ) и цепь обратной связи. Основной смеситель представляет собой устройство, с помощью которого происходит оптимальное сложение шестикомпонентного составного сигнала. На его входы поступают: составной шестикомпонентный сигнал и опорное колебание, выделенное из принимаемого сигнала. Для этой цели служат: цепь обратной связи и ВС. При выборе времени в линии задержки (ЛЗ), равном времени задержки сигнала при прохождении по цепи ОС, модуляция сигнала на выходе ВС оказывается полностью подавленной. В результате преобразования на выходе ОС появляется сигнал, напряжение которого пропорционально суммарной мощности элементов составного сигнала. В сумматоре (+) синфазно складываются сигналы с выходов ОС ветвей разнесения. Для устранения паразитной АМ частотой корреляторного сигнала и его гармониками служит ФПАМ. Параллельная автоматическая регулировка усиления (ПАРУ), осуществляемая по суммарному сигналу, поддерживает равенство усилений двух трактов приема и препятствует возникновению перегрузок при значительном возрастании сигнала. С выхода системы «Сатурн» суммарный сигнал через следящий гетеродин (СГ), снижающий пороговый уровень, поступает на стандартный частотный дискриминатор (ЧД) и далее на пульт КС.

*Основные технические данные системы ТР-120*

Диапазон частот . . . . .	800—1000 МГц
Средняя длина пролета . . . . .	300 км
Число ТФ каналов . . . . .	120

Мощность и число передатчиков на ОРС . . . . .	5 кВт×2
Площадь раскрыва и число антенн на ОРС . . . . .	(20×20) м <sup>2</sup> ×2 (30×30) м <sup>2</sup> ×2
Шумовая температура приемника . . . . .	250 К
Шумовая температура, пересчитанная ко входу приемника	510 К
Эквивалентная шумовая полоса . . . . .	3,14 МГц
Суммарное ослабление сигнала в АФТ . . . . .	3 дБ
Полоса пропускания:	
передатчика . . . . .	7 МГц
приемника (по ВЧ) . . . . .	18 МГц
Эффективная девиация частоты на канал . . . . .	150 кГц
Групповой спектр . . . . .	60—552 кГц
Коэффициент усиления антенны на частоте 900 МГц при площади отражающего зеркала:	
20×20 м <sup>2</sup> . . . . .	43 дБ
30×30 м <sup>2</sup> . . . . .	47,1 дБ
Потери усиления антенн . . . . .	—12 дБ
Псофометрическая мощность нелинейных переходных шумов одного комплекта приемопередатчика аппаратуры в верхнем ТФ канале при $\Delta f_k = 150$ кГц . . . . .	650 пВт0
Тепловые шумы одного комплекта гетеродинов и модемов	10 пВт0
Средняя мощность многоканального ТФ сообщения ( $N = 120$ ) . . . . .	10 мВт
Средняя мощность сигнала при передаче цифровой информации со скоростью 1200 Бод в ТФ канале . . . . .	0,05 мВт
При передаче телеграфных сигналов в ТФ канале . . . . .	0,135 мВт

Способ борьбы с замираниями: осуществляется счетверенный прием с разнесением по частоте и пространству, а также используется составной сигнал, получаемый с помощью дополнительной ЧМ корреляторным сигналом  $F_{кор} = 2,5$  МГц, что позволяет увеличить кратность приема до 8—12; на приеме осуществляется оптимальное сложение всех разнесенных сигналов.

## 2.2. РАСЧЕТ ТРОПОСФЕРНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ

Расчет ТРРЛ может быть разбит на два этапа: расчет качественных показателей при передаче многоканальных ТФ сообщений и при передаче дискретной информации.

### РАСЧЕТ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ТЕЛЕФОННЫХ СООБЩЕНИЙ

Расчет сводится к проверке выполнения следующих неравенств:

$$\bar{P}_{\Sigma 20\%} \leq P_{\text{доп } 20\%}, \bar{P}_{\Sigma \varepsilon\%} \leq 63\,000 \text{ пВт}, T_{\Sigma\%} \leq T_{\text{доп}\%}, \quad (2.1)$$

где  $\bar{P}_{\Sigma 20\%}$  и  $\bar{P}_{\Sigma \varepsilon\%}$  — среднeminутная псофометрическая мощность суммарных шумов в ТФ канале в конце ТРРЛ, превышаемая в течение 20% и  $\varepsilon\%$  времени худшего месяца, соответственно;

— суммарный процент времени, в течение которого уровень шумов в ТФ канале выше  $10^6$  пВт;  $P_{\text{доп } 20\%}$ ,  $\varepsilon\%$ ,  $T_{\text{доп}\%}$  — допустимые величины для проектируемой ТРРЛ, определяемые нормами ЕАСС в соответствии с Приложением 1.

Выполнение указанных неравенств в значительной мере определяется характером рельефа трассы ТРРЛ, поэтому за основной исходный материал при расчете принимают профили пролетов проектируемой ТРРЛ. Экранировка антенн неровностями земной поверхности приводит к уменьшению мощности сигнала на входе приемника, что в свою очередь приводит к увеличению мощности шума в ТФ канале. Это обстоятельство учитывают введением эквивалентной протяженности пролета (в км)

$$R_0 = R_{00} \sqrt{1 + 8r_{0.3}(\Delta H - 0,2)/R_{00}^2} \quad (2.2)$$

Величины, входящие в (2.2), могут быть рассчитаны по следующей методике:

$\Delta H$  характеризует увеличение объема рассеяния по сравнению с пролетом, где антенны расположены на уровне моря. Значение  $\Delta H$  определяют как разность высот (в км) между точками пересечения касательных  $AC$  и  $BC$ , проведенных из центров раскрыва антенн, и линиями  $A'C'$  и  $B'C'$ , параллельными линиям  $AC$  и  $BC$ , проведенными из точек  $A$  и  $B$ , находящихся на уровне моря (рис. 2.2).

Величина  $\Delta H$  может быть определена (в км) непосредственно из профиля пролета или рассчитана по формуле

$$\Delta H = h_1 + \frac{R_0 + r_{0.3} \gamma_1}{R_0 + r_{0.3}(\gamma_1 + \gamma_2)} \frac{h_2 - h_1}{2} - \frac{R_0(h_2 - h_1)}{2r_{0.3} \left( \frac{R_0}{r_{0.3}} + \gamma_1 + \gamma_2 \right)^2} \left( \gamma_2 - \gamma_1 - \frac{h_2 - h_1}{R_0} \right), \quad (2.3)$$

где  $R_0$  — географическая длина пролета, км;  $h_1$  и  $h_2$  — высоты установки антенн, отсчитанные от уровня моря, км (рис. 2.2);  $r_{0.3}$  — эквивалентный радиус Земли, равный 8500 км;  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  — углы закрытия на концах пролета (радиан), которые со знаком «+», если вершина препятствия выше горизонтальной плоскости (прямые  $AD$  и  $BC$  на рис. 2.2), и со знаком «-», если вершина препятствия ниже этой плоскости.

Углы  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  могут быть найдены непосредственно из профиля пролета (при этом следует учитывать, что масштабы по горизонтали и вертикали различны) и при  $h_1$  и  $h_2$  больше 200 м по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= (h_{п1} - h_1)/r_{п1} - 5,89 \cdot 10^{-5} r_{п1}, \text{ рад;} \\ \gamma_2 &= (h_{п2} - h_2)/r_{п2} - 5,89 \cdot 10^{-5} r_{п2}, \text{ рад,} \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

где  $h_{п1}$  и  $r_{п1}$  определяются из профиля пролета.

В случае, когда  $h_1 = h_2 = h$ ,  $\Delta H = h$  (при любых  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ ), эквивалентная протяженность пролета при  $\Delta H = 0,2$  км

$$R_{00} = R_0 + (\gamma_1 + \gamma_2) r_{0.3}. \quad (2.5)$$

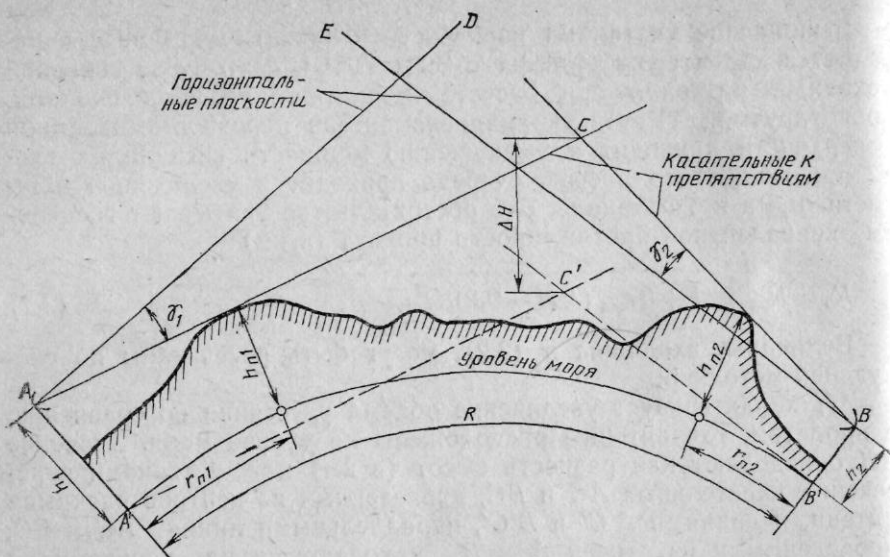


Рис. 2.2. Профиль пролета ТРПЛ

Выражение среднеминутной психофотметрической мощности суммарных шумов на выходе ТФ канала ТРПЛ из  $n$  пролетов, превышаемой в течение не более  $p\%$  времени любого месяца, может быть представлено в виде суммы двух составляющих:

$$\bar{P}_{\Sigma p\%} = \bar{P}_{\Sigma 1 p\%} + P_{\Sigma \text{ап}}, \quad (2.6)$$

где  $P_{\Sigma 1 p\%}$  — среднеминутная психофотметрическая мощность суммы тепловых и нелинейных шумов на выходе ТФ канала, изменяющихся во времени по случайному закону;  $P_{\Sigma \text{ап}}$  — психофотметрическая мощность шума, обуславливаемая только неидеальностью параметров аппаратуры и не зависящая от параметров тракта распространения радиоволн:

$$P_{\Sigma \text{ап}} = \sum_{i=1}^n (P_{\text{т.ап } i} + P_{\text{н.ап } i}) \quad (2.7)$$

( $P_{\text{т.ап } i}$  — психофотметрическая мощность теплового шума, вносимого гетеродинным трактом и модемами;  $P_{\text{н.ап } i}$  — психофотметрическая мощность нелинейных шумов, возникающих из-за нелинейности характеристик группового тракта и ВЧ тракта аппаратуры, а также отражений сигнала в АВТ).

Мощности  $P_{\text{т.ап}}$  и  $P_{\text{н.ап}}$  постоянны во времени. Их задают в технических данных аппаратуры и, как правило, для какой-либо определенной девиации частоты на канал  $\Delta f_k$  (например, для ТР-120 при  $\Delta f_k = 150$  кГц). Может оказаться, что не на всех пролетах проектируемой ТРПЛ это значение  $\Delta f_k$  оптимально. Если в результате расчетов оптимальное значение девиации частоты на канал

получилось на каком-либо пролете равным  $\Delta f_{к1}$ , то значение постоянных шумов аппаратуры следует пересчитать для данного пролета по формулам

$$P_{т.ап1} = P_{т.ап} (\Delta f_{к1} / \Delta f_{к1})^2, P_{н.ап1} = P_{н.ап} (\Delta f_{к1} / \Delta f_{к1})^2. \quad (2.8)$$

Первое слагаемое в (2.6) может быть рассчитано по формуле

$$\bar{P}_{\Sigma 1p\%} = \bar{P}_{\Sigma м} \cdot 10^{0.1 K_{p\%} \sigma_{\Sigma}}, \quad (2.9)$$

где  $\bar{P}_{\Sigma м}$  — медианное значение среднeminутной мощности суммы тепловых и нелинейных шумов на выходе ТФ канала в конце ТРРЛ;  $\sigma_{\Sigma}$  — среднеквадратичное отклонение среднeminутной мощности суммы тепловых и нелинейных шумов;  $K_{p\%}$  — коэффициент, зависящий от  $p\%$  и определяемый из таблицы интеграла вероятности, приведенной в Приложении 3.

При этом

$$\Phi(K_{p\%}) = 1 - 0,02 p\%. \quad (2.10)$$

Величины  $\bar{P}_{\Sigma м}$  и  $\sigma_{\Sigma}$  могут быть найдены по следующей методике:

1. Для каждого пролета определить среднее по медианным замираниям значение среднeminутной мощности тепловых шумов в верхнем ТФ канале

$$\bar{P}_{т} = \bar{P}_{т.м} r_{т}, \quad (2.11)$$

где  $\bar{P}_{т.м}$  — медианное значение среднeminутной псофометрической мощности тепловых шумов в верхнем ТФ канале:

$$r_{т} = 10^{0.0115 \sigma^2}, \quad (2.12)$$

$\sigma$  — стандартное отклонение медленных замираний сигнала на пролете ТРРЛ, определяемое по рис. 2.3:

$$\bar{P}_{т.м} = 6,61 \cdot 10^{-12} \frac{T_{\Sigma}}{P_{с.м.м}} \left( \frac{F_{в}}{\Delta f_{к}} \right)^2 \text{ в, пВт0}, \quad (2.13)$$

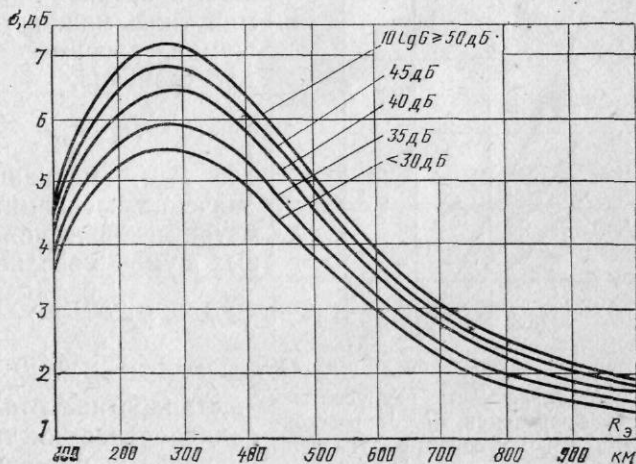


Рис. 2.3. График стандартного отклонения  $\sigma$  для зимних месяцев

где  $T_{\Sigma}$  — суммарная шумовая температура приемного устройства (в К), пересчитанная к его входу;  $F_{\text{в}}$  — верхняя частота группового спектра;  $\nu$  — коэффициент, учитывающий усреднение мгновенной мощности теплового шума по быстрым замираниям, зависящий от способа сложения разнесенных сигналов.

Для системы «Сатурн»

$$\nu = b/(4b - 1), \quad (2.14)$$

где

$$b = \frac{2,98}{1 + 1,24a(1 + 0,594a^3)} \quad (2.15)$$

— число независимых элементарных сигналов в одной ветви разнесения,

$$a = \exp(-2,5/\Delta f_0, \text{ МГц})^2, \quad (2.16)$$

$\Delta f_0$  — радиус частотной корреляции, определяемый по рис. 2.4;  $P_{\text{с.м.м}}$  — медианное за месяц значение мощности сигнала на входе приемника, Вт;

$$10 \lg P_{\text{с.м.м}} = P_{\text{п}} + G_{\text{п}} + G_{\text{пр}} + \Delta G + L_0 + V_{\text{м.м}} + L_{\text{ф}}, \text{ дБВт}, \quad (2.17)$$

где  $P_{\text{п}}$  — уровень мощности передатчика, дБВт;  $\Delta G$  — потери усиления системы антенн, дБ;  $G_{\text{п}}$  и  $G_{\text{пр}}$  — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, дБ;  $L_0$  — ослабление сигнала в свободном пространстве, определяемое по выражению (1.6);  $L_{\text{ф}}$  — потери сигнала в передающем и приемном АВТ, дБ;  $V_{\text{м.м}}$  — медианное за месяц значение множителя ослабления поля свободного пространства (в дБ), определяемое по рис. 2.5. Оптимальное для данного пролета значение девиации частоты на канал ( $\Delta f_{\text{к.опт}}$ ) (рассчитывается по формуле (2.23).

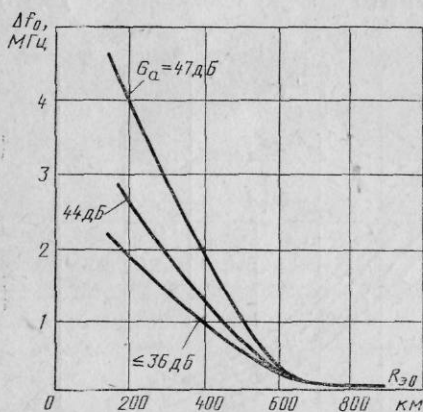


Рис. 2.4. Зависимость радиуса частотной корреляции  $\Delta f_0$  от расстояния  $R_{30}$  и коэффициента усиления антенны  $G_a$

2. Для каждого пролета определить среднее значение среднеминутной мощности нелинейных шумов, вносимых трактом распространения,

$$\bar{P}_{\text{н}} = \bar{P}_{\text{н.м}} r_{\text{н}}, \quad (2.18)$$

где  $\bar{P}_{\text{н.м}}$  — медианное за месяц значение среднеминутной псофометрической мощности нелинейных шумов в верхнем ТФ канале;

$$r_{\text{н}} = 10^{0,0115\sigma_{\text{н}}^2}, \text{ дБ}, \quad (2.19)$$

$$\sigma_{\text{н}} = 2,2 + 0,2\sigma, \text{ дБ}, \quad (2.20)$$

— стандартное отклонение изменения среднеминутной мощности нелинейных шумов;

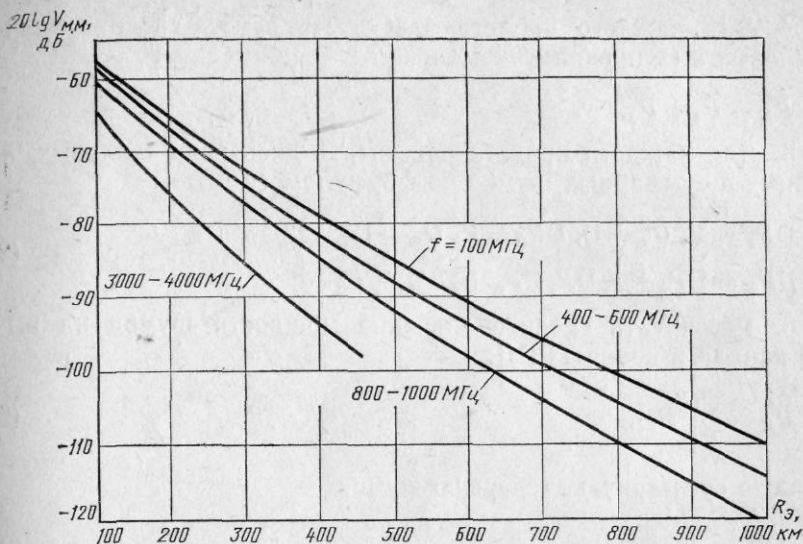


Рис. 2.5. Зависимость  $V_{м.м}$  от эквивалентной длины пролета

$\sigma$  определяют по рис. 2.3;

$$\bar{P}_{н.м} = \frac{4,17 \cdot 10^{11} (F_B \Delta f_K P_{ср})^2}{\Delta F \Delta f_0^4} \gamma_2, \quad (2.21)$$

где  $\Delta F$  — ширина группового спектра, Гц;  $P_{ср}$  — средняя мощность многоканального ТФ сообщения, мВт;  $\gamma_2$  — коэффициент, учитывающий применение автокорреляционного приема сигналов и оптимального сложения;

$$\gamma_2 = \frac{1}{4(4b - 2)}. \quad (2.22)$$

здесь  $b$  определяется по выражению (2.15).

3. Для каждого пролета определить оптимальное значение девиации частоты на канал по формуле

$$\Delta f_{к.опт} = \Delta f_0 \text{ (кГц)} \times \sqrt[4]{\frac{1,18 \cdot 10^{-20} T_{\Sigma} \nu r_T}{P_{с.м.м} \text{ (Вт)} + 1,8 \cdot 10^{-9} P_{т.ап} \text{ (нВт)} (\Delta f_K / F_B)^2}}{\frac{744 \gamma_2 P_{ср}^2 \text{ (мВт)} r_H}{\Delta F \text{ (Гц)} + 1,8 \cdot 10^{-9} P_{н.ап} \text{ (нВт)} (\Delta f_0^2 / F_B \Delta f_K)^2}} \quad (2.23)$$

где  $\Delta f_K$  — эффективная девиация частоты на канал, для которой приведены значения  $P_{т.ап}$  и  $P_{н.ап}$ .

Рассчитанные по выражению (2.23) значения  $\Delta f_{к.опт}$  подставляют в (2.13) и (2.21).



4. Для каждого пролета рассчитать сумму средних значений тепловых и нелинейных шумов

$$\bar{P}_{\Sigma} = \bar{P}_{\tau} + \bar{P}_{\text{н.}}$$

5. Для каждого пролета рассчитать дисперсии тепловых, нелинейных и суммарных шумов по формулам (в пВт<sup>2</sup>):

$$\left. \begin{aligned} D\bar{P}_{\tau} &= \bar{P}_{\tau}^2 (r_{\tau}^2 - 1), \quad D\bar{P}_{\text{н.}} = \bar{P}_{\text{н.}}^2 (r_{\text{н.}}^2 - 1), \\ D\bar{P}_{\Sigma} &= D\bar{P}_{\tau} + \sqrt{D\bar{P}_{\tau} D\bar{P}_{\text{н.}}} + D\bar{P}_{\text{н.}} \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

6. Рассчитать среднее значение мощности шумов на выходе ТФ канала в конце ТРРЛ:

$$\bar{P}_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \bar{P}_{\Sigma i}, \quad (2.25)$$

а также суммарную дисперсию шумов

$$D\bar{P}_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n D\bar{P}_{\Sigma i}. \quad (2.26)$$

7. Рассчитать медианную среднeminутную мощность суммы тепловых и нелинейных шумов на выходе ТФ канала в конце ТРРЛ, входящую в (2.9), по формуле

$$\bar{P}_{\Sigma \text{м}} = \bar{P}_{\Sigma} / r_{\Sigma}, \quad (2.27)$$

где  $\bar{P}_{\Sigma}$  — определяется (в дБ) по выражению (2.25),

$$r_{\Sigma} = 10^{0,0115 \sigma_{\Sigma}^2, \text{дБ}}, \quad (2.28)$$

$$\sigma_{\Sigma} = 4,34 \sqrt{\ln [D\bar{P}_{\Sigma} / (\bar{P}_{\Sigma}^2 + 1)]}. \quad (2.29)$$

Для оценки процента времени, в течение которого невзвешенная мощность шума в ТФ канале в конце ТРРЛ превышает значение 10<sup>6</sup> пВт, для каждого пролета определяют отношение мощности одной из компонент составного сигнала к мощности шума, определенной в полосе узкополосного УПЧ (при заданной  $\Delta f_{\text{ш}}$ )

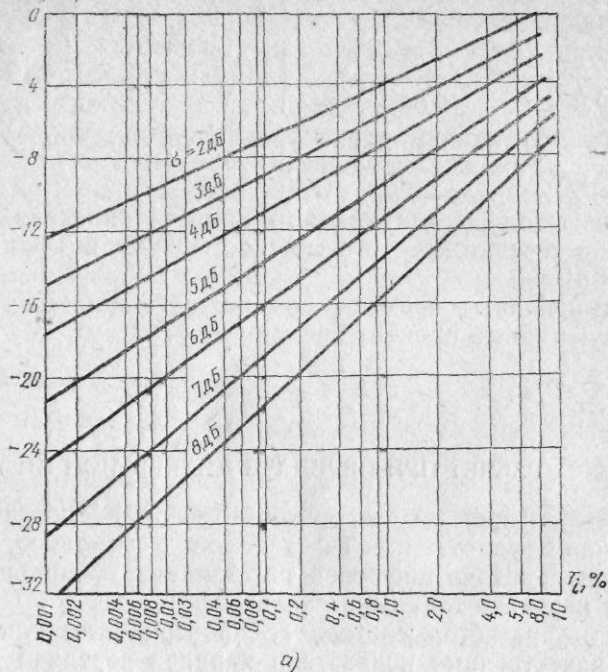
$$N_{01\text{м}} = 10 \lg \frac{1,45 P_{\text{с.м.м}}}{b P_{\text{ш.пр}}}, \quad (2.30)$$

где

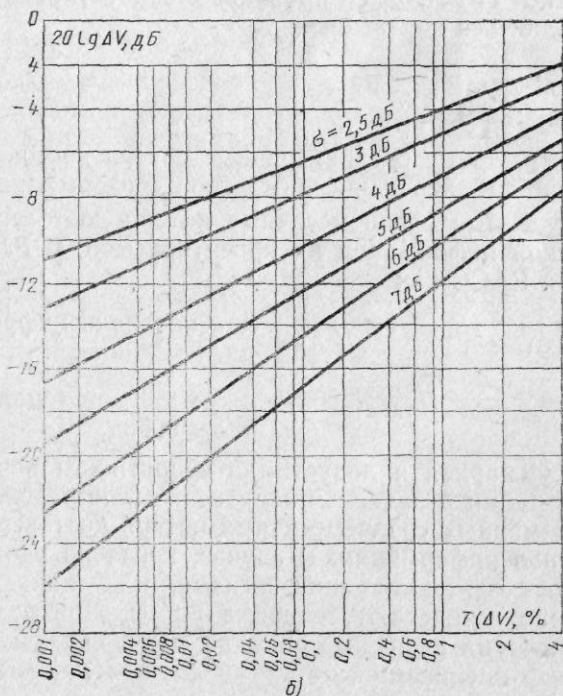
$$P_{\text{ш.пр}} = KT_{\Sigma} \Delta f_{\text{ш}} \quad (2.31)$$

— мощность собственных шумов приемника.

Далее определяют отношение суммы мощностей всех компонент составных сигналов на входе системы сложения к мощности шума, приведенной ко входу приемника в полосе  $\Delta f_{\text{ш}}$ , при котором мощность шума в ТФ канале на выходе ТРРЛ будет равной

$20 \lg \Delta V, \text{дБ}$ 

а)



б)

Рис. 2.6. Графики для определения вероятности срыва связи на ТРРЛ при четырехкратном (а) и восьмикратном (б) приеме

$10^6$  пВт. Указанное отношение  $N$  является корнем показательного уравнения

$$0,365 \left( \frac{\Delta f_{\text{ш}}}{\Delta f_{\text{к}}} \right) e^{-N} + \frac{1,24}{\Delta f_{\text{ш}}} \left( \frac{F_{\text{в}}}{\Delta f_{\text{к}}} \right)^2 \left[ \frac{1 - e^{-N}}{N} - e^{-N} \right] = 10^{-6}. \quad (2.32)$$

Запас (в дБ) на замирание уровня сигнала определяют как  $\Delta V = N - N_{01}$ . (2.33)

Далее по рис. 2.6 для каждого пролета определяют процент времени  $T_i$ , в течение которого мощность шума в ТФ канале превышает  $10^6$  пВт.

Сложив проценты времени для каждого пролета ТРРЛ, определяют суммарный процент времени

$$T_{\Sigma\%} = \sum_{i=1}^n T_i \%. \quad (2.34)$$

### РАСЧЕТ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Передача дискретной информации по ТРРЛ осуществляется при вторичном уплотнении ТФ каналов с помощью ОФМ или ДОФМ (при передаче цифровой информации в бинарной форме) и ЧМ (при передаче тонального телеграфа).

Сущность расчетов составляет проверка выполнения норм ЕАСС на качественные показатели каналов передачи дискретной информации по ТРРЛ. Для правильно спроектированной ТРРЛ должны выполняться неравенства

$$\left. \begin{aligned} \bar{P}_{\text{ош } \Sigma} &\leq \bar{P}_{\text{ош.доп.}} \\ P_{\Sigma} &\geq P_{\text{доп.}} \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

где  $\bar{P}_{\text{ош } \Sigma}$  — суммарные среднемесячные потери достоверности (вероятность ошибки) передачи дискретной информации по ТРРЛ;  $\bar{P}_{\text{ош.доп.}}$  — допустимые среднемесячные потери достоверности передачи дискретной информации на проектируемой ТРРЛ, определяемые нормами ЕАСС как

$$\left. \begin{aligned} \bar{P}_{\text{ош.доп.ц}} &= 10^{-5} (L_{\text{ТРРЛ}}/2500) && \text{для передачи цифровой информации.} \\ \bar{P}_{\text{ош.доп.т.г}} &= 2 \cdot 10^{-6} (L_{\text{ТРРЛ}}/2500) && \text{для передачи тональной телеграфии,} \end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

$P_{\Sigma}$  и  $P_{\text{доп}}$  — суммарная и допустимая вероятности передачи дискретной информации с заданными потерями достоверности.

**Расчет суммарных среднемесячных потерь достоверности передачи дискретной информации.** В случае, когда на входе приемника ТРРЛ происходят замирания сигнала, в ТФ каналах на выходе ТРРЛ резко возрастают тепловые шумы. При резких всплесках мощности шума цифровые послышки могут оказаться ошибочно принятыми, что оценивается потерями достоверности передачи со-

общения. Под потерями достоверности понимают отношение числа искаженных посылок к общему числу переданных. Среднемесячные потери достоверности рассчитывают путем усреднения потерь из-за медленных замираний сигнала.

Потери достоверности для одного пролета ТРРЛ определяют по рис. 2.7, где по оси ординат отложены отношения мощности одной из компонент составного сигнала к мощности шума ( $N_{01M}$ ), определяемые по выражению (2.30); по оси абсцисс отложены значения параметра  $r$ , которые в случае применения системы «Сатурн» с  $\Delta f_k = 150$  кГц составляют  $r_{ц} = 0,219$  для передачи цифровой информации;  $r_{т.т} = 0,454$  для передачи тональной телеграфии.

При других значениях  $\Delta f_k$  величину  $r$  следует пересчитать по формуле

$$r_1 = r (\Delta f_{к1} / \Delta f_k)^2.$$

Кривые на рис. 2.7 построены для различных значений стандартного отклонения медленных замираний сигнала на пролете ТРРЛ,  $\sigma$ , определяемого по рис. 2.3.

Для всей ТРРЛ потери достоверности вычисляют по формуле

$$\bar{P}_{ош \Sigma} = \sum_{i=1}^n \bar{P}_{ош i}. \quad (2.37)$$

**Расчет вероятности передачи дискретной информации с заданными потерями достоверности.** В соответствии с нормами ЕАСС для линии длиной 2500 км допустимое значение потерь достоверности составляет:  $\bar{P}_{ош.доп.ц} = 10^{-5}$  для передачи цифровой информации,  $\bar{P}_{ош.доп.т.т} = 2 \cdot 10^{-6}$  для передачи тональной телеграфии.

Таким образом, определяющей (более жесткой) является норма для тонального телеграфа. При скоростях передачи тонального телеграфа 50—100 Бод экспериментальное измерение  $P_{ош}$  тре-

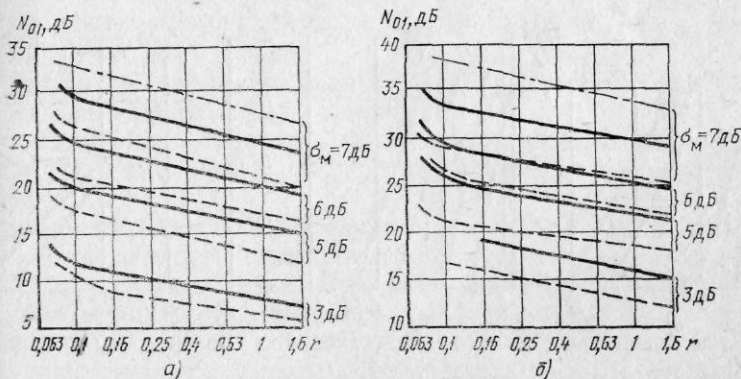


Рис. 2.7. Кривые для определения потерь достоверности передачи дискретной информации для восьмикратного (а) и четырехкратного (б) приема  
 — для  $P_{ош} = 10^{-5}$ ; - - - для  $P_{ош} = 10^{-5}$ ; - · - · - для  $P_{ош} = 10^{-7}$

бует времени  $\Delta T \approx 40$  ч. За этот период времени начинает сказываться влияние медленных замираний сигнала. Принято считать [3], что если за время  $\Delta T = 40$  ч будет не более одного 10—20-минутного сеанса с вероятностью ошибки  $P_{\text{ош}} > 10^{-4}$ , то результирующее значение потерь достоверности за период  $\Delta T$  окажется близким к  $2 \cdot 10^{-6}$ . При этом допустимую вероятность того, что за период  $\Delta T$  появится хотя бы один сеанс в 20 мин с вероятностью ошибки  $10^{-4}$  можно определить как

$$Y = 20 \text{ мин} / 40 \text{ ч} \cdot 60 \text{ мин} = 0,0083.$$

Тогда допустимая вероятность передачи дискретной информации с заданной достоверностью  $P_{\text{ош, доп}} = 2 \cdot 10^{-6}$  может быть определена по формуле

$$P_{\text{доп}} = 1 - Y = 0,9917. \quad (2.38)$$

Расчет для одного пролета ТРРЛ проводится по формуле для передачи цифровой информации

$$P_{\text{ц}} = 1 - \frac{1}{2} [1 - \Phi(z_{\text{кр}}/\sigma)], \quad (2.39)$$

для передачи тональной телеграфии

$$P_{\text{т.т}} = \exp[-5,2 \exp(z_{\text{кр}}^2/2\sigma^2)], \quad (2.40)$$

где

$$z_{\text{кр}} = N_{\text{оим}} - N_{\text{оикр}}, \quad (2.41)$$

$N_{\text{оим}}$  определяют по (2.30);  $\sigma$  — по рис. 2.3, а  $N_{\text{оикр}}$ , представляющее собой критическое значение  $N_{\text{ои}}$ , при котором потери достоверности равны допустимому значению, определяемому для передачи цифровой информации — по (2.36); для передачи тональной

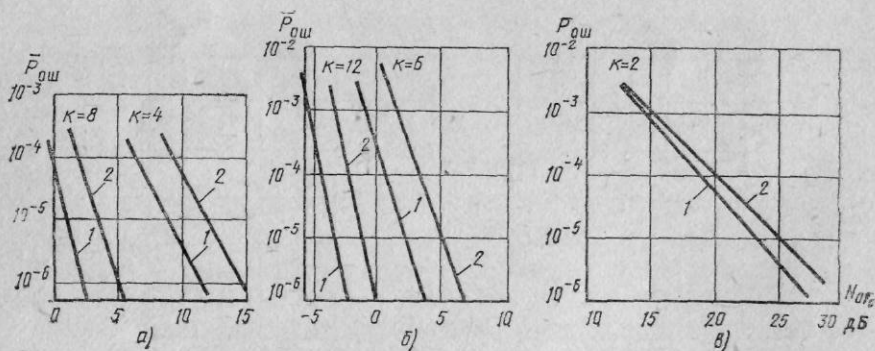


Рис. 2.8. Графики для определения  $N_{\text{оикр}}$ :

а — для восьми- и четырехкратного приема; б — для двенадцати- и шестикратного приема; в — двукратного приема; 1 — для случая передачи тонального телеграфа; 2 — для случая передачи цифровой информации с ДОФМ

телеграфии при  $P_{\text{ош.кр}} = 10^{-4}$   $N_{\text{01кр}}$  определяют по рис. 2.8;  
 $\Phi\left(\frac{z_{\text{кр}}}{\sigma}\right)$  определяют из приложения 3.

Для всей ТРРЛ

$$P_{\Sigma} = \prod_{i=1}^n P_i. \quad (2.42)$$

## Глава 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

### 3.1. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

Запуск первого в мире советского искусственного спутника Земли (ИСЗ) положил начало бурному развитию систем спутниковой связи как в нашей стране, так и за рубежом. Использование ИСЗ для организации каналов связи самого различного вида и назначения особенно интенсивно происходит в последние годы. Это вызвано стремительным ростом потребности в обмене информацией, успешным развитием радиосвязи и космонавтики.

Система спутниковой связи (ССС) включает в себя космическую станцию (спутник) и совокупность земных станций. При этом под земной станцией (ЗС) подразумевают станцию радиосвязи, расположенную на земной поверхности или в основной части земной атмосферы (например, на самолете) и предназначенную для работы в составе какой-либо СССР. В отличие от ЗС станции наземных систем радиосвязи, не относящихся к СССР, называют обычно наземными (НС).

Согласно Регламенту радиосвязи [1] все СССР используют в составе следующих служб радиосвязи:

фиксированной спутниковой службы, предназначенной для организации связи между ЗС, расположенными в фиксированных пунктах;

подвижной спутниковой службы, предназначенной для организации связи между подвижными ЗС с помощью одного или нескольких спутников связи. При этом различают сухопутную, морскую и воздушную подвижные спутниковые службы;

радиовещательной спутниковой службы, которая обеспечивает подачу телевизионных или звуковых программ вещания одному (индивидуальный прием) или группе (коллективный прием) абонентов без использования промежуточных технических средств (без помощи телецентра).

С помощью ССС передают самые разнообразные сообщения; многоканальные телефонные, телевизионные, цифровые, изображения газетных полос и др.

Для передачи телефонных сообщений организуют дуплексные каналы тональной частоты, которые также используют для передачи других видов сообщений — телеграфных, низкоскоростных цифровых сообщений, программ звукового вещания и т. п.

При использовании ССС для передачи программ телевизионного или звукового вещания необходимо различать три случая:

1) ССС для обмена программами вещания между двумя равноправными ЗС; 2) ССС для циркулярного распределения программ вещания между определенным числом ЗС, образующих распределительную сеть; 3) ССС для циркулярного распределения программ вещания между большим и неопределенным числом простых ЗС коллективного пользования или же непосредственно между индивидуальными абонентскими приемными устройствами.

В первых двух случаях ССС относят к фиксированной спутниковой службе. При этом каждая ЗС соединяется с помощью наземных средств связи с ближайшим телецентром. В третьем случае речь идет о системе спутникового вещания (ССВ), которая должна быть отнесена к радиовещательной спутниковой службе.

Указанные выше разграничения оказываются важными при выборе диапазона частот, так как в ряде случаев фиксированной и радиовещательной спутниковым службам выделены различные полосы частот.

ССС первых двух видов организуют обычно в странах с обширной территорией для обмена или подачи программ вещания на наземные средства вещания, удаленные от источника программ. Примером такой системы служат первая в мире распределительная система «Орбита», которую уже в течение многих лет успешно эксплуатируют в нашей стране. В настоящее время такого рода системы работают в США, Канаде, Индонезии и других странах.

В последние годы наибольшее внимание привлекают ССВ, так как они экономически эффективнее даже при малой зоне обслуживания и развитой наземной сети вещания. Особенно эффективны ССВ в странах с большой территорией, сложным рельефом, создающим многочисленные теневые зоны при использовании наземных средств вещания. В связи с этим наибольшее распространение ССВ получили в таких странах, как СССР, Канада, Япония, Индонезия.

По охватываемой территории, принадлежности и назначению все ССС и ССВ подразделяют на международные, национальные и ведомственные. *Международные спутниковые системы* — для обслуживания различных стран, находящихся в разных точках земной поверхности. Примером таких ССС служат системы «Интерспутник» [13] и «Интелсат» («Intelsat») [16]. *Национальные спутниковые системы* — для обслуживания территории одного государства, в то время как региональные обслуживают обширную

часть земной поверхности (регион), включающую в себя целый ряд различных стран. Примером национальных ССВ служат первые в мире системы «Экран» и «Москва», успешно эксплуатирующиеся в нашей стране с 1976 года [17]. Для обслуживания ряда стран Западной Европы и стран, членов Арабской лиги, создаются соответственно региональные системы «Евтелсат» («Eutelsat») и «Арабсат» («Arabsat») [15]. *Ведомственные спутниковые системы* — для организации связи в интересах какого-либо ведомства, службы, фирмы и в последние годы находят широкое распространение.

В свою очередь спутники связи, являющиеся главной составной частью ССС, можно подразделить на специализированные и многофункциональные. *Специализированные спутники* предназначены для решения одной задачи, например, для передачи только телефонных или только телевизионных сообщений, для работы в составе ССВ и т. п. *Многофункциональные спутники* обеспечивают передачу самой разнообразной информации. В последнее время они находят наибольшее применение. Один многофункциональный спутник может работать в составе нескольких ССС и в то же время в составе одной ССС могут использовать несколько ИСЗ, связанных между собой через ЗС или непосредственно с помощью линии межспутниковой связи.

Для современных спутников связи используют в основном так называемую геостационарную орбиту. В нашей стране наряду с геостационарными спутниками уже более двадцати лет успешно эксплуатируют спутники типа «Молния», для которых используют имеющую ряд преимуществ так называемую высокоэллиптическую орбиту.

Наиболее важными составными частями спутника связи являются антенные системы, ретранслятор и целый ряд вспомогательных систем (системы электропитания, контроля параметров аппаратуры, стабилизации и коррекции параметров орбиты и т. п.). Вместе с антенной системой спутниковый ретранслятор, по существу, представляет собой промежуточную РРС, расположенную в космосе на большой высоте. При этом многофункциональный спутник подобен скорее узловой РРС, так как он содержит несколько антенн, направленных в различные точки земной поверхности, а его ретранслятор имеет целый ряд приемопередатчиков, работающих в разных диапазонах частот и образующих, таким образом, несколько радиостволов. Отличие от УРС лишь в том, что в настоящее время на спутниковых ретрансляторах не осуществляют демодуляцию и модуляцию сигналов, а коммутацию осуществляют поствольно на СВЧ. Однако в ближайшее время планируют создание спутниковых ретрансляторов, осуществляющих полную обработку сигналов.

Отличительными особенностями спутникового ретранслятора являются: с одной стороны результирующий коэффициент усиления должен быть больше, чем у РРС, так как за счет значительного расстояния затухание радиоволн на интервале составляет



примерно 200 дБ, с другой стороны, на интервалах спутниковых линий связи практически отсутствуют замирания сигналов, что существенно упрощает энергетический расчет. В то же время необходимо учитывать, что установленное на спутнике оборудование подвергается сильному внешнему воздействию как при запуске, так и в процессе эксплуатации, а возможности обслуживания или ремонта после запуска нет. Особенностью спутникового ретранслятора является также ограниченная емкость источника электропитания, которая в настоящее время представляет собой основную причину сравнительно малого срока службы спутников (5—10 лет).

Земные станции, являющиеся важной составной частью ССС, в зависимости от назначения подразделяют на:

приемопередающие ЗС, осуществляющие в составе ССС дуплексную передачу многоканальных ТФ сообщений или обмен программами вещания. ЗС этого типа используют и для приема циркулярных программ вещания в составе распределительных систем фиксированной спутниковой службы;

приемные ЗС, осуществляющие в составе ССВ только прием циркулярных сообщений: ТВ программ, программ звукового вещания, изображений газетных полос. При приеме программ вещания ЗС такого типа направляет их непосредственно группе абонентов, представляя собой, таким образом, коллективную ЗС;

передающие ЗС, осуществляющие в составе ССВ подачу с Земли на спутник циркулярных программ, подлежащих передаче на сеть приемных ЗС. Если передающая ЗС находится в пределах зоны обслуживания ССВ, то в целях контроля сигнала на ней устанавливают также и приемное оборудование.

### 3.2. ДИАПАЗОНЫ ЧАСТОТ, ВЫДЕЛЕННЫЕ ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

В целях организованного использования спектра радиочастот различными радиослужбами в международном масштабе в настоящее время разработаны соответствующие регламентирующие правила и процедуры, которые нашли свое отражение в Регламенте радиосвязи [12]. Положения, приведенные в Регламенте, имеют силу закона для всех стран, членов Международного союза электросвязи, входящего в состав ООН. Отдельные статьи Регламента могут периодически пересматриваться и уточняться на Всемирных административных конференциях по радио (ВАКР).

Согласно Регламенту службы спутниковой связи подразделяют на: фиксированную спутниковую службу; радиовещательную спутниковую службу; подвижную морскую спутниковую службу (организует связь с морскими судами); подвижную воздушную спутниковую службу (организует связь с самолетами и т. п.).

В соответствии с ВАКР-79 в настоящее время различают также линии связи между ЗС и спутниками ССВ, по которым осу-

шестьвяют подачу программ телевизионного или звукового вещания на спутник. Такие линии подачи программ относят к фиксированной спутниковой службе и называют иногда фидерными по аналогии с линиями подачи программ на наземные средства вещания.

Для планомерного распределения частот в пространстве вся земная поверхность разделена на три района:

Район 1: Европа, Африка, территория СССР и МНР, а также ряд стран Среднего Востока.

Район 2: Северная и Южная Америка.

Район 3: Азия, за исключением территорий СССР и МНР, Океания и Австралия.

Более точные границы Районов приведены в [12].

В диапазонах частот до 275 ГГц, для различных служб спутниковой связи в зависимости от Района и направления связи выделены специальные полосы частот (рис. 3.1). При этом их можно использовать на исключительной основе (исключительно в интересах только одной службы) и на совместной основе (совместно с другими радиослужбами). В последнем случае необходимо соблюдение определенных условий совместной работы в общих полосах частот, которые будут рассмотрены в гл. 4. Некоторые полосы частот можно использовать лишь при условии предварительного согласования с заинтересованными Администрациями соответствующих стран.

В табл. 3.1 приведены полосы частот, выделенные для фиксированных спутниковых служб. При этом направление Земля — Спутник обозначено «↑», направление Спутник — Земля — «↓», а отсутствие стрелки означает невозможность использования данной полосы частот в указанном Районе.

Выделенные полосы частот или группы полос часто называют и обозначают по округленным значениям частот на участках Земля — Спутник и Спутник — Земля. Так, например, группу частот в районе 6 и 4 ГГц называют полосой или же диапазоном 6/4 ГГц. Аналогично широко используют понятия диапазонов 8/7, 14/11 и 30/20 ГГц.

Ширина полосы частот, которая может быть выделена для отдельного ретранслятора в каждом диапазоне, ограничена значением 500 МГц в полосах 6/4, 8/7 и 14/11 ГГц. В диапазоне 30/20 ГГц допускается ширина полосы частот, занимаемых одним ретранслятором, до 3,5 ГГц.

В табл. 3.2 приведены полосы частот, выделенные для радиовещательных спутниковых служб.

На использование многих выделенных полос частот накладывают ограничения, цель которых — не допустить создание чрезмерных помех другим спутниковым или наземным радиослужбам. Обычно ограничивают максимальное значение плотности потока мощности  $W$  или спектральной плотности потока мощности  $W_f$ , создаваемой у поверхности Земли передатчиком спутника (гл. 4). В отдельных случаях для систем спутникового телевизионного ве-

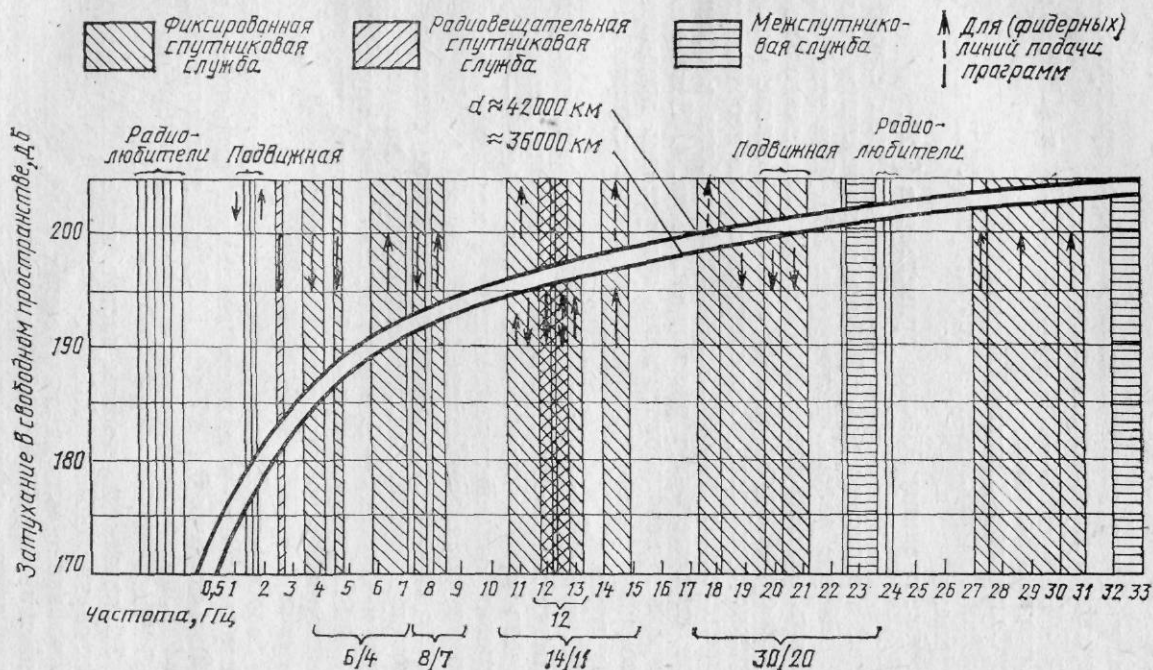


Рис. 3.1. Полосы частот, выделенные для спутниковых служб радиосвязи и вещания

Таблица 3.1

Полосы частот, ГГц		Район			Примечание
		1	2	3	
6/4	3,4—4,2	↓	↓	↓	Совместно Совместно Совместно Совместно
	4,5—4,8	↓	↓	↓	
	5,725—5,85	↑	—	—	
	5,85—7,075	↑	↑	↑	
8/7	7,25—7,75	↓	↓	↓	Совместно Совместно
	7,9—8,4	↑	↑	↑	
14/11 (12)	10,7—11,7	↕	↓	↓	Совместно; направление «вверх» в Районе 1 только для линий подачи программ к радиовещательным спутникам в диапазоне 12 ГГц Совместно В Районе 1 — исключительно, в других районах — совместно Совместно Совместно; возможно использование для линий подачи программ на радиовещательный спутник диапазона 12 ГГц Только для линий подачи программ на радиовещательный спутник диапазона 12 ГГц
	11,7—12,3	—	↓	—	
	12,5—12,7	↕	—	↓	
	12,7—12,75	↕	↑	↓	
	12,75—13,25	↑	↑	↑	
	14—14,5	↑	↑	↑	
	14,5—14,8	↑	↑	↑	
30/20	17,3—17,7	↑	↑	↑	Совместно; направление «вверх» только для линий подачи программ Совместно Исключительно для фиксированной и подвижной спутниковых служб Совместно Совместно Исключительно для фиксированной и подвижной спутниковых служб
	17,7—18,1	↕	↕	↕	
	18,1—19,7	↓	↓	↓	
	19,7—21,2	↓	↓	↓	
	27—27,5	—	↑	↑	
	27,5—29,5	↑	↑	↑	
	29,5—31	↑	↑	↑	
	37,5—40,5		↓		Совместно
	42,5—43,5		↑		
	47,2—50,2		↑		
	50,4—51,4		↑		
	71—75,5		↑		
	81—84		↑		
	92—95		↓		
	102—105		↓		
	149—164		↓		
	202—217		↓		
	231—241		↓		
	265—275		↑		

Таблица 3.2

Полосы частот, ГГц		Район			Примечание
		1	2	3	
2,6	2,5—2,69	↓	↓	↓	Только для национальных и региональных ССВ при коллективном приеме и согласовании; $W \leq -137$ дБВт/м <sup>2</sup> в полосе 4 кГц
12	11,7—12,1	↓	—	↓	В Районах 1 и 3 до 1.01.94 г. В соответствии с Планом ВАКР-77 В Районе 3 только коллективный прием; $W \leq -111$ дБВт/м <sup>2</sup>
	12,1—12,2	↓	↓	↓	
	12,2—12,5	↓	↓	—	
	12,5—12,7	—	↓	↓	
	12,7—12,75	—	—	↓	
23	22,5—23,0	—	↓	↓	Исключительно; требуется согласование
42	40,5—42,5		↓		—
85	84—86		↓		—

щения с частотной модуляцией можно использовать дециметровый диапазон 0,7 ГГц (0,62—0,79 ГГц), выделенный для наземного телевизионного вещания. Однако такие системы не должны создавать плотность потока мощности  $W$  на территории других стран, большую — 129 дБВт/м<sup>2</sup> для углов прохода излучений, меньших 20°. Работу ССВ в данном диапазоне допускают лишь после согласования с заинтересованными администрациями.

В отличие от фиксированных спутниковых служб использование полос частот радиовещательными спутниковыми службами должно проходить на плановой основе, т. е. по специально разработанным и утвержденным на международных конференциях планам. Если ССВ вводится в строй до утверждения плана, то необходимо соблюдение условий, распространяющихся на совместную работу фиксированных спутниковых служб (гл. 4).

Для работы в полосах частот 11,7—12,5 ГГц в Районе 1 и 11,7—12,2 ГГц в Районе 3 в период до 1.01.94 г. необходимо использовать План, разработанный ВАКР в 1977 г. [17]. Согласно Плану полоса частот 11,7—12,5 разбита на 40 частотных каналов, ширина каждого из которых составляет 27 МГц.

План включает 143 страны Европы, Азии и Африки, которым на различных позициях выделено различное число каналов. Таким образом, за счет пространственного разнесения на различных позициях одна и та же частота может использоваться многократно, в результате чего эквивалентное число каналов, образованных по Плану, достигает 984. Более подробные характеристики Плана спутникового вещания в диапазоне 12 ГГц приведены в [17].

Таблица 3.3

Полосы частот, ГГц	Район			Примечание
	2	2	3	
10,7—11,7 14—14,5	↑ ↑	— ↑	— ↑	Исключительно В Районе 1 только для неевропейских стран; совместно с фиксированной спутниковой службой
14,5—14,8 17,3—18,1		↑ ↑		Для ССВ диапазона 12 ГГц В Районе 1 только для неевропейских стран; исключительно Исключительно
47,2—49,2		↑		Только для ССВ диапазона 42 ГГц

В табл. 3.3 приведены полосы частот, выделенные для подачи программ вещания на спутник ССВ. При этом полосу частот 10,7—11,7 ГГц используют совместно с фиксированной службой спутниковой связи (табл. 3.1) для организации линий противоположного направления, что облегчает условия совместной работы. В свою очередь в полосе 14—14,5 ГГц разрешенные направления связи совпадают, что вызывает трудности в обеспечении совместной работы обеих служб. Полосу 17,3—18,1 ГГц используют на всемирной основе; она закреплена исключительно за линиями подачи программ на спутники радиовещательной службы диапазона 42 ГГц (табл. 3.2).

В табл. 3.4 приведены полосы частот, выделенные для межспутниковой службы, обеспечивающей непосредственную связь между спутниками в космическом пространстве.

В табл. 3.5 приведены полосы частот, выделенные для подвижной спутниковой службы, которую в свою очередь подразделяют на воздушную, морскую и сухопутную в зависимости от того, где установлена ЗС: на борту воздушного или морского судна или же на суше. В состав этих служб могут входить станции соответствующих спасательных средств, станции радиомаяков, указывающих место действия. Полоса частот 1,6465—1,6605 ГГц для участка «вверх», выделенная воздушной спутниковой службе, резервируется также для средств воздушной навигации.

Полосы частот, распределенные для подвижных спутниковых служб, во всех трех Районах используют на равноправной в международном масштабе (всемирной) основе.

Таблица 3.4

Полосы частот, ГГц	
30/20	22,55—23,55 32—33
60	54,25—58,2 59—64
—	116—134 170—182 185—190

Таблица 3.5

Полоса частот, ГГц	Направление	Примечание
0,235—0,322 0,3354—0,3999 0,406—0,4061	↑ ↓ ↑ ↓ ↑	Требуется согласование — Для радиомаяков, определяющих место бедствия при мощности не более 5 Вт
1,5—1,544 1,544—1,545 1,545—1,549 1,6265—1,6455 1,6455—1,6465 1,6465—1 6605	↓ ↓ ↓ ↑ ↑ ↑	Морская — Воздушная Морская — Воздушная; резервируется для служб обеспечения полетов самолетов гражданской авиации
7,25—7,375 7,9—8,025	↓ ↑	Для внутригосударственных систем Требуется согласование
19,7—21,2 29,5—31	↓ ↑	Совместно с фиксированными спутниковыми службами
39,5—40,5 43,5—47 50,4—51,4 66—71 71—74 81—84 95—100 134—142 190—200 252—265	↓ ↑ ↓ ↑ ↑ ↑ ↓ ↑ ↓ ↑ ↓ ↑ ↓ ↑ ↓ ↑ ↓ ↑ ↓	Совместно

### 3.3. ОРБИТЫ СПУТНИКОВ СВЯЗИ. ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

Движение спутника по орбите вокруг Земного шара подчиняется законам физики. В соответствии с первым законом Кеплера орбита спутника Земли должна лежать в плоскости, проходящей через центр Земли, и представлять собой эллипс (в частном случае окружность), в одном из фокусов которого расположена Земля. Орбита характеризуется (рис. 3.2) наклоном (углом между плоскостью орбиты и плоскостью экватора), долготами восходящего и нисходящего узлов, высотами апогея (наиболее удаленная точка орбиты) и перигея (наиболее близкая к Земной поверхности точка орбиты), периодом обращения (временем полного оборота спутника вокруг Земли). В частном случае для круговой орбиты Земля оказывается в центре плоскости орбиты, а высоты апогея и перигея равны между собой и являются таким образом высотой орбиты.

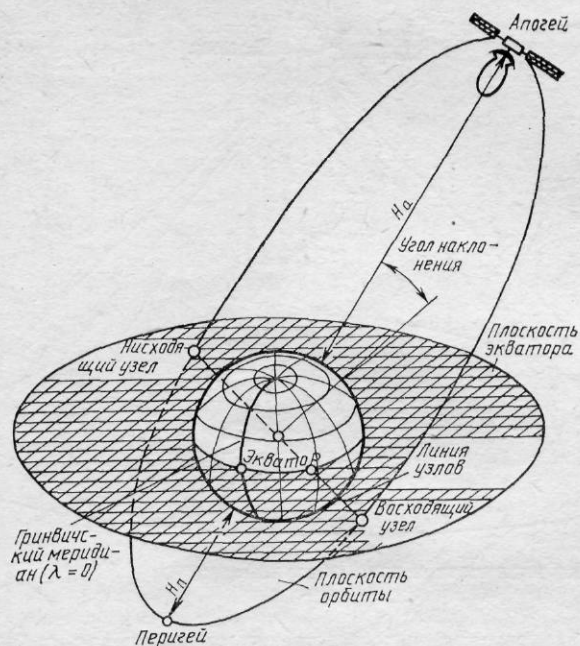


Рис. 3.2. Параметры орбиты ИСЗ

После завершения вывода на орбиту движение спутника в космическом пространстве практически свободно. Оно продолжается по инерции с сообщенной ему при запуске скоростью, при которой сила притяжения Земли уравновешивает действующую в противоположном направлении центробежную силу. В связи с тем, что сила притяжения зависит от высоты, для свободного движения спутника на каждой высоте орбиты требуются соответствующие определенные скорость движения и связанный с ней период обращения. Поэтому для обеспечения заданной скорости свободного движения (или периода обращения) спутник должен двигаться по орбите на строго определенной высоте. Параметры орбиты в сильной мере определяют длительность сеанса связи для заданных пунктов на поверхности Земли. Для увеличения длительности сеансов связи и обеспечения их повторяемости в одно и то же время суток для заданных пунктов обычно используют синхронные или субсинхронные орбиты, период обращения которых либо равен земным суткам (периоду обращения Земли вокруг своей оси), либо в целое число раз меньше их. При использовании субсинхронных орбит можно обеспечить увеличение продолжительности связи и даже сделать ее круглосуточной с помощью нескольких спутников, движущихся по одной орбите в разных фазах или по орбитам с отличающимися параметрами. Параметры орбиты в сильной степени определяют также размеры зоны видимости со спутника и зоны обслуживания (покрытия) (рис. 3.3). Зона обслуживания является частью зоны видимости, в пределах которой обеспечивается заданное качество связи при соблюдении установленных ограничений на помехи от других радиослужб (гл. 4).



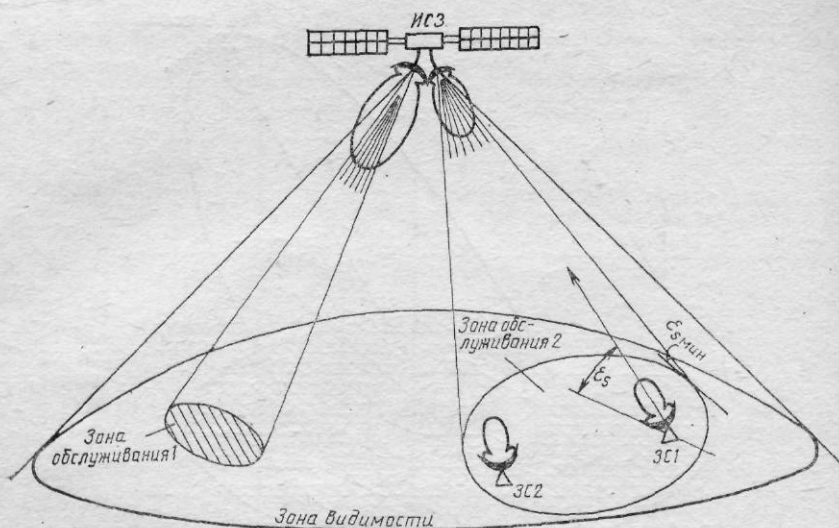


Рис. 3.3. Зона видимости и зона обслуживания

Важными параметрами, непосредственно связанными с орбитой спутника, являются угол места и минимальное значение угла мест для зоны обслуживания. Угол места, характеризующий заданную точку земной поверхности, заметно влияет на параметры ССС или ССВ и представляет собой угол между направлением на спутник и плоскостью, касательной к земному шару в данной точке. В пределах зоны обслуживания угол места не остается постоянным и принимает минимальное значение на краю зоны обслуживания в наиболее удаленной от спутника точке.

В настоящее время наиболее широко используют геостационарную орбиту, которой называют круговую синхронную орбиту, расположенную в плоскости экватора. При этом спутник вращается вокруг центра Земли с угловой скоростью, равной по величине и направлению скорости вращения Земли вокруг своей оси, для чего высоту орбиты выбирают равной 35786 км. Период обращения такого спутника, называемого геостационарным, примерно 24 ч, в связи с чем спутник неподвижен относительно любой точки поверхности Земли и позволяет обеспечить круглосуточную связь при постоянной ориентации антенн.

Большая высота геостационарного спутника позволяет обслуживать большую территорию, равную примерно 1/3 поверхности Земли (рис. 3.4). В связи с тем, что геостационарный спутник располагается в плоскости экватора, в северных широтах он виден лишь под малыми углами места. При малых углах места требуется повышенный энергетический потенциал линии связи, так как при этом, во-первых, увеличивается длина пути, проходимого радиоволнами через толщу атмосферы, что увеличивает затухание; во-вторых, происходит увеличение шумовой температуры приемной установки ЗС за счет теплового излучения Земли, принимаемого боковыми лепестками диаграммы направленности антенны; в-третьих, при малых углах места необходимо считаться с экранирующим действием рельефа местности, высоких строений, деревьев. Такое

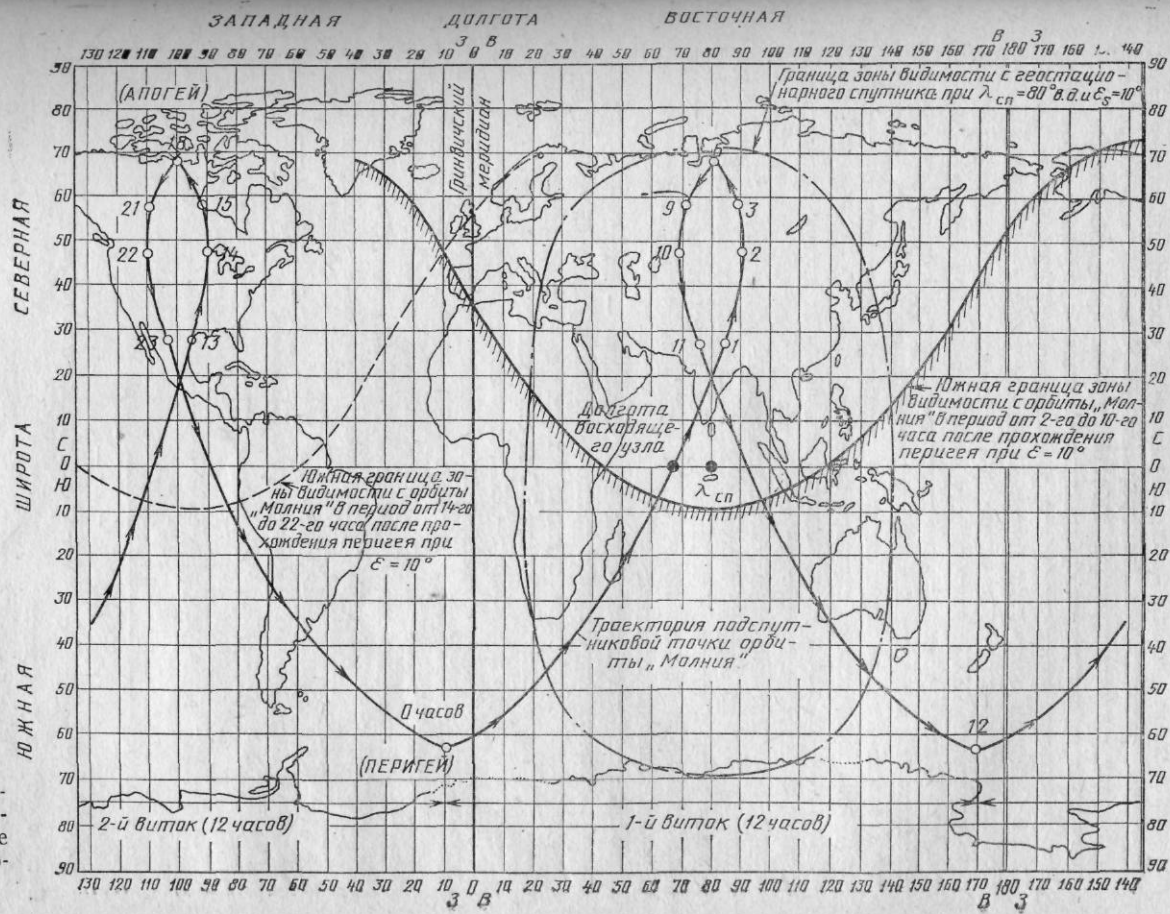


Рис. 3.4. Зоны видимости со спутника «Молния» и с геостационарного спутника

положение делает невозможным использование геостационарного спутника для территорий, расположенных за пределами  $75^\circ$  Северной или Южной широты.

Наряду с геостационарной орбитой широкое применение нашла высокоэллиптическая субсинхронная орбита типа «Молния» с периодом обращения 12 ч. Угол наклоения плоскости орбиты равен примерно  $63^\circ 30'$ , высота расположенного в Северном полушарии апогея составляет 40250 км, а перигея — 500 км. Долгота восходящего узла равна  $68^\circ$  в. д., что обеспечивает максимальную для территории СССР длительность сеанса связи. В соответствии со вторым законом Кеплера вблизи апогея спутник движется сравнительно медленно и находится там в течение 8 ч ( $2/3$  периода обращения). Высота спутника в области апогея того же порядка, что и высота геостационарного спутника. Поэтому зона видимости со спутника на орбите типа «Молния» по площади примерно такая же, как и у геостационарного, но имеет другую конфигурацию относительно экватора и включает в себя все приполярные районы (рис. 3.4). В течение суток спутник на высокоэллиптической орбите проходит два отличающихся на  $180^\circ$  по долготе апогея, каждый из которых может быть использован для связи в течение 8 ч. Таким образом, три спутника в соответствующих фазах позволяют организовать в случае необходимости круглосуточную связь в заданной зоне обслуживания.

Основные достоинства орбиты типа «Молния» — возможность обслуживания приполярных территорий и простота вывода спутника на орбиту; недостатки ее вызваны движением спутника на орбите и необходимостью в связи с этим обеспечения слежения антенн ЗС за спутником.

При проектировании ССВ и ССС возникают различные задачи, для решения которых необходимо знать геометрические соотношения, определяющие взаимное расположение ЗС и спутника (СП). Например, для правильной ориентации антенн ЗС при заданных географических координатах ЗС и СП требуется определить угол места  $\epsilon_s$  и азимут<sup>1</sup>  $\alpha_s$  антенны ЗС в направлении на спутник. С этой целью удобно использовать следующие выражения (рис. 3.5):

$$\alpha_s = \begin{cases} \pi - \alpha', & \text{если ЗС западнее СП,} \\ \pi + \alpha', & \text{если ЗС восточнее СП} \end{cases} \left. \vphantom{\begin{matrix} \pi - \alpha' \\ \pi + \alpha' \end{matrix}} \right\} \text{ЗС севернее СП;}$$

$$\left. \begin{cases} \alpha', & \text{если ЗС западнее СП} \\ 2\pi - \alpha', & \text{если ЗС восточнее СП,} \end{cases} \right\} \text{ЗС южнее СП.}$$

Здесь

$$\alpha' = \arccos \frac{\sin \zeta_{СП} - \sin \zeta_{ЗС} \cos \Psi}{\cos \zeta_{ЗС} \sin \Psi}.$$

$$\cos \Psi = \cos \zeta_{ЗС} \cos \zeta_{СП} \cos \delta + \sin \zeta_{ЗС} \sin \zeta_{СП}, \quad \delta = |\lambda_{ЗС} - \lambda_{СП}|.$$

В свою очередь угол места

$$\epsilon_s = \arctg [(\cos \Psi - \gamma_0) / \sin \Psi],$$

где  $\gamma_0 = R_3 / (R_3 + H)$ .

Наклонная дальность (расстояние от ЗС до спутника)

$$d = R_3 \sqrt{1 + \gamma_0^2 - 2\gamma_0 \cos \Psi / \gamma_0}.$$

<sup>1</sup> Азимут — угол, отсчитываемый в горизонтальной плоскости по часовой стрелке от направления на Северный полюс в сторону заданного направления.

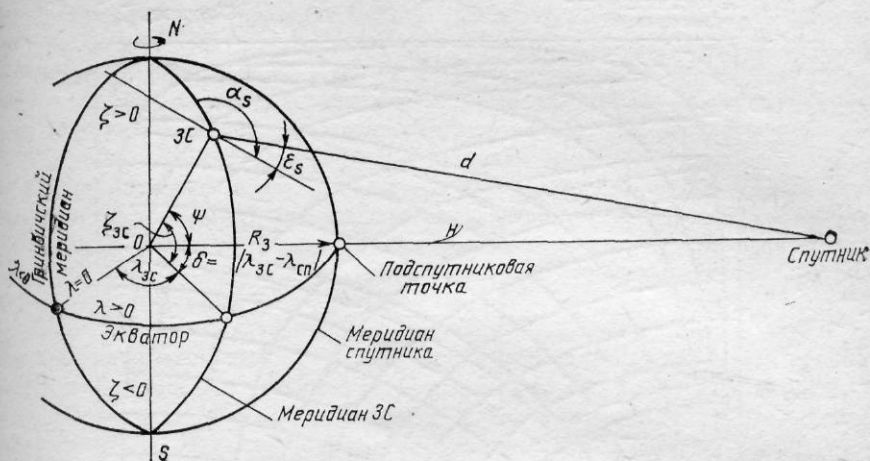


Рис. 3.5. Геометрические соотношения между геостационарным спутником и ЗС

Для геостационарного спутника формулы несколько упрощаются с учетом того, что его широта  $\zeta_{СП} = 0$ , а  $\gamma_0 = 0,15$ . В результате

$$\alpha' = \arccos(\operatorname{tg} \zeta_{ЗС} / \operatorname{tg} \Psi), \quad \cos \Psi = \cos \zeta_{ЗС} \cos \delta,$$

$$\varepsilon_s = \operatorname{arctg}[(\cos \Psi - 0,15) / \sin \Psi].$$

При этом  $d$  будет достигать максимального значения  $d_{\max} = 42250$  км при  $\Psi = 75^\circ$  (например, при  $\delta = 0$  и  $\zeta_{ЗС} = 75^\circ$  с.ш. (рис. 3.5)). При больших значениях  $\Psi$  спутник не будет виден, так как окажется за горизонтом. Отметим также, что для геостационарного спутника изменения  $d$  от минимального значения, равного 36 000 км, до максимального значения  $d_{\max}$  при энергетическом расчете вносит погрешность не более 1,3 дБ (рис. 3.1 и 3.20). В связи с этим в пределах зоны видимости наклонную дальность можно считать постоянной и равной  $d_{\max}$ , что создаст небольшой энергетический запас (не более 1,3 дБ).

Во многих практических случаях удобно пользоваться кривыми рис. 3.6, которые позволяют при заданных координатах ЗС и спутника непосредственно определить соответствующие угол места и азимут ( $I$  на рис. 3.6). Этот же рисунок позволяет определить широту, с которой спутник виден под заданным углом места при известном значении относительной долготы  $\delta$  ( $II$  на рис. 3.6).

При использовании приведенных геометрических соотношений необходимо иметь в виду, что согласно [12] геостационарные спутники связи, введенные в эксплуатацию до 1.01.87 г., должны иметь возможность поддержания своей позиции на орбите (точность удержания) с точностью по долготе не менее  $\pm 1^\circ$ . При этом необходимо стараться довести это значение, по крайней мере, до  $\pm 0,5^\circ$ . Введенные в эксплуатацию позже спутники связи должны иметь точность удержания  $\pm 0,1^\circ$ . Заметим, что космические станции других спутниковых служб (кроме фиксированной и радиовещательной спутниковых служб) должны обеспечивать точность удержания  $\pm 0,5^\circ$ . С другой стороны, точность наведения антенн, расположенных на спутниках связи, должна обеспечивать отклонение оси главного лепестка диаграммы направленности от номинального

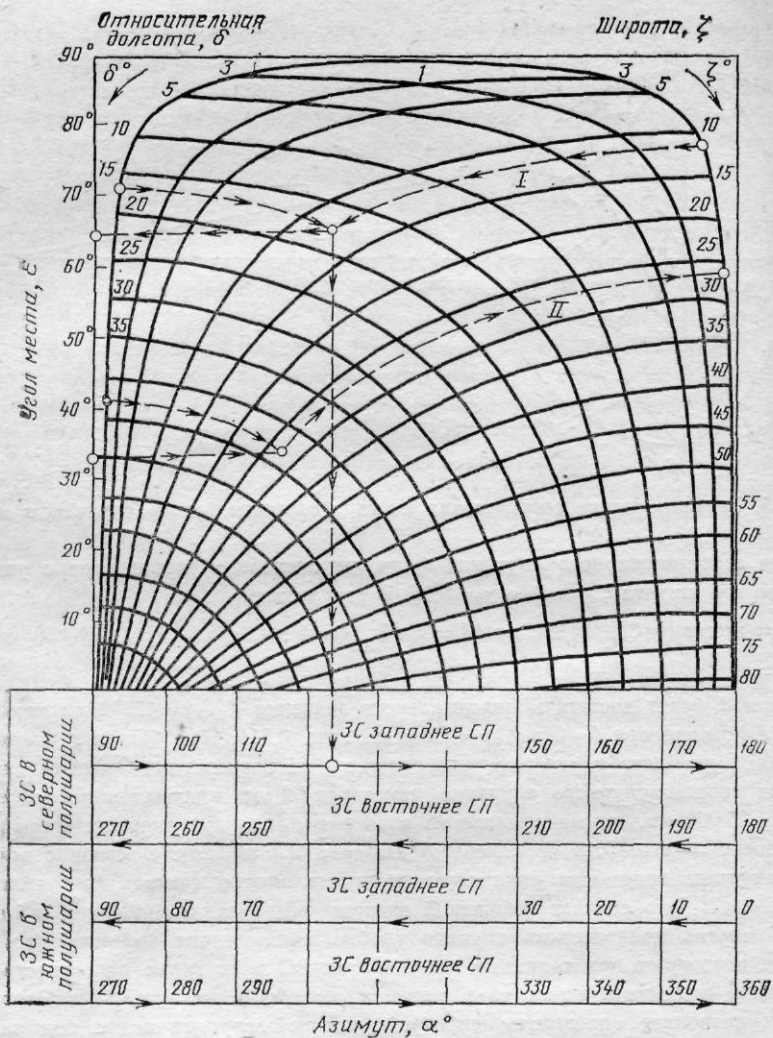


Рис. 3.6. К определению угла места и азимута для ЗС в направлении на геостационарный спутник

положения не более чем на 10% ширины главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности или не должно превышать  $0,3^\circ$  (выбирается наибольшее значение). При практических расчетах полезно принять во внимание, что в рассматриваемом случае смещению на  $0,1^\circ$  по долготе соответствует примерно 75 км на дуге геостационарной орбиты, а отклонение на  $0,3^\circ$  диаграммы направленности антенны на спутнике соответствует примерно 150 км на поверхности Земли для узконаправленных антенн и порядка 500 км для антенн с широкой диаграммой направленности. С другой стороны, смещение ЗС по долготе или широте на  $1^\circ$  соответствует смещению на расстоянии, равное примерно 100 км по поверхности Земли.

В процессе проектирования ССС и ССВ часто возникает задача определения основных параметров диаграммы направленности антенны на спутнике, соответствующей заданной зоне покрытия (обслуживания), в которой обеспечиваются требуемые энергетические соотношения. Во многих практических случаях зону покрытия можно аппроксимировать эллипсом, в связи с чем сечение луча диаграммы направленности можно также считать эллиптическим. При этом достаточно определить угловые размеры взаимно перпендикулярных осей эллиптического сечения луча диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности. В ряде случаев оказывается допустимым принять ширину диаграммы направленности антенны, равной наибольшему размеру зоны покрытия (обслуживания).

Если диаграмма направленности антенны охватывает всю видимую со спутника поверхность Земли, то зона покрытия равна зоне видимости и называется глобальной, как и соответствующая ей антенна. Такие антенны используют в международных ССС, в которых находят применение также антенны, направленные на северное или южное, западное или восточное полушарие, с шириной диаграммы направленности, в 2 раза меньшей глобального луча (полуглобальные антенны). Наряду с этим, для ССС или ССВ всех видов широко применяют узконаправленные антенны с шириной диаграммы направленности до одного градуса и меньше. Для геостационарного спутника ширина диаграммы направленности глобальной антенны составляет примерно  $17^{\circ}30'$ .

Для определения требуемой ширины диаграммы направленности антенны при сложной конфигурации и относительном положении зоны покрытия и спутника предварительно следует выделить совокупность точек, определяющих границу зоны. Пусть, например, граница зоны определяется пятью-шестью точками (рис. 3.7). В этом случае для каждой пары противоположащих точек  $M_i$  и  $M_j$  необходимо найти угол между радиусами-векторами, направленными на указанную пару точек с точки расположения спутника на геостационарной орбите [21]:

$$\varphi_{ij} = \arccos \frac{x_i x_j + y_i y_j + z_i z_j}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2} \sqrt{x_j^2 + y_j^2 + z_j^2}}$$

где

$$\begin{aligned} x_{i(j)} &= -H + R_a \cos \zeta_{i(j)} \cos (\lambda_{i(j)} - \lambda_{\text{СП}}), \quad y_{i(j)} = \\ &= R_a \cos \zeta_{i(j)} \sin (\lambda_{i(j)} - \lambda_{\text{СП}}), \quad z_{i(j)} = R_a \sin^2 \zeta_{i(j)}. \end{aligned}$$

Перебирая все возможные пары точек данной совокупности и вычисляя каждый раз угол  $\varphi_{ij}$ , можно найти его максимальное значение. Аналогичным образом можно определить угловые размеры зоны покрытия в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. При некоторых характерных формах зоны покрытия имеется возможность непосредственно без предварительного перебора определить пару точек, соответствующую максимальной ширине диаграммы направленности антенны спутника. Следует заметить, что приведенную выше методику удобно использовать при расчетах на ЭВМ, а также в тех случаях, когда зона покрытия задается лишь координатами входящих в нее пунктов и нет возможности определить ее конфигурацию на поверхности Земли.

В ряде случаев возникает потребность в оценке ширины диаграммы направленности антенны на спутнике, соответствующей заданному расстоянию  $r_0$

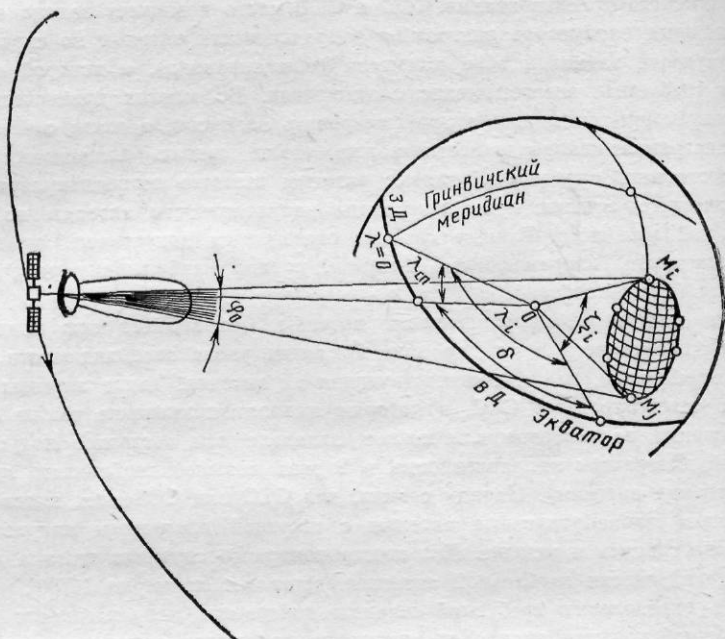


Рис. 3.7. К определению требуемой ширины диаграммы направленности антенны на спутнике

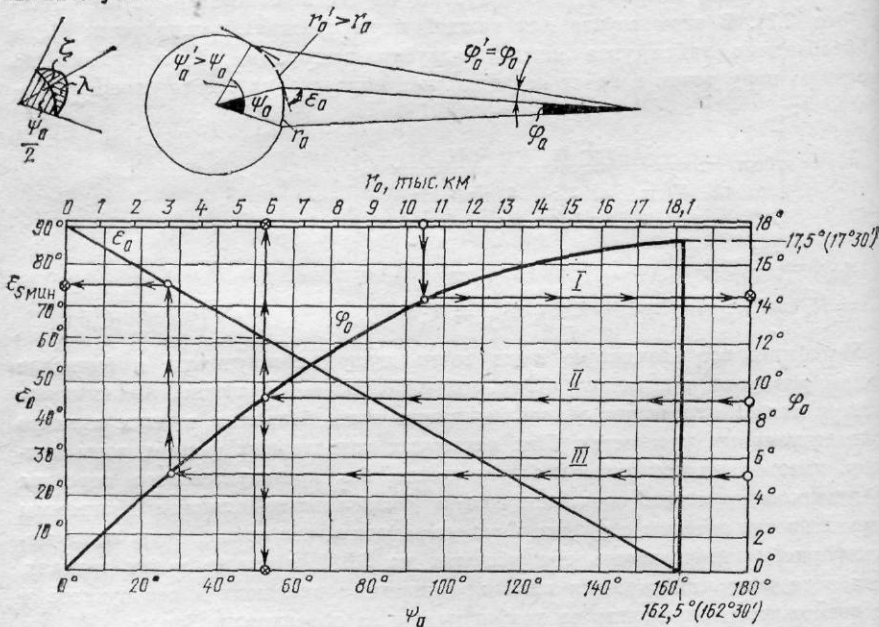


Рис. 3.8. К определению угла места, размеров зоны обслуживания и ширины диаграммы направленности на спутнике

между пунктами (или границами зоны) по дуге земной поверхности. С этой целью удобно использовать рис. 3.8 (см. I). Этот же рисунок позволяет решить обратную задачу: при известной ширине диаграммы направленности антенны  $\Phi_0$  оценить расстояние  $r_0$  и геоцентрический угол  $\Psi_0$  зоны обслуживания (см. II на рис. 3.8). Строго говоря, указанные параметры будут зависеть от координаты «точки прицеливания» антенны спутника. При заданных  $r_0$  и  $\Psi_0$  величина  $\Phi_0$  может оказаться завышенной примерно на  $1^\circ$  при больших разностях между координатами точки прицеливания и подспутниковой точки. Рисунок 3.8 удобно использовать также и для определения минимального значения угла места, соответствующего заданной диаграмме направленности антенны на спутнике (III на рис. 3.8).

При практических расчетах необходимо учитывать следующие соотношения

$$\cos (\Psi_0 / 2) = \cos \lambda \cos \zeta,$$

$$\Phi_0 = 2 \arccos \frac{1 - 0,15 \cos (\Psi_0 / 2)}{\sqrt{1,0225 - 0,3 \cos (\Psi_0 / 2)}}.$$

### 3.4. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛОС ЧАСТОТ

#### ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В международных спутниковых системах связи используют многофункциональные спутниковые ретрансляторы, содержащие целый ряд отдельных ретрансляторов, работающих в различных участках соответствующих диапазонов частот. При этом аналогично РРЛ каждый ретранслятор совместно с одной или несколькими ЗС образует радиоствол с полосой пропускания  $P_r$ . В пределах полосы пропускания ствола ретранслятора одновременное усиление одного или нескольких сигналов обеспечивается с помощью одного усилителя СВЧ, в качестве которого обычно используют ЛБВ.

Суммарная полоса частот многоствольного ретранслятора  $P_{\Sigma P}$  может достигать до нескольких гигагерц и используется большим числом групп ЗС, находящихся в пределах зоны видимости (рис. 3.9). Такой метод использования выделенной полосы частот можно назвать групповым многостационарным доступом с разделением по частоте, т. е. доступом групп ЗС к суммарной полосе многоствольного ретранслятора. Полосы частот ретрансляторов каждого из стволов в общем случае могут быть различны и составляют обычно несколько десятков мегагерц. Однако обычно бьва-

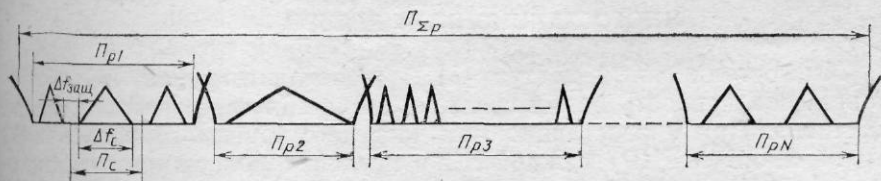


Рис. 3.9. Суммарная полоса частот многофункционального ретранслятора



ет удобно полосы пропускания стволов сделать одинаковыми, что позволяет получить полную свободу в выборе стволов. Многоствольное построение системы связи позволяет достаточно эффективно использовать выделенные полосы частот и мощность ретрансляторов, придает системе гибкость и универсальность, позволяет легко решить вопросы резервирования.

Повышение эффективности использования суммарной полосы ретранслятора может достигаться с помощью повторного или даже многократного использования одних и тех же полос частот различными группами ЗС за счет разделения их сигналов по поляризации или в пространстве с помощью узконаправленных антенн. Для этого используют совокупность различных приемных и передающих антенн, которые связаны соответственно со входом и выходом ретранслятора с помощью коммутационного устройства. Коммутационное устройство выполняется в виде так называемой коммутационной матрицы и позволяет переключать СВЧ сигналы любого ствола на любую антенну с той или иной диаграммой направленности и поляризацией. С этой же целью можно использовать многолучевые антенны с одним рефлектором и группой облучателей.

Для разделения сигналов по поляризации используют *два вида поляризации: линейную* (вертикальную и горизонтальную) и круговую (правую — вращение вектора поля по часовой стрелке в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, и левую — вращение вектора против часовой стрелки). Разделение по поляризации позволяет получить развязку между сигналами до 30 дБ, которая, однако, заметно ухудшается вследствие деполяризации в сильных осадках. При этом развязка может уменьшиться до 18—20 дБ при линейной и до 8—10 дБ — при круговой поляризации в полосах 30/20 ГГц. Разделение поляризации может также использоваться для дополнительной развязки между отдельными лучами узконаправленных антенн и между ЗС, работающими на близких частотах. Это позволяет увеличить эффективность использования выделенной полосы частот за счет уменьшения защитных промежутков. В свою очередь использование группой ЗС полосы частот ретранслятора одного ствола  $P_p$  может осуществляться с помощью двух основных методов многостанционного доступа (МД): многостанционного доступа с частотным разделением (МДЧР) и многостанционного доступа с временным разделением (МДВР) сигналов различных ЗС.

### МНОГОСТАНЦИОННЫЙ ДОСТУП

Многостанционный доступ (МД) позволяет группе ЗС образовать совокупность линий связи, проходящих через ретранслятор спутника. При многостанционном доступе с частотным разделением каналов (МДЧР) каждой ЗС в пределах полосы пропускания одного ствола ретранслятора  $P_p$  выделяют полосу частот  $P_c$  для передачи соответствующего сигнала с шириной спектра  $\Delta f_c$ . Оче-

видно, что если выделенные каждой ЗС полосы частот одинаковы и равны  $\Pi_c$ , число линий связи  $n$ , которые можно организовать с помощью ретранслятора

$$n_{\text{чр}} = (\Pi_p / \Pi_c) < (\Pi_p / \Delta f_c).$$

При многостанционном доступе с временным разделением каналов (МДВР) каждой ЗС выделяют всю полосу ретранслятора  $\Pi_p$ , но в соответствующие промежутки времени  $t_i$ , повторяющиеся с периодом  $T_k$ . В этом случае очевидно должно соблюдаться условие

$$n_{\text{вр}} < T_k / t_i,$$

а сигналы каждой ЗС должны быть предварительно представлены в дискретном виде.

Использование МД может происходить в сочетании с различными методами обработки индивидуальных сообщений, в результате чего образуется модулированный сигнал с шириной спектра  $\Delta f_c$ . В процессе такой обработки на ЗС передающей стороны формируют групповой сигнал и модулируют им выделенную несущую частоту при соблюдении условия  $\Delta f_c < \Pi_c$ . Соблюдение этого условия необходимо в связи с тем, что для облегчения разделения сигналов (расфилтровки) должны быть предусмотрены защитные промежутки  $\Delta f_{\text{защ}}$  (см. рис. 3.9) между спектрами сигналов соседних несущих. Формирование группового сигнала может происходить с помощью цифровых или аналоговых методов, а также с помощью сочетания обоих методов.

В настоящее время наиболее широкое распространение получил метод МДЧР-ЧРК-ЧМ, при котором групповой сигнал каждой ЗС формируют с помощью стандартной аппаратуры частотного разделения каналов (ЧРК) и используют ЧМ несущей. Число несущих в стволе составляет обычно от 2 до 25, а число сообщений, передаваемых на одной несущей, от 12 до 300. Примером использования такого метода служит один из вариантов отечественной аппаратуры «Группа» [13], с помощью которой в стволе с шириной полосы частот 34 МГц можно организовать около 300 стандартных ТФ каналов. По такому же принципу построено большинство стволов ретрансляторов системы «Интелсат». Наряду с этим находят применение МДЧР, при котором групповой сигнал формируется с помощью аналого-цифрового преобразования на базе ИКМ или ДМ в сочетании с известными методами цифровой модуляции несущей. В качестве примера приведем один из вариантов аппаратуры «Группа», реализующий метод МДЧР-ИКМ-4 ОФМ, основанный на ИКМ в сочетании с четырехуровневой относительной фазовой модуляцией (4 ОФМ) несущей, что позволяет в стволе с шириной полосы 34 МГц организовать около 200 ТФ каналов [13].

В последние годы широко используют МДЧР, при котором на каждой отдельной несущей тем или иным способом передается одно отдельное аналоговое или цифровое сообщение. Такой ме-

тод часто называют МДЧР-ОКН, т. е. МД типа «один канал на несущей». Для передачи аналоговых сообщений обычно используют ЧМ, а для передачи цифровых — 4 ОФМ в сочетании с когерентной демодуляцией. Примером служит отечественная аппаратура «Градиент-Н» [13], позволяющая организовать 200 ТФ каналов в полосе 34 МГц с помощью МДЧР-ОКН-ЧМ, а также используемая в системе «Интелсат» аппаратура «Спейд» [14], реализующая МДЧР-ОКН-ИКМ-4 ОФМ.

При МДВР формирование группового сигнала осуществляется как индивидуальным аналого-цифровым преобразованием с помощью ИКМ или дельта-модуляции с последующим объединением в групповой цифровой поток, так и аналого-цифровым преобразованием группового сигнала, образованного с помощью ЧРК. Для модуляции несущей используют 4 ОФМ или же другие методы многоуровневой цифровой модуляции. В качестве примера можно привести разработанную в нашей стране аппаратуру МДВУ-40, позволяющую реализовать МДЧР-ИКМ-4 ОФМ для организации в полосе 40 МГц около 600 ТФ каналов [13].

При использовании МД с организационной стороны можно выделить два крайних случая: 1) небольшое число ЗС обменивается между собой большим числом сообщений (ширина спектра  $\Delta f_{ci}$  сигналов ЗС велика, число ЗС  $n$  мало); 2) большое число ЗС обменивается малым числом сообщений ( $\Delta f_{ci}$  мало,  $n$  велико). В первом случае проще всего закрепить за каждой ЗС соответствующие частоты и использовать МДЧР-ЧРК-ЧМ. Широкое применение этого метода обусловлено его простотой и надежностью, основанными на высоком уровне развития техники ЧРК-ЧМ в РРЛ.

Во втором случае будет наиболее простым методом организации связи МДЧР-ОКН. При этом образуется сеть связи, эффективность работы которой существенно повышается при использовании незакрепленных каналов, т. е. при предоставлении каналов по требованию. Канал связи организуется по запросу лишь на определенный промежуток времени в соответствии с требованием и ретранслятор спутника как бы играет роль, аналогичную роли АТС городской телефонной сети. Этот метод основан на использовании неравномерности занятости группы каналов во времени, которая при передаче телефонных разговоров составляет менее 50% для числа каналов более 20 [15]. Предоставление каналов по требованию в аппаратуре «Спейд» позволяет, например, в полосе частот 36 МГц организовать 800 ТФ каналов с помощью МДЧР-ОКН-ИКМ-4 ОФМ, повысив, таким образом, более чем на 40% эффективность использования полосы.

При МДЧР-ОКН в силу статистических особенностей передаваемых сигналов возможно подавление несущих в моменты отсутствия загрузки (например, в паузах при передаче телефонных сообщений). Это позволит при сохранении того же числа каналов дополнительно облегчить энергетика линии за счет снижения уровня перекрестных помех в ретрансляторе при уменьшении числа несущих.

В обоих рассмотренных выше случаях может применяться и МДВР. При этом между ЗС распределяется не полоса частот ретранслятора, а интервал времени  $T_k$  между двумя последовательными посылками одной и той же ЗС, который называют длительностью кадра или цикла (рис. 3.10). При передаче телефонного сообщения длительность кадра должна была бы составлять 125 мкс. Однако эту величину можно заметно увеличить, используя предварительную компрессию (сжатие) во времени дискретизированных сигналов на передающей стороне в сочетании с экспандированием (расширением) во времени на приемной стороне. Такая операция называется компандированием во времени и сравнительно просто реализуется с помощью элементов микросхемотехники. В результате компандирования возрастает скорость передачи в радиоканале, которая должна соответствовать энергетическим возможностям линии. Цифровые сообщения от каждой ЗС, полученные в результате аналого-цифрового преобразования, передаются в виде пакетов импульсов, в пределах которых период повторения кодовых групп в результате сжатия становится в несколько раз меньше периода дискретизации  $T_d$ . В свою очередь пакеты каждой ЗС следуют с периодом кадра  $T_k$ .

Важной характеристикой при использовании МДВР является длительность и состав кадра. Кадр, длительность которого может достигать до нескольких десятков миллисекунд, состоит из синхропакета, передаваемого в начале каждого кадра для обеспечения синхронизации по кадрам, и пакетов каждой ЗС, отделенных друг от друга защитными промежутками. Несмотря на наличие защитных промежутков, коэффициент использования кадра при МДВР доходит до 90% и оказывается выше коэффициента использования полосы при МДЧР. В свою очередь, пакет каждой ЗС состоит из так называемой преамбулы и информационной части (или информационного пакета). Преамбула служит для опознавания ЗС и внутрикадровой синхронизации. Отметим, что при МДВР на работу системы синхронизации может оказывать влияние разница во времени распространения сигналов ЗС, расположенных в пределах зоны обслуживания на различных расстояниях от спутника. Эта разница для геостационарного спутника с большой зоной покрытия может достигать примерно 20 мс и ее необходимо учитывать при составлении кадра и требований к системе синхронизации. Аналогичным образом необходимо учитывать влияние, оказываемое движением спутника относительно ЗС. Для геостационарного спутника время распространения плавно изменяется за счет дрейфа спутника вблизи точки подвеса и может отличаться от среднего значения на величину, достигающую до 2 мс. Методы МД в значительной мере определяют режим работы ретранслятора (загрузки ствола). При этом можно выделить три режима использования стволов: односигнальный, многосигнальный и ОКН.

При односигнальном режиме всю полосу ретранслятора  $P_r$  занимает один радиосигнал (рис. 3.9), обеспечивающий передачу одного или нескольких сообщений аналоговым или цифровым ме-

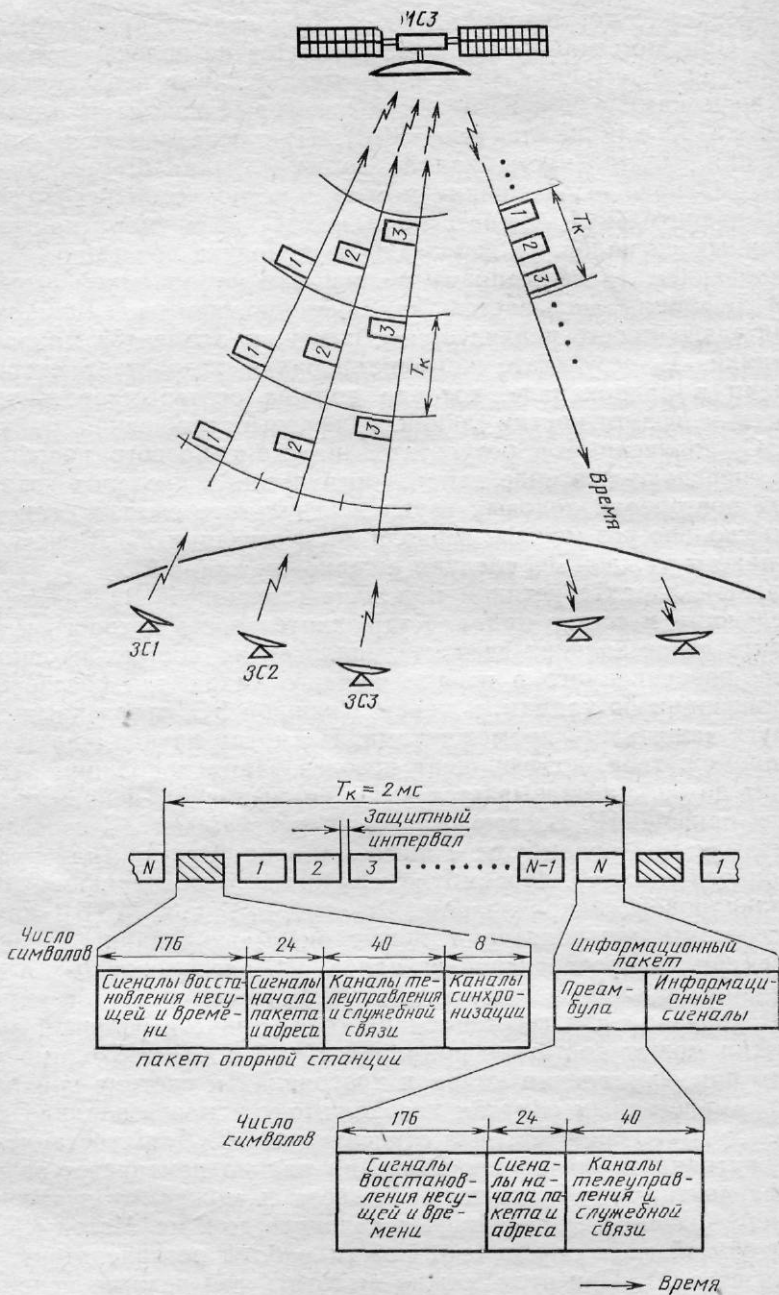


Рис. 3.10. К понятию о многостанционном доступе с временным разделением каналов. Параметры кадра в системе «Интелсат»

тодом с помощью какого-либо вида модуляции одной несущей частоты. Такой режим загрузки ствола имеет, например, место при передаче ТВ сообщения, для чего обычно используют ЧМ. Для передачи многоканальных ТФ сообщений используют ЧРК в сочетании с ЧМ или же цифровые методы передачи в сочетании с различными видами модуляции несущей. Односигнальный режим загрузки ствола модулированным цифровым радиосигналом может также соответствовать передаче цифровой информации или использованию МДВР.

При многосигнальном режиме работы полосу ретранслятора  $P_r$  занимают несколько различных радиосигналов, соответствующих самым разнообразным сообщениям. Такой режим работы ретранслятора имеет место при МДЧР. В настоящее время чаще всего используют передачу нескольких независимых ЧРК-ЧМ радиосигналов с различным числом каналов.

Режим загрузки типа ОКН соответствует использованию различных вариантов МДЧР-ОКН. В этом случае в полосе ретранслятора  $P_r$  передают большое число индивидуальных сообщений с помощью того или иного аналогового или цифрового методов. При аналоговых методах модуляции несущих обычно используют ЧМ с большим индексом, а при цифровых — 4 ОФМ.

#### ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕТРАНСЛЯТОРА

Известно, что при одновременном усилении нескольких сигналов возникает ряд эффектов, ухудшающих качество передачи и обусловленных неидеальностью характеристик тракта. В частности, в РРЛ с ЧРК-ЧМ возникают переходные шумы [1], вызванные нелинейностью передаточной («амплитудной») характеристики группового тракта, в котором происходит усиление многоканального ТФ сообщения, представляющего собой сумму отдельных сигналов группового спектра частот.

В ССС МДЧР происходит одновременное усиление суммы нескольких отдельных СВЧ сигналов ЗС. Причем основным нелинейным элементом тракта является мощный усилитель СВЧ ретранслятора, в качестве которого используют ЛБВ.

При многосигнальном режиме работы ретранслятора возникают следующие эффекты; подавление слабых сигналов сильными, обусловленное нелинейностью передаточной характеристики ЛБВ; перекрестные (интермодуляционные) помехи (шумы), обусловленные нелинейностью передаточной характеристики и наличием амплитудно-фазовой конверсии (АМ-ФМ преобразования), которая проявляется при использовании угловых методов модуляции; потери части выходной мощности (по сравнению с односигнальным режимом) на продукты нелинейности.

Передаточная характеристика ЛБВ, связывающая средние мощности на ее входе и выходе, является результатом экспериментального исследования конкретного типа ЛБВ и имеет вид «мяг-

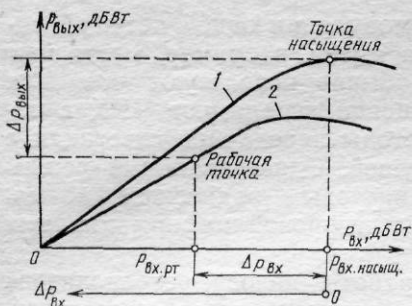


Рис. 3.11. Передаточная характеристика ЛБВ

два сигнала на входе отличались друг от друга по мощности на 3 дБ, на выходе «сильный» сигнал будет больше «слабого» на 5—8 дБ. Для снижения эффекта подавления необходимо контролировать и выравнять мощность сигналов ЗС на входе ЛБВ, а также смещать рабочую точку на передаточной характеристике в сторону линейного участка от точки насыщения. Очевидно, что это приведет к потерям выходной мощности (см. рис. 3.11). Для доведения сигнала на входе ЛБВ до надлежащего уровня можно использовать АРУ или ограничитель. Однако при этом возникает ряд дополнительных нежелательных эффектов, в связи с чем для устанoвки рабочей точки и выравнивания мощностей сигналов чаще используют управление мощностью передатчика на ЗС.

Перекрестные помехи, возникающие в ЛБВ, проявляются двояко. Во-первых, на них расходуется часть общей мощности, в результате чего в многосигнальном режиме происходит уменьшение крутизны передаточной характеристики (эквивалентное снижение выходной мощности). Во-вторых, продукты нелинейности нечетного порядка попадают в полосу пропускания ретранслятора и вызывают ухудшение качества передачи. Для снижения уровня перекрестных помех необходимо сместить рабочую точку в сторону линейного участка, что также приведет к потерям выходной мощности. В ряде случаев можно добиться снижения уровня перекрестных помех рациональным неравномерным размещением несущих по частоте за счет эквивалентного снижения эффективности использования полосы частот ретранслятора [14].

Отметим, что раздельное усиление сигналов в пределах полосы ретранслятора хотя и приведет к устранению нелинейных эффектов, однако экономически невыгодно. При этом будет неэффективно использоваться вся мощность и полоса ретранслятора за счет увеличения защитных промежутков, в результате чего снизится его пропускная способность. В настоящее время экономически оправданным является использование общего усилителя в полосе шириной 30—250 МГц.

Нелинейность характеристик ретранслятора может оказывать влияние на качество передачи и при односигнальном режиме, что

кого» ограничителя (рис. 3.11). В односигнальном режиме (кривая 1) для получения максимальной выходной мощности и увеличения коэффициента, рабочую точку выбирают вблизи точки насыщения.

Эффект подавления проявляется в многосигнальном режиме (кривая 2) в случае, если мощности отдельных несущих неодинаковы, что может иметь место в связи с изменением расстояния между спутником и различными ЗС. При этом, например, если

особенно заметно при использовании многоуровневых методов цифровой модуляции. Однако обычно при использовании ЧМ или 4 ОФМ этим влиянием можно пренебречь.

Таким образом, для улучшения качества передачи в многосигнальном режиме необходимо сдвигать рабочую точку ЛБВ ретранслятора в сторону линейного участка. При этом возникают эквивалентные потери выходной мощности по сравнению с односигнальным режимом.

### СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ МНОГОСТАНЦИОННОГО ДОСТУПА

К основным преимуществам МДЧР, получившего наибольшее распространение, относятся возможность использования высоко-развитой техники РРЛ, простота и надежность, сравнительная независимость ЗС друг от друга. Недостатками МДЧР являются: потери усиления ретранслятора по сравнению с односигнальным режимом, вызванные необходимостью смещения рабочей точки ЛБВ; малая эффективность использования выделенных полос частот (менее 50% при большом числе несущих) по сравнению с односигнальным режимом; необходимость контроля и регулировки уровня сигналов на входе ретранслятора для снижения перекрестных помех и эффекта подавления.

В свою очередь к достоинствам МДВР следует отнести односигнальный режим работы, что позволяет довести эффективность использования полосы до 95% и практически не учитывать влияние нелинейности характеристик ретранслятора. Основным недостатком МДВР является необходимость в сложной системе временной синхронизации работы всех ЗС, что делает их взаимозависимыми.

С точки зрения использования мощности ретранслятора МДЧР имеет низкую эффективность, так как не менее 20% мощности теряется за счет нежелательных эффектов. Следует отметить, что при МДВР за время время каждого кадра мощность также не используется полностью для передачи информации из-за защитных промежутков между пакетами и сигналами разного рода синхронизации и опознавания, служащими для определения адреса ЗС. Отметим, что при МДЧР адрес ЗС определяется непосредственно значением выделенной частоты. Очевидно, что при МДВР передаваемые сообщения должны быть представлены в цифровом виде. В этом случае при передаче многоканальных сообщений использование мощности и полосы происходит без учета статистических особенностей загрузки. При аналоговых методах обработки, например при передаче многоканальных ТФ сообщений с помощью ЧРК-ЧМ, учитывается тот факт, что коэффициент активности каналов составляет лишь 0,3 при числе каналов больше 240. Это учитывается усредненной мощностью на один ТФ канал, которая определяет девиацию частоты, ширину спектра сигнала и в конечном итоге ширину занимаемой полосы частот. Таким обра-



зом, можно сказать, что при ЧРК-ЧМ мощность и занимаемая полоса практически соответствует лишь активным в данный период каналам, число которых составляет около 30% общего числа каналов.

Статистические особенности многоканальных сообщений могут быть использованы и при цифровых методах обработки. При этом анализируется занятость каналов и выделенный интервал времени используют совместно только активные в данный период каналы. Эти операции осуществляют с помощью детекторов речи так называемым концентратором разговоров и позволяют в 2 раза увеличивать общее число каналов.

С другой стороны, для обеспечения работы системы с МДВР требуется сложная временная синхронизация всех ЗС. При этом структура и длительность кадровых синхросигналов одинакова в пределах одной системы, в то время как длительность пакетов и их расположение в кадре может изменяться в соответствии с загрузкой ЗС. Важным параметром является длительность кадра. При большой длительности кадра увеличивается гибкость системы, так как можно будет в широких пределах изменять длительность пакетов и скорость передачи внутри отдельных пакетов. Одновременно упрощаются требования к системе синхронизации, так как она может работать на более низких скоростях. Однако при передаче ТФ сигналов с длительностью кадра более 125 мкс требуются сложные буферные устройства для формирования пакетов.

Для работы системы синхронизации при МДВР необходимо осуществить перевязку всех ЗС к единому эталону времени. С этой целью можно, например, поместить на спутнике прецизионный опорный источник синхросигналов или же возложить на одну из ЗС функции центрального эталона для всех станций. Очень важное значение в этом случае имеет точность передачи сигналов эталона, так как она влияет на требования к защитным промежуткам времени и эффективности МДВР, на сложность буферных устройств и устройств синхронизации. В свою очередь на точность передачи оказывают влияние различного рода шумы и помехи, время распространения и задержки сигналов в аппаратуре, движение спутника относительно ЗС. Отметим, что дрейф геостационарного спутника должен учитываться, если требуется обеспечить точность соблюдения временных соотношений порядка 1 нс.

Следует заметить, что, строго говоря, при МДЧР также требуется привязка к единому для всех станций эталону. С эталоном необходимо сравнивать несущую частоту, стабильность которой и точность установки абсолютных значений для всех ЗС обеспечивается сравнительно легко. При этом план частот системы с МДЧР играет роль, аналогичную структуре кадра при МДВР. Напомним также, что при МДЧР дополнительно к координации («синхронизации») значений несущих частот требуется также координация уровней сигналов каждой ЗС для выравнивания их мощностей на входе ретранслятора, что лишает земные станции полной взаимонезависимости.

### 3.5. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

#### ИСХОДНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Задачей энергетического расчета является определение основных энергетических параметров, обеспечивающих требуемое качество передачи сигналов по спутниковой линии связи. При этом предварительно необходимо выбирать общую структуру системы, в результате чего определяются диапазоны частот, методы много-станционного доступа и использования полосы частот, режим работы ретранслятора, используемые виды и параметры модуляции, зоны обслуживания и т. п. (§ 3.9). Энергетическими параметрами линии связи являются мощность передатчика, коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, а также эффективная эквивалентная шумовая температура приемного устройства в целом (или однозначно с ней связанный коэффициент шума).

Энергетический расчет позволяет приступить к разработке всех элементов системы и является отправной точкой в ее конкретной реализации.

Спутниковая линия связи включает в себя один ствол ретранслятора и состоит из двух участков (рис. 3.12): передающая ЗС — спутник (участок «вверх») и спутник — приемная ЗС (участок «вниз»). С точки зрения энергетики линии участки «вверх» и «вниз» находятся в различных условиях.

На спутнике мощность передатчика, коэффициент усиления антенны и эффективная эквивалентная шумовая температура при-

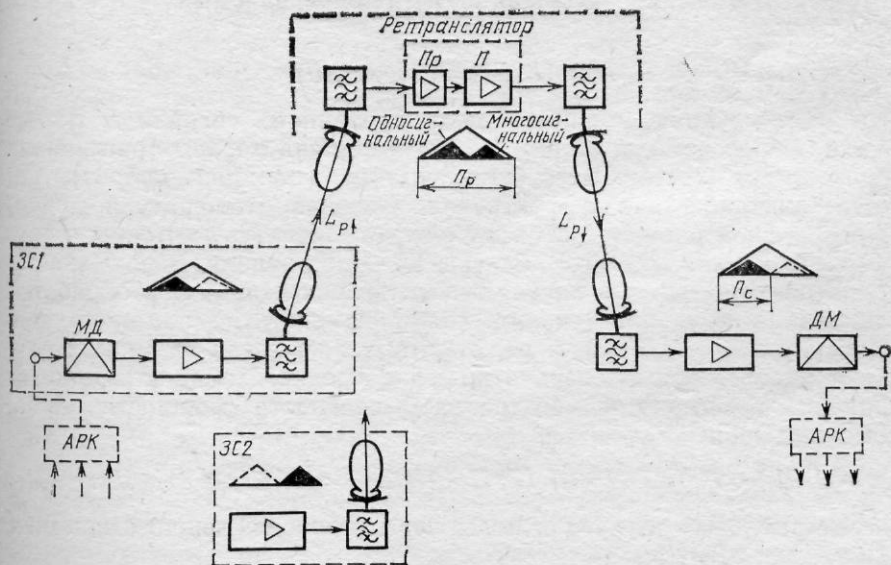


Рис. 3.12. Спутниковая линия связи с МДЧР

емника определяются ограничениями на энергопотребление, массу и габариты. В ряде случаев мощность передатчика ограничивается необходимостью обеспечения условий электромагнитной совместимости с другими службами (гл. 4). В свою очередь ширина диаграммы направленности антенны и, следовательно, ее коэффициент усиления определяются размерами зоны обслуживания и, например, для глобальной зоны составляют приблизительно  $17^{\circ}30'$  и  $20$  дБ соответственно.

Таким образом, пропускная способность спутниковой линии ограничивается, с одной стороны, шириной полосы пропускания, а с другой — энергетикой участка «вниз».

Для оценки качества спутниковой линии можно использовать различные критерии, зависящие от вида сообщения и методов его передачи. Эти критерии непосредственно связаны с качественными показателями каналов, которые определяются соответствующими рекомендациями МККР [12] (приложение 4). В роли критерия качества при передаче ТФ сообщений аналоговым методом используют мощность шума на выходе канала, при передаче ТВ сообщений — отношение сигнал-шум на выходе канала, а при использовании цифровых методов — частоту ошибок, которая определяется отношением мощности сигнала к мощности шума на входе приемника.

Различные критерии оценки качества спутниковой линии связи создают некоторые неудобства при энергетическом расчете. Поэтому в практических случаях лучше использовать более общий критерий — отношение средней мощности модулированного сигнала на входе демодулятора к средней мощности шума, называемый отношение несущая-шум и определяемый следующим образом:

$$(H/\Pi) = P_c / (k T_{\Sigma} \Pi_{\text{ш}}), [H/\Pi] = 10 \lg (H/\Pi),$$

где  $P_c$  — средняя мощность модулированного сигнала в полосе  $\Pi_{\text{ш}}$  на входе демодулятора, Вт;  $\Pi_{\text{ш}}$  — ширина полосы пропускания тракта, предшествующего демодулятору (шумовая полоса), Гц;  $T_{\Sigma}$  — эквивалентная эффективная шумовая температура приемной ЗС, включающая в себя шумовую температуру антенны и приемника, К;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/(Гц·К) — постоянная Больцмана.

В связи с тем, что на различных этапах передачи и обработки сигнала полоса пропускания может изменяться (например, при использовании МДЧР), в роли критерия качества во многих случаях удобно использовать отношение средней мощности модулированного сигнала к спектральной плотности мощности шума, Гц или дБ·Гц:

$$(H/\Pi_f) = P_c / (k T_{\Sigma}) = (H/\Pi) \Pi_{\text{ш}}, [H/\Pi_f] = [H/\Pi] + 10 \lg \Pi_{\text{ш}}. \quad (3.1)$$

В отдельных случаях используют также следующие отношения (Вт/К или дБВт/К):

$$(H/T) = P_c / T_{\Sigma} = (H/\Pi_f) k, [H/T] = [H/\Pi_f] - 228,6.$$

Приведенные выше критерии оценивают качество на входе демодулятора, в то время как допустимое качество канала определяется параметрами, измеряемыми на его выходе: мощностью шумов в точке нулевого относительного уровня полезного сигнала, отношением сигнал-шум или частотой ошибок. Очевидно, что между параметрами на входе и выходе демодулятора существует однозначная связь, определяемая методами обработки сигнала.

При передаче многоканальных ТФ сообщений с помощью ЧРК-ЧМ

$$[H/Ш_f]_{ТФ} = 90 - 10 \lg P_{ш} + 10 \lg \Delta F_{к} + 20 \lg (F_{в}/\Delta f_{к}) - \kappa_{шн} - \kappa_{ТФ}, \quad (3.2)$$

где  $P_{ш}$  — псофометрически взвешенная мощность шумов на выходе ТФ канала в точке с нулевым относительным уровнем измерительного сигнала (ТОНУ), пВт0п;  $\Delta F_{к} = 3,1$  кГц — ширина полосы частот одного ТФ канала;  $F_{в}$  — верхняя граничная частота группового спектра многоканального ТФ сообщения;  $\Delta f_{к}$  — эффективная девиация частоты при передаче измерительного сигнала в одном канале;  $\kappa_{шн}$ ,  $\kappa_{ТФ}$  — выигрыши в отношении сигнал-шум, обусловленные использованием предвыскажений и применением взвешивающего псофометрического фильтра, дБ.

При использовании стандартных предвыскажений в верхнем ТФ канале  $\kappa_{ТФ} = 4$  дБ, в то время как для шума с равномерным спектром  $\kappa_{шн} = 2,5$  дБ. В этом случае  $[H/Ш_f] = 118,4 - 10 \lg P_{ш} + 20 \lg (F_{в}/\Delta f_{к})$ .

При передаче ТФ сообщений с помощью МДЧР-ОКН-ЧМ

$$[H/Ш_f]_{ОКН} = 90 - 10 \lg P_{ш} + 10 \lg (F_{2ТФ}/3) + 20 \lg (F_{2ТФ}/\Delta f_{к}) - \kappa_{ОКН}, \quad (3.3)$$

где  $F_{2ТФ} = 3,4$  кГц — верхняя частота индивидуального ТФ канала;  $\kappa_{ОКН}$  — выигрыш в отношении сигнал-шум при МДЧР-ОКН-ЧМ, дБ.

В рассматриваемом случае спектр шумов на выходе индивидуального канала после демодулятора будет иметь так называемую «треугольную» (по напряжению) или «параболическую» (по мощности) форму, т. е. спектральная плотность мощности шумов будет пропорциональна квадрату частоты. При этом взвешивание с помощью псофометрического фильтра дает выигрыш в 4 дБ.

При передаче одноканальных сообщений с помощью ЧМ дополнительный выигрыш можно получить с помощью введения предвыскажений в полосе индивидуального ТФ канала. Однако в этом случае эффективнее применить метод компандирования речевого сигнала, аналогичный динамическому шумоподавлению, широко используемому в звуковоспроизводящей аппаратуре и при передаче сигналов радиовещания. С этой целью на передающей стороне производят предварительную компрессию (сжатие) динамического диапазона речевого сигнала, что позволяет при заданных характеристиках тракта увеличить мощность сигнала. В резуль-

тате происходит увеличение отношения сигнал-шум в канале, так как шум воздействует на сигнал, имеющий большую среднюю мощность. На приемной стороне с помощью экспандера (расширителя) восстанавливаются первоначальные характеристики заданного сигнала при сохранении достигнутого увеличения отношения сигнал-шум. Компандирование создает также дополнительный положительный субъективный эффект, заключающийся в том, что снижается уровень шума в паузах. Результирующий эффект от введения компандирования в ТФ канал оценивается экспериментально и позволяет получить выигрыш в отношении сигнал-шум около 15 дБ [15].

Таким образом, с учетом компандирования и психометрического фильтра суммарный выигрыш достигнет 19 дБ, в результате чего для ТФ канала при МДЧР-ОКН-ЧМ

$$[H/\mathcal{W}]_{\text{ОКН}} = 101,5 - 10 \lg P_{\text{ш}} + 20 \lg (F_{2\text{ТФ}}/\Delta f_{\text{к}}).$$

При передаче ТВ с помощью ЧМ параметры качества на входе демодулятора и выходе канала связаны следующим образом:

$$[H/\mathcal{W}]_{\text{ТВ}} = [C/\mathcal{W}] + 10 \lg (2F_{2\text{ТВ}}/3) + 20 \lg (F_{2\text{ТВ}}/\Delta f_{\text{ТВ}}) - \kappa_{\Sigma}, \quad (3.4)$$

где  $[C/\mathcal{W}]$  — отношение мощности сигнала, соответствующей квадрату напряжения сигнала изображения (без синхроимпульсов), к визометрически взвешенной мощности шума (рис. 3.13), дБ;  $F_{2\text{ТВ}}$  — верхняя граничная частота спектра ТВ сообщения, которая должна быть принята равной 5 МГц при использовании унифицированного взвешивающего фильтра;  $\Delta f_{\text{ТВ}} = \Delta f_{\text{р}}/0,7$  — полный размах девиации частоты (с учетом синхроимпульсов),  $\Delta f_{\text{р}}$  — размах девиации частоты, соответствующий сигналу изображения (без синхроимпульсов);  $\kappa_{\Sigma} = \kappa_{\text{пн}} + \kappa_{\text{ТВ}}$  — результирующий выигрыш, обусловленный введением предискажений и использованием взвешивающего визометрического фильтра, учитывающего особенно-сти спектральной чувствительности зрения человека.

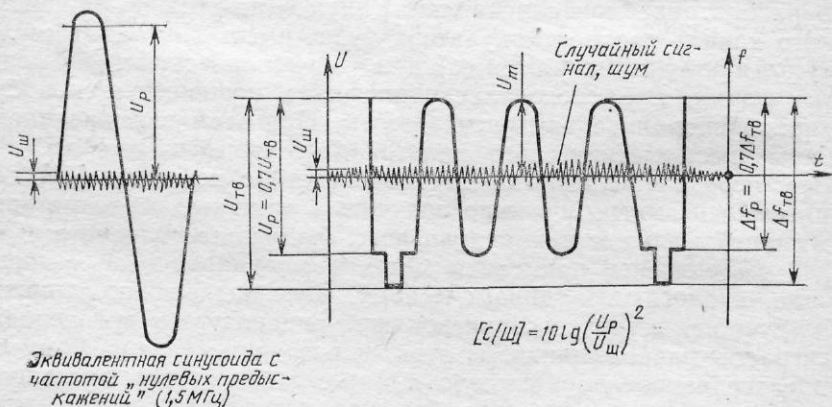


Рис. 3.13. К определению отношения сигнал-шум в ТВ канале

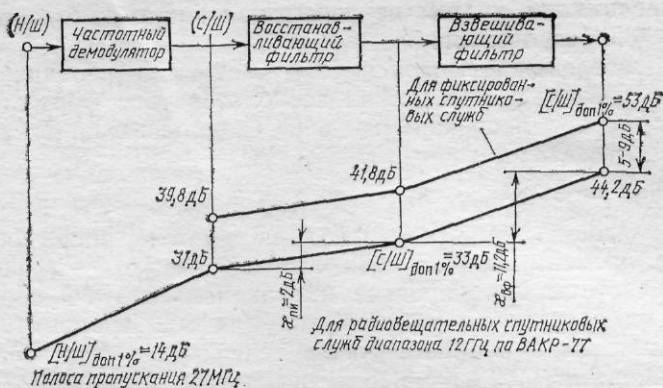


Рис. 3.14. К определению качества ТВ канала при  $F_{2\text{ТВ}} = 5 \text{ МГц}$ , использовании унифицированного взвешивающего фильтра и стандартных предсказаний

При исполнении унифицированного взвешивающего фильтра и стандартных предсказаний  $\kappa_{\Sigma} = 13,2 \text{ дБ}$  (приложение 4), (рис. 3.14). В результате

$$[H/Ш_f]_{\text{ТВ}} = [C/Ш] + 52 + 20 \lg (F_{2\text{ТВ}}/\Delta f_{\text{ТВ}}).$$

Во всех рассмотренных выше случаях необходимо иметь в виду, что при ЧМ зависимость  $(C/Ш)$  от  $(H/Ш_f)$  имеет пороговый характер (рис. 3.15). Поэтому приведенные выше формулы остаются справедливыми лишь при выполнении условия

$$[H/Ш] \geq 10 - 12, [H/Ш_f] \geq (10 - 12) + 10 \lg \Pi_{\text{ш}}. \quad (3.5)$$

В реальных условиях  $(H/Ш_f)$ , а следовательно, и  $(C/Ш)$  будут изменяться, в связи с чем необходимо предусмотреть некоторый запас. Этот запас должен обеспечить превышение порогового уровня при влиянии всех неблагоприятных факторов в течение заданного процента времени (§ 3.6 и Приложение 4).

Энергетический запас зависит в первую очередь от условий распространения, которые, как известно, различны в разных диапазонах частот, а также от ряда других характеристик. В диапазоне 6/4 ГГц энергетический запас может составлять 1—3 дБ, в диапазоне 14/11 ГГц 6—12 дБ, а в диапазоне 30/20 ГГц, где особенно заметно влияние атмосферы и осадков, может достигать 20 дБ. Более точное значение энергетического запаса

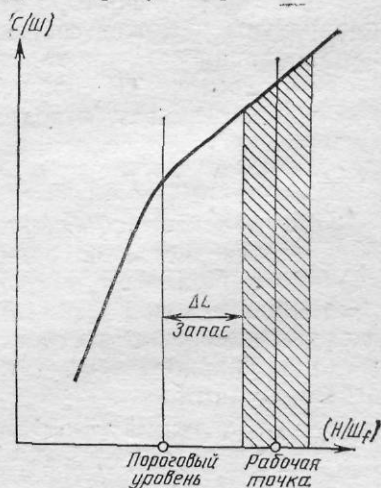


Рис. 3.15. Пороговая характеристика ЧМ приемника

можно рассчитать с учетом реальных условий с помощью приведенных в § 3.6 результатов.

Для определения шумовой полосы частот при передаче ТФ сообщений с помощью ЧМ можно воспользоваться формулой Карсона, которая при используемых в ССС больших индексах модуляций дает достаточно точный результат:

$$P_{\text{ТФ}} \approx \Delta f_c = 2 (\Delta f_{\text{пик}} + F_v), \quad (3.6)$$

где  $\Delta f_{\text{пик}}$  — пиковое значение девиации частоты, превышаемое не более  $p\%$  времени, причем  $\Delta f_{\text{пик}} = \Delta f_{\text{э}} \alpha(p\%)$  ( $\Delta f_{\text{э}}$  — эффективная девиация частоты при передаче многоканального ТФ сообщения;  $\alpha(p\%)$  — пик-фактор по напряжению для  $p\%$  времени).

При достаточно большом числе телефонных разговоров для 99,9% времени  $\alpha(99,9\%) = 3,16$ . В результате при МДЧР-ЧРК-ЧМ  $P_{\text{ТФ}} = 2 (\Delta f_{\text{э}} 3,16 + F_v)$ . При МДЧР-ОКН-ЧМ необходимо учитывать, что пик-фактор индивидуального ТФ сообщения в несколько раз выше, чем у многоканального сообщения. С другой стороны, компандирование одноканального ТФ сообщения в системе с МДЧР-ОКН-ЧМ приводит к значительному уменьшению пик-фактора. В результате в заданной полосе частот окажется возможным увеличить эффективную девиацию частоты, что вызовет увеличение отношения сигнал-шум и появление дополнительного энергетического выигрыша. В свою очередь, если при использовании компандирования оставить постоянной эффективную девиацию частоты, то в заданной полосе частот окажется возможным передать с тем же качеством большее число сообщений, так как ширина спектра отдельного сигнала соответственно уменьшится. При этом шумовая полоса

$$P_{\text{ОКН}} \approx 2 (\Delta f_{\text{к}} \alpha_{\text{ОКН}} + F_{2\text{ТФ}}), \quad (3.7)$$

где значение пик-фактора  $\alpha_{\text{ОКН}}$  зависит от конкретных параметров аппаратуры и может составлять два-три при использовании компандирования.

При передаче ТВ сообщения с помощью ЧМ с учетом того, что на синхриимпульсы отводится примерно 30% полного размаха сигнала, шумовая полоса

$$P_{\text{ТВ}} = \Delta f_{\text{ТВ}} + 2 F_{2\text{ТВ}} \approx 1,4 \Delta f_{\text{р}} + 2 F_{2\text{ТВ}}. \quad (3.8)$$

При передаче сообщений в цифровом виде качество связи оценивается частотой ошибок, приходящихся на 1 бит (Приложение 4). При этом допустимые значения частоты ошибок для различных условий составляют  $10^{-6}$ ,  $10^{-4}$ ,  $10^{-3}$ . При правильных методах измерений частота ошибок достаточно близка к вероятности ошибочного приема, которая зависит от отношения на входе демодулятора:

$$(E_s/N_0) = \frac{\text{энергия элементарной посылки (1-го бита)}}{\text{спектральная плотность мощности шума}}$$

Требуемое значение  $(E_s/N_0)$ , необходимое для обеспечения заданной частоты ошибок, в первую очередь зависит от метода

обработки (модуляции и демодуляции) цифрового сообщения. В настоящее время наибольшее распространение получили различные виды ФМ и, в частности, 4-уровневая относительная (дифференциальная) ФМ (4 ОФМ) в сочетании с когерентной демодуляцией. Начинают находить применение также другие многоуровневые виды ФМ и представляющая большой интерес так называемая манипуляция с минимальным сдвигом (ММС), являющаяся разновидностью ЧМ без разрыва фазы. Использование угловых методов модуляции несущей обусловлено тем, что в спутниковых линиях связи имеются элементы с ярко выраженной нелинейностью передаточной («амплитудной») характеристики (например, ЛБВ ретранслятора). В связи с этим явное преимущество имеют методы передачи, при которых сохраняется постоянство огибающей радиосигнала.

В последнее время в СССР находит применение метод обработки цифровых сообщений с помощью сверточных кодов и декодирование по критерию максимального правдоподобия [19]. Этот метод по сравнению с обычными (некодированными) 2ФМ и 4ФМ позволяет на 4—6 дБ снизить требуемое отношение ( $E_s/N_0$ ) при той же вероятности ошибок. Кодированные и декодирующие устройства, использующие метод Витерби, сравнительно просто реализуются при скоростях передачи до 100 Мбит/с. При этом энергетический выигрыш получается за счет некоторого увеличения скорости передачи (в 1,2—1,5 раза) и соответствующего расширения занимаемой полосы частот (табл. 3.6 и 3.8). Таким образом, данный метод оказывается наиболее выгодным в случаях, когда энергетический потенциал линии ограничивается мощностью передатчика (когда решающим фактором является ограничение мощности, а не занимаемой полосы частот).

Таблица 3.6

Вероятность ошибок на 1 бит	$[E_s/N_0]$ (дБ) при различных методах модуляции несущей и оптимальном приеме		
	2ФМ, 4ФМ	8ФМ	16КАФМ
$10^{-6}$	10,8	13,8	14,5
$10^{-4}$	8,8	11,7	12,3
$10^{-3}$	7,4	10,1	10,6

В табл. 3.6 приведены значения ( $E_s/N_0$ ), необходимые для достижения требуемых значений вероятности (частоты) ошибок при различных методах обработки [14]. При этом

$$[H/\text{Ш}_r] = [E_s/N_0] + 10 \lg R + \Delta h, \quad (3.9)$$

где  $R$  — скорость передачи цифрового сообщения, бит/с;  $\Delta h = 2-6$  дБ — аппаратурный запас на реализацию, обусловленный неидеальностью характеристик аппаратуры.



Для определения ширины полосы частот, занимаемой модулированным цифровым радиосигналом, можно воспользоваться следующим выражением:

$$P_{\text{п.м}} = (1,1 - 1,3) R / \log_2 M, \quad (3.10)$$

где  $M$  — число возможных уровней (состояний) модулируемого параметра несущей.

Сравнение приведенных в табл. 3.6 результатов и выражение (3.10) показывают, что многоуровневые методы передачи требуют увеличения отношения несущая-шум, но позволяют уменьшить занимаемую полосу частот. Таким образом, эти методы выгоднее в тех случаях, когда решающим фактором является ограничение занимаемой полосы, а не мощности.

### ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ СПУТНИКОВОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Рассмотрим один участок спутниковой линии связи, состоящий из передающего и приемного устройств, передающей и приемной антенн и тракта распространения.

Для оценки энергетического потенциала передающей станции удобно использовать понятие эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ в дБВт)

$$P_{\text{э}} = 10 \lg (P_{\text{п}} \eta_{\text{п}} G_{\text{п}}^*) = G_{\text{п}} + 10 \lg (P_{\text{п}} \eta_{\text{п}}),$$

где  $P_{\text{п}}$  — мощность передатчика, Вт;  $\eta_{\text{п}}$  — коэффициент передачи (по мощности) волноводного тракта передающей ЗС от выхода передатчика до облучателя антенны;  $G_{\text{п}}$  — коэффициент усиления передающей антенны относительно изотропного излучателя, дБ.

В свою очередь энергетический потенциал приемной станции достаточно полно характеризует так называемая добротность приемной станции (в дБ/К):

$$G/T = 10 \lg (G_{\text{пр}}^* / T_{\Sigma}) = G_{\text{пр}} - 10 \lg T_{\Sigma},$$

где  $T_{\Sigma}$  — суммарная эквивалентная шумовая температура приемной станции, приведенная к облучателю антенны, К (§ 3.6);  $G_{\text{пр}}$  — коэффициент усиления приемной антенны в заданном направлении относительно изотропного излучателя, дБ.

Добротность и ЭИИМ — наиболее общие энергетические параметры спутниковой линии связи, в значительной мере определяют ее стоимость.

Коэффициент усиления антенны (в дБ)

$$G = 20 \lg D + 20 \lg f + 18,45,$$

где  $D$  — диаметр антенны, м;  $f$  — частота, ГГц.

С другой стороны, коэффициент усиления связан с шириной диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощ-

ности. Для антенн с эллиптической формой поперечного сечения диаграммы направленности

$$G \approx 45 - 10 \lg \varphi_x - 10 \lg \varphi_y,$$

где  $\varphi_x$ ,  $\varphi_y$  — выраженные в градусах размеры большой и малой осей эллиптического сечения диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной оси главного лепестка, определяющие ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности в двух взаимно-перпендикулярных плоскостях.

Если известна ширина диаграммы направленности в одной плоскости, для определения коэффициента усиления антенны необходимо положить  $\varphi_x = \varphi_y = \varphi_0$ . В этом случае  $\varphi_0 \approx 21,5 / (Df)$ , где диаметр антенны должен быть выражен в метрах, а частота — в гигагерцах.

При проектировании для расчета добротности  $G/T$  и параметров антенны удобно пользоваться кривыми, представленными на рис. 3.16 и 3.17.

В процессе энергетического расчета требуется связать энергетические параметры линии с качеством связи, которое удобно свести к отношению несущая-шум. При этом уравнение связи для одного участка имеет вид (рис. 3.18)

$$[H/\mathcal{W}_f] = P_s - L_p + G/T + 228,6, \quad (3.11)$$

где  $L_p$  — ослабление сигнала в тракте распространения, дБ.

При этом

$$L_p = L_0 + L_{\text{доп}}. \quad (3.12)$$

Здесь  $L_0$  — потери энергии радиоволн при распространении в свободном пространстве, дБ;  $L_{\text{доп}}$  — дополнительные потери энергии

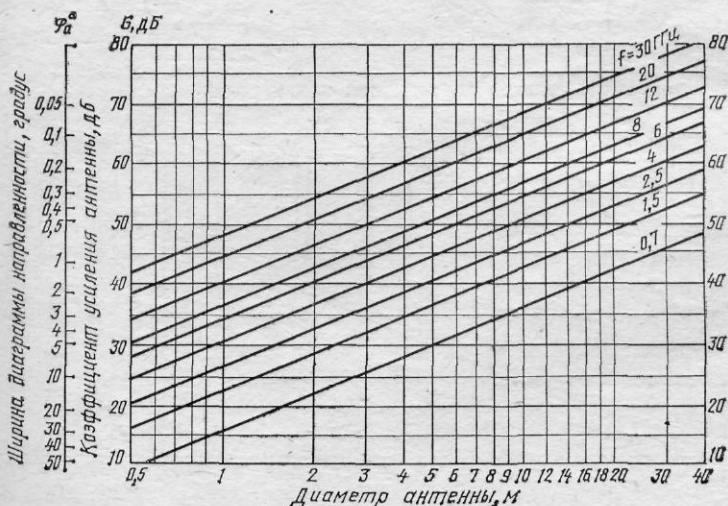


Рис. 3.16. Зависимость ширины диаграммы направленности и коэффициента усиления антенны от ее диаметра

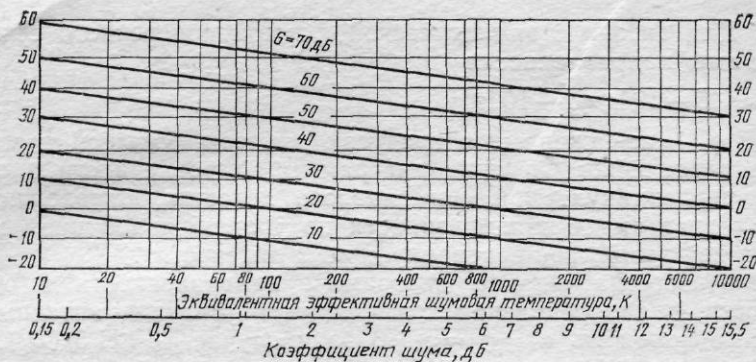


Рис. 3.17. Зависимость добротности приемной ЗС от шумовых характеристик приемника

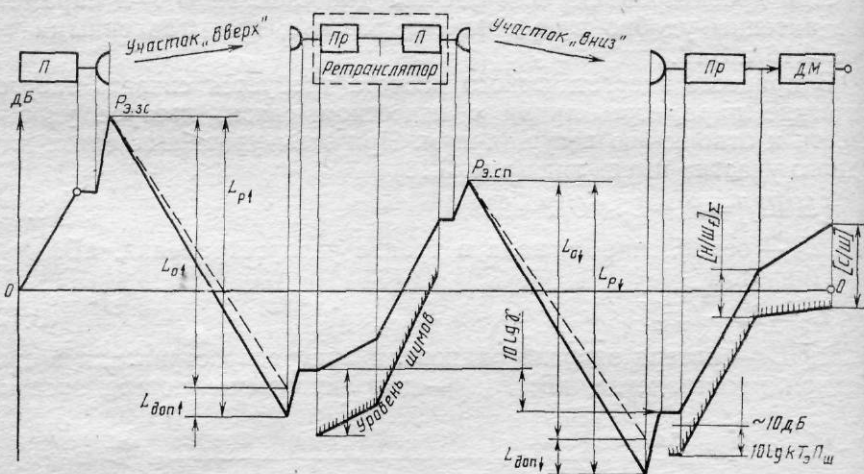


Рис. 3.18. Диаграмма уровней спутниковой линии связи

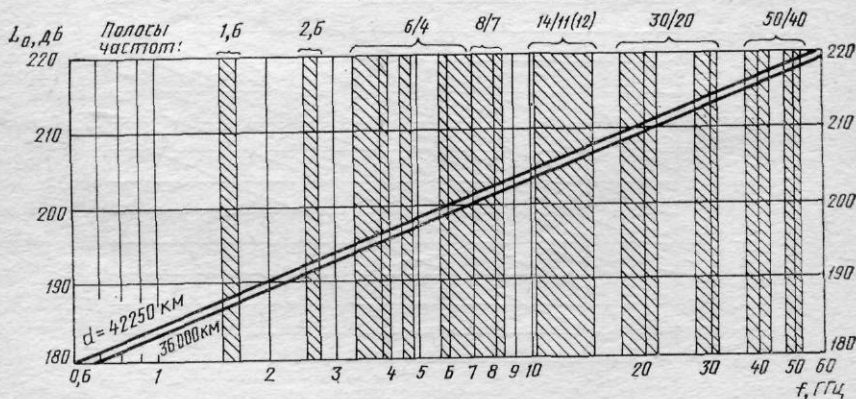


Рис. 3.19. Ослабление энергии радиоволн при распространении в свободном пространстве в различных полосах частот

радиоволн при распространении в реальных условиях, дБ (§ 3.6). Величину  $L_0$  удобно рассчитывать по формуле

$$L_0 = 20 \lg d + 20 \lg f + 92,4, \quad (3.13)$$

где  $d$  — расстояние между приемной и передающей антеннами, км;  $f$  — частота, ГГц.

При проектировании в разных диапазонах частот спутниковых систем, использующих геостационарный спутник, оценка  $L_0$  возможна с помощью рис. 3.19.

В ряде случаев для характеристики спутниковой линии удобно пользоваться понятием плотности потока мощности, дБВт/м<sup>2</sup>,

$$W = P_a - L_p + 10 \lg (4 \pi / \lambda^2), \quad (3.14)$$

или

$$W = P_a - L_p + 20 \lg f + 21,5, \quad (3.15)$$

где  $\lambda$  — длина волны, м;  $f$  — частота, ГГц. При этом

$$[H/\text{Ш}_f] \approx W + G/T + 207 - 20 \lg f.$$

### ВИДЫ ШУМОВ В СПУТНИКОВОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

В процессе прохождения сигнала по спутниковой линии связи происходит уменьшение (ухудшение) отношения несущая-шум, вызванное появлением различного рода шумов. Эти шумы определяются методом обработки и видом передаваемых сообщений, параметрами тракта, методами использования выделенной полосы частот и видом МД.

В наиболее общем виде все шумы, вызывающие ухудшение качества передачи, удобно разделить на три типа (рис. 3.20): «энергетические», нелинейные и внешние.

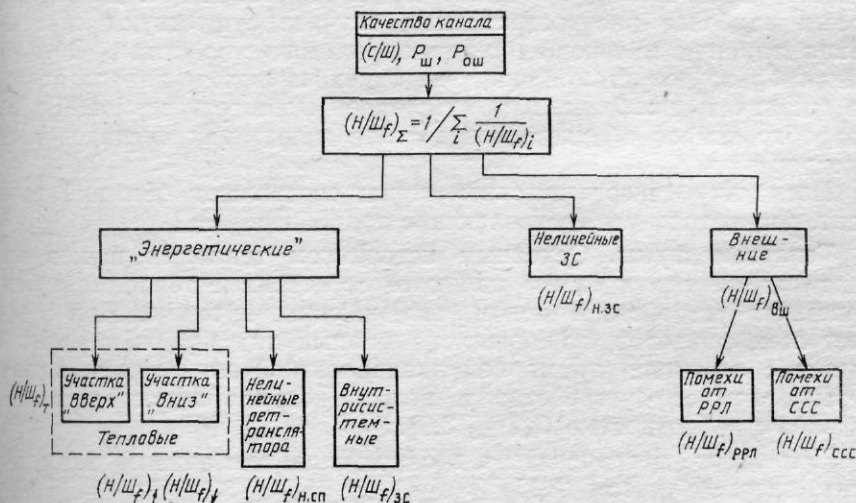


Рис. 3.20. Распределение шумов в спутниковой линии связи

«Энергетические» шумы в первую очередь зависят от ЭИИМ передающих и от добротности  $G/T$  приемных устройств ЗС и ретранслятора. Эти шумы составляют большую часть общих шумов (до 60—70%) и поэтому в значительной мере определяют энергетику линии. Они включают в себя:

тепловые шумы участка «вверх», определяющие отношение  $(N/Ш_f)_\uparrow$ ; тепловые шумы участка «вниз», определяющие отношение  $(N/Ш_f)_\downarrow$ ; нелинейные шумы ретранслятора спутника, определяющие отношение  $(N/Ш_f)_{\text{НСП}}$ ; внутрисистемные шумы, определяющие отношение  $(N/Ш_f)_{\text{вс}}$ .

Нелинейные шумы передающей и приемной ЗС практически не зависят от энергетических параметров, определяются нелинейностями характеристик тракта и методом обработки сигнала. При использовании ЧРК-ЧМ это в основном шумы, аналогичные шумам ВЧ и группового трактов РРЛ. Отметим, что так как на приемной ЗС основное усиление сигнала сосредоточено на ПЧ, а на передающей ЗС мощный усилитель в большинстве случаев работает в односигнальном режиме, другие виды нелинейных шумов ЗС можно не учитывать. Эти шумы составляют обычно не более 10% общей мощности шумов в многосигнальном и не более 5% — в односигнальном режимах работы ЗС.

Внешние шумы обусловлены воздействием сигналов других систем, работающих на совместной основе в выделенных полосах частот. В первую очередь они определяются сигналами РРЛ и других ССС или ССВ. Эти шумы зависят от методов обработки сигналов, взаимного расположения и ориентации антенн взаимодействующих станций. Строго говоря, эти шумы зависят от энергетических параметров, которые в свою очередь связаны с уровнями полезного и мешающего сигналов. Однако существенного влияния на энергетику внешние шумы не оказывают. Для некоторых наиболее распространенных случаев существуют ограничения влияния мешающих сигналов на качество связи. Обычно максимально допустимое значение помех на выходе канала должно составлять не более 10% суммарной мощности шумов. Более подробно вопрос об учете воздействия мешающих сигналов рассмотрен в гл. 4.

Поскольку «энергетические» шумы составляют больший процент, рассмотрим его составляющие подробнее.

**Тепловые шумы.** Основным источником тепловых шумов на участках «вверх» и «вниз» являются собственные тепловые шумы приемных устройств в целом, включающих антенны. При этом учет всех факторов, влияющих на данный вид шумов, обеспечивается с помощью суммарной эквивалентной шумовой температуры приемного устройства в целом, которая непосредственно связана с добротностью  $G/T$  (§ 3.6).

При работе ретранслятора в односигнальном режиме для участка «вверх» с учетом (3.11)

$$[N/Ш_f]_\uparrow = P_{\text{вс}} - L_{\text{рл}} + G/T_{\text{СП}} + 228,6.$$

В этом же случае для участка «вниз»

$$[H/\text{Ш}_f]_{\downarrow} = P_{\text{всп}} - L_{\text{р}\downarrow} + G/T_{\text{ЗС}} + 228,6.$$

Здесь  $P_{\text{ЗС}}$ ,  $P_{\text{СП}}$  — ЭИИМ передающей ЗС и ретранслятора спутника соответственно, дБВт;  $G/T_{\text{ЗС}}$ ,  $G/T_{\text{СП}}$  — добротность приемной ЗС и приемной части ретранслятора спутника соответственно, дБ/К;  $L_{\text{р}\uparrow}$ ,  $L_{\text{р}\downarrow}$  — потери в тракте распространения на участках «вверх» и «вниз», дБ.

Отметим, что в односигнальном режиме в целях повышения эффективности использования источников электропитания ретранслятора ЭИИМ передающей ЗС выбирается таким образом, чтобы ЛБВ работала в режиме насыщения (см. рис. 3.11).

В многосигнальном режиме для уменьшения влияния нелинейности рабочая точка ЛБВ ретранслятора должна быть смещена в сторону линейного участка на  $\Delta p_{\text{вх}}$ . Для этого требуется соответствующее снижение ЭИИМ передающей ЗС, которое приводит к ухудшению отношения несущая-шум на линии «вверх» по сравнению с односигнальным режимом.

Таким образом, при работе ретранслятора в многосигнальном режиме для участка «вверх»

$$[H/\text{Ш}_f]_{\uparrow\text{м}} = P_{\text{нЗС}} - \Delta p_{\text{вх}} - L_{\text{р}\uparrow} + G/T_{\text{СП}} + 228,6,$$

где  $P_{\text{нЗС}}$  — ЭИИМ передающей ЗС, соответствующая точке насыщения ЛБВ ретранслятора, дБВт;  $\Delta p_{\text{вх}}$  — энергетические потери на линии «вверх» при многосигнальном режиме, дБ.

В свою очередь смещение рабочей точки ЛБВ приводит к эквивалентному снижению выходной мощности передатчика спутника (см. рис. 3.11), что ухудшает отношение несущая-шум на участке «вниз».

В результате в многосигнальном режиме для участка «вниз»

$$[H/\text{Ш}_f]_{\downarrow\text{м}} = P_{\text{нСП}} - \Delta p_{\text{вых}} - L_{\text{р}\downarrow} + G/T_{\text{ЗС}} + 228,6,$$

где  $P_{\text{нСП}}$  — ЭИИМ передатчика спутника в режиме насыщения, дБВт;  $\Delta p_{\text{вых}}$  — энергетические потери на линии «вниз» при многосигнальном режиме, дБ.

Итак, при многосигнальном режиме работы ЛБВ ретранслятора на обоих участках спутниковой линии имеют место энергетические потери, которые приводят к ухудшению отношения несущая-шум за счет возрастания тепловых шумов.

**Нелинейные шумы ретранслятора.** Нелинейные шумы ретранслятора обусловлены нелинейностью его передаточной характеристики и наличием АМ-ФМ преобразования в ЛБВ, используемой в качестве мощного усилителя СВЧ на спутнике. Характерной особенностью данного вида шумов является их зависимость от загрузки ствола и от положения рабочей точки на передаточной характеристике ЛБВ. Заметим, что их практически можно не учитывать при односигнальном режиме загрузки ствола ретранслятора.

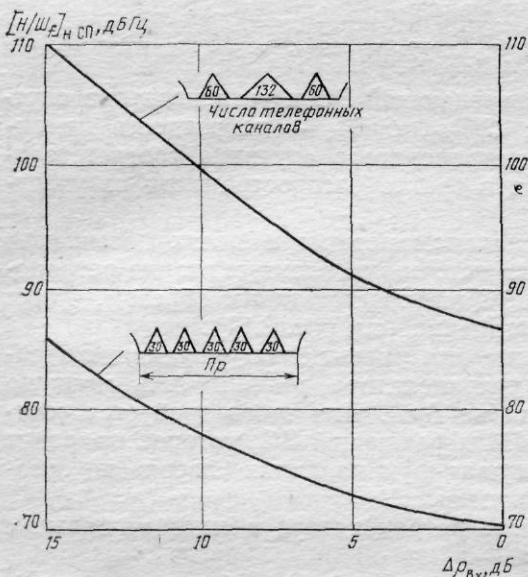


Рис. 3.21. Зависимость уровня нелинейных шумов от загрузки ствола и энергетических потерь ретранслятора

как эквивалентный шум и характеризовать их уровень с помощью отношения несущая-шум в зависимости от положения рабочей точки на передаточной характеристике ЛБВ. На рис. 3.21 для двух вариантов загрузки приведены экспериментальные характеристики используемых на спутниках «Интелсат» ЛБВ французского производства. Нетрудно заметить, что отношение несущая-шум ухудшается при увеличении числа несущих в связи с увеличением загрузки, а при уменьшении энергетических потерь — в связи с увеличением нелинейности вблизи точки насыщения. Отметим, что эти кривые достаточно типичны и могут использоваться в качестве ориентиров при расчетах и проектировании.

**Внутрисистемные шумы.** В настоящее время широкое применение находит многократное использование полос частот спутниковыми системами связи. Это достигается с помощью разделения сигналов одинаковых частот в пространстве с помощью узконаправленных антенн или по поляризации. Отметим, что в практических случаях в условиях свободного пространства удается обеспечить развязку между ортогонально поляризованными сигналами около 30 дБ как при линейной, так и при круговой поляризации. В то же время развязка между радиосигналами с линейной и круговой поляризацией составляет 3 дБ. При этом в реальных условиях недостаточная пространственная развязка лучей антенн (или одной многолучевой антенны) и деполаризация в осадках на частотах выше 8 ГГц приводит к снижению развязки между сигналами. В результате в рамках одной системы возникают ме-

Имеется много методов расчета мощности продуктов нелинейности, возникающих при работе ЛБВ в многосигнальном режиме [13, 14]. При этом для расчета должны быть известны некоторые характеристики и параметры, измеренные в процессе экспериментального исследования конкретной ЛБВ.

В практических случаях обычно используют результирующие экспериментальные данные, характеризующие уровень продуктов нелинейности для какого-либо конкретного типа ЛБВ и режима загрузки. При этом продукты нелинейности удобно рассматривать

шающие сигналы, воздействие которых можно свести к увеличению шумов или уменьшению отношения несущая-шум, учитываемому составляющей  $(H/Ш_f)_{вс}$  (рис. 3.20). Отметим, что в случае однократного использования полос частот эта составляющая должна отсутствовать, а параметр  $(H/Ш_f)_{вс}$  можно считать бесконечно большим.

### РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕЕ ВЛИЯНИЕ ШУМОВ НА КАЧЕСТВО СВЯЗИ

Рассмотренные выше причины ухудшения качества связи являются взаимонезависимыми, в связи с чем в линии происходит сложение мощностей всех видов шумов. При этом результирующее отношение несущая-шум можно определить из соотношения

$$\frac{1}{(H/Ш_f)_\Sigma} = \frac{1}{(H/Ш_f)_\uparrow} + \frac{1}{(H/Ш_f)_\downarrow} + \frac{1}{(H/Ш_f)_{нсп}} + \frac{1}{(H/Ш_f)_{вс}} + \frac{1}{(H/Ш_f)_{нзс}} + \frac{1}{(H/Ш_f)_{внш}}, \quad (3.16)$$

причем

$$(H/Ш_f) = 10^{0,1 [H/Ш_f]}$$

При практических расчетах удобно использовать следующие соотношения:

для двух составляющих  $q_{\Sigma 2} = q_1 + q_2 - 10 \lg(Q_1 + Q_2)$  и для трех составляющих  $q_{\Sigma 3} = q_1 + q_2 + q_3 - 10 \lg(Q_1 Q_2 + Q_1 Q_3 + Q_2 Q_3)$ , где  $q_i = 10 \lg Q_i$ .

В качестве примера на рис. 3.22 для самого общего случая приведены зависимости различных составляющих, а также результирующего значения несущая-шум от положения рабочей точки на передаточной характеристике ЛБВ ретранслятора (см. рис. 3.11).

В многосигнальном режиме зависимость отношения несущая-шум на участке «вверх» носит линейно-нарастающий характер. Энергетический потенциал на этом участке обычно бывает заметно выше, чем на участке «вниз». В свою очередь на линии «вниз» отношение несущая-шум увеличивается нелинейно, по мере приближения к точке насыщения ЛБВ ( $\Delta p_{вх} = 0$  дБ). Практически зависимость отношения несущая-шум на линии «вниз» повторяет форму передаточной ха-

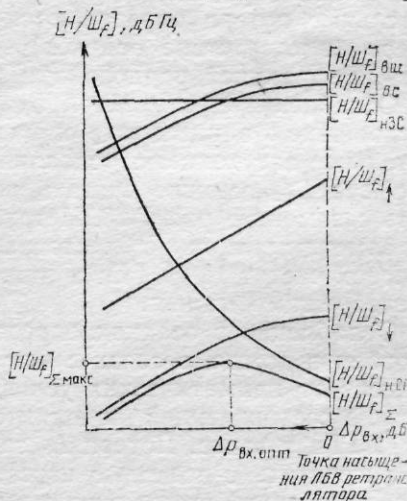


Рис. 3.22. Зависимость суммарного уровня шумов от энергетических потерь ретранслятора



рактические характеристики ЛБВ. Аналогичный вид носят зависимости, определяемые внутрисистемными и внешними шумами. Это вызвано тем, что внутрисистемные и внешние шумы в значительной мере определяются отношением мощности полезного сигнала к мощности мешающего сигнала на входе приемника, которое растет по мере приближения к точке насыщения ЛБВ.

Из рис. 3.22 видно, что для каждого конкретного случая имеет место оптимальное положение рабочей точки, при котором достигается максимальное значение результирующего отношения несущая-шум. В практических случаях оптимальное положение рабочей точки соответствует энергетическим потерям на линии «вверх»  $\Delta p_{\text{вх}} = 3-16$  дБ. При этом энергетические потери на линии «вниз» могут составлять 3-8 дБ [15].

### 3.6. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ РЕАЛЬНЫХ УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Влияние реальных условий на энергетику спутниковой линии связи проявляется в увеличении потерь энергии радиоволн по сравнению с потерями в свободном пространстве, что характеризуется дополнительными потерями  $L_{\text{доп}}$  в выражении (3.12) и в увеличении эквивалентной эффективной шумовой температуры приемной станции в целом по сравнению с идеальными условиями (идеальные антенна и волноводный тракт в свободном пространстве).

**Потери энергии радиоволн в реальных условиях.** Дополнительные потери зависят от используемого диапазона частот и увеличиваются с уменьшением угла места  $\epsilon_s$ , так как при малых  $\epsilon_s$  радиоволны проходят через большую толщу атмосферы. Дополнительные потери определяются ослаблением в спокойной атмосфере (в отсутствие осадков), ослаблением в осадках (в дождях), рефракцией радиоволн и поляризационными потерями.

Ослабление в спокойной атмосфере определяется в основном поглощением в кислороде и водяных парах тропосферы. Дополнительное затухание, обусловленное ослаблением в спокойной атмосфере  $L_{\text{атм}}$ , можно считать постоянным во времени и определять с помощью рис. 3.23. Нетрудно заметить, что  $L_{\text{атм}}$  оказывается заметным лишь на частотах более 15 ГГц, в связи с чем в полосах частот 14/11 ГГц и ниже можно считать ослабление  $L_{\text{атм}}$  пренебрежимо малым.

Ослабление в осадках определяется поглощением энергии радиоволн в дожде, в связи с чем носит статистический характер и зависит от климатических условий. Этот вид потерь является основной составляющей дополнительных потерь в полосах частот 14/11 ГГц и выше. Потери  $L_{\text{д}}$  за счет ослабления в осадках можно рассчитать с помощью известной методики [13], для чего необходимо знать статистику выпадения осадков различной интенсивности в заданном районе и эквивалентную длину пути радиоволн в дожде той или иной интенсивности при различных углах

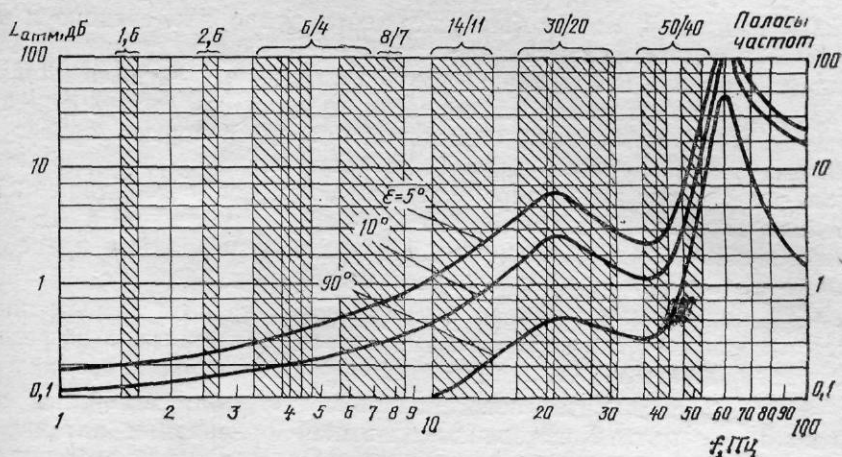


Рис. 3.23. Ослабление энергии радиоволн в спокойной атмосфере (без осадков) в различных полосах частот

места. Для Европейской территории СССР и других районов с умеренным климатом удобно пользоваться представленными на рис. 3.24 кривыми, характеризующими в различных полосах частот значения  $L_d$ , превышаемые не более 1 и 0,1% времени любого месяца.

Рефракция радиоволн приводит к образованию угла между истинным и кажущимся направлениями на спутник. В результате появляется дополнительное ослабление сигнала, вызванное неверным наведением антенн ЗС и спутника друг на друга. Угловое отклонение, вызванное рефракцией, составляет несколько десятых

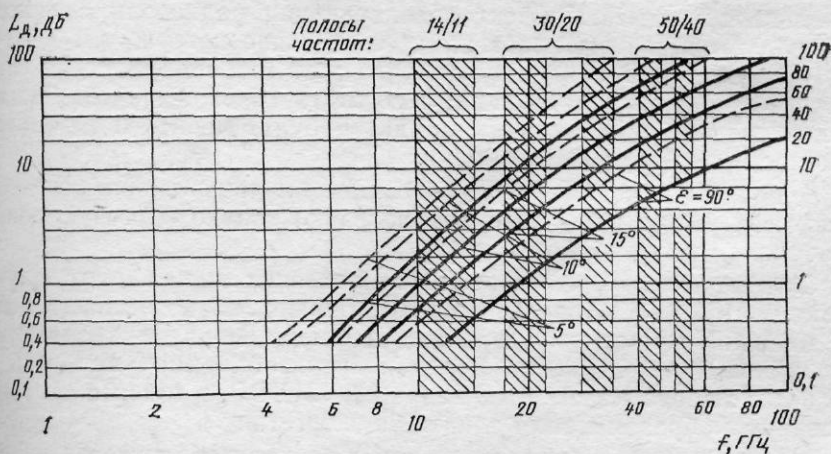


Рис. 3.24. Ослабление энергии радиоволн в осадках на Европейской территории СССР в различных полосах частот, превышаемое не более 1 (сплошные линии) и 0,1 (штриховые линии) процента времени любого месяца

долей градуса и может быть компенсировано или сведено к минимуму предварительной коррекцией направленности антенн. При автоматическом наведении антенн по максимуму сигнала влияние рефракции практически исключается. Однако при этом возникают потери из-за неточности наведения антенн, которые зависят от метода и конструкции (включая механическую часть) устройства наведения. Этот вид потерь, строго говоря, носит неподдающийся оценке статистический характер и может примерно на 1 дБ увеличить общие потери. Отметим, что влияние рефракции пренебрежимо мало в диапазонах 6/4 ГГц и выше.

Поляризационные потери складываются из потерь, вызванных несогласованностью поляризации; потерь, связанных с эффектом Фарадея, и потерь из-за деполяризации радиоволн в осадках.

Потери, вызванные несогласованностью поляризации, возникают в результате изменения взаимной ориентации антенн ЗС и спутника, что имеет решающее значение при использовании линейной вертикальной или горизонтальной поляризации. Возникающие при этом потери могут доходить до 10 дБ [14], однако использование круговой поляризации позволяет сделать эту составляющую поляризационных потерь пренебрежимо малой.

Эффект Фарадея заключается в повороте плоскости поляризации радиоволн под действием магнитного поля Земли и оказывает наибольшее влияние на сигналы с линейной поляризацией. Потери, обусловленные этим явлением, зависят от частоты и пренебрежимо малы в полосах 14/11 ГГц и выше.

Потери из-за деполяризации радиоволн в осадках обусловлены несферичностью формы и особенностью траекторий падения капель дождя, что приводит к различному влиянию осадков на вертикальную и горизонтальную составляющие радиоволн с круговой поляризацией. Эффект деполяризации радиоволн с линейной поляризацией вызывает намного меньшие потери, чем в случае с круговой. Очевидно также, что этот вид потерь носит статистический характер, связанный со статистикой выпадения дождей, в связи с чем такой же характер будут носить и результирующие поляризационные потери.

В целях снижения результирующих поляризационных потерь в полосах частот ниже 10 ГГц используют только круговую поляризацию.

Следует сказать, что в реальных условиях имеют место флуктуации ФЧХ (ГВЗ) среды, которые, однако, не превышают 1 нс за большой промежуток времени и имеют порядок нескольких сотых долей нс за 1 мин. Это явление необходимо учитывать в процессе выбора параметров кадра при МДВР, в связи с чем оно косвенным образом может влиять на энергетiku.

Таким образом, в наиболее общем случае дополнительные потери в реальных условиях

$$L_{\text{доп}} = L_{\text{атм}} + L_{\text{д}} + L_{\text{н}} + L_{\text{п}}, \quad (3.17)$$

где  $L_{\text{атм}}$  — потери в спокойной атмосфере;  $L_{\text{д}}$  — потери в осадках;  $L_{\text{н}}$  — потери из-за неточности наведения антенны;  $L_{\text{п}}$  — поляризационные потери.

Точный учет этих факторов представляет собой сложную задачу и требует большого объема экспериментальных исследований. В полосах частот 14/11 ГГц и выше дополнительные потери определяются в основном ослаблением в реальной атмосфере. Они изменяются в широких пределах в зависимости от географического положения ЗС и ее угла места (рис. 3.25). При практических расчетах в диапазоне 14/11 ГГц полезно принять во внимание, что между дополнительными потерями на участках «вверх» и «вниз» существует функциональная зависимость [26]:  $L_{\text{доп}\uparrow} \approx \approx 1,4L_{\text{доп}\downarrow}$ . Аналогичная зависимость здесь имеется между дополнительными потерями, не превышающими в течение более 0,01; 0,3 и 20% времени:  $L_{\text{доп}}(20\%) = 0,08L_{\text{доп}}(0,01\%)$ ,  $L_{\text{доп}}(0,3\%) = = 0,5L_{\text{доп}}(0,01\%)$ , где  $L_{\text{доп}}(0,01\%)$  для различных дождевых климатических зон (рис. 3.26) может лежать в пределах от 4 до 12 дБ.

По сравнению с затуханием в свободном пространстве (см. рис. 3.19) дополнительные потери незначительны и не оказывают решающего влияния на энергетику спутниковой линии связи. Поэтому при энергетическом расчете можно использовать приближенные методы оценки дополнительных потерь. Для этого можно воспользоваться рис. 3.23—3.25 и для других параметров, используя экстраполяцию приведенных на рисунках результатов.

**Увеличение шумов приемного устройства.** Суммарная эквивалентная шумовая температура приемного устройства заметно влияет на энергетику спутниковой линии связи, так как непосредственно определяет параметр  $G/T$ , входящий в (3.11) и характе-

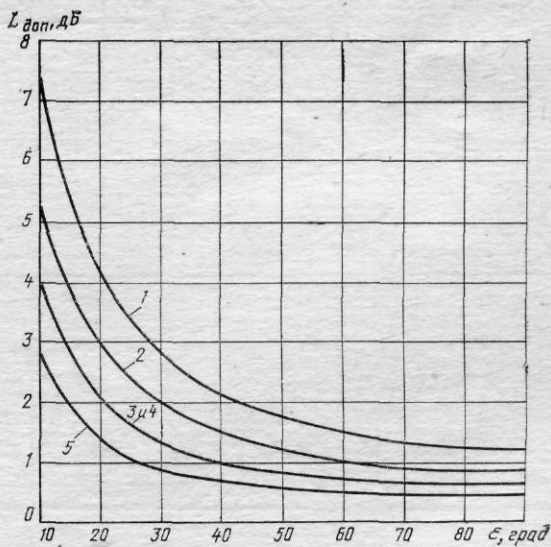


Рис. 3.25. Зависимость дополнительного ослабления энергии радиоволн в реальных условиях от угла места в полосе частот 14/11 (12) ГГц, превышаемого не более 1% времени любого месяца в климатических зонах 1—5 (см. рис. 3.26)

- 1
- 2
- 3
- 4
- 5

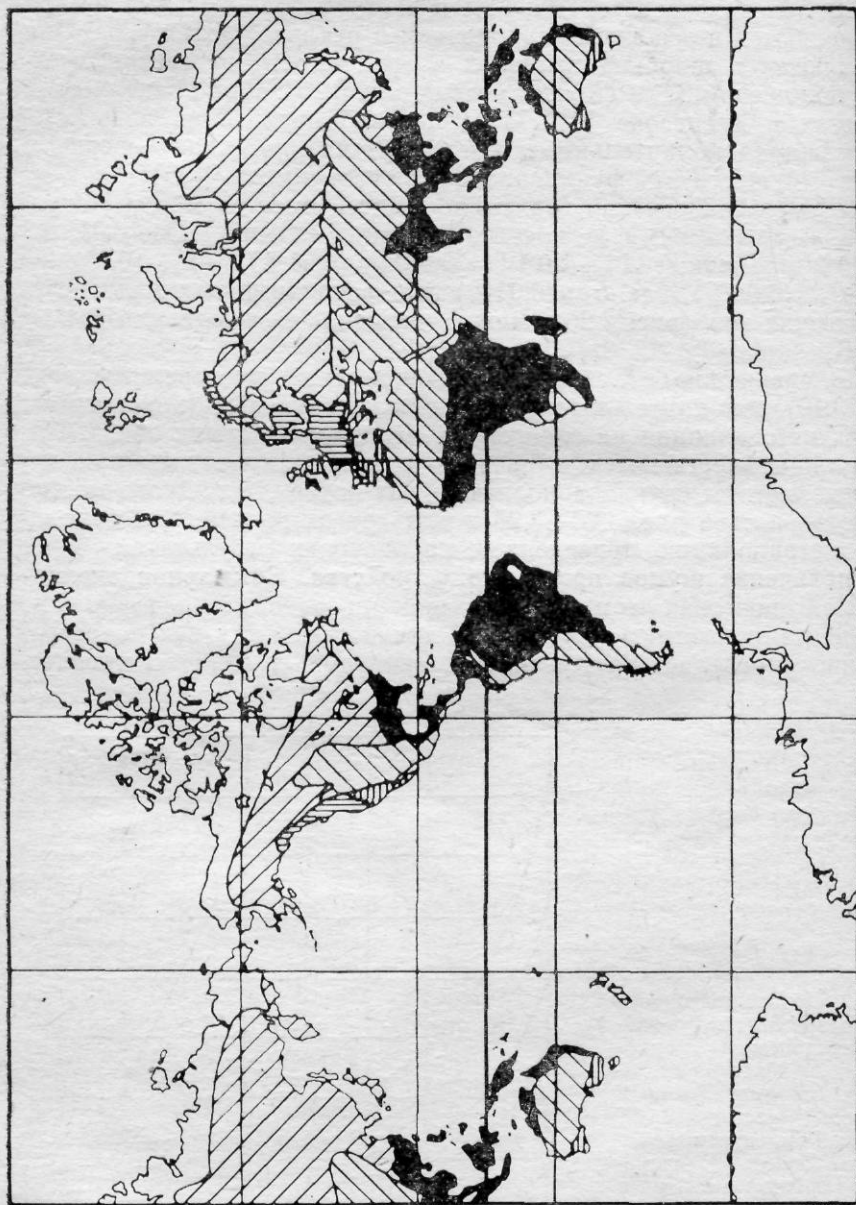


Рис. 3.26 Климатические зоны (дождевые) [12]

ризирующий энергетический потенциал приемного устройства. Ее значение определяется шумами антенны, волноводного тракта приемной станции и собственными шумами приемника. Для практических расчетов все составляющие суммарной шумовой температуры удобно пересчитать к облучателю приемной антенны

$$T_{\Sigma} = T_A + T_0(1/\eta_{\text{пр}} - 1) + T_{\text{пр}}/\eta_{\text{пр}}, \quad (3.18)$$

где  $T_A$  — результирующая шумовая температура антенны, К;  $T_0 = 290$  К — физическая температура окружающей среды;  $\eta_{\text{пр}}$  — коэффициент передачи (по мощности) волноводного тракта приемной станции от облучателя антенны до входа приемника;  $T_{\text{пр}}$  — собственная шумовая температура приемника, К.

В свою очередь для приемной антенны ЗС  $T_{A\text{ЗС}} = T_{\text{атм}}(\epsilon_s) + cT_3 + T_{\text{косм}}(\epsilon_s)$  и для приемной антенны спутника  $T_{A\text{СП}} = T_{\text{атм}}(\epsilon_s) + T_3 + cT_{\text{косм}}(\epsilon_s)$ , где  $T_{\text{атм}}(\epsilon_s)$  — шумовая температура, обусловленная шумами атмосферы и зависящая от угла места  $\epsilon_s$ ;  $T_3$  — шумовая температура, обусловленная тепловым излучением Земли;  $T_{\text{косм}}(\epsilon_s)$  — шумовая температура, обусловленная шумами космического происхождения;  $c$  — коэффициент, учитывающий усредненный уровень боковых и задних лепестков диаграммы направленности антенны.

Шумовая температура атмосферы определяется излучением спокойной атмосферы и влиянием осадков. Это явление объясняется законом термодинамического равновесия, согласно которому среда (атмосфера, осадки) излучает такое же количество энергии, которое поглощает. Таким образом, эта составляющая носит статистический характер, связанный с потерями в спокойной атмосфере и дождях, зависит от частоты и угла места (рис. 3.27).

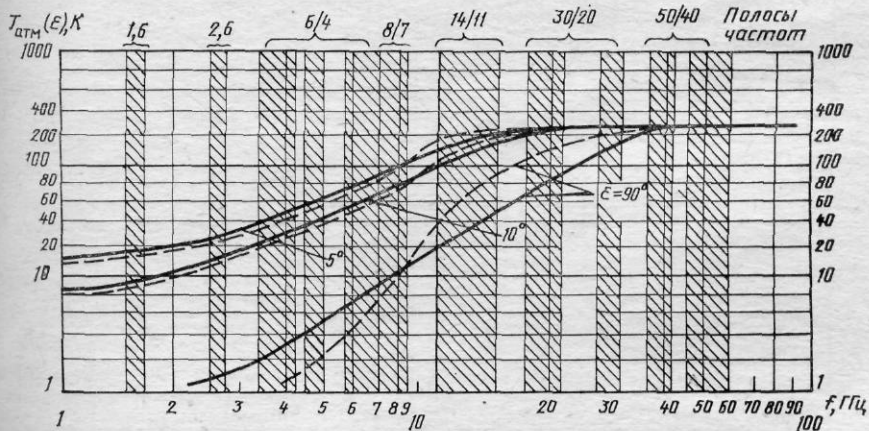


Рис. 3.27. Зависимость шумовой температуры атмосферы (с учетом осадков) от частоты и угла места

При известном значении затухания, обусловленного влиянием атмосферы, шумовая температура атмосферы

$$T_{\text{атм}}(\epsilon_s) = 290(1 - 1/L_{\text{атм}\Sigma}),$$

где  $L_{\text{атм}\Sigma} = L_{\text{атм}} + L_{\text{д}}$  — суммарное затухание в атмосфере с учетом поглощения в осадках для соответствующего угла места.

Шумовая температура Земли, строго говоря, тоже зависит от угла места, однако в практических случаях может быть положена равной 290 К.

Шумы космического происхождения определяются в основном излучениями Галактики, Солнца и Луны. При этом усредненная температура шумов Галактики пренебрежимо мала в полосах частот 6/4 ГГц и выше и не превышает 10 К на частотах более 2 ГГц при любых углах места. В то же время излучение Солнца может полностью нарушить связь при попадании в главный лепесток диаграммы направленности антенны. Однако влияние этого явления можно свести к минимуму с помощью предварительного учета взаимного расположения спутника и Солнца. Излучение Луны оказывает еще меньшее влияние, так как ее шумовая температура на несколько порядков ниже шумовой температуры Солнца. Таким образом, в большинстве практических случаев составляющая  $T_{\text{косм}}(\epsilon_s)$  может быть положена равной нулю.

Шумовая температура приемника обусловлена его собственными тепловыми шумами, зависит от типа приемника и в основном определяется шумовой температурой входного малошумящего усилителя (МШУ). На рис. 3.28 приведены ориентировочные шу-

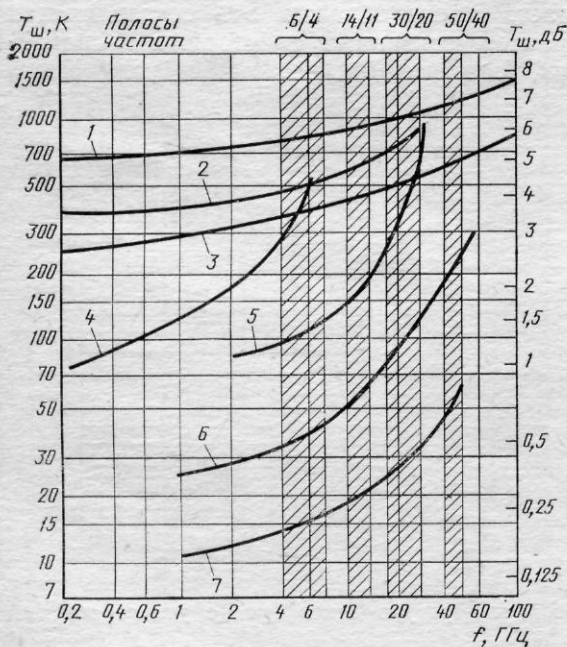


Рис. 3.28. Шумовые характеристики различных типов МШУ в зависимости от частоты:

1 — диодный смеситель; 2 — усилитель на туннельном диоде; 3 — смеситель с восстановлением зеркального канала; 4 — усилитель на биполярном транзисторе; 5 — усилитель на полевом транзисторе; 6 — параметрический неохлаждаемый; 7 — параметрический охлаждаемый

зовые характеристики некоторых МШУ, которыми удобно пользоваться при проектировании. Наиболее рациональным решением будет выбор МШУ, шумовая температура которого близка к результирующей шумовой температуре антенны.

При практических расчетах суммарной шумовой температуры следует учитывать, что в современных ССС и ССВ  $\eta_{\text{пр}}$  доходит до 0,8—0,9 за счет расположения МШУ в непосредственной близости от антенны. Коэффициент  $c=0,2$  для антенн ЗС,  $c=0,2—0,4$  — для антенн на спутнике и определяется конструкцией конкретной антенны.

### 3.7. ЗЕМНЫЕ СТАНЦИИ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

Параметры передающей и приемной ЗС в значительной мере влияют на энергетику спутниковой линии связи. ЭИИМ передающей ЗС определяется техническими возможностями, экономической целесообразностью и параметрами ретрансляторов. В современных ССС и ССВ значение ЭИИМ передающих ЗС может достигать 50—100 дБВт. Добротность  $G/T$  приемной ЗС прямо пропорциональна эффективности использования мощности ретранслятора и может достигать до 40—50 дБ/К. При больших значениях добротности заметно возрастает стоимость ЗС, в связи с чем выбор конкретного решения зависит от структуры проектируемой системы, типа и назначения ЗС.

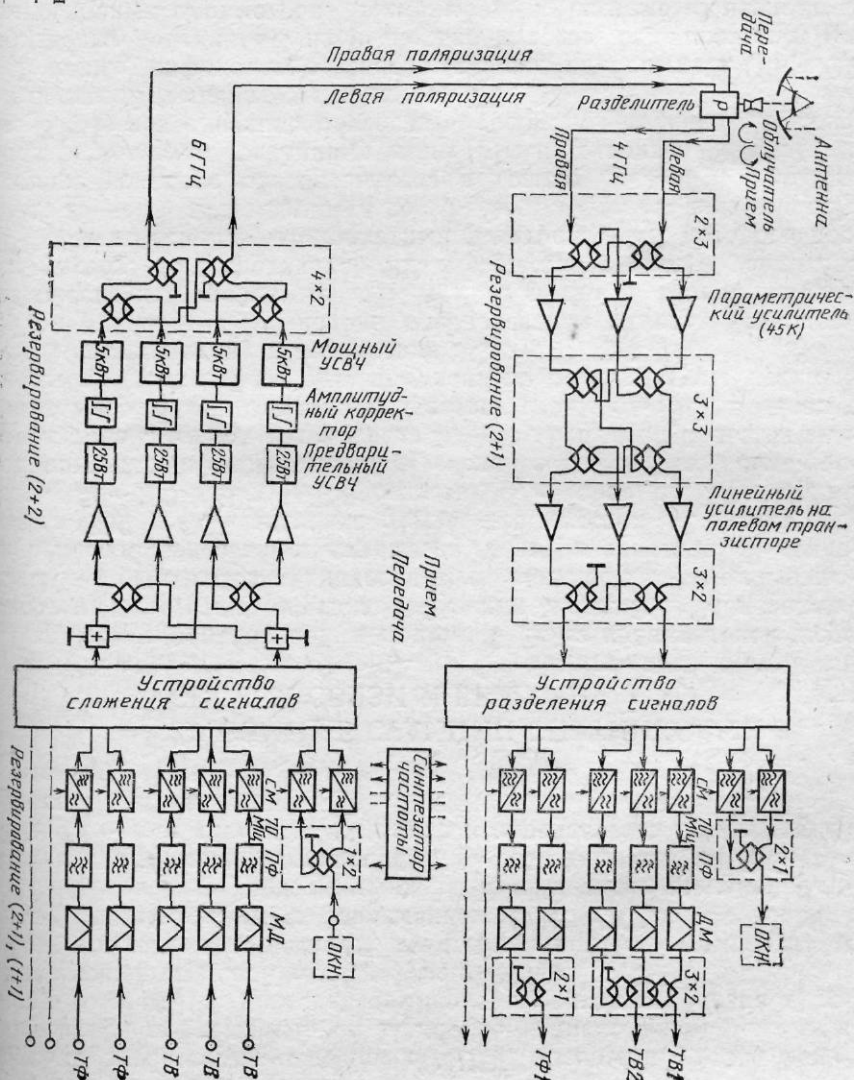
При разработке ЗС используют известные методы, позволяющие обеспечить требуемые ЭИИМ и добротность в заданной полосе частот. На передающей ЗС в качестве мощного усилителя СВЧ обычно используют пролетный клистрон, КПД которого достигает 25—50% при мощности до 10 кВт и выше. На приемной ЗС основное усиление обеспечивается в тракте ПЧ, а во входных цепях используют различные типы МШУ диапазона СВЧ (см. рис. 3.28), позволяющие обеспечить требуемое значение суммарной шумовой температуры приемной ЗС.

В целях унификации в некоторых международных ССС и ССВ производят деление ЗС на несколько классов, отличающихся рядом основных параметров. Например, в системе «Интелсат» в полосе частот 14/11 ГГц используются 3 класса ЗС с добротностью 25, 29 и 34 дБ/К. В Плане ВАКР-77 для ССВ диапазона 12 ГГц предусмотрено использование приемных ЗС с добротностью 6—13 дБ/К для индивидуального и 8—24 дБ/К — для коллективного приема. При этом коэффициент шума приемника в обоих случаях составляет 4 дБ. Более подробные сведения о параметрах существующих ЗС можно получить в [13—20]. Упрощенная структурная схема и основные параметры ЗС системы «Интелсат» приведена на рис. 3.29.

В настоящее время для передачи ТФ сообщений наиболее широкое применение нашли методы МДЧР-ЧРК-ЧМ и



Рис. 3.29. Структурная схема ЗС в СССР «Ин-телсат-5»



МДЧР-ОКН-4 ОФМ. Параметры модуляции в системе «Интелсат» для различных вариантов представлены в табл. 3.7 [15].

В табл. 3.8 представлены параметры, соответствующие вероятности ошибок  $10^{-6}$  и использованию в системе «Интелсат» МДЧР-4ФМ в сочетании с обработкой цифрового сообщения по методу Витерби [19].

При этом с учетом (3.1) и (3.9)

$$[H/\mathcal{M}] = [E_s/N_0] + 10 \lg R_{\text{псх}} = [H/\mathcal{M}]_f - 10 \lg \Delta f_c = 8,7 \text{ дБ.}$$

Характерной особенностью ССВ является большое число приемных ЗС индивидуального или коллективного пользования, которые в значительной мере определяют экономические показатели системы в целом. Затраты на сеть ЗС в этом случае могут составлять 80—90% всех затрат на систему. В диапазоне 12 ГГц для приемных устройств ССВ общепринятой является схема с двойным преобразованием частоты (рис. 3.30). При этом в Районах 1 и 3 (§ 3.2) в результате первого преобразования рекомендуется перенос в полосу частот 0,9—1,3 ГГц, а второе преобразование, при котором происходит выбор канала, целесообразно осуществить на частоту 0,12 ГГц. С целью упрощения индивидуальных приемных устройств в соответствии с Планом ВАКР-77 для передачи звукового сопровождения используется ЧМ поднесущей, отстоящей на 6,5 МГц от несущей ЧМ-ТВ сигнала. Для увеличения добротности приемное устройство разделено на наружный и внутренний блоки. Наружный блок, включающий преобразователь и малошумящий усилитель, размещается в непосредственной близости от антенны. Он соединяется с внутренним блоком высокочастотным кабелем, по которому также передается напряжение питания наружного блока. Во внутреннем блоке принятый ЧМ-ТВ сигнал преобразуется в стандартный для наземных сетей ТВ вещания АМ сигнал на частоте одного из радиоканалов в метровом (ОВЧ) или дециметровом (УВЧ) диапазонах волн. Для расширения функ-

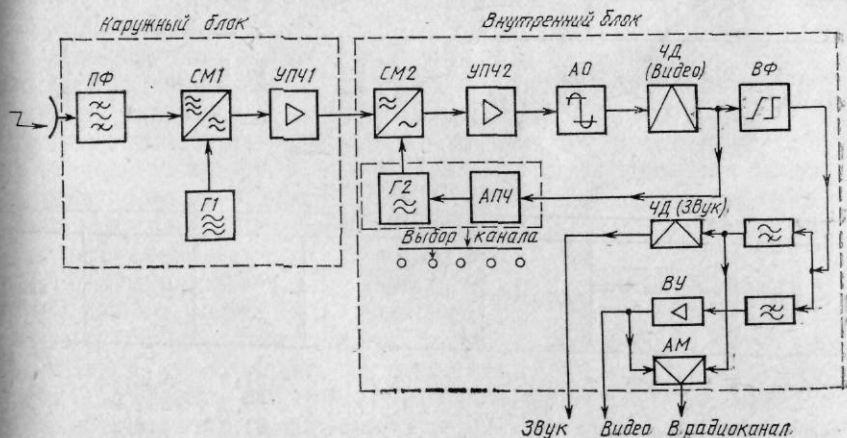


Рис. 3.30. Структурная схема приемного устройства ССВ

Таблица 3.7

В режиме МДЧР-ЧРК-ЧМ

Число телефонных каналов на одной несущей N	Верхняя граничная частота группового спектра $F_{\text{в}}$ , кГц	Ширина выделенной полосы частот $\Pi_c$ , МГц	Ширина занимаемой радиосигналом полосы частот $\Delta f_c$ , МГц	Эффективная девиация частоты на один канал $\Delta f_k$ , кГц	Эффективная девиация частоты при передаче МТС $\Delta f_{\text{в}}$ , кГц	$[N/\text{Ш}]_r$ , обеспечивающее требуемое качество, дБГц	$[N/\text{Ш}]$ в занимаемой полосе частот, дБ	ЭИИМЗС (глобальный луч на спутнике) $P_{\text{эЗС}}$ дБВт
12	80	1,25	1,125	109	159	73,9	13,4	—
24	108	2,5	2,00	164	275	75,6	12,7	74,7
36	156	2,5	2,25	168	307	78,6	15,1	77,7
60	252	2,5	2,25	136	276	84,6	21,1	83,7
60	252	5,0	4,0	270	546	78,7	12,7	77,8
72	300	5,0	4,5	294	616	79,5	13,0	78,6
96	408	5,0	4,5	263	584	83,1	16,6	82,2
132	552	5,0	4,4	223	529	87,2	20,7	86,3
132	408	7,5	5,9	360	799	80,4	12,7	79,5
132	552	7,5	6,75	376	891	82,7	14,4	81,8
192	804	7,5	6,4	297	758	88,0	19,9	87,1
192	552	10	7,5	439	1020	88,0	12,7	80,6
192	804	10	9,0	457	1167	84,2	14,7	83,3
252	1052	10	8,5	358	1009	88,7	19,4	87,8
252	1052	15	12,4	577	1627	84,5	13,6	82,8
312	1300	15	13,5	546	1716	86,9	15,6	85,2
432	1796	15	13,0	401	1479	92,4	21,2	—
432	1796	17,5	15,75	517	1919	90,1	18,2	—
432	1796	20	18,0	616	2276	88,7	16,1	86,6
432	2540	20	17,8	454	1996	94,4	21,9	—
432	1796	25	20,7	729	2688	87,2	14,1	85,1
792	3294	25	22,4	499	2494	95,8	22,3	—
972	4098	36	36,0	807	4417	93,4	17,8	90,1
1092	4892	36	36,0	701	4118	96,2	20,7	93,6

В режиме МДЧР-ОКН-4ОФМ и МДВР\*

«Скорость передачи N	$\Pi_c$	$\Delta f_c$	Методы цифровой обработки	$[N/\text{Ш}]_r$ , при частотной оптимизации, дБГц	$[N/\text{Ш}]$ , дБ	ЭИИМЗС $P_{\text{эЗС}}$ , дБВт
64 кБит/с	45 кГц	38 кГц	7-битовая ИКМ	61,3	15,5	63
120,8 Мбит/с	—	72 МГц	* с копландинро-ваннем (A—87,6), 4ОФМ, когерентный прием	94,1	—	85—90*

В режиме ЧМ-ТВ

ТВ стандарт	Верхняя частота видеоспектра $F_{\text{гв}}$ , МГц	$\Delta f_{\text{гв}}$ , МГц	Размах девиации частоты $\Delta f_{\text{гв}}$ , МГц	$[N/\text{Ш}]_r$ , дБГц	$[N/\text{Ш}]$ , дБ	ЭИИМЗС $P_{\text{эЗС}}$ , дБВт
620/50	6,0	30	10,2	91,0	16,2	—
		17,5	8,44	89,6	17,2	—
525/60	4,2	30	13,6	91,0	16,2	—
		17,5	9,5	89,6	17,2	88

Таблица 3.8

Скорость передачи исходного цифрового сообщения, Мбит/с	Скорость передачи кодированного цифрового сообщения, Мбит/с	$P_c$ , МГц	$\Delta f_c$ , МГц	$[H/\Sigma_f]$ при частоте ошибок $10^{-6}$ , дБГц
0,064	0,094	0,066	0,056	56,2
0,128	0,187	0,131	0,112	59,2
0,256	0,375	0,263	0,225	62,2
1,544	2,3	1,61	1,38	70,0
2,048	3,0	2,1	1,8	71,2
4,096	6,0	4,2	3,6	74,2
6,144	9,0	6,3	5,4	76,0

циональных возможностей может быть также предусмотрен вывод сигнала изображения и сигнала звукового сопровождения. Заметим, что наиболее целесообразно создание универсального приемного устройства, отвечающего требованиям как наземного, так и спутникового вещания. Для этого в универсальном ТВ приемнике должны быть предусмотрены специальный вход для ЧМ сигнала с полосой пропускания 0,3—1,3 ГГц, дополнительный селектор каналов и ЧМ демодулятор. Напомним, что аналогичное решение использовано в бытовых приемниках звукового вещания, имеющих, как известно, блок УКВ ЧМ.

### 3.8. РЕТРАНСЛЯТОРЫ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

Расположенный на спутнике ретранслятор вместе с антенной системой, являясь основной частью ССС или ССВ, во многом определяют их стоимость и функциональные возможности. При этом стоимость спутника обычно составляет около 50% общей стоимости системы.

Многофункциональный спутниковый ретранслятор аналогичен промежуточной станции наземных РРЛ и обеспечивает ретрансляцию многих сигналов, приходящих с различных направлений от расположенных на больших расстояниях ЗС, которые играют роль конечных станций. С этой целью широкое применение находит многоствольный принцип, хотя в некоторых случаях могут использоваться специализированные спутники с одноствольным ретранслятором (например, в ССВ «Экран» [17, 22]).

Многоствольное построение придает системе гибкость и позволяет снизить переходные шумы за счет сокращения числа усиливаемых в стволе сигналов, вплоть до одного. Общее число стволов, работающих на разных частотах, может достигать до нескольких десятков. Часть стволов может совместно работать на одних и тех же частотах, а для разделения сигналов использовать узконаправленные антенны или ортогональную поляризацию. Совместное многократное использование частот находит в последние годы

широкое применение и позволяет довести эквивалентную пропускную способность многоствольного спутникового ретранслятора до  $10^6$  стандартных ТФ каналов.

Для достижения требуемого усиления сигнала в стволе (100—150 дБ) используют маломощные усилители (МШУ), которые обеспечивают добротность  $G/T$  приемного устройства ретранслятора от  $-20$  до  $+10$  дБ/К.

В настоящее время находят применение два основных типа ретрансляторов: с однократным и двукратным преобразованием частоты. В первом случае происходит непосредственное преобразование частоты сигнала участка «вверх» в более низкую частоту, используемую на участке «вниз». Преобразование частоты возможно одновременно с усилением с помощью МШУ соответствующего вида. Ретрансляторы такого типа называют также ретрансляторами прямого усиления, так как усиление происходит только в тракте СВЧ. В некоторых случаях, когда оказывается невозможным обеспечить требуемое усиление в диапазоне СВЧ (например, в полосе 30/20 ГГц), используют двукратное преобразование частоты и усиление в тракте промежуточной частоты. При этом структурная схема ретранслятора аналогична структурной схеме промежуточной РРС наземных РРЛ. Отличительной особенностью является напряженная энергетика (ЭИИМ передающей части 20—50 дБВт и более) и наличие МШУ, а промежуточная частота составляет обычно от нескольких сотен до нескольких тысяч мегагерц.

В многофункциональных многоствольных ретрансляторах для организации связи между различными зонами покрытия (обслуживания) производится переключение стволов на соответствующие антенны с помощью так называемой коммутационной матрицы, которая позволяет довести время переключения СВЧ сигналов до нескольких наносекунд при использовании *pin*-диодов в качестве переключающих элементов. Переключение может проходить по командам с Земли или по записанной заранее (или в процессе эксплуатации) программе.

Преобразование частоты может быть индивидуальным для каждого ствола или совместным для всех (или групп) стволов. При индивидуальном преобразовании облегчаются требования к коммутационным устройствам, а совместное преобразование упрощает ретранслятор за счет уменьшения числа гетеродинных частот.

В ближайшие годы широкое применение найдут ретрансляторы с более полной обработкой сигналов, включающей демодуляцию и модуляцию, аналогичные узловым РРС наземных РРЛ. В этом случае возрастет отношение несущая-шум на участке «вниз», упростится процесс и расширятся возможности коммутации на спутнике. Все это позволит увеличить пропускную способность ретранслятора, повысить эффективность использования полосы частот и упростить требования к ЗС, что особо важно при большой сети ЗС.

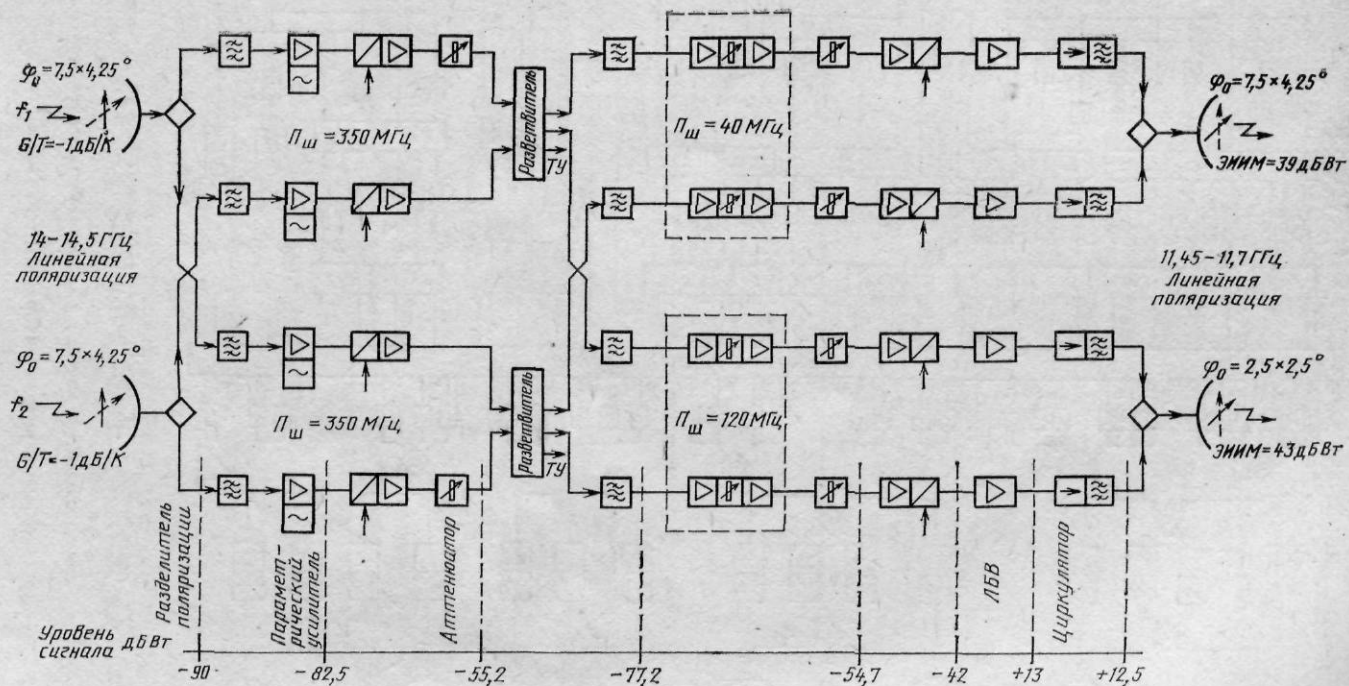


Рис. 3.31. Структурная схема модуля ретранслятора



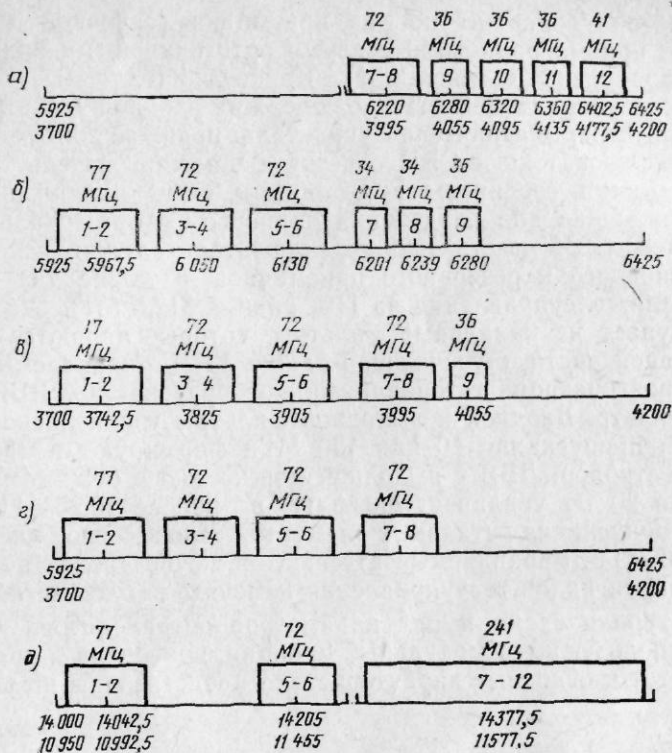


Рис. 3.33. План частот ретранслятора «Интелсат-5»:

а — глобальная антенна, ортогональная круговая поляризация на прием и передачу; б — полуглобальная антенна, восточный и западный лучи с левой круговой поляризацией (прием); в — полуглобальная антенна, восточный и западные лучи с правой круговой поляризацией (передача); г — зональная антенна, восточный и западный лучи с ортогональной круговой поляризацией на прием и передачу; д — узконаправленная антенна, восточный и западный лучи с ортогональной линейной поляризацией на прием и передачу

В ССВ диапазоне 12 ГГц для зон обслуживания малых и средних размеров (два—четыре часовых пояса) параметры ретранслятора должны обеспечить плотность потока мощности, создаваемого у поверхности Земли, равную 103 дБВт/м<sup>2</sup> для индивидуального и 111 дБВт/м<sup>2</sup> — для коллективного приема. Эти значения позволяют, с одной стороны, обеспечить требуемое качество приема и, с другой стороны, выполнить условия ЭМС (гл. 4). При этом ЭИИМ передающей части ретранслятора может составлять 50—60 дБВт и более.

Многофункциональные ретрансляторы состоят обычно из нескольких приемопередающих модулей разных типов, различные комбинации которых позволяют гибко и в широких пределах изменять пропускную способность. В ретрансляторе диапазона 14/11 ГГц западноевропейского спутника OTS модуль «А» содержит два канала с шириной полосы пропускания 40 МГц и два канала с шириной полосы 120 МГц [15]. Широкополосная часть



ретранслятора содержит по два приемника (основной и резервный) для приема радиоволн с двумя ортогональными видами линейной поляризации (рис. 3.31). Каждый канал имеет ширину полосы пропускания 350 МГц и содержит входной фильтр, предварительный параметрический усилитель, понижающий гетеродинный преобразователь и СВЧ ответвитель-переключатель. Канальные приемники соединены с антеннами через поляризационные блоки, служащие для разделения радиоволн с ортогональной поляризацией, СВЧ ответвитель-переключатель служит для коммутации основного и резервного приемников, а также для выделения сигнала телеуправления на ПЧ, равной 812,5 МГц. Далее сигнал поступает на каналные фильтры, которые являются входом узкополосной части, включающей также УПЧ, управляемый аттенюатор, повышающий гетеродинный преобразователь, ЛБВ и выходной фильтр. Входной и выходной фильтры узкополосной части с полосой пропускания 40 или 120 МГц формируют полосы пропускания стволов. ЛБВ с выходной мощностью в режиме насыщения около 20 Вт усиливает сигналы в полосе 10,95—11,7 ГГц. Полоса пропускания остальных элементов узкополосной части примерно 250 МГц. Управляемый аттенюатор на *pin*-диодах позволяет с помощью сигналов телеуправления изменять затухание на 14 дБ.

Структурная схема и ряд параметров ретранслятора «Интел-сат-5», использующего модульный принцип, приведена на рис. 3.32. План частот и основные характеристики представлены на рис. 3.33 [16].

### 3.9. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ И РАСЧЕТ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

#### ВАРИАНТЫ ПОСТАНОВКИ ЗАДАЧИ

В процессе проектирования ССС или ССВ возникают три основных варианта постановки задачи: 1) проектирование и разработка ССС или ССВ в целом; 2) проектирование ЗС, предназначенной для работы через существующий спутник связи с известными параметрами; 3) проектирование ретранслятора для работы в составе существующей сети ЗС с известными параметрами.

Первый вариант является наиболее общим и включает в себя выбор структуры и ряда параметров системы в целом, выбор и расчет основных параметров как ретранслятора, так и ЗС.

При втором варианте ставится задача использования одного или нескольких стволов известного многофункционального ретранслятора. В этом случае выбирают метод использования полосы ствола ретранслятора и рассчитывают энергетические параметры ЗС, обеспечивающие требуемое качество при заданных видах и количестве сообщений. При этом необходимо также выбрать местоположение ЗС и учесть условия ЭМС, так как последнее обязательно при всех вариантах постановки задачи (гл. 4).

Третий вариант включает в себя выбор структуры ретранслятора, распределение полосы частот между стволами, расчет энергетических параметров приемной и передающей частей.

Второй и третий варианты постановки задачи являются составной частью задачи проектирования ССС и ССВ в целом, в которую входят: выбор общей структуры (конфигурации) системы и ее основных параметров; выбор методов использования полосы ствола и обработки сигнала (методов модуляции и формирования группового сигнала); выбор метода организации сети связи; энергетический расчет, включающий в себя выбор основных параметров аппаратуры ЗС и ретранслятора.

В процессе выбора конфигурации системы должны быть определены: вид и параметры орбиты, точка подвеса спутника (для геостационарной орбиты);

параметры антенн, соответствующие заданным зонам обслуживания; диапазоны частот в зависимости от заданной пропускной способности проектируемой системы, в соответствии с требованиями Регламента радиосвязи и существующим уровнем техники;

ширина каждой из полос частот стволов, получаемых в результате распределения суммарной полосы ретранслятора во всех диапазонах частот;

методы разделения сигналов различных стволов (с помощью узконаправленных антенн или ортогональной поляризации).

При выборе конфигурации системы встает также вопрос о выборе типа спутника, связанный с тем, что требования, предъявляемые к параметрам системы, различны с точки зрения ССС и ССВ. Если в проектируемой ССВ число ЗС и число используемых стволов мало (1—2), целесообразнее вариант с многофункциональным спутником, общим для ССС и ССВ. При числе ЗС более 5000 и числе стволов более двух эффективнее использовать отдельные специализированные спутники для ССВ и ССС [22].

## ВЫБОР ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ОРБИТЫ. ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ

В настоящее время почти все спутники связи используют геостационарную орбиту, позволяющую обеспечить круглосуточную связь в пределах обширной зоны видимости. В нашей стране в силу ее географических особенностей активно используют высокоэллиптическую орбиту, обладающую рядом положительных качеств: возможностью обслуживания высокоширотных районов (включая Северный полюс) и простотой вывода спутника на орбиту.

При проектировании ССС или ССВ для территории СССР в качестве высокоэллиптической орбиты удобно использовать орбиту типа «Молния» с высотой апогея 40 000 км, перигея — 500 км и углом наклона, равным 63,4°. В этом случае выбирается лишь долгота восходящего узла (§ 3.3), которая определяет расположение зоны обслуживания.

При использовании геостационарной орбиты основным параметром является долгота точки подвеса спутника, которая должна выбираться исходя из географического расположения зоны обслуживания и существующей загрузки геостационарной орбиты (Приложение 5). Необходимо также принять во вни-

мание, что геостационарные спутники во время весеннего и осеннего равноденствия периодически попадают в тень Земли (солнечное затмение при наблюдении со спутника). Это явление имеет продолжительность до 70 мин в течение суток и приводит к прекращению работы солнечных батарей. Для его устранения можно установить на спутнике буферные аккумуляторные батареи. Однако проще и достаточно эффективно осуществить сдвиг на 1—2 часовых пояса на запад точки подвеса спутника по отношению к долготе обслуживаемой территории. Такой метод использован в Плате спутникового вещания в диапазоне 12 ГГц, в результате чего перерывы в электропитании наступают поздно ночью, после окончания смотрового времени.

При проектировании ССВ диапазона 12 ГГц необходимо руководствоваться Планом ВАКР-77 [17], в соответствии с которым для СССР выделено пять позиций: 23, 44, 74, 110 и 140° в. д. (табл. 3.9).

Т а б л и ц а 3.9

Номер зоны обслуживания	1	2	3	4	5	6	7	8
Восточная долгота ИСЗ, град.	23	23	44	44	74	110	140	140
Координаты центра зоны, град. вост. долгота север. широта	36 47	41,5 57,4	64,3 44,6	62,4 58,5	88,8 57,6	112,7 57,3	138 53,6	155,3 55,4
Коэффициент усиления антенн, дБ	37	37,4	33,7	37,4	37,1	37,6	36	35,9
Поляризация	2	1	2	1	2	1	2	1
Номера выделенных каналов	27 31 35 39 — —	4 8 12 16 — —	20 24 28 32 36 40	1 5 19 13 — —	26 30 34 38 — —	19 23 27 31 35 39	20 24 28 32 36 40	26 30 34 38 — —

Решающим фактором при выборе точки подвеса спутника является необходимость соблюдения условий ЭМС (гл. 4). Угловой разнос между спутниками по долготе зависит от параметров антенны ЗС и ретранслятора спутника, точностей удержания и наведения антенн, параметров ЗС и др. В отдельных случаях может потребоваться координация с другими ССС, ССВ или наземными радиослужбами, включающая в себя расчет и согласование уровней взаимных помех. Отметим, что в настоящее время удастся обеспечить точность удержания до 0,05° и точность ориентации антенн спутника до 0,15°. Это позволяет довести угловой разнос между спутниками, ретрансляторы которых ра-

ботают в разных диапазонах частот, до нескольких десятых долей градуса. Напомним, что при этом  $0,1^\circ$  соответствует расстоянию 75 км по дуге геостационарной орбиты (§ 3.3). Угловой разнос между ретрансляторами одного диапазона может составить  $3-6^\circ$  и сильно зависит от диаграмм направленности антенн ЗС.

Геостационарная орбита является уникальным и ограниченным природным ресурсом. Из-за взаимных помех уже сейчас в отдельных случаях оказывается невозможным размещение новых спутников (особенно в наиболее выгодных, с точки зрения связи, участках орбиты: над Атлантическим и Индийским океанами, над Африканским континентом). В этих условиях чрезвычайно важным является повышение эффективности использования геостационарной орбиты как в пространстве, так и по частоте. С этой целью необходимо увеличивать пространственную избирательность антенн, точность удержания спутника и наведения антенн, широко применять многократное использование полос частот и координацию частотных планов соседних систем, использовать методы модуляции и дополнительной обработки, обеспечивающие возможно более равномерное распределение (дисперсию) мощности радиосигналов по спектру. Перспективным является также использование компенсаторов помех и новых диапазонов частот.

## ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

Параметры антенн, как ЗС, так и спутника, в значительной мере определяют энергетику и сильно влияют на стоимость ССС или ССВ. В настоящее время наибольшее распространение получили различные виды одно- и двухзеркальных параболических антенн, основным параметр которых — диаметр раскрыва основного зеркала (рефлектора). В последние годы широкое применение находят многолучевые спутниковые антенны различных типов, позволяющие повысить эффективность использования геостационарной орбиты.

Диаметр антенны непосредственно связан с ее коэффициентом усиления и шириной диаграммы направленности по уровню половинной мощности (§ 3.5). При увеличении размеров возрастает коэффициент усиления антенны и улучшаются ее направленные свойства. Это облегчает энергетику спутниковой линии без увеличения эксплуатационных затрат на энергопотребление. Однако при этом затрудняется точная ориентация антенн, удорожается конструкция и сооружение антенны ЗС, усложняется конструкция и транспортировка антенны спутника. Поэтому при большом числе ЗС (например, в ССВ) выгодно использовать антенны малого диаметра (до  $1-2$  м при ширине диаграммы направленности  $1-2^\circ$ ). В ССС диаметр антенн ЗС большой пропускной способности может достигать до 32 м (при ширине диаграммы направленности в несколько десятых долей градуса).

Параметры антенны спутника выбирают, исходя из требуемых размеров зоны обслуживания (покрытия). Они могут быть определены с учетом приведенных в § 3.3 формул или приближенно с помощью рис. 3.7.

В настоящее время на многофункциональных спутниках международных систем в основном используют четыре вида антенн, отличающихся шириной диаграммы направленности по уровню половинной мощности ( $\varphi_0$ ): глобальные ( $\varphi_0=17,5^\circ$ ), полуглобальные ( $\varphi_0=8,7^\circ$ ), зональные ( $\varphi_0=5^\circ$ ), узконаправленные ( $\varphi_0=1-2^\circ$ ).

При этом глобальные и полуглобальные антенны используют в составе международных ССС, а зональные и узконаправленные — как в ССС, так и в ССВ различного назначения.

Для ССВ диапазона 12 ГГц в соответствии с Планом ВАКР-77 параметры антенн задают более конкретно в виде справочных диаграмм направленности, играющих роль трафарета и представленных в гл. 4 (см. далее рис. 4.8, где штриховой линией приведены справочные диаграммы направленности для радиоволн с ортогональной поляризацией, позволяющие оценить развязку между стволами).

В Плате предусмотрено, что луч передающей антенны может иметь эллиптическое или круглое сечение, а ширина диаграммы направленности передающей антенны должна быть не менее  $0,6^\circ$ . Ширина диаграммы направленности антенн приемных ЗС принята равной  $2^\circ$  (диаметр 0,9 м) для индивидуального и  $1^\circ$  — для коллективного приема.

### ВЫБОР ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

При выборе диапазона частот прежде всего необходимо исходить из требований Регламента радиосвязи и существующего уровня развития техники СВЧ. В настоящее время используют три основных диапазона частот — 6/4, 14/11 (12) и 30/20 ГГц (табл. 3.1—3.5).

Диапазон 6/4 ГГц характерен наиболее высоким уровнем развития техники, практическим отсутствием влияния атмосферы и большой загрузкой, которая обусловлена низкой стоимостью разработки и эксплуатации спутниковых систем связи этого диапазона (Приложение 5).

В диапазоне 14/11 ГГц для обслуживания заданной территории антенна спутника может быть в 2 раза меньшего диаметра, чем в диапазоне 6/4 ГГц. Однако в этом диапазоне становится заметным влияние осадков. Для обеспечения требуемого качества и надежности связи при неблагоприятных погодных условиях в диапазоне 14/11 ГГц требуется энергетический запас 6—12 дБ. Этот диапазон особо активно начинает использоваться в последние годы.

В диапазоне 30/20 ГГц сильно сказывается влияние осадков, что вынуждает делать энергетический запас порядка 20 дБ. Преимущества этого диапазона обусловлены возможностью создания простых малогабаритных антенн с узкой диаграммой направленности, его большой емкостью и сильной загрузкой других диапазонов. Напомним, что в диапазоне 30/20 ГГц ширина полосы частот, которая может быть выделена для отдельного спутника связи, может достигать до 3,5 ГГц, в то время как в более низкочастотных диапазонах лишь до 0,5 ГГц.

Для выбора конкретных полос частот можно воспользоваться табл. 3.1—3.5. При этом необходимо учесть, что практически все полосы используются совместно с другими радиослужбами. Поэтому выбор полос частот во многом определяется необходимостью соблюдения условий ЭМС, что особенно важно в диапазоне 6/4 ГГц и пока не имеет решающего значения в диапазоне 30/20 ГГц.

Для ССВ наиболее рационально использовать диапазон 12 ГГц. Диапазон 2,6 ГГц обладает малой емкостью, а использование более высокочастотных диапазонов 23, 42 и 85 ГГц пока значительно затруднено из-за ограниченных возможностей современной техники СВЧ. Диапазон 2,6 ГГц может оказаться

выгодным для стран, не нуждающихся в большом числе каналов (программ) и расположенных в тропических районах, где сильные дожди заметно ухудшают энергетику линий в диапазоне 12 ГГц (дополнительные потери более 10 дБ). При выборе частот для ССВ диапазона 12 ГГц необходимо руководствоваться Планом ВАКР-77 [17], в соответствии с которым для СССР выделено 36 частотных каналов из 40 (исключены 2, 6, 10 и 14 каналы), а средняя частота  $i$ -го канала с номером  $N_i$  определяется следующим образом:  $f_N = 11727,48 + 19,18(N_i - 1)$ , МГц. Вся территория страны разделена на восемь перекрывающихся зон обслуживания, в пределах которых будет возможен прием нескольких общесоюзных и ряда других ТВ программ (табл. 3.10).

### РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СУММАРНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ РЕТРАНСЛЯТОРА И ВЫБОР ПОЛЯРИЗАЦИИ

Суммарная полоса частот ретранслятора ( $P_{\Sigma p}$ ) складывается из полос частот, выделенных для спутниковой связи в различных диапазонах. В соответствии с требуемой пропускной способностью она должна быть распределена между отдельными стволами ретранслятора, в пределах полос пропускания которых усиление сигналов производится общим усилителем СВЧ (см. рис. 3.9). Ширина полосы частот отдельного ствола ( $P_p$ ) определяется в основном параметрами усилителя СВЧ (в современных ретрансляторах составляет 30—250 МГц), а также нелинейностью ФЧХ (неравномерностью ГВЗ) тракта распространения, обусловленной влиянием атмосферы, которое особенно заметно в диапазоне 14/11 и 30/20 ГГц при наличии осадков.

Надо сказать, что перспективным решением является унификация значений полос частот, занимаемых одним стволом, подобно унификации полос частот, занимаемых групповым сигналом в аппаратуре с ЧРК.

Как уже было сказано, для повышения эффективности использования геостационарной орбиты в процессе проектирования необходимо предусмотреть многократное использование полос частот. В этом случае для разделения (развязки) сигналов различных стволов можно использовать пространственное разделение с помощью узконаправленных антенн, разделение с помощью ортогональной поляризации радиоволн и комбинированное разделение с помощью обоих методов. В качестве примера на рис. 3.34 приведены зоны покрытия спутника «Интелсат-5» в диапазоне 6/4 ГГц. Развязка по поляризации может достигать до 30...40 дБ в области главного лепестка диаграммы направленности и особенно эффективна в пределах одной сети спутниковой связи или вещания. Использование поляризационной развязки для разделения сигналов различных ССС или ССВ менее эффективно, так как она заметно меньше в области боковых лепестков диаграммы направленности антенн (рис. 4.8). При этом необходимо учитывать уменьшение поляризационной развязки в осадках, которое может достигать до 20 дБ и особенно сказывается в диапазоне 30/20 ГГц [14].

При выборе поляризации необходимо учитывать поляризационные потери, ухудшающие энергетику спутниковой линии (§ 3.6). Для уменьшения этих потерь на частотах ниже 10 ГГц надо использовать круговую поляризацию, на частотах выше 10 ГГц лучше использовать линейную поляризацию для умень-

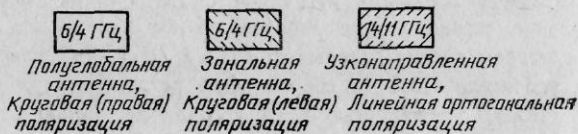
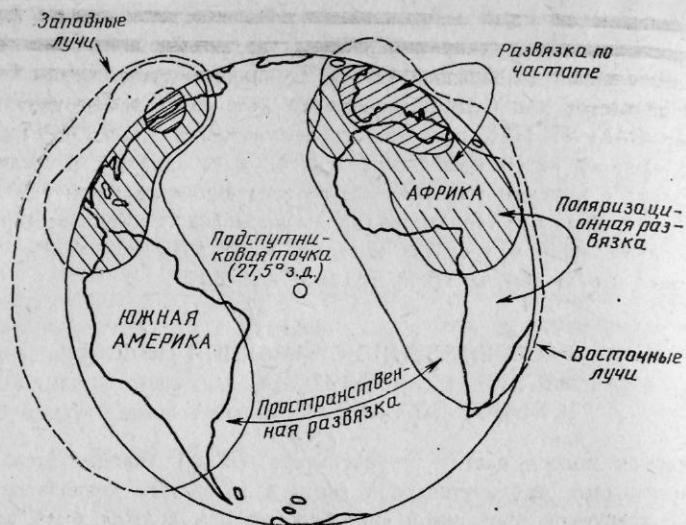


Рис. 3.34. Зоны покрытия спутника «Интелсат-5» в районе Атлантического океана

шения потерь из-за деполяризации в осадках. Однако линейную поляризацию сложнее реализовать при большом числе ЗС, так как при этом трудно обеспечить соответствующую взаимную ориентацию антенн ЗС и спутника в пределах всей зоны обслуживания.

В Плате ВАКР-77 предусмотрено использование двух ортогональных видов круговой поляризации (табл. 3.10): 1 — вектор напряженности электрического поля радиоволны вращается в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, по часовой стрелке, если смотреть в направлении распространения (правая поляризация); 2 — вектор вращается против часовой стрелки (левая поляризация).

В СССР для ССС диапазона 6/4 ГГц на участке «вверх» используется левая поляризация, а на участке «вниз» — правая. Для этого на спутнике устанавливают специальный поляризационный блок, осуществляющий преобразование поляризации [13].

Для ССС и ССВ ближайшей перспективой является использование антенн с диаграммой направленности специальной формы, повторяющей конфигурацию обслуживаемой территории. Для ССС ряд преимуществ имеет также использование не одного луча для обслуживания нескольких ЗС в заданной зоне, а нескольких очень узких лучей, каждый из которых направлен на соответствующую ЗС.

## ВЫБОР МЕТОДОВ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ СТВОЛА, ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ОРГАНИЗАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ

В процессе дальнейшей разработки системы для каждого ствола должны быть определены: методы многостанционного доступа (МД); методы и параметры обработки сигналов (формирования группового сигнала и модуляции несущих); методы организации сети связи (предоставления каналов).

В настоящее время наибольшее распространение получил сравнительно просто реализуемый МДЧР (§ 3.4). При проектировании необходимо выбрать число несущих и распределить их между ЗС. При этом суммарная величина защитных интервалов между сигналами отдельных ЗС должна составлять не менее 10% полосы пропускания ствола ретранслятора  $P_r$ . Для оценки ширины полосы частот, занимаемых сигналом ЗС, можно использовать формулы (3.6) — (3.10). В качестве ориентиров могут служить параметры отечественной аппаратуры «Градиент-Н» и «Группа», а также табл. 3.7 и 3.8.

При использовании МДЧР в СССР диапазоне 14/11 ГГц и выше пропускная способность ствола уменьшается по сравнению с пропускной способностью в диапазоне 6/4 ГГц в связи с наличием заметных дополнительных потерь энергии радиоволн в атмосфере. Для увеличения пропускной способности ретранслятора эффективным оказывается введение адаптивного регулирования мощности передатчиков ЗС, которое позволяет компенсировать дополнительные потери [26]. В настоящее время находят применение два основных метода адаптивного регулирования мощности передатчиков ЗС в СССР с МДЧР: по качеству принимаемого сигнала и по получаемому со спутника специальному СВЧ сигналу маяка.

При регулировании по качеству принимаемого сигнала каждая из ЗС образованной при этом сети принимает усиленные в спутниковом ретрансляторе сигналы соответствующих ЗС-корреспондентов и оценивает их качество по одному из критериев (§ 3.5). Информацию о качестве по обратному (узкополосному) каналу связи передают на ЗС-корреспондент, на которой, регулируя мощность передатчика, поддерживают качество в допустимых пределах. При таком методе регулирования происходит компенсация дополнительных потерь одновременно на участках «вверх» и «вниз». Мощность отдельной несущей каждой ЗС становится переменной и устанавливается в зависимости от ослабления на участке «вверх», которое в рассматриваемых диапазонах частот заметно изменяется по случайному закону (§ 3.6). При этом становится переменной и соответствующая мощность передатчика на спутнике.

При некоторых достаточно больших уровнях снижения качества потребуются увеличение мощности передатчика на спутнике, которое уже не сможет обеспечить ретранслятор. В то же время будет продолжаться увеличение мощности передатчика соответствующей ЗС, что приведет к сильному возрастанию нелинейных шумов ретранслятора. Этот процесс развивается лавинообразно и ствол СССР становится неработоспособным для всех ЗС. Чтобы избежать подобных ситуаций, необходимо предусмотреть дополнительный энергетический запас в несколько децибел, рассчитанный на максимально возможное ухудшение качества и, строго говоря, зависящий от статистики потерь в атмосфере на всех линиях связи в пределах зоны обслуживания.



При регулировании по сигналу маяка каждая ЗС, наряду с информационными несущими, принимает СВЧ сигнал маяка, который вводится из передающей части ретранслятора в полосу частот ствола. Мощности передатчиков ЗС регулируются таким образом, чтобы соотношение между уровнем несущей каждой ЗС и уровнем сигнала маяка оставалось неизменным. При этом компенсируются дополнительные потери на участке «вверх», а мощность всех несущих на входе (и, следовательно, на выходе) ретранслятора поддерживается постоянной.

Пропускная способность ствола ССС с МДЧР без регулирования мощности передатчика ЗС резко снижается с увеличением дополнительных потерь. Практически оказывается нецелесообразным использование МДЧР без регулирования уровня несущих в случаях, когда дополнительные потери  $L_{\text{доп}}$  (0,01%) в атмосфере, превышаемые не более 0,01% времени, составляют не менее 2—3 дБ. Регулирование по сигналу маяка целесообразно применять при умеренных значениях указанных потерь (4—6 дБ), что обеспечивает большую пропускную способность ССС по сравнению с регулированием по качеству принимаемого сигнала. Регулирование по качеству при линейной зависимости между мощностью передатчика ЗС и параметром качества имеет преимущество при дополнительных потерях  $L_{\text{доп}}$  (0,01%) более 6—7 дБ. При использовании более сложных законов управления мощностью передатчиков регулирование по качеству может оказаться лучше и при малых значениях потерь в атмосфере.

В связи с бурным развитием цифровой техники и ростом потребности в передаче цифровых сообщений в последние годы началось активное внедрение МДВР. В этом случае при проектировании прежде всего необходимо выбрать длительность кадра  $T_{\text{к}}$ , которая должна быть кратна 125 мс. При большой длительности кадра упрощается система синхронизации, но сложнее буферные устройства, осуществляющие временное коммандирование. Такое решение оказывается выгодным при большом числе ЗС, так как они могут быть более дешевыми за счет упрощения требований к системе синхронизации. В настоящее время сравнительно просто реализуются буферные устройства при  $T_{\text{к}} = 2$  мс (коэффициент сжатия равен  $16 = T_{\text{к}}/125$ ). При этом скорость передачи внутри пакета будет соответствовать скорости передачи с помощью ИКМ стандартной 30-канальной группы (около 2 Мбит/с). При большом числе ЗС длительность кадра может достигать до 30 мс.

Для передачи сообщений по спутниковым линиям в качестве аналогового метода используется исключительно ЧМ. Это обусловлено тем, что при ЧМ удается сравнительно просто обеспечить требуемое качество при небольших отношениях несущая-шум за счет расширения занимаемой полосы частот. Причем в сильно загруженном диапазоне 6/4 ГГц более эффективным может оказаться использование АМ-ОБП, так как в этом диапазоне уже в ближайшее время занимаемая полоса частот станет дороже энергетических параметров. При ЧМ параметры модуляции (девиация частоты, шумовая полоса и т. д.) нужно выбирать таким образом, чтобы отношение несущая-шум находилось вблизи порога и составляло 10—11 дБ.

Отметим, что при передаче ТВ сообщений с помощью ЧМ (3.8) дает значение ширины полосы частот с некоторым запасом, обусловленным статистическими свойствами передаваемого сигнала [20]. В практических случаях в не-

изменной полосе частот девиацию частоты можно увеличить, сохранив нелинейные искажения телевизионного сообщения в допустимых пределах. В результате, при неизменной энергетике линий за счет увеличения девиации частоты примерно на 20% можно получить дополнительный выигрыш в отношении сигнал-шум, составляющий около 2 дБ. Дальнейшее увеличение девиации частоты приведет к появлению импульсных шумов типа пороговых даже при больших значениях отношения несущая-шум за счет того, что мгновенная частота ЧМ сигнала будет отклоняться за пределы полосы пропускания тракта. К увеличению девиации частоты и появлению дополнительного выигрыша в заданной полосе частот приводит также использование так называемых оптимальных (нестандартных) предскажений (не обеспечивающих в отличие от предскажений, рекомендованных МККР, постоянства размаха отклонения частоты) и применение метода «восстановление постоянной составляющей». Последнее позволяет довести результирующий выигрыш в отношении сигнал-шум до 24 дБ [15, 18], но приводит к усложнению аппаратуры. В связи с этим такой метод может оказаться целесообразным при передаче ТВ сообщений в СССР, в то время как в ССВ он приведет к неоправданному увеличению стоимости большого числа приемных установок индивидуального и коллективного пользования.

Цифровые методы модуляции могут быть использованы как при МДЧР, так и при МДВР. Известны различные методы цифровой модуляции несущих; АМ, ЧМ, ФМ, многоуровневые виды различных типов, комбинированные (гибридные) многоуровневые (например, АФМ). На использовании того или иного метода накладывает ограничения нелинейность характеристик ретранслятора. Например, при МДВР для повышения эффективности использования мощности рабочая точка ЛБВ ретранслятора выбирается в непосредственной близости от точки насыщения в области большой нелинейности передаточной характеристики. Поэтому при МДВР необходимо применять такие методы, при которых огибающая сигнала постоянна, и нельзя использовать АМ или комбинированные методы, включающие АМ. В противном случае рабочая точка ЛБВ должна быть смещена на линейный участок, что снизит эффективность использования мощности ретранслятора, повлияет на его энергопотребление и срок службы. При МДЧР рабочая точка ЛБВ обычно находится на линейном участке, что в принципе позволяет использовать методы модуляции, включающие АМ. При этом, однако, на качество передачи будут влиять перекрестные помехи, особую чувствительность к которым имеют многоуровневые виды модуляции. В этом отношении выгодно отличается так называемый метод модуляции с минимальным сдвигом (ММС), представляющий собой разновидность частотной манипуляции без разрыва фазы. Многоуровневые методы модуляции требуют меньшей ширины полосы частот для передачи цифрового сообщения заданной скорости за счет ухудшения помехоустойчивости, которое можно компенсировать увеличением мощности передатчика. Таким образом, правильный выбор метода модуляции позволит согласовать энергетический потенциал с шириной полосы пропускания ретранслятора.

В связи с тем, что в спутниковой линии связи участки «вверх» и «вниз» находятся в различных условиях, возможным решением было бы использование на участке «вверх», пропускная способность которого ограничена полосой, многоуровневого комбинированного метода, низкую помехоустойчивость кото-

рого легко компенсировать увеличением мощности передатчика ЗС. На участке «вниз» пропускная способность ограничивается мощностью передатчика на спутнике, в связи с чем рациональнее использовать малоуровневые методы, при которых происходит экономия мощности за счет увеличения расхода (расширения) полосы. В последнем случае одним из лучших методов обработки является использование сверточных кодов в сочетании с алгоритмом декодирования по критерию максимума правдоподобия, разработанным Витерби (табл. 3.6, 3.8). Аналогичное решение, учитывающее неидентичность участков спутниковой линии, можно использовать и при аналоговой ЧМ, увеличивая девиацию частоты на участке «вниз» по сравнению с девиацией на участке «вверх».

Очевидно, что изменение параметров обработки сигналов потребует заметного усложнения ретранслятора и ЗС. Решение этой задачи упрощается при использовании ретранслятора с обработкой сигналов на борту по промежуточной частоте.

При выборе методов организации сети необходимо учитывать, что наиболее эффективны методы с незакрепленными каналами, позволяющие учесть статистический характер передаваемых сообщений. В этом случае большое преимущество имеет ретранслятор с обработкой на борту, так как можно легко осуществлять любого рода коммутации на сравнительно низких частотах.

При использовании спутниковых ТФ каналов в автоматических сетях связи имеется ряд особенностей, обусловленных большим (до 0,3 с) временем распространения сигналов между двумя ЗС. Ограничения вызываются также необходимостью передачи целого ряда дополнительных специальных сигналов, требуемых для функционирования автоматической сети связи [13].

## ВЫБОР И РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

В зависимости от выбранной структуры системы, методов передачи и обработки сигналов необходимо произвести распределение допустимого значения критерия качества. Напомним, что в роли критерия качества могут выступать отношение сигнал-шум, мощность шума в точке с фиксированным уровнем сигнала и вероятность (частота) ошибок на выходе канала (Приложение 4). При этом все критерии качества однозначно связаны с отношением несущая-шум на входе демодулятора. При распределении шумов удобно пользоваться рис. 3.20. Для определения суммарного отношения несущая-шум необходимо иметь в виду соотношение (3.16).

При передаче ТФ сообщений с помощью ЧМ удобнее распределять непосредственно допустимую мощность шумов на выходе канала по всем составляющим и затем с помощью (3.2) или (3.3) найти соответствующие допустимые значения отношений несущая-шум.

В процессе распределения шумов надо учесть, что нелинейные шумы ретранслятора проявляются только в многосигнальном режиме работы при МДЧР. Их уровень зависит от положения рабочей точки на передаточной характеристике конкретной ЛБВ, в отсутствие которой можно ориентироваться на результаты, представленные на рис. 3.21. Предварительно необходимо выбрать положение рабочей точки на характеристике ЛБВ, задавшись энергетическими потерями на входе ( $\Delta r_{вх}$ ), которые составляют обычно от 3 до 16 дБ. При этом энергетические потери на выходе ( $\Delta r_{вых}$ ) составят 6—8 дБ.

Внутрисистемные шумы имеют место лишь при многократном использовании частот с помощью пространственного или поляризационного разделения. Их уровень зависит от степени развязки между совмещенными по частоте стволами и их количеством. При большом числе совмещаемых стволов уровень внутрисистемных шумов может доходить до 10% от общего уровня шумов всей системы.

Нелинейные шумы ЗС обычно бывают небольшими, так как в отличие от РРЛ в спутниковой линии имеется лишь один модулятор и демодулятор (модем). Уровень нелинейных шумов при ЧРК-ЧМ может составлять не более 10% общей мощности шумов. Ухудшение качества, обусловленное воздействием мешающих сигналов от РРЛ и других ССС или ССВ, ограничивается рекомендациями МККР [12] (гл. 4). Необходимо сказать, что при распределении шумов внешние шумы можно и не учитывать. В этом случае при воздействии мешающих сигналов может произойти ухудшение качества передачи настолько, что оно будет хуже допустимого. Такое решение было бы в настоящее время разумным в диапазоне 30/20 ГГц и выше, в то время как в чрезвычайно загруженном диапазоне 6/4 ГГц это явно недопустимо.

Тепловые шумы в значительной мере определяют энергетику спутниковой линии и составляют до 70% общего уровня шумов. При распределении тепловых шумов необходимо иметь в виду, что обычно участки «вверх» и «вниз» имеют различный энергетический потенциал: на участке «вниз» мощность передатчика ограничивается емкостью источников электропитания на спутнике, в то время как на участке «вверх» такое ограничение практически отсутствует. Для учета неидентичности участков спутниковой линии удобно ввести коэффициенты запаса  $a$  и  $b$ . При этом с учетом принятых обозначений

$$(H/Sh_f)_{\uparrow} = a (H/Sh_f)_{\text{т}}, [H/Sh_f]_{\uparrow} = [H/Sh_f]_{\text{т}} + 10 \lg a,$$

$$(H/Sh_f)_{\downarrow} = b (H/Sh_f)_{\text{т}}, [H/Sh_f]_{\downarrow} = [H/Sh_f]_{\text{т}} + 10 \lg b,$$

$$a = b/(b - 1).$$

Во многих случаях можно принять  $a=5-11$ ,  $b=1,1-1,3$  и при проектировании пользоваться рис. 3.35.

В отдельных случаях можно предусмотреть и другое распределение шумов, учитывающее особенности конкретной проектируемой системы. Например, при большом числе приемопередающих ЗС при распределении тепловых шумов может оказаться выгодным положить  $a=b=2$  (3 дБ). Для ССВ за счет увеличения мощности передатчика ЗС шумы на участке «вверх» (на фидерной линии подачи программ) могут быть сделаны пренебрежимо малыми, что соответствует  $b=1$  (0 дБ),  $(H/Sh_f)_{\downarrow} = (H/Sh_f)_{\text{т}}$ ,  $(H/Sh_f)_{\uparrow} = \infty$ . При этом в высокочастотных участках выделенных полос частот (табл. 3.3) возможности передатчика ЗС могут оказаться ограниченными уровнем развития техники СВЧ. Тогда коэффициент запаса на участке «вверх» целесообразно принять равным примерно 10 дБ ( $a=10$ ).

Для передачи сигналов звукового сопровождения в ССВ используют различные способы, наиболее распространенный из которых — способ передачи на поднесущих частотах с помощью ЧМ (аналогично передаче сигналов звукового сопровождения в РРЛ с ЧРК-ЧМ). В этом случае занимаемая полоса частот может увеличиться на 10%, а эквивалентные энергетические потери —

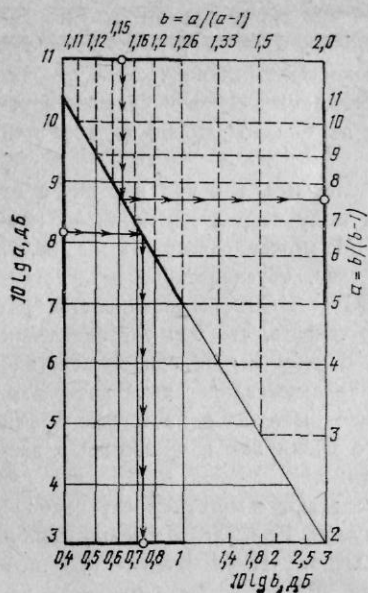


Рис. 3.35. К расчету энергетических параметров участков «вверх» и «вниз»

значению угла места  $\epsilon_s$ , соответствующее наихудшим условиям приема (§ 3.3), и суммарные потери энергии радиоволн на участках «вверх» и «вниз» для выбранного диапазона частот (§ 3.6).

При дальнейшей разработке, исходя из значений  $(H/\text{Ш}_f) \uparrow$  и  $(H/\text{Ш}_f) \rightarrow$  полученных в результате распределения тепловых шумов, в зависимости от режима работы ретранслятора составляют уравнения связи для обоих участков. При известных значениях выбранных ранее параметров с учетом (3.11) эти уравнения могут быть записаны в следующем виде:

$$\text{const} = P_0 - G/T.$$

Задаваясь одним из параметров соответствующего участка, можно определить значения остальных, при которых обеспечивается требуемое качество передачи по всей линии. При этом удобно использовать рис. 3.17 или несложную программу для расчета на ЭВМ.

В отдельных случаях при проектировании могут ставиться и более конкретные задачи. Например, могут быть заданы тип передающей аппаратуры ЗС («Градиент», «Геликон», «Грунт» и др.) и аппаратуры формирования группового сигнала ствола («Градиент-Н», «Группа», «МДВУ-40» и др.). При этом определяют добротность и ЭИИМ ретранслятора спутника, выбирают тип и параметры приемной ЗС и т. п.

на 2 дБ. Передача звукового сопровождения в ССС возможна и независимо, в том числе и на отдельной СВЧ несущей или в другом стволе.

В процессе проектирования при распределении шумов требуется учесть пороговые свойства при использовании ЧМ и предусмотреть аппаратный запас на реализацию при использовании цифровых методов модуляции несущей. С этой целью необходимо обеспечить выполнение условия (3.5) при ЧМ, а при цифровых методах увеличить результирующее отношение несущая-шум на 2—6 дБ в соответствии с (3.9).

В последнем случае при использовании отношений  $(E_s/N_0)$ , приводимых в различных источниках, следует иметь в виду, что в ряде работ требуемые значения отношения несущая-шум приведены с учетом запаса на аппаратную реализацию и межсимвольные искажения.

Далее, исходя из геометрических соотношений, определяется минимальное

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ СУЩЕСТВУЮЩИХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, РАБОТАЮЩИХ В РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНАХ И РЕЖИМАХ

### Пример 1.

*Спутниковая линия в режиме МДЧР-ЧРК-ЧМ  
в диапазоне 6/4 ГГц*

В качестве примера приведем параметры ССС, использующей спутник «Symphonie» производства Франции и ФРГ [15].

#### Ретранслятор спутника

Полосы частот:		
передача . . . . .		4060—4150 МГц
прием . . . . .		5950—6040 МГц
Минимальное усиление антенны на краю зоны обслуживания:		
передача . . . . .		19,3 дБ
прием . . . . .		16,2 дБ
Результирующий коэффициент шума . . . . .		6,2 дБ
Входной уровень, соответствующий режиму насыщения ЛБВ . . . . .		—97,2 дБВт
Выходной уровень в режиме насыщения ЛБВ . . . . .		9,2 дБВт

#### Земная станция

Усиление антенны:		
передача . . . . .		56,3 дБ
прием . . . . .		53,4 дБ
Шумовая температура . . . . .		250 К
Максимальная мощность передатчика . . . . .		3 кВт
Потери в фидере . . . . .		2,7 дБ

В диапазоне 6/4 ГГц влияние атмосферы сказывается очень слабо (суммарное затухание составляет не более 1 дБ). Поэтому при проектировании ССС, удовлетворяющей критериям МККР, не превышаемым более 20% времени любого месяца (Приложение 4), можно практически пренебречь влиянием атмосферы на энергетику линии.

В рассматриваемом случае ширина полосы пропускания ствола ретранслятора равна 90 МГц. В ее пределах размещается 20 несущих, каждая из которых модулирована по частоте 30-канальным ТФ сообщением, образованным с помощью ЧРК. При этом 10% полосы пропускания ствола расходуется на защитные промежутки между несущими различных ЗС, а полоса частот, занимаемая одной несущей, составляет около 4 МГц. Эффективная девиация частоты на один канал при передаче измерительного уровня равна 356 кГц, а верхняя граничная частота группового спектра составляет 132 кГц. При допустимой мощности шумов на выходе канала 10 000 пВт0 (Приложение 4) соответствующее отношение несущая-шум (§ 3.5)  $[N/Ш_f] = 69,8$  дБГц.

Для учета потерь в модеме отводится 0,2 дБ, на помехи от сигналов соседних стволов 0,6 дБ и для учета помех от наземных радиослужб 0,6 дБ. Таким образом, требуемое отношение  $[N/Ш_f]_{доп} = 71,2$  дБГц. Используя экспериментальные кривые, было получено, что оптимальная рабочая точка ЛБВ соответствует энергетическим потерям на входе  $\Delta p_{вх} = 7$  дБ. При этом энергетические потери на выходе ЛБВ данного типа  $\Delta p_{вых} = 2,5$  дБ.

## Участок «вверх» при МДЧР

### Передающая ЗС

Мощность передатчика	12,7 дБВт
Потери в фидере	2,7 дБ
Усиление антенны	56,3 дБ
Потери из-за нестабильности ЭИИМ и неточности наведения антенны	0,4 дБ
ЭИИМ на одной несущей	65,9 дБВт

### Тракт распространения

#### Ослабление:

в свободном пространстве	199,1 дБ
в атмосфере	0,2 дБ

### Приемник спутника

Минимальное усиление антенны (на краю зоны обслуживания)	16,2 дБ
Уровень сигнала одной несущей на входе приемника	-117,2 дБВт
Суммарный уровень сигнала на входе приемника в многосигнальном режиме	-104,2 дБВт
Потери усиления ЛБВ на входе	7 дБ
Суммарная шумовая температура на участке «вверх»	1200 К
Отношение несущая-шум для одной несущей на участке «вверх», $[N/Ш_f] \uparrow$	80,6 дБГц

## Участок «вниз» при МДЧР

### Передатчик спутника

#### ЭИИМ<sub>СП</sub>

в режиме насыщения ЛБВ (на краю зоны обслуживания)	28,5 дБВт
в многосигнальном режиме	26,0 дБВт
Потери усиления ЛБВ на выходе $\Delta r_{\text{вых}}$	2,5 дБ

### Тракт распространения

#### Ослабление:

в свободном пространстве	195,6 дБ
в атмосфере	0,1 дБ

### Приемная ЗС

Усиление антенны	53,4 дБ
Потери из-за неточности наведения антенн	0,1 дБ
Уровень сигнала одной несущей на входе приемника	-129,4 дБВт
Суммарный уровень сигнала на входе приемника в многосигнальном режиме	-116,4 дБВт
Суммарная шумовая температура на участке «вниз»	260 К
Отношение несущая-шум для одной несущей на участке «вниз»	75,1 дБГц

## Линия в целом при МДЧР

#### Отношение несущая-шум на участке:

«вверх» $[N/Ш_f] \uparrow$	80,6 дБГц
«вниз» $[N/Ш_f] \downarrow$	75,1 дБГц
Отношение несущая-шум, характеризующее нелинейные шумы ретранслятора спутника в многосигнальном режиме (рис. 3.22) $[N/Ш_f]_{\text{СП}}$	75,1 дБГц
Результирующее отношение несущая-шум $[N/Ш_f]_{\Sigma}$	71,5 дБГц

Таким образом, даже в наиболее неблагоприятном случае, когда осуществляется связь между двумя ЗС, расположенными на краях зоны обслуживания, результирующее отношение несущая-шум оказывается на 0,3 дБ больше допустимого значения  $[H/Ш_f]_{\text{доп}} = 71,2$  дБГц.

**Пример 2.**  
**Спутниковая линия в режиме МДВР**  
**в диапазоне 14/11 ГГц**

В качестве примера приведем параметры спутника «OTS», разработанного совместно рядом стран Западной Европы.

**Ретранслятор спутника**

Полосы частот:	
передача . . . . .	14152,5— 14192,5 МГц
прием . . . . .	11490,0— 111530,0 МГц
Максимальное усиление передающей и приемной антенны	26,5 дБ
Результирующий коэффициент шума . . . . .	5,2 дБ
Входной уровень, соответствующий режиму насыщения ЛБВ	—95 дБВт
Выходной уровень в режиме насыщения ЛБВ . . . . .	11,4 дБВт

**Земная станция**

Максимальное усиление антенн:	
передача . . . . .	64,8 дБ
прием . . . . .	63,5 дБ
Шумовая температура . . . . .	230 К
Максимальная мощность передатчика . . . . .	2 кВт
Потери в фидере (от выхода ЛБВ до антенны): . . . . .	5 дБ
из-за неточности наведения антенн . . . . .	0,2 дБ
из-за нестабильности ЭИИМ . . . . .	0,3 дБ

В рассматриваемом случае цифровое сообщение со скоростью 60 Мбит/с передается при помощи 4 ОФМ в сочетании с когерентной демодуляцией. При этом в качестве критерия качества используется отношение  $[E_s/N_0]$  (§ 3.5), соответствующее вероятности ошибок  $10^{-6}$ ,  $10^{-4}$  и  $10^{-3}$  для различных процентов времени (Приложение 4).

Основные параметры реализованной аппаратуры МДВР 4 ОФМ, оказывающие влияние на энергетику линии связи:

Процент времени	20%	0,3%	0,01%
	месяца	месяца	года
Вероятность ошибок . . . . .	$10^{-6}$	$10^{-4}$	$10^{-3}$
Теоретическое значение $[E_s/N_0]$ , дБ . . . . .	10,8	8,8	7,3
Потери, дБ, обусловленные:			
нелинейностью ретранслятора . . . . .	1,3	0,7	0,5
нелинейностью ЛБВ ЗС . . . . .	2,0	1,1	0,8
шумами модема и межсимвольными искажениями . . . . .	1,6	1,3	1,2
сигналами с ортогональной поляризацией . . . . .	0,6	1,0	1,8
помехами от наземных радиослужб . . . . .	0,6	0,5	0,4
Требуемое значение $[E_s/N_0]$ , дБ . . . . .	16,9	13,4	12,0
Требуемое значение $[H/Ш_f]_{\text{доп}}$ , дБГц . . . . .	94,7	91,2	89,8



При разработке описываемой ССС полагалось, что на участке «вверх» ослабление в атмосфере не влияет на энергетiku линии, так как его можно компенсировать увеличением мощности передатчика ЗС. Последнее справедливо в диапазоне 6/4 ГГц и может оказаться невыполненным в диапазоне 14/11 ГГц из-за ограниченной возможности аппаратуры ЗС. Учитывая, что в рассматриваемом примере передающая и приемная ЗС удалены друг от друга, считалось, что на участках «вверх» и «вниз» влияние атмосферы некоррелировано. Поэтому энергетический расчет проводился для случая, когда на участке «вверх» условия распространения радиоволн соответствовали распространению в свободном пространстве, а на участке «вниз» имели место дополнительные потери, обусловленные влиянием атмосферы (с учетом осадков). При сделанном предположении суммарная шумовая температура на участке «вверх» определяется в основном шумами приемника и шумами, обусловленными тепловым излучением Земли (§ 3.6). При результирующем коэффициенте шума приемника спутника 5,2 дБ (3,3 единицы) суммарная шумовая температура на участке «вверх»

$$T_{\Sigma\uparrow} = 290 + 290(3,3 - 1) \approx 960 \text{ К.}$$

На участке «вниз» влияние атмосферы проявляется в увеличении ослабления радиоволн по сравнению с потерями в свободном пространстве и в увеличении шумовой температуры. Экспериментальные исследования в рассматриваемом случае показали, что ослабление в атмосфере (с учетом осадков) составляет не более 0,3 дБ (1,07) в течение 80% времени любого месяца, не более 3 дБ (2,0) в течение 99,7% времени любого месяца и не более 6,1 дБ (4,07) в течение 99,99% времени года. Суммарная шумовая температура на участке «вниз», приведенная к облучателю антенны,

$$T_{\Sigma\downarrow} = T_{\text{АЗС}} + T_{\text{ЗС}},$$

где  $T_{\text{АЗС}}$  — результирующая шумовая температура антенны ЗС, учитывающая шумы атмосферы, тепловое излучение Земли и шумы космического происхождения (§ 3.6);  $T_{\text{ЗС}}$  — шумовая температура ЗС, включающая шумовую температуру приемника. В рассматриваемом случае  $T_{\text{АЗС}} \approx T_{\text{атм}}$ , в результате, при известном значении затухания в атмосфере для 80% времени месяца

$$T_{\Sigma\downarrow} = 230 + 290(1 - 1/1,07) = 249 \text{ К.}$$

Таким образом, шумовая температура на участке «вниз» превышает 249 К не более 20% времени месяца, 375 К не более 0,3% времени месяца, 448 К не более 0,01% времени года.

### Участок «вверх» при МВДР

#### Передающая ЗС

Мощность передатчика . . . . .	29,5 дБВт
Потери в фидере . . . . .	5 дБ
Усиление антенны . . . . .	64,8 дБ
Потери из-за нестабильности ЭИИМ <sub>ЗС</sub> и неточности наведения антенны . . . . .	0,5 дБ
ЭИИМ <sub>ЗС</sub> . . . . .	88,8 дБВт

#### Тракт распространения

Ослабление в свободном пространстве . . . . .	207,2 дБ
Ослабление в атмосфере . . . . .	0,5 дБ

### Приемник спутника

Максимальное усиление антенны . . . . .	26,5 дБ
Потери усиления антенны в направлении на ЗС . . . . .	2,6 дБ
Уровень сигнала на входе приемника . . . . .	-95 дБВт
Потери усиления ЛБВ на входе . . . . .	0 дБ
Суммарная шумовая температура на участке «вверх» . . . . .	960 К
Отношение несущая-шум на участке «вверх», $[N/Ш_f] \uparrow$ . . . . .	103,8 дБГц

### Участок «вниз» при МДВР

Процент времени	20%	0,3%	0,01%
	месяца	месяца	года

### Передачик спутника

Максимальная ЭИИМ <sub>СП</sub> . . . . .	37,9	37,9	37,9 дБВт
Потери:			
за счет старения аппаратуры	0,5	0,5	0,5 дБ
усиления антенны в направлении			
на ЗС . . . . .	0,4	0,4	0,4 дБ
усиления ЛБВ на выходе $\Delta r_{вых}$	0	0	0
Результирующая ЭИИМ <sub>СП</sub> . . . . .	37,0	37,0	37,0 дБ

### Тракт распространения

Ослабление:			
в свободном пространстве . . . . .	205,4	205,4	205,4 дБ
в атмосфере . . . . .	0,3	3,0	6,1 дБ

### Приемная ЗС

Усиление антенны . . . . .	63,5	63,5	63,5 дБ
Потери из-за неточности наведения			
антенны . . . . .	0,2	0,2	0,2 дБ
Суммарная шумовая температура	249	375	448 К
Уровень сигнала на входе прием-			
ника . . . . .	-105,4	-108,1	-111,2 дБВт
Отношение несущая-шум на участ-			
стке «вниз» $[N/Ш_f] \downarrow$ . . . . .	99,3	94,8	90,9 дБГц
Результирующее отношение несу-			
щая-шум $[N/Ш_f]_{\Sigma}$ . . . . .	98,0	94,3	90,7 дБГц
Запас по сравнению с требуемым			
отношением несущая-шум (табл.			
3.11) . . . . .	3,3	3,1	0,9 дБ

Таким образом, качество передачи, соответствующее рекомендациям МККР, обеспечивается для всех процентов времени.

### Пример 3.

#### Спутниковая система связи при передаче ТВ сообщения с помощью ЧМ в диапазоне 6/4 ГГц

Рассмотрим случай, когда используется ретранслятор спутника «Simphonie», параметры которого приведены в примере 1. Найдем параметры передающей и приемной ЗС, обеспечивающие требуемое качество передачи ТВ сообщения с помощью заданного ретранслятора. При этом допустимое значение отношения сигнал-взвешенный шум на выходе канала принимается равным 48 дБ, шумовая полоса  $P_{ш} = 27$  МГц, верхняя граничная частота спектра ТВ сообщения  $F_{2\text{ТВ}} = 5$  МГц, а полный размах девиации частоты (с учетом синхроимпульсов)

$\Delta f_{ТВ} = 6$  МГц. В данном случае использованы оптимальные (нестандартные) предсказания, при которых с учетом взвешивания результирующий выигрыш в отношении сигнал-шум  $\kappa_{\Sigma} = 24,2$  дБ. Суммарное отношение (в дБГц) несущая-шум для всей линии (§ 3.5)

$$[H/Ш_f]_{\Sigma} = 48 + 10 \lg(2 F_{2ТВ}/3) + 10 \lg(F_{2ТВ}/\Delta f_{ТВ})^2 - \kappa_{\Sigma} = 87,4.$$

Принимая во внимание потери в модеме (0,2 дБ), потери за счет помех от сигналов соседних стволов (0,6 дБ) и помех от наземных радиослужб (0,6 дБ), получим, что требуемое отношение равно 88,8 дБГц. Для учета неидентичности участков «вверх» и «вниз» зададимся коэффициентом запаса на участке «вверх»  $a = 7$  дБ (§ 3.9). При этом коэффициент запаса на участке «вниз»  $b = 1$  дБ (рис. 3.35). В результате  $[H/Ш_f]_{\uparrow} = 95,8$  дБГц, в то время как  $[H/Ш_f]_{\downarrow} = 89,8$  дБГц. Используя параметры, приведенные в примере 1, для участка «вверх»

$$[H/Ш_f]_{\uparrow} = P_{эЗС} - L_{р\uparrow} + G/T_{СП} + 228,6 = P_{эЗС} - 199,3 - 11,6 + 228,6.$$

Таким образом, для достижения заданного качества необходимо выполнение условия

$$P_{эЗС} \geq 95,8 - 17,7 = 78,1 \text{ дБВт.}$$

При этом полагалось, что передатчик ЗС находится в центре зоны обслуживания спутника, где усиление приемной антенны спутника на 3 дБ больше чем на краю зоны. Если использовать существующую антенну передающей ЗС (пример 1) с усилением 56,3 дБ (диаметр  $D = 12$  м), то с учетом потерь в фидере и неточности наведения мощность передатчика составит примерно 23 дБВт (200 Вт). Если же использовать имеющийся передатчик с мощностью около 13 дБВт, то потребуется увеличить усиление передающей антенны ЗС примерно на 10 дБ и довести его до 65 дБ, что соответствует диаметру  $D = 32$  м (рис. 3.16).

Для участка «вниз» в односигнальном режиме

$$[H/Ш_f]_{\downarrow} = P_{эСП} - L_{р\downarrow} + G/T_{ЗС} + 228,6 = 31,5 - 195,7 + G/T_{ЗС}.$$

Таким образом, заданное качество передачи обеспечивается при выполнении условия

$$G/T_{ЗС} \geq 89,8 - 64,4 = 22,4 \text{ дБ/К.}$$

При этом было положено, что приемная ЗС находится в центре зоны обслуживания, где усиление передающей антенны спутника (а следовательно, и ЭИИМ<sub>СП</sub> на 3 дБ выше минимального (на краю зоны). В связи с тем, что в полосе пропускания ретранслятора усиливается только один ЧМ-ТВ сигнал, ЭИИМ<sub>СП</sub> соответствует режиму насыщения ЛБВ. Использование приемной антенны ЗС с усилением 53,4 дБ ( $D = 12$  м) потребует использования приемного устройства с суммарной шумовой температурой около 600 К (см. рис. 3.17). Если же использовать существующее приемное устройство с шумовой температурой 260 К, то для обеспечения требуемого качества потребуется антенна с усилением около 50 дБ.

Отметим, что в практических случаях может иметь место и другое распределение отношения несущая-шум по участкам, обусловленное в первую очередь экономическими соображениями. При этом полезно учесть, что в СССР стоимость антенны составляет обычно около 50% общей стоимости ЗС.

#### Пример 4.

#### Спутниковая система вещания в диапазоне 12 ГГц

В рассматриваемом случае в роли критерия качества используется отношение несущая-шум в полосе частот  $P_m$  на входе демодулятора приемника индивидуального или коллективного пользования. Его значение должно быть не меньше 14 дБ в течение 99% времени любого месяца (Приложение 4). При этом  $P_m = 27$  МГц,  $F_2 \text{ ТВ} = 5$  МГц и  $\Delta f_{\text{ТВ}} = 12$  МГц. В результате

$$[H/Sh_f] = [H/Sh] + 10 \lg P_m = 14 + 74,3 = 88,3 \text{ дБГц.}$$

Будем считать, что на участке «вверх» шумы пренебрежимо малы, а результирующая добротность приемной ЗС составляет 6 дБ/К. При этом предполагается, что коэффициент усиления антенны диаметром 0,9 м составляет 38,5 дБ (коэффициент использования поверхности антенны 0,55) и учитываются потери из-за неточности наведения антенны (1 дБ), старения оборудования (1 дБ) и потери в фидере (0,5 дБ). Коэффициент шума приемника равен 6 дБ, а шумовая температура антенны при малых углах места с учетом влияния осадков составляет 150 К.

При заданных координатах точки подвеса спутника и известной конфигурации зоны обслуживания или координатах приемной ЗС с помощью рис. 3.6 нетрудно определить минимальный угол места. Далее, с помощью рис. 3.27 можно найти затухание в реальной атмосфере. Предположим, что в рассматриваемом примере зона обслуживания расположена во второй климатической зоне (см. рис. 3.26), а минимальный угол места составляет 40°. В этом случае  $L_{\text{доп}} = 1,5$  дБ (рис. 3.25) для 99% времени месяца. Потери в свободном пространстве  $L_0 = 205,5$  дБ на краю зоны обслуживания при максимальном значении дальности (см. рис. 3.19). Таким образом, суммарные потери в тракте распространения  $L_{p\downarrow}$  на участке «вниз» составят 207 дБ. В результате

$$[H/Sh_f]_{\downarrow} = P_{\text{э СП}} - L_{p\downarrow} + G/T_{\text{ЗС}} + 228,6 = P_{\text{э СП}} - 207 + 6 + 228,8.$$

Отсюда для обеспечения требуемого качества необходимо выполнение условия

$$P_{\text{э СП}} \geq 88,3 - 27,6 = 62 \text{ дБВт.}$$

Полагая, что ширина диаграммы направленности эллиптического сечения во взаимно перпендикулярных плоскостях  $\varphi_x = 2,5^\circ$  и  $\varphi_y = 1^\circ$ , получаем (§ 3.5)

$$G = 45 - 10 \lg \varphi_x - 10 \lg \varphi_y = 45 - 10 \lg 2,5 = 41 \text{ дБ.}$$

Таким образом, в рассматриваемом случае для обеспечения требуемой ЭИИМ<sub>СП</sub> мощность передатчика должна быть не менее 20 дБВт (100 Вт). При этом плотность потока мощности, создаваемая у поверхности Земли, с учетом (3.14),

$$W = P_{\text{э СП}} - L_{p\downarrow} + 20 \lg f + 21,5 = 61 - 207 + \\ + 20 \lg 12 + 21,5 = -103 \text{ дБВт/м}^2,$$

что соответствует принятым в данном диапазоне частот ограничениям по Плану ВАКР-77 для Района 1 [12] (гл. 4).

## Глава 4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ И СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

### 4.1. ВОПРОСЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СПЕКТРА РАДИОЧАСТОТ

В последние годы чрезвычайно возросла загрузка всех участков спектра радиочастот в связи с быстрым развитием радиосредств самого различного назначения. Спектр радиочастот (радиоспектр) играет роль одного из важнейших и ограниченных природных ресурсов большого экономического, социального и оборонного значения. По этим причинам его использование должно вестись на строгой научной основе как в пределах одной страны, так и в международном масштабе. В большинстве случаев в силу различных причин радиоспектр используется совместно несколькими радиослужбами. В результате возникают взаимные помехи, которые снижают качество каналов связи или вещания. Взаимные помехи возникают также в рамках одной радиослужбы из-за недостаточной развязки (пространственной, частотной или поляризационной) между сигналами различных систем.

Взаимные помехи, возникающие при совместном использовании общих участков радиоспектра (полос частот), можно разделить на внутрисистемные и внешние. Например, в РРЛ внутрисистемные помехи создаются мешающими сигналами от соседних стволлов, сигналами, принимаемыми с обратного направления за счет задних лепестков диаграммы направленности антенны, сигналами от станций, отстоящих на три интервала и т. д. Источником внешних помех при этом являются соседние РРЛ, а также ССС или ССВ. В отдельных случаях причиной возникновения помех служат сигналы радиолокационных станций, использующих общие полосы частот.

В ССС основной причиной внутрисистемных помех является недостаточная развязка между сигналами различных ЗС, находящихся в зоне обслуживания и использующих общий ретранслятор. Источником внешних помех в этом случае служат соседние ССС или ССВ, а также сигналы РРЛ и радиолокационных станций.

При совместном использовании общих полос частот возникает проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиослужб и радиосредств, т. е. создания таких условий, при которых уровни взаимных помех не превышают допустимых значений. Напомним, что международное регулирование использования радиоспектра осуществляется в соответствии с Регламентом радиосвязи, в котором произведено распределение радиоспектра по частоте и в пространстве (§ 3.2). Отметим, что эффективность ис-

пользования радиоспектра может быть увеличена и за счет его распределения во времени. Это имеет место, например, при МДВР.

В настоящее время наиболее актуальна задача обеспечения ЭМС между ССС, а также между ССС и наземными РРЛ. Это объясняется наличием широко развитой сети РРЛ и быстрым ростом числа ССС, использующих геостационарную орбиту, которая имеет ограниченный ресурс. В то же время из-за напряженной энергетики спутниковых линий связи в ССС используются большие мощности передатчиков, а нормы на качество каналов являются очень жесткими.

Совместное использование общих полос частот обеспечивается двумя основными методами: с помощью международной координации (согласования) характеристик и параметров новых систем с существующими системами и на плановой основе, с помощью согласованных в международном масштабе планов.

Сразу же заметим, что при проектировании и разработке спутниковой системы в соответствии с утвержденным в международном масштабе планом (например, Планом ВАКР-77) необходимость в анализе ЭМС практически отпадает.

Согласно Регламенту радиосвязи все спутниковые системы должны регистрироваться в Международном комитете по радиочастотам (МКРЧ). Для этого вначале осуществляется предварительная публикация и определяется необходимость координации с другими системами. Администрация, проектирующая ССС, должна не позднее чем за два года представить в МКРЧ сведения об орбите, зонах обслуживания, диапазонах используемых частот и т. д. Заинтересованные администрации проводят оценку мешающего влияния проектируемой системы.

Для оценки взаимных помех между геостационарными спутниковыми сетями, совместно использующими общие полосы частот, в Регламенте радиосвязи приводится установленная методика расчета. Она основана на представлении, что при воздействии мешающих сигналов увеличивается эффективная шумовая температура системы, подвергающейся помехам. При этом отпадает необходимость в большом числе подробных сведений о параметрах взаимодействующих систем, что существенно упрощает расчет. Согласно методике вычисляется кажущееся относительное увеличение шумовой температуры существующей спутниковой линии, обусловленное воздействием мешающих сигналов, создаваемых проектируемой системой. Полученное значение сравнивается с допустимым, которое составляет 4% суммарной температуры соответствующей спутниковой линии. В случае превышения допустимого значения между проектируемой и существующей системами требуется координация, предусматривающая анализ ЭМС и более точный расчет взаимных помех. В процессе координации при детальном расчете уровень помех может оказаться взаимоприемлемым. В противном случае следует принять все необходимые обоюдные меры для снижения взаимных помех. Для этого могут быть

изменены взаимное расположение спутников, параметры сигналов и антенн, мощности передатчиков, а также использованы компенсаторы помех или специальные сигналы дисперсии несущей.

## 4.2. ВЗАИМНЫЕ ПОМЕХИ МЕЖДУ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ

### ОЦЕНКА НЕОБХОДИМОСТИ ПРОВЕДЕНИЯ КООРДИНАЦИИ

При исследовании ЭМС двух ССС, использующих геостационарные спутники (например, существующей ССС1 и проектируемой ССС2) первоначально требуется определить необходимость проведения координации. Для этого следует рассчитать эквивалентное приращение суммарной шумовой температуры спутниковой линии ССС1, подвергающейся воздействию мешающих спутников от другой ССС2 (рис. 4.1).

Эквивалентное приращение суммарной шумовой температуры всей спутниковой линии на выходе приемной антенны ЗС1, входящей в ССС1

$$\Delta T_{\Sigma} = (\Delta T_{\uparrow} / Y) + (\gamma \Delta T_{\downarrow} / Y). \quad (4.1)$$

Здесь  $\Delta T_{\uparrow}$  — эквивалентное приращение шумовой температуры приемного устройства на спутнике ССС1, вызванное воздействием

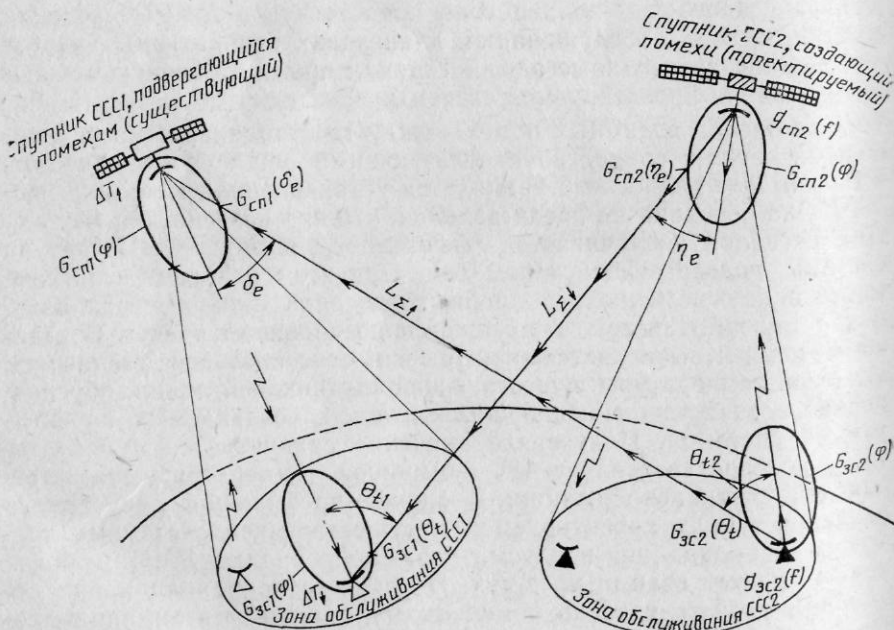


Рис. 4.1. Взаимные помехи между ССС

на него мешающего сигнала от передатчика ЗС2, работающего в составе СССР2 (приращение на участке «вверх»);  $\Delta T_{\downarrow}$  — эквивалентное приращение шумовой температуры приемного устройства ЗС1, вызванное воздействием мешающего сигнала от передатчика спутника, входящего в СССР2 (приращение на участке «вниз»);  $\gamma$  — коэффициент передачи (по мощности) участка спутниковой линии СССР1 от выхода приемной антенны ретранслятора до выхода приемной антенны ЗС1 (рис. 3.18), обычно меньше единицы и характеризует неидентичность участков «вверх» и «вниз» с точки зрения помех;  $Y$  — безразмерный коэффициент, учитывающий дополнительное ослабление мешающего сигнала за счет несовпадения его поляризации с поляризацией полезного сигнала.

При использовании в обеих ССС круговой поляризации с противоположным направлением вращения следует положить  $Y=4$ . В случае, когда в одной из взаимодействующих ССС используется круговая, а в другой линейная поляризация  $Y=1,4$ . В остальных случаях необходимо принять  $Y=1$ . Предварительно необходимо вычислить приращение шумовой температуры на обоих участках

$$\Delta T_{\uparrow} = g_{ЗС2m}(f) G_{ЗС2}(\theta_t) g_{СП1}(\delta_e) / (k L_{p\uparrow}),$$

$$\Delta T_{\downarrow} = g_{СП2m}(f) G_{СП2}(\eta_e) G_{ЗС1}(\theta_t) / (k L_{p\downarrow}),$$

где  $g_{ЗС2m}(f)$  — максимальные значения спектральной плотности мощностей, подводимых к передающим антеннам соответственно ЗС2 и спутника СССР2, создающего помехи для СССР1, Вт/Гц;  $G_{ЗС2}(\theta_t)$  — коэффициент усиления передающей антенны ЗС2 в направлении на спутник СССР1;  $G_{СП1}(\delta_e)$  — коэффициент усиления приемной антенны на спутнике СССР1 в направлении на ЗС2;  $G_{СП2}(\eta_e)$  — коэффициент усиления передающей антенны на спутнике СССР2 в направлении на ЗС1;  $G_{ЗС1}(\theta_t)$  — коэффициент усиления приемной антенны ЗС1 в направлении на спутник СССР2;  $\theta_t$  — топоцентрический (отсчитываемый с поверхности Земли) угол между спутниками СССР1 и СССР2;  $k$  — постоянная Больцмана;  $L_{p\uparrow}$ ,  $L_{p\downarrow}$  — суммарные потери энергии радиоволн в тракте распространения на участках «вверх» и «вниз» (§ 3.6).

Для определения углов  $\theta_t$ ,  $\delta_e$  и  $\eta_e$ , характеризующих взаимную ориентацию антенн ЗС и спутников СССР1 и СССР2, можно воспользоваться формулами и рисунками, приведенными в § 3.3. При расчете углов следует принять во внимание дрейф спутника вблизи точки подвеса и неточность ориентации антенн. Для этого из полученного значения соответствующего угла необходимо вычесть допустимую точность удержания спутника и ориентации антенн. С достаточной для практических случаев точностью угол  $\theta_t$  можно положить равным геоцентрическому (отсчитываемому из центра Земли) углу между спутниками, равному разности их географических долгот.

Спектральная плотность мощностей передатчиков ЗС2 и спутника СССР2, достигающая обычно максимума на несущей частоте  $f_0$ , зависит от вида передаваемых сообщений и методов моду-



ляции несущей. Для ее определения требуется знать спектральное распределение мощности (спектр) сигнала. Аналитические выражения, описывающие спектр сигнала при различных видах передаваемых сообщений и методах модуляции несущей, приведены в § 4.4. При этом для определения  $g_m(f)$  следует положить

$$g_m(f) = 2 P_n \eta_n S(f_0) / U_m^2, \quad (4.2)$$

где  $P_n$  — мощность соответствующего передатчика, Вт;  $\eta_n$  — КПД передающего фидера;  $U_m$  — амплитуда немодулированной несущей, В;  $S(f_0)$  — спектральная плотность мощности сигнала на несущей частоте  $f = f_0$ , В<sup>2</sup>/Гц.

Коэффициенты усиления антенн спутников СССР1 и СССР2 в соответствующих направлениях определяются, исходя из диаграмм направленности антенн конкретных взаимодействующих систем. В отсутствие последних можно использовать так называемые справочные диаграммы направленности (§ 4.6).

Приращение шумовой температуры на участках «вверх» и «вниз» должны вычисляться для наиболее неблагоприятного взаимного расположения и ориентации антенн взаимодействующих ССС.

Координация ССС не требуется, если рассчитанное в соответствии с (§ 4.1) эквивалентное приращение шумовой температуры составляет не более 4% суммарной шумовой температуры всей спутниковой линии. В противном случае необходим более точный расчет уровня помех и сравнение полученных результатов с допустимыми значениями.

#### УСЛОВИЯ РАБОТЫ В ОБЩИХ ПОЛОСАХ ЧАСТОТ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ГЕОСТАЦИОНАРНУЮ ОРБИТУ

Для обеспечения совместной работы в полосах частот ниже 15 ГГц спутниковых систем, использующих близко расположенные геостационарные спутники, введены ограничения на допустимое ухудшение качества связи [12].

При передаче ТФ сообщений аналоговым методом ограничивается мощность помех на выходе канала в точке с нулевым относительным уровнем измерительного сигнала:

средняя за минуту психофотометрически взвешенная мощность помех от всех ССС, работающих в той же полосе частот, не должна превышать 2000 пВт0 в течение более 20% времени любого месяца; для систем с многократным использованием полос частот допустимая мощность помех составляет 1500 пВт0;

максимально допустимая мощность помех от одной соседней спутниковой системы не должна превышать 600 пВт0 в течение более 20% времени любого месяца.

При передаче ТФ сообщений цифровым методом (восьмибитовая ИКМ) средняя за 10 мин мощность мешающих сигналов от всех ССС, работающих в той же полосе частот, не должна пре-

вышать на входе демодулятора в течение более 20% времени любого месяца 20% полной мощности шума, соответствующей частоте ошибок  $10^{-6}$ ; для систем с многократным использованием полос частот допустимая величина составляет 15% полной мощности шума. Максимально допустимая мощность мешающего сигнала от одной соседней спутниковой системы не должна превышать 4% той же полной мощности шума на входе демодулятора в течение более 20% времени любого месяца.

При передаче ТВ сообщения аналоговым методом (ЧМ-ТВ сигнала) мощность помех, создаваемых мешающими сигналами от всех ССС, не должна превышать 10% допустимой мощности шумов в канале изображения более чем 1% времени любого месяца. При этом мешающий сигнал от одной ССС не должен приводить к увеличению шумов более чем на 4%. Заметим, что в этом случае на практике удобнее пользоваться понятием защитного отношения, которое представляет собой отношение мощности полезного сигнала (ПС) к мощности мешающего (МС) на входе демодулятора, обеспечивающее требуемое качество изображения. Его значение определяется экспериментально для различных вариантов взаимодействующих сигналов и приводится в виде зависимостей от частоты расстройки между их несущими частотами (рис. 4.2).

В ССВ диапазона 12 ГГц в качестве критерия допустимого уровня взаимных помех между радиоканалами принято защитное отношение 31 дБ для МС с частотой, совпадающей с частотой радиоканала, и 15 дБ для МС от соседнего радиоканала.

Повышенной чувствительностью к воздействию мешающих сигналов обладают спутниковые системы с МДЧР-ОКН [25]. При этом наибольшую опасность представляет ЧМ-ТВ мешающий сигнал, так как в его спектре могут присутствовать мощные дискретные составляющие. Для их уменьшения в спутниковых системах в обязательном порядке должны вводиться специальные сигналы дисперсии (СД) (§ 4.4). В этом случае при передаче телефонных сообщений с использованием МДЧР-ОКН ограничивается отношение мощности ПС одного канала к мощности одного МС на

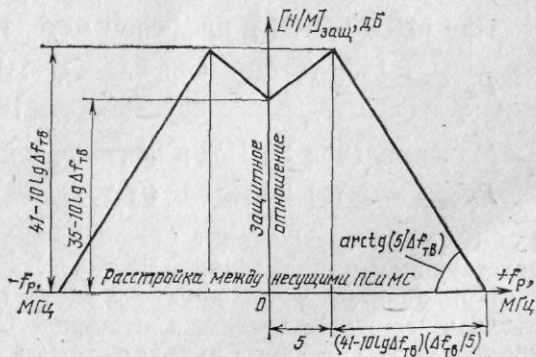


Рис. 4.2. Защитное отношение на входе демодуляторов в ЧМ-ТВ канале при воздействии немодулированного мешающего сигнала

входе демодулятора ( $Q_{1вх}$ ). При использовании МДЧР-ОКН в сочетании с компандированной ЧМ (§ 3.5) для обеспечения ЭМС необходимо соблюдение условия

$$q_{1вх} = 10 \lg Q_{1вх} \geq 26 + 8 \lg \delta.$$

Здесь  $\delta = \Delta f_k / \Delta f_{сд}$  — отношение ширины полосы частот, занимаемых модулированным сигналом одного канала, к размаху девиации частоты, обусловленной введением СД.

При этом предполагается, что частота СД равна частоте строк ТВ сигнала, а модуляцию мешающего сигнала осуществляют только СД. Модуляция мешающего сигнала передаваемым в его тракте ТВ сообщением приведет к дополнительному рассеиванию мощности несущей. Таким образом, случай, когда мешающий сигнал модулирован только СД, наиболее неблагоприятный.

При использовании МДЧР-ОКН в сочетании с цифровым методом требуется соблюдение условий:

$$q_{1вх} \geq 27,5 + 10,5 \lg \delta \text{ — при частоте СД, равной частоте строк;}$$

$$q_{1вх} \geq 27,5 + 6 \lg \delta \text{ — при частоте СД, равной частоте полей}$$

или кадров ТВ сигнала.

Для снижения помех от передающей ЗС спутника соседних ССС в наиболее загруженном диапазоне 6 ГГц ограничены уровни ЭИИМ<sub>ЗС</sub> за пределами главного лепестка диаграммы направленности антенн ЗС. Максимальная ЭИИМ в контрольной полосе шириной 4 кГц должна быть не более, дБВт

$$P_{э.зс} \leq \begin{cases} 35 - 25 \lg \varphi & \text{при } 2,5^\circ \leq \varphi < 48^\circ, \\ -7 & \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{cases}$$

Для ССС, использующих МДЧР-ОКН, ограничивается ЭИИМ<sub>ЗС</sub> в контрольной полосе частот шириной 40 кГц.

При использовании МДЧР-ОКН в сочетании с компандированной ЧМ

$$P_{э.зс} \leq \begin{cases} 42 - 25 \lg \varphi & \text{при } 2,5^\circ \leq \varphi < 48^\circ, \\ 0 & \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{cases}$$

При МДЧР-ОКН и цифровом методе обработки

$$P_{э.зс} \leq \begin{cases} 45 - 25 \lg \varphi & \text{при } 2,5^\circ \leq \varphi < 48^\circ, \\ 3 & \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{cases}$$

Максимальная ЭИИМ в контрольной полосе  $\Delta f_w$

$$P_{э.макс} = G_n(\varphi) + 10 \lg [g_m(f) \Delta f_w], \quad (4.3)$$

где  $G_n(\varphi)$  — коэффициент усиления передающей антенны в соответствующем направлении, дБ.

При анализе ЭМС, в случае отсутствия диаграмм направленности конкретных антенн, для оценки  $G_n(\varphi)$  можно использовать справочные диаграммы направленности (§ 4.6).

Для снижения взаимных помех между ССС и повышения эффективности использования геостационарной орбиты в последнее время находит применение метод реверсного использования полос частот. В этом случае в двух соседних ССС для одинаковых участков спутниковой линии связи используют различные частоты. Например, в ССС1 на участке «вверх» используют частоту  $f_1$ , которую в ССС2 используют на участке «вниз». В то же время частоту  $f_2$ , используемую в ССС1 на участке «вниз», в ССС2 используют на участке «вверх». При этом возможность воздействия на приемное устройство сигналов одинаковых частот от передатчиков различных ССС резко снижается за счет высоких избирательных свойств антенн ЗС и спутника при значениях угла  $\varphi$ , близких к  $90^\circ$ .

### 4.3. ВЗАИМНЫЕ ПОМЕХИ МЕЖДУ СПУТНИКОВЫМИ И НАЗЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ

В выделенных для спутниковых служб связи и вещания полосах частот работает большое число наземных радиослужб и, в частности, наземные РРЛ. Взаимное влияние РРЛ и спутниковых систем оказывается заметным, несмотря на разделяющие их большие расстояния. Это объясняется большими ЭИИМ передающих станций, высокой чувствительностью приемных устройств, наличием густой сети РРЛ и большой загрузкой геостационарной орбиты. Особенно ощутимы взаимные помехи в полосе 6/4 ГГц, активно используемой как наземными, так и спутниковыми службами (Приложение 5) [23].

Для обеспечения ЭМС в рассматриваемом случае вводят следующие ограничения на взаимное ухудшение качества связи.

При передаче ТФ сообщений в ССС аналоговым методом средняя за минуту психофотометрически взвешенная мощность помех, вызванных воздействием мешающих сигналов от РРЛ, не должна превышать 1000 пВт0 в течение более 20% времени любого месяца и 50 000 пВт0 в течение более 0,03% времени любого месяца.

При передаче ТФ сообщений цифровым методом (восьмибитовая ИКМ) для этого же случая средняя за 10 мин мощность мешающих сигналов от всех наземных РРЛ не должна превышать на входе демодулятора в течение более 20% времени любого месяца 10% полной мощности шума на входе демодулятора, соответствующей частоте ошибок  $10^{-6}$ . При этом мощность мешающих сигналов не должна вызывать частоту ошибок более  $10^{-4}$  в течение более чем 0,03% времени любого месяца.

С другой стороны, в аналоговых РРЛ допустимое ухудшение качества из-за воздействия мешающих сигналов от спутниковых систем определяется следующим образом. Средняя за минуту психофотометрически взвешенная мощность помех в любом ТФ канале не должна превышать 1000 пВт0 в течение более 20% времени любого месяца и 50 000 пВт0 в течение более 0,01% времени любого месяца.

Для обеспечения допустимых значений ухудшения качества связи, что является основным условием ЭМС, вводится ряд дополнительных ограничений. Для уменьшения помех в РРЛ от излучений со спутника ограничивается максимальная плотность потока мощности, создаваемого у поверхности Земли. Она (в дБВт/м<sup>2</sup>) должна удовлетворять следующим условиям:

$$W = \begin{cases} W_0 & \text{при } 0 \leq \theta, \\ W_0 + 0,5^* (\theta - 5^\circ) & \text{при } 5^\circ < \theta \leq 25^\circ, \\ W_0 + 10^{**} & \text{при } 25^\circ < \theta \leq 90^\circ, \end{cases}$$

где  $\theta$  — угол прихода излучений со спутника, равный углу места соответствующей точки земной поверхности в направлении на спутник (§ 3.3). Величину  $W_0$  определяют из табл. 4.1.

Таблица 4.1

Полоса частот, ГГц	2,5—2,69 3,4—7,75	8,025—18,5 10,7—11,7	12,2—12,75	17,7—19,7 31,0—40,5
$W_0$ , дБВт/м <sup>2</sup>	—152	—150	—148	—115

Максимальная плотность потока мощности должна определяться в пределах условной контрольной полосы частот, ширина которой составляет 1 МГц в полосах частот (17,7—19,7), (31,0—40,5) ГГц и 4 кГц в более низкочастотных полосах.

Для вещательной спутниковой службы в полосе частот 620—790 МГц плотность потока мощности (в дБВт/м<sup>2</sup>) на территории других государств ограничена пределами: —129 при  $\theta \leq 20^\circ$ , —129 + 0,4( $\theta - 20$ ) при  $20^\circ < \theta \leq 60^\circ$ , —113 при  $60^\circ < \theta \leq 90^\circ$ .

Для подвижных спутниковых служб в полосах частот между 1530 и 1660,5 ГГц ограничивается спектральная плотность потока мощности (в дБВт/м<sup>2</sup>/4 кГц), которая не должна превышать: —154 при  $\theta \leq 5^\circ$ , —154 + 0,5( $\theta - 5$ ) при  $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$ , —144 при  $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$ .

Ужесточение ограничений при снижении угла  $\theta$  объясняется тем, что при этом увеличивается возможность попадания излучений со спутника в главный лепесток диаграммы направленности антенны РРЛ, угол места которой обычно близок к нулю.

Следует отметить, что приведенные выше ограничения на плотность потока мощности несколько завышены. В практических случаях при проектировании можно допустить их превышение на 3—5 дБ без заметного ухудшения качества наземных РРЛ или других радиослужб [13].

Для расчета максимальной плотности потока мощности  $W_m$ , создаваемой у поверхности Земли в контрольной полосе частот,

\* 0,75 в полосе 2,5—2,69 ГГц.

\*\* 15 в полосе 2,5—2,69 ГГц.

можно воспользоваться формулой (3.14). Для этого в нее необходимо подставить максимальное значение ЭИИМ передатчика на спутнике, вычисляемое согласно (4.3) с учетом (4.2).

Для уменьшения помех в ССС при совместном использовании общих полос частот с наземными РРЛ ограничивают максимальную ЭИИМ и подводимую к передающей антенне РРЛ мощность: максимальная мощность, подводимая к передающей антенне РРС, не должна превышать 13 дБВт в полосах частот 1—10 ГГц, не более 10 дБВт в полосах частот выше 10 ГГц; ЭИИМ РРС не должна превышать 55 дБВт во всех совместно используемых полосах частот выше 1 ГГц.

С этой же целью вводят ограничения на ЭИИМ РРС в направлении на геостационарную орбиту. Местоположение и ориентация антенн РРС с ЭИИМ более 25 дБВт в полосах частот 1—10 ГГц должно выбираться таким образом, чтобы направление максимального излучения отличалось от направления на геостационарную орбиту на угол  $\theta$ , равный или больший  $2^\circ$ . Если это окажется невозможным, должно, по крайней мере, соблюдаться условие  $P_{э\text{ РРС}} \leq 47 + 8(\theta - 0,5^\circ)$  при  $0,5^\circ \leq \theta \leq 1,5^\circ$ .

В полосах частот 10—15 ГГц для РРС с ЭИИМ более 45 дБВт угол  $\theta$  должен быть не менее  $1,5^\circ$ , а в полосах выше 15 ГГц такие ограничения в настоящее время отсутствуют.

Для уменьшения помех в РРЛ от излучений ЗС ограничивают максимальную ЭИИМ<sub>ЗС</sub>, излучаемую в сторону местного гори-

Таблица 4.2

Полосы частот, ГГц	Контрольная полоса частот	ЭИИМ <sub>ЗС</sub> , дБВт	
		$\theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 5^\circ$
1—15	4 кГц	40	40—30
более 15	1 МГц	64	64—30

зонта под углом менее  $5^\circ$  (табл. 4.2, рис. 4.3). Ограничения отсутствуют при значении угла более  $5^\circ$ . При этом минимальный угол места максимального излучения передающей антенны ЗС должен быть не менее  $3^\circ$ .

Для защиты наземных радиослужб от помех со стороны ССВ диапазона 12 ГГц по Плану ВАКР-77 предусмотрено обязательное использование в ССВ искусственной дисперсии мощности несущей. При этом введе-

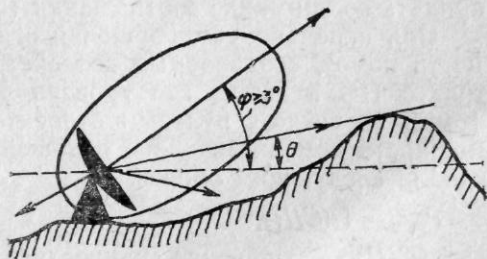


Рис. 4.3. Допустимые углы излучения антенны ЗС

ние СД должно обеспечивать уменьшение на 22 дБ спектральной плотности потока мощности, измеренной в полосе 4 кГц. Требуемое значение достигается с помощью СД треугольной формы при размахе девиации частоты, вызванной СД, равном 600 кГц.

По мере совершенствования аппаратуры некоторые приведенные выше ограничения могут уточняться и пересматриваться на конференциях МККР.

#### 4.4. РАСЧЕТ УРОВНЕЙ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ

##### КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ ПОМЕХ

Для анализа ЭМС в некоторых случаях требуется детальный расчет уровней взаимных помех с тем, чтобы сравнить их с допустимыми значениями и при необходимости принять соответствующие меры для их снижения.

В процессе анализа первоначально определяется отношение  $(H/M)$  мощности полезного сигнала (ПС) к мощности мешающего сигнала (МС) на входе приемника, называемое отношением несущая ПС-несущая МС. Для вычисления этой величины необходимо знать энергетические параметры, конкретное расположение и ориентацию антенн взаимодействующих станций. При известных параметрах расчет  $(H/M)$  не вызывает существенных трудностей и может быть выполнен с помощью выражений, аналогичных выражениям (1.4), (1.7) с учетом конкретных условий. Дальнейший анализ ЭМС зависит от вида взаимодействующих сигналов и методов их обработки.

При передаче ТВ сообщения с помощью ЧМ полученное отношение  $(H/M)$  позволяет непосредственно оценить ухудшение качества с помощью графиков защитных отношений, приведенных, например, в [17] или же для наихудшего случая с помощью рис. 4.2. При использовании цифровых методов отношение  $(H/M)$  также оказывается достаточным для анализа ЭМС. В этом случае ухудшение качества можно оценить с помощью зависимостей вероятности ошибок одновременно от отношений  $(H/S)$  и  $(H/M)$  для различных вариантов цифровой обработки в тракте ПС приведенных, например, в [13]. При их использовании необходимо принять во внимание соотношения (3.9) и (3.10).

При передаче ТФ сообщений ограничивается допустимая мощность помех, создаваемых воздействием МС на выходе канала в тракте ПС в точке, где уровень измерительного сигнала равен 1 мВт (в точке с нулевым относительным уровнем). Допустимая мощность помех связана с отношением сигнал-помеха на выходе канала следующим образом:

$$P_{\text{доп}} = 1/(C/P), \quad (4.4)$$

где  $(C/P)$  — отношение мощности измерительного сигнала на выходе канала в тракте ПС к мощности помехи в той же точке тракта;  $P_{\text{доп}}$  — допустимая мощность помех, мВт.

В свою очередь отношение сигнал-помеха на выходе канала связано с отношением несущая ПС-несущая МС на выходе приемника с помощью так называемого коэффициента ослабления помех (КОП)

$$\text{КОП} = \frac{(C/P)}{(H/M)} \quad \text{или} \quad [\text{КОП}] = [C/P] - [H/M]. \quad (4.5)$$

Понятие КОП позволяет легко решить две основные задачи, возникающие при анализе ЭМС; определение требуемого значения отношения  $(H/M)$ , обеспечивающего заданное ухудшение качества и определение ухудшения качества на выходе канала при заданном отношении  $(H/M)$  на входе приемника. КОП зависит от методов обработки и параметров ПС и МС, от расстройки между несущими частотами ПС и МС. В современных РРЛ и ССС предъявляются очень жесткие требования к качеству каналов (Приложение 4). В связи с этим допустимое отношение сигнал-помеха с учетом (3.6) и приведенных в § 4.2 ограничений должно составлять около 60 дБ. Для обеспечения столь высокого качества канала отношение  $(H/M)$  на входе приемника должно быть достаточно большим и составлять несколько десятков децибел. В противном случае необходимость в анализе ЭМС отпадает, так как заранее известно, что уровни помех будут выше допустимых. Достаточно большое значение  $(H/M)$  достигается с помощью ряда ограничений (§§ 4.2, 4.3), позволяющих снизить мощность МС на входе приемника (рациональный выбор местоположения и ориентации антенн, ограничения ЭИИМ, плотности потока мощности у поверхности Земли и т. п.). При этих условиях, в случае использования ЧРК-ЧМ для ТФ канала со средней частотой в групповом спектре  $F_k$  в точке с нулевым относительным уровнем измерительного сигнала

$$\text{КОП} = 2 \left( \frac{\Delta f_k}{F_k} \right)^2 \frac{1}{g^0(F_k)} \frac{1}{\gamma \kappa_{\text{пф}} y_{\text{вф}}(F_k)}. \quad (4.6)$$

Здесь  $\Delta f_k$  — эффективная девиация частоты при передаче измерительного сигнала в одном канале тракта ПС;  $\gamma$  — пик-фактор огибающей МС;  $\kappa_{\text{пф}}$  — психометрический коэффициент, определяющий выигрыш в отношении сигнал-помеха. При непрерывном характере спектра помехи  $\kappa_{\text{пф}} = 0,56$ , а при дискретном — следует положить  $\kappa_{\text{пф}} = 1$ ;  $y_{\text{вф}}(F_k)$  — квадрат модуля коэффициента передачи восстанавливающего фильтра на частоте  $F_k$ ;  $g^0(F_k)$  — безразмерный коэффициент, определяемый сверткой спектров ПС и МС.

Первый из трех дробных сомножителей в (4.6) характеризует помеху, возникающую в отсутствие модуляции ПС и МС.

Пик-фактор огибающей МС представляет собой отношение пиковой мощности МС (мощности МС при отсутствии модуляции)



к мощности модулированного МС. При известной спектральной плотности мощности МС

$$\gamma = U_m^2/2 \int_0^\infty S_{\text{МС}}(f) df,$$

где  $U_m$  — амплитуда немодулированной несущей МС;  $S_{\text{МС}}$  — односторонняя спектральная плотность мощности МС, В<sup>2</sup>/Гц.

В случае, когда МС является ЧМ сигналом, следует положить  $\gamma = 1$ . Далее, в (4.6)

$$g^0(F_K) = g_n(F_K) \Delta F_K + \sum_i g_d^0(F_i),$$

$$g_d^0(F_i) = \begin{cases} g_d(F_i) & \text{при } |F_i - F_K| \leq \Delta F_K/2, \\ 0 & \text{при } |F_i - F_K| > \Delta F_K/2. \end{cases}$$

При этом

$$g(F) = g_n(F) + g_d(F) \sum_i \delta(F - F_i) = \\ = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{ПС}}(f) [S_{\text{МС}}(f_p + F - f) + S_{\text{МС}}(f_p - F - f)] df,$$

где  $g_n(F)$  — непрерывная составляющая нормированного спектра помехи  $g(F)$ , 1/Гц;  $g_d(F)$  — безразмерная функция, характеризующая интенсивность дискретных составляющих спектра помехи;  $\delta(F - F_i)$  — дельта-функция, описывающая  $i$ -ю дискретную составляющую спектра помехи, расположенную на частоте  $F_i$ , 1/Гц;  $S_{\text{ПС}}(f)$  — нормированный спектр ПС (1/Гц), т. е. спектр ПС при условии, что его средняя мощность равна единице ( $U_m^2/2 = 1$ ), а несущая частота  $f_0 = 0$ ;  $S_{\text{МС}}(f_p \pm F - f)$  — нормированный спектр МС (1/Гц), т. е. спектр МС при условии, что его средняя мощность равна единице, а несущая частота  $f_0 = f_p \pm F$ ;  $f_p$  — расстройка между несущими частотами ПС и МС.

Таким образом, в рассматриваемом случае для детального расчета уровней помех требуется знание спектров ПС и МС. Это оказывается необходимым также при проверке соблюдения ряда ограничений на максимальную ЭИИМ (§ 4.3) и при оценке ЭМС двух геостационарных ССС (§ 4.2).

При ЧРК-ЧМ величина КОП зависит от расстройки  $f_p$  и достигает минимального значения при  $f_p = F_K = F_B$  (рис. 4.4). Таким образом, с точки зрения помех в наихудших условиях находится верхний канал в спектре МТС. В практических случа-

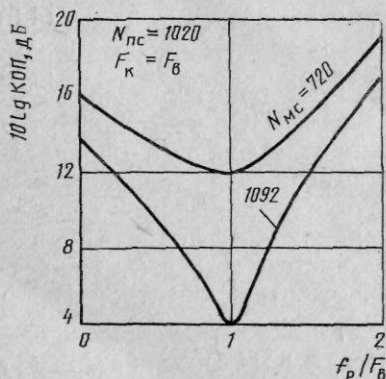


Рис. 4.4. Зависимость КОП от относительной расстройки частоты

Таблица 4.3

$N_{ис}$	КОП, дБ, при различном $N_{мс}$							
	12	60	132	252	432	612	792	1092
300	19,2	20,3	21,7	22,9	23,4	24,0	24,5	23,8
600	13,8	15,1	16,7	18,3	19,1	19,9	20,3	18,2
1020	1,1	3,4	6,0	8,6	9,8	11,3	12,3	3,9
1920	-4,2	-1,9	0,7	3,3	4,5	6,1	7,1	-1,4

Продолжение табл. 4.3

	$N$	$F_H$ , кГц	$F_B$ , кГц	$\Delta f_R$ , кГц	$\Delta f_a$ , кГц	$m_\sigma$ , рад
ПС	300	60	1300	200	616	1,51
	600	60	2596	200	873	1,45
	1020	312	4636	140	793	0,47
	1920	312	8524	140	1088	0,40
МС	12	12	80	109	159	4,8
	60	12	252	136	276	3,5
	132	12	552	223	529	4,3
	252	12	1052	358	1009	5,8
	432	60	1796	401	1479	3,0
	612	60	2540	454	1996	3,4
	792	60	3284	499	2494	3,7
	1082	312	4892	701	4118	2,4

ях, в связи с нестабильностью СВЧ несущих ПС и МС расстройка будет заметно изменяться по сравнению с низкочастотным спектром МТС. В результате в канале со средней частотой  $F_R$  и шириной полосы занимаемых частот  $\Delta F_R = 3,1$  кГц уровень помех и КОП могут изменяться в значительных пределах. Поэтому при оценке ЭМС часто оказывается достаточно рассчитывать лишь минимальные значения КОП, соответствующие максимальному уровню помех в верхнем канале при расстройке, равной его средней частоте. В табл. 4.3 приведены рассчитанные с помощью (4.6) минимальные значения КОП для случая, когда параметры МС соответствуют параметрам, используемым в системе «Интелсат-5» (табл. 3.7) в режиме МДЧР-ЧРК-ЧМ при наименьших значениях девиации частоты на один канал. При этом полагалось, что средняя мощность сигнала одного канала соответствует рекомендациям МККР ( $-15$  дБм0 при  $N > 240$ ).

При расчете помех между РРС с ЧРК-ЧМ удобно пользоваться табл. 4.4, в которой представлены результаты расчета КОП для различного числа ТФ каналов в трактах ПС и МС. Значения КОП, округленные до меньшего целого (худший случай), в пределах каждой клетки табл. 4.4 указаны в следующем порядке: верхний ряд слева направо — КОП в верхнем ТФ канале при

КОП (дБ) при  $N_{ис}$ 

$N_{мс}$	КОП (дБ) при $N_{ис}$									
	300	600	720	960	1020	1260	1320	1800	1920	2700
3000	23 22 25 29 10	21 17 24 28 4	21 14 24 27 0	23 13 26 7 -8	23 9 26 3 -13	23 7 26 3 -14	24 7 27 3 -15	24 4 27 3 -18	24 4 27 3 -18	24 1 27 2 -22
600	23 22 26 28 10	20 18 23 28 3	21 15 23 27 0	22 14 25 6 -9	22 10 25 4 -13	23 8 26 2 -15	23 8 26 2 -16	24 5 27 2 -18	24 5 27 2 -19	25 2 28 2 -22
720	23 22 26 27 9	20 18 23 27 2	20 15 23 26 -1	21 14 24 5 -10	20 10 23 1 -14	22 9 25 1 -16	23 8 25 1 -17	24 6 27 1 -19	24 5 27 1 -20	24 2 27 1 -23
960	23 24 26 21 2	21 20 24 21 -4	21 19 24 20 -7	20 20 23 -1 -16	20 19 23 -5 -21	20 17 23 -5 -22	20 17 23 -5 -23	21 15 24 -5 -26	21 14 24 -5 -26	23 12 26 -6 -30
1020	23 23 25 20 1	21 19 24 20 -5	21 18 24 18 -8	21 22 24 -2 -17	19 21 22 -6 -22	22 20 25 -6 -24	22 19 25 -6 -24	22 17 25 -6 -27	22 17 25 -7 -27	23 15 26 -7 -31
1260	23 23 26 20 1	21 19 24 20 -5	21 18 24 19 -9	21 22 24 -2 -17	20 21 23 -6 -22	19 20 22 -6 -24	21 19 24 -6 -24	22 17 25 -7 -27	22 17 25 -7 -27	23 15 26 -7 -31
1320	23 23 26 20 1	21 19 24 20 -5	21 18 24 20 -8	21 22 24 -2 -17	20 21 23 -6 -22	20 20 23 -6 -23	19 20 22 -6 -24	22 17 25 -6 -27	22 17 25 -6 -27	23 15 26 -6 -30
1800	23 23 26 20 1	21 19 24 10 -5	21 18 24 18 -9	21 22 24 -2 -17	21 22 24 -6 -22	20 20 23 -7 -24	20 20 23 -7 -24	19 18 22 -7 -27	22 17 25 -7 -27	22 15 25 -7 -31
1920	23 23 26 20 1	21 19 24 19 -5	21 18 24 18 -9	21 22 24 -2 -17	21 21 24 -6 -22	20 20 23 -7 -24	20 20 23 -7 -24	19 18 22 -7 -27	19 17 22 -7 -27	22 15 25 -7 -31
2700	23 23 26 20 1	21 19 24 19 -5	21 18 24 18 -9	22 22 25 -2 -17	21 22 24 -7 -21	21 20 24 -7 -24	21 20 24 -7 -24	20 18 23 -7 -27	20 18 23 -7 -27	20 15 23 -7 -31

расстройке  $f_p=0$ ; КОП в верхнем канале при  $f_p=F_B$ , обусловленный взаимодействием только непрерывных составляющих спектров ПС и МС; КОП в верхнем канале при  $f_p=2F_B$ ; нижний ряд слева направо — КОП в нижнем «худшем» канале при  $f_p=F_H$ , минимально возможное значение КОП в верхнем канале при  $f_p=F_B$ .

Полученные результаты показывают, что КОП в сильной мере определяется значениями индекса модуляции и верхней граничной частотой спектра многоканальных ТФ сообщений, передаваемого в тракте ПС. В данном случае при малых значениях индекса модуляции в тракте ПС минимальные значения КОП становятся меньше нуля, что объясняется наличием дискретной составляющей большой мощности в спектре полезного ЧМ сигнала, описываемого выражением (4.7). Такое положение приводит к существенным трудностям при решении задач ЭМС: для выполнения жестких норм на уровень помех на выходе канала (§ 4.2, 4.3) согласно (4.5) потребуется очень большое отношение ( $H/M$ ) на входе приемника. Для устранения или уменьшения дискретных составляющих в спектрах ПС и МС целесообразно использовать специальные сигналы дисперсии (СД).

### СИГНАЛЫ ДИСПЕРСИИ

Одной из важнейших задач ЭМС является снижение помех между ССС и РРЛ, для работы которых выделены общие полосы частот [13]. При использовании ЧМ сравнительно простым методом решения этой задачи является введение на передающей стороне, на входе частотного модулятора, специального сигнала дисперсии (СД), что приводит к перераспределению (рассеиванию) по спектру мощности помех.

В РРЛ при передаче многоканальных ТФ сообщений с помощью ЧРК-ЧМ в соответствии с рекомендациями МККР [12] при большом числе передаваемых ТФ разговоров должны использоваться малые индексы модуляции (табл. 4.4), что вызвано необходимостью снизить уровень собственных переходных шумов и уменьшить полосу занимаемых частот. В связи с этим в спектре ЧМ сигнала на несущей частоте содержится дискретная составляющая, на которой может сосредоточиться до 80% всей мощности [1, 27].

Введение СД в данном случае было бы эффективно, однако нецелесообразно с экономической точки зрения ввиду большого числа РРС, находящихся в эксплуатации в настоящее время. Отметим, что для снижения уровня дискретной составляющей эффективным может оказаться использование ВЧ предискажений спектра ЧРК-ЧМ сигнала в РРС в сочетании с высоколинейными передаточными (амплитудными) характеристиками трактов.

В ССС при передаче многоканальных ТФ сообщений с помощью ЧРК-ЧМ в связи с напряженной энергетикой линии используют повышенные значения индексов модуляции (табл. 4.3). Это обеспечивает достаточно равномерное естественное рассеивание мощности ЧМ сигнала по спектру за счет загроузки.

Наиболее актуально использование СД при передаче с помощью ЧМ ТВ сообщений (ЧМ-ТВ сигналов). Это вызвано тем, что при некоторых неблагоприятных с точки зрения ЭМС передаваемых по ЧМ-ТВ каналу сюжетах в спектре ЧМ-ТВ сигнала появляются дискретные составляющие, на которых может сосредоточиться до 60—70% всей мощности. При этом наиболее неблагоприятны случаи, когда структура и цвет передаваемого изображения однородны и мало изменяются во времени (например, крупные однотонные изображения моря, поля, неподвижные заставки и т. п.). При передаче цветных изображений имеет место естественное рассеивание мощности, составляющие в среднем лишь около 10% (т. е. мощность помех будет на 10% меньше, чем в случае, когда модуляция ПС и МС полностью отсутствуют). По этой причине, а также в связи с тем, что передатчик спутника может воздействовать на большое число НС, в ССС и ССВ при передаче ТВ сообщений с помощью ЧМ введение СД является практически обязательным. Использование СД в ССВ выгодно с экономической точки зрения, так как приводит к удешевлению большого числа индивидуальных и коллективных приемных установок. Это объясняется тем, что при введении СД оказывается возможным соблюдение ограничений на плотность потока мощности (§ 4.3) в сравнительно узкой полосе частот  $\Delta f_w$  при больших значениях ЭИИМ спутника.

В настоящее время в основном используют СД треугольной или пилообразной формы с частотой повторения  $F_{\text{СД}} \leq 50$  Гц. При этом девиация частоты  $\Delta f_{\text{СД}}$ , вызванная действием СД, должна быть достаточно большой и обеспечить значение индекса модуляции, намного превышающее 1 радиан. Это является необходимым условием для равномерного распределения мощности ЧМ сигнала по спектру. Размах девиации частоты, создаваемой СД, составляет обычно 10—15% полного размаха девиации частоты, вызванной ТВ сигналом, т. е.  $\Delta f_{\text{СД}} = (0,1—0,15)\Delta f_{\text{ТВ}}$ . В этом случае для исключения СД на приемной стороне можно использовать устанавливаемые на выходе частотного демодулятора простые диодные схемы фиксации (привязки) уровня черного, которые обеспечивают подавление СД на 20—30 дБ. Существуют более сложные схемы исключения СД на приемной стороне, обеспечивающие его подавление на 40 дБ и больше [20].

Для ССВ диапазона 12 ГГц в Плане ВАКР-77 рекомендовано применение СД треугольной формы с частотой 12,5—30 Гц.

В последние годы появились спутниковые ретрансляторы, мощность передатчиков в которых доходит до нескольких сот ватт. В этом случае для соблюдения требуемых ограничений на плотность потока мощности необходимо использовать СД, обеспечивающие девиацию частоты  $\Delta f_{\text{СД}} = (0,25—0,3)\Delta f_{\text{ТВ}}$ . Это вызывает увеличение результирующего индекса модуляции ЧМ-ТВ сигнала с введением СД и требует соответственного расширения полосы пропускания ВЧ тракта, увеличения линейных участков характеристик трактов, снижает помехоустойчивость из-за более раннего

наступления порога ЧМ. Для устранения этих нежелательных эффектов в приемном устройстве можно использовать обратную связь по частоте, при которой происходит «слежение» только за изменениями мгновенной частоты, обусловленными действиями СД [17].

Параметры СД различным образом влияют на уровень помех на выходе ЧМ-ТВ канала и на выходе ТФ канала РРС с ЧРК-ЧМ. В том случае, когда мешающий ЧМ-ТВ сигнал с введением СД воздействует на приемник РРС с ЧРК-ЧМ, можно использовать СД с низкой частотой повторения, доходящей до нескольких герц. При этом помеха в ТФ канале будет носить в основном импульсный характер. Такое положение объясняется тем, что при медленном изменении мгновенной частоты МС за счет действия СД продукты нелинейных преобразований (биений) МС и остатка мощности на несущей частоте ПС будут периодически и последовательно попадать в различные каналы шириной  $\Delta F_k = 3,1$  кГц в пределах спектра многоканального ТФ сообщения. В связи с тем, что для эффективного рассеивания  $\Delta f_{\text{СД}}$  должна составлять 1—4 МГц в пределах сравнительно узкой полосы частот одного ТФ канала выигрыш от введения СД  $\kappa_{\text{СД}} = \Delta f_{\text{СД}} / \Delta F_k$  будет достаточно большой.

При воздействии МС рассматриваемого вида на другой ЧМ-ТВ приемник введение СД с низкой частотой повторения не приведет к ощутимому улучшению. При этом помеха на выходе частотного демодулятора будет оставаться в пределах широкой полосы частот ТВ канала, которая составляет 5—6 МГц. В этом случае для эффективного рассеивания частота СД должна быть заметно выше.

## СПЕКТРЫ РАДИОСИГНАЛОВ

При ЧРК-ЧМ форма спектра сигнала в значительной мере определяется среднеквадратичным индексом модуляции

$$m_{\sigma} = \Delta f_{\sigma} \sqrt{0,4 + 1,6 F_{\text{Н}} / F_{\text{В}}} / \sqrt{F_{\text{Н}} F_{\text{В}}},$$

где  $\Delta f_{\sigma}$  — эффективная девиация частоты при передаче многоканального ТФ сообщения;  $F_{\text{Н}}$ ,  $F_{\text{В}}$  — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты спектра.

Здесь индекс модуляции представляет собой среднеквадратичное отклонение фазы ЧМ сигнала от своего среднего значения при воздействии модулирующего процесса. Общая формула для спектра ЧМ сигнала имеет вид [27]

$$S_{\text{ТФ}}(f) = \frac{U_m^2}{2} e^{-m_{\sigma}^2} \left\{ \delta(f - f_0) + \frac{\Delta f_{\sigma}^2 y_{\text{нф}}^0 (f - f_0)}{2(F_{\text{В}} - F_{\text{Н}})(f - f_0)^2} + \right. \\ \left. + \frac{e^{+m_{\sigma}^2} - 1 - m_{\sigma}^2}{\alpha \Delta f_{\sigma} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{f - f_0}{\alpha \Delta f_{\sigma}} \right)^2 \right] \right\}. \quad (4.7)$$

Здесь

$$y_{\text{нф}}^0(f-f_0) = \begin{cases} y_{\text{нф}}(f-f_0) & \text{при } F_{\text{н}} \leq |f-f_0| \leq F_{\text{в}}; \\ 0 & \text{при } F_{\text{н}} > |f-f_0|, |f-f_0| > F_{\text{в}}; \end{cases}$$

$y_{\text{нф}}(f-f_0)$  — квадрат модуля коэффициента передачи предыдущего фильтра на частоте  $F=f-f_0$ ;  $\alpha$  — эмпирическая весовая функция. Причем  $\alpha = 1 + \exp(1,3 - 0,7m^2\sigma)$ .

В ССС, где обычно в связи с тяжелой энергетикой линии используются большие индексы модуляции, можно положить  $\alpha = 1$  при  $m\sigma \geq 2,5$  рад. При этом мощность ЧМ сигнала сравнительно равномерно распределяется по спектру, а интенсивность дискретной составляющей, равная  $U_m^2 e^{-m^2\alpha}/2$ , пренебрежимо мала.

В РРЛ для снижения уровня нелинейных переходных шумов, вызванных нелинейностями характеристик трактов, используют обычно малые индексы модуляции (0,4—0,6 рад при числе каналов более 960 и 1,45—1,55 рад при меньшем числе каналов). При этом сильно возрастает доля мощности, сосредоточенная на дискретной составляющей.

При передаче ТВ сообщений с помощью ЧМ спектр ЧМ-ТВ сигнала оказывается чрезвычайно сложным как по форме, так и по структуре. Его характер жестко связан с передаваемым сюжетом. Аналитические выражения, описывающие спектр ЧМ-ТВ сигнала, в настоящее время отсутствуют. При анализе ЭМС в силу обязательного введения СД можно допустить, что спектр ЧМ-ТВ сигнала ССС соответствует спектру ЧМ сигнала модулированного только СД:

$$S_{\text{СД}}(f) = \begin{cases} U_m^2/2 \Delta f_{\text{СД}} & \text{при } |f-f_0| \leq \Delta f_{\text{СД}}/2, \\ 0 & \text{при } |f-f_0| > \Delta f_{\text{СД}}/2, \end{cases} \quad (4.8)$$

где  $U_m$  — амплитуда ЧМ сигнала;  $\Delta f_{\text{СД}}$  — размах девиации частоты, обусловленной воздействием СД.

Такое допущение дает несколько завышенные уровни помех, так как модуляция ТВ сообщением приведет к дополнительному рассеиванию (дисперсии) мощности по спектру. В идеальном случае вся мощность ЧМ-ТВ сигнала может оказаться равномерно распределенной по спектру в пределах занимаемой полосы частот  $\Pi_{\text{ТВ}}$ , определяемой согласно (3.8):

$$S_{\text{СД+ТВ}}(f) = \begin{cases} U_m^2/2 \Pi_{\text{ТВ}} & \text{при } |f-f_0| \leq \Pi_{\text{ТВ}}/2, \\ 0 & \text{при } |f-f_0| > \Pi_{\text{ТВ}}/2. \end{cases} \quad (4.9)$$

При этом в реальных условиях уровень помех будет лежать в пределах, ограниченных значениями, рассчитанными с помощью (4.8) и (4.9).

При передаче цифровых сообщений спектр сигнала зависит от вида модуляции и параметров фильтра, используемого для огра-

ничения занимаемой полосы частот на передающей стороне. При использовании многоуровневых методов фазовой модуляции

$$S_{\text{ЦМ}}(f) = \frac{U_m^2}{2} \frac{\log_2 M}{F_0} \left( \frac{\sin \pi [(f - f_0)/F_0]}{\pi [(f - f_0)/F_0]} \right)^2 H(f - f_0), \quad (4.10)$$

где  $M$  — число уровней (позиций) сигнала с многоуровневой модуляцией;  $F_0$  — частота, численно равная скорости передачи цифрового сообщения;  $H(f - f_0)$  — квадрат модуля коэффициента передачи эквивалентного фильтра.

В практических случаях при анализе ЭМС оказывается возможным считать

$$H(f - f_0) \approx \begin{cases} 1 & \text{при } |f - f_0| \leq \Pi_{\text{ЦМ}}/2, \\ 0 & \text{при } |f - f_0| > \Pi_{\text{ЦМ}}/2, \end{cases}$$

где  $\Pi_{\text{ЦМ}}$  — полоса частот, занимаемых модулированным сигналом и определяемая согласно (3.10).

Сравнение спектров рассмотренных сигналов показывает, что с точки зрения ЭМС наиболее неблагоприятны МС от многоканальных РРЛ или МС, использующие цифровые методы, так как в таких случаях велика спектральная плотность мощности.

#### 4.5. КООРДИНАЦИЯ ЗЕМНЫХ И НАЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

При исследовании ЭМС спутниковых и радиорелейных систем связи одной из важнейших характеристик является координационное расстояние (КР) и связанные с ним координационный контур (КК) и координационная зона (КЗ).

КР — это расстояние от ЗС в данном азимутальном направлении, в пределах которого НС, совместно использующая ту же полосу частот, может создавать помехи или подвергаться воздействию помех, уровень которых превышает допустимое значение. КК представляет собой линию, соединяющую точки, удаленные от ЗС на КР по всем возможным азимутам. КЗ является зоной вокруг ЗС, ограниченной КК. Необходимость в построении КЗ обычно появляется в тех случаях, когда ЗС находится на суше на расстоянии не более 200—500 км от территории другого государства. В этом случае территория другой страны может оказаться в пределах КЗ, что потребует уточнения уровней мешающих сигналов (МС) и проведения координации. В целях унификации расчетов во всех странах в Приложении 28 к Регламенту радиосвязи приведена единая процедура расчета КЗ. Она основана на вычислении КР для наилучшей взаимной ориентации антенн с помощью согласованных в международном масштабе гипотетических параметров ЗС и НС для нескольких вариантов взаимодействия. Следует подчеркнуть, что наличие или установка НС в пределах КЗ обязательно вызовет взаимные помехи, поскольку методика расчета КЗ основана на наиболее неблагоприятных допущениях.



При координации станций, принадлежащих одной стране, необходимость в расчете КЗ по приближенной методике МККР практически отпадает, так как в этом случае имеется возможность непосредственного использования более конкретных, уточненных параметров взаимодействующих систем.

При определении КЗ рассматривают два варианта взаимодействия (рис. 4.5): 1) определение КЗ для приемной ЗС; 2) определение КЗ для передающей ЗС.

Для построения КЗ необходимо рассчитать КР для всех возможных азимутов (практически не менее чем для четырех).

При определении КЗ для приемопередающей ЗС следует определить результирующую КЗ для обоих вариантов взаимодействия, используя максимальные значения КР для каждого азимута. При этом в практических случаях обычно КР для приемной ЗС ( $KP_a$ ) оказывается в 1,5—2 раза больше, чем КР для передающей ЗС ( $KP_b$ ), что объясняется высокой чувствительностью приемников ЗС. Расчет КР проводится в два этапа. На первом этапе с учетом методов обработки сигналов в приемнике следует определить ослабление МС, необходимое для того, чтобы ухудшение качества, вызванное воздействием МС, оставалось в пределах допустимых значений. На втором этапе с учетом особенностей распространения мешающего и полезного сигналов определяют КР, при котором обеспечивается рассчитанное ранее ослабление МС.

Необходимое ослабление между взаимодействующими станциями

$$L(p) = P_{\Pi} + G_{\Pi} + G_{\text{пр}} - P_{\text{пр}}(p). \quad (4.11)$$

Здесь  $P_{\Pi}$  — максимальное значение мощности передатчика МС в условной полосе частот  $\Delta f_w$  на входе антенны, дБВт;  $P_{\text{пр}}(p)$  — допустимое значение мощности одного МС на выходе приемной антенны, превышаемое не более  $p$  % времени и определяемое в условной полосе частот  $\Delta f_w$ , дБВт;  $G_{\Pi}$  — усиление передающей ан-

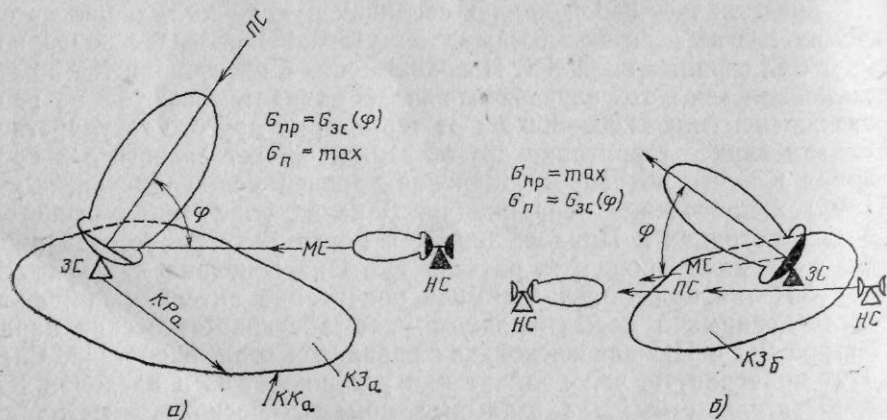


Рис. 4.5. Координационные зоны для приемной (а) и передающей (б) ЗС

тенны в горизонтальной плоскости, выраженное в децибелах относительно изотропного излучателя;  $G_{\text{пр}}$  — усиление приемной антенны в горизонтальной плоскости, выраженное в децибелах относительно изотропного излучателя.

В случае, когда определяют  $KP_a$  для приемной ЗС (рис. 4.5,а),  $G_{\text{п}}$  принимается равным максимально допустимому значению усиления антенны НС,  $G_{\text{пт}}$ , определяемому из табл. 4.5А\*. При этом  $G_{\text{пр}}$  полагается равной  $G_{\text{пр}}(\varphi)$  и определяется как усиление антенны приемной ЗС в направлении на мешающую передающую НС.

В случае, когда определяется  $KP_b$  для передающей ЗС (рис. 4.5,б), величина  $G_{\text{п}}$  принимается равной усилению антенны  $G_{\text{п}}(\varphi)$  передающей мешающей ЗС в направлении на НС. При этом  $G_{\text{пр}}$  полагается равным максимально допустимому значению  $G_{\text{пр}}$  усиления антенны НС (табл. 4.5Б\* и 4.6).

Таблица 4.5А

Диапазон частот, ГГц		1—10		10—15		15—40	
Метод обработки сигнала*	ЗС	А	Ц	А	Ц	Ц	
	НС	А	А	А	А	Ц	
$p$ , %		0,01	0,001	0,015	0,003	0,003	
$M(p)$ , дБ		17	5	17	5	5	
$J$ , дБ		-8,5	-8,5	-8,5	-8,5	-8,5	
$W$ , дБ		4	0	4	0	0	
$\Delta f_{\text{ш}}$ , МГц		1	1	1	1	1	
$R_{\text{ц}}$ , дБВт		13 (40)	13 (40)	10	10	10	
$G_{\text{пт}}$ , дБ		42 (52)	42 (52)	45	45	45	

\* А — аналоговый; Ц — цифровой.

Таблица 4.5Б

Диапазон частот, ГГц		1—10		10—15		15—40	
Метод обработки сигнала в НС		А	Ц	А	Ц	Ц	
$p$ , %		0,005 (0,01)	0,001	0,005	0,003	0,003	
$P_{\text{пр}}(p)$ , дБВт		-131(-140)	-105	-128	-107	-104	
$G_{\text{прт}}$ , дБ		35—47 (52)	(см. табл. 4.6)	-50	50	50	
$\Delta f_{\text{ш}}$ , МГц		0,004	1	0,004	1	1	

\* Цифры в скобках соответствуют случаю, когда НС является станцией ТРРЛ.

Таблица 4.6

Полоса частот, ГГц	1,5	2	4	6	7—8
$G_{\text{прт}}$ , дБ	35	37	42	45	47

В отсутствие конкретных параметров для определения усиления антенны ЗС в направлении, отличающемся на угол  $\varphi$  от направления оси главного лепестка диаграммы направленности, можно использовать справочные диаграммы направленности антенн (§ 4.6). Соответственно угол несложно определить с помощью геометрических соотношений, приведенных в § 3.3.

Для первого варианта взаимодействия при определении КР

$$P_{\text{пр}}(p) = 10 \lg(k T_{\Sigma} \Delta f_w) + J + M(p) - W, \quad (4.12)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $\Delta f_w$  — условная полоса частот, в пределах которой можно усреднить (т. е. считать постоянной) мощность МС, Гц;  $J$ ;  $M(p)$  и  $W$  — вспомогательные параметры, определяемые из табл. 4.5. Для ЗС параметры  $P_{\text{нд}}$  и  $T_{\Sigma}$ , входящие в (4.11) и (4.12), определяют из характеристик конкретной ССС.

Далее определяют КР без учета влияния осадков. Методика расчета КР зависит от радиоклиматических зон. Для неостровных территорий суши с учетом особенностей распространения радиоволн координационное расстояние (в км)

$$d_0 = [L(p) - A_0 - A_h] / \beta,$$

где вспомогательные параметры (в дБ)

$$A_0 = 120 + 20 \lg f,$$

$$A_h = \begin{cases} \varepsilon \sqrt[3]{f} + 20 \lg(1 + 4,5 \sqrt{f}) & \text{при } \varepsilon \geq 0^\circ, \\ 8\varepsilon & \text{при } 0^\circ \geq \varepsilon \geq -0,5^\circ, \\ -4 & \text{при } -0,5^\circ \geq \varepsilon. \end{cases}$$

Здесь  $\varepsilon$  — угол места физического горизонта для ЗС, определяемый из центра антенны ЗС и равный углу между горизонтальной плоскостью и физическим горизонтом, учитывающим рельеф местности в направлении, для которого ведется расчет КР;  $f$  — частота, выраженная здесь и далее в ГГц.

Таблица 4.7

Процент времени $p$ , %	0,001	0,01	0,1	0,1
$d_m$ , км	375	350	300	200

Входящая в (4.13) величина  $\beta$  (в дБ/км) зависит от радиоклиматической зоны, процента времени  $p$  и учитывает затухание радиоволн в водяных парах ( $\beta_v$ ), кислороде ( $\beta_0$ ) и других газах атмосферы Земли ( $\beta_z$ ). В приведенном случае

$$\beta = \beta_v + \beta_0 + \beta_z,$$

$$\beta_v = 3,5 \cdot 10^{-4} \left[ \frac{1}{(1 - 22,3/f)^2 + 9/f^2} + \frac{1}{(1 + 22,3/f)^2} \right] + 3 \cdot 10^{-6} f^2,$$

$$\beta_0 = 6,8 \cdot 10^{-3} \left[ \frac{1}{(60 - f)^2} + \frac{1}{(60 + f)^2} + \frac{1}{(0,36 + f^2)} \right],$$

$$\beta_z = 0,154 (1 + 3,05 \lg f)^{0,4} (0,9028 + 0,0486 \lg p)^2.$$

При практических расчетах вычисление можно проводить с точностью до  $10^{-3}$ — $10^{-4}$  и можно полагать  $\beta_v = 0$  для  $f \leq 15$  ГГц.

Полученное в результате расчета по (4.13) значение КР без учета влияния осадков необходимо сопоставить с максимальными значениями, приведенными в табл. 4.7.

Если рассчитанное значение  $d_0$  окажется больше  $d_m$ , то необходимо положить  $d_0 = d_m$ . Если же  $d_0$  окажется менее 100 км, то следует положить  $d_0 = 100$  км. Таким образом, практически значение КР должно лежать в пределах от 100 км до  $d_m$ .

При расчете КР требуется также учесть влияние осадков. Оно проявляется в том, что часть энергии МС может отразиться от осадков и попасть в главный лепесток диаграммы направленности антенны. В результате сместится центр КЗ и изменится ее конфигурация.

Для учета отражений от осадков предварительно определяют нормированные потери передачи

$$L_n(0,01) = P_n + G_m - 42 - P_{np}(p) - F(p, f),$$

где функция  $F(p, f)$  характеризует переход от  $p\%$  к  $0,01\%$  времени (рис. 4.6), а остальные параметры определяют в зависимости от варианта взаимодействия с помощью табл. 4.5 и 4.6.

Значение КР с учетом отражений от осадков  $d_d$  определяется с помощью приведенных в Приложении 28 [12] графиков в зависимости от диапазона частот и дождевых климатических зон (см. рис. 3.26). Для территории СССР (зоны 2 и 5) можно воспользоваться графиками, представленными на рис. 4.7. При этом вели-

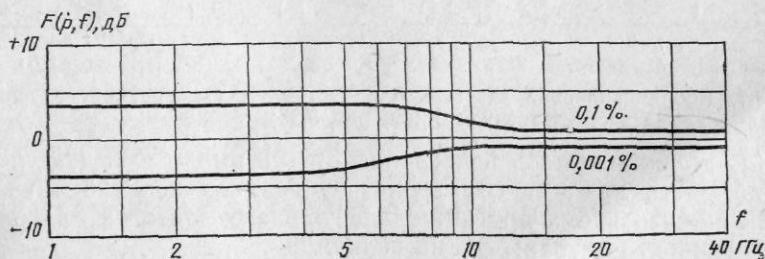


Рис. 4.6. Вспомогательная функция для расчета нормированных потерь

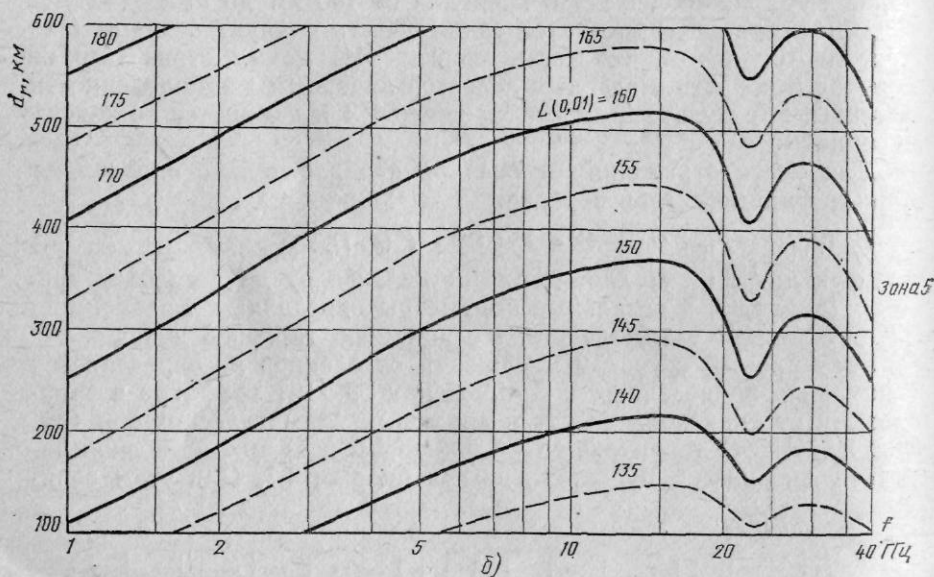
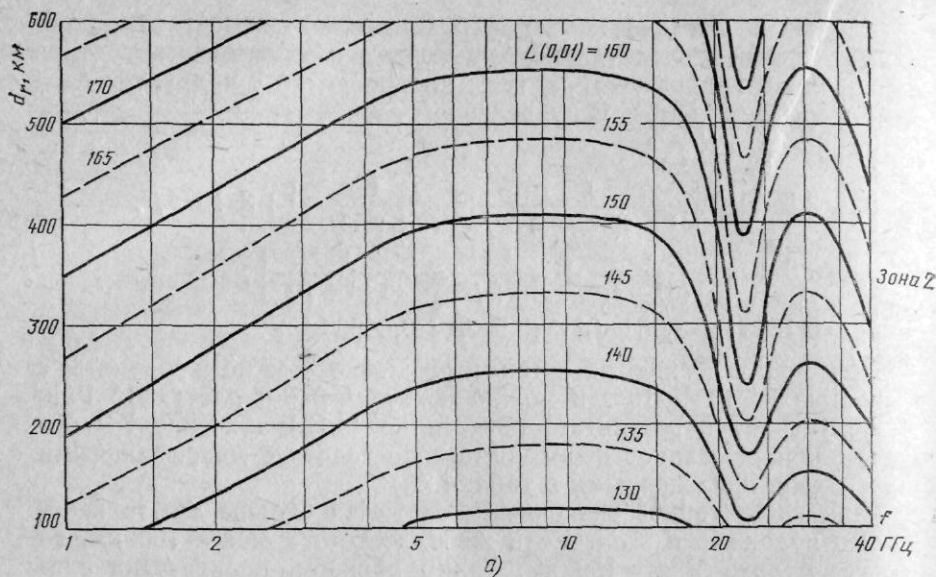


Рис. 4.7. Координационное расстояние с учетом отражений от осадков для дождевых климатических зон 2 и 5 (см. рис. 3.26)

чина  $d_d$  должна лежать в пределах от 100 км до  $d_{dm}$  (табл. 4.8).

Для учета влияния отражений от осадков центр КЗ необходимо сдвинуть вдоль проекции оси главного лепестка диаграммы направленности антенны ЗС на величину

$$\Delta d = 5,88 \cdot 10^{-5} (d_y - 40)^2 / \text{tg } \epsilon_s,$$

Таблица 4.8

Процент времени, $p\%$	0,001	0,01	0,1
$d_{дт}$ , км			
зона 2	470	470	330
зона 5	390	330	270

где  $\Delta d$  и  $d_d$  — выражены в километрах, а  $\epsilon_s$  определяется согласно § 3.3.

В данном случае для построения КК необходимо определить с помощью соответствующих кривых на рис. 4.7  $d_d$  и рассчитать  $\Delta d$ . Затем от точки расположения ЗС следует отложить  $\Delta d$  в направлении проекции главного лепестка диаграммы направленности антенны ЗС. В результате будет получен центр КЗ с учетом отражений от осадков. Из этого центра отложить значения  $d_0$ , вычисленные по формуле (4.13) для различных азимутов. Если в каком-либо направлении рассчитанное значение  $d_0$  окажется меньше определенного по графику значения  $d_d$ , то КР необходимо принять равным  $d_d$ .

Приведенная выше методика расчета КЗ основана на наиболее неблагоприятных допущениях. Поэтому на практике, если по каким-либо причинам ЗС оказывается в пределах КЗ, возможность совместной работы ЗС и НС в общей полосе частот определяется в процессе уточненного расчета. Для этого, используя конкретные параметры и расположение ЗС и НС, рассчитывают реальные значения мощности ПС и МС на входе приемника и определяют отношение несущая ПС-несущая МС. Далее в зависимости от вида взаимодействующих сигналов и методов их обработки проводят оценку ухудшения качества, соответствующего полученному значению  $(H/M)$  и сравнение его с допустимой величиной. В процессе расчета  $(H/M)$  в связи со слабой корреляцией замираний ПС и МС в целях упрощения обычно полагают, что вероятность одно-временных замираний ПС и МС равна нулю. При этом рассматривают две возможные ситуации: ПС определяется средним (медианным) значением, в то время как МС испытывает замирание, ПС испытывает замирание, в то время как МС равен своему среднему значению.

Таким образом, с учетом выражений (1.4) и (1.7) при конкретных параметрах ЗС и НС задача сводится к нахождению множителей ослабления  $V^2(p)$  полезного и мешающего сигналов для соответствующих процентов времени. Методика расчета  $V^2(p)$  при различных условиях распространения и профилях трасс ПС и МС в основном совпадает с методикой расчета множителя ослабления на пролетах РРС и достаточно подробно изложена в [1 и 29].

## 4.6. СПРАВОЧНЫЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН РРЛ, ССС И ССВ

При решении большинства вопросов ЭМС требуется знание диаграммы направленности антенн, характеризующей изменение коэффициента усиления антенны в различных направлениях, отличающихся на угол  $\varphi$  от направления максимального усиления (или излучения для передающей антенны). В РРЛ, ССС и ССВ обычно используют высоконаправленные антенны, коэффициент усиления которых в пределах главного лепестка диаграммы направленности составляет несколько десятков децибел. При этом ширина диаграммы направленности  $\varphi_0$  по уровню половинной мощности ( $-3$  дБ) составляет несколько единиц и даже долей градусов. В практических случаях для соблюдения жестких ограничений на уровни взаимных помех антенны взаимодействующих станций располагают таким образом, чтобы МС не попадал в узкий главный лепесток диаграммы направленности. Поэтому при исследовании ЭМС очень важно знать диаграмму направленности антенны за пределами главного лепестка, где коэффициент усиления реальных антенн изменяется по достаточно сложным законам. В то же время направленные свойства антенн во многом определяют уровень взаимных помех и в значительной степени влияют на ЭМС. Диаграмма направленности реальной антенны, строго говоря, зависит от особенностей типа и конструкции каждой конкретной антенны, от ее расположения относительно окружающих предметов, строений и т. п. При решении задач ЭМС наилучший результат дает использование реальных параметров антенн полученных экспериментально. Однако в большинстве случаев такие сведения отсутствуют. Поэтому приходится использовать некоторые обобщенные характеристики, полученные в результате обработки большого числа диаграмм направленности антенн различных конструкций и типов, используемых в настоящее время в том или ином диапазоне частот. Эти так называемые справочные диаграммы направленности аппроксимируют по максимуму реальную характеристику антенны и могут быть использованы при решении задач ЭМС для наихудшего случая [12].

**Антенны РРЛ прямой видимости.** При координационных расчетах в случаях, когда неизвестен диаметр антенны РРЛ, предлагается использовать следующие выражения, аппроксимирующие огибающую боковых лепестков диаграммы направленности:

$$G(\varphi) = \begin{cases} 38 - 25 \lg \varphi & \text{при } 1^\circ < \varphi < 33^\circ, \\ 0 & \text{при } 33^\circ \leq \varphi < 180^\circ. \end{cases}$$

Здесь и далее коэффициент усиления антенны выражен в децибелах.

Если диаметр антенны  $D$  известен, то

$$G(\varphi) = \begin{cases} 52 - 10 \lg D/\lambda - 25 \lg \varphi & \text{при } \varphi_1 < \varphi < \varphi_2, \\ 0 & \text{при } \varphi_2 < \varphi \leq 180^\circ, \end{cases}$$

где  $\lambda$  — длина волны, а угол  $\varphi_1 = 100\lambda/D$  соответствует максимуму первого бокового лепестка диаграммы направленности. Угол  $\varphi_2$  соответствует направлению, за пределами которого уровень боковых лепестков изменяется незначительно и не превосходит 0 дБ:

$$\varphi_2 \approx 10^{(2,08 - 0,4 \lg D/\lambda)}$$

При расчете помех от нескольких источников МС значение  $G(\varphi) = 0$  может быть уменьшено до  $-5$  дБ, так как в этом случае очень мала вероятность того, что все направления на источники МС совпадут с максимумами боковых лепестков.

При повторном использовании частот на одной РРЛ

$$G(\varphi) = \begin{cases} 52 - 10 \lg D/\lambda - 25 \lg \varphi & \text{при } \varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_2, \\ 0 & \text{при } \varphi_2 < \varphi < 90^\circ, \\ 15 & \text{при } 90^\circ < \varphi \leq 180^\circ. \end{cases}$$

У реальных антенн значение «остаточного» коэффициента усиления за пределами угла  $\varphi_2$  в сильной мере зависит от качества изготовления конкретной антенны: если для антенн среднего качества оно составляет 0 дБ, то для очень высококачественных антенн оно может доходить до  $-20$  дБ.

Приведенные выше выражения безусловно справедливы для осесимметричных (например, параболических) антенн. Для рупорно-параболических антенн РРЛ справочные диаграммы справедливы лишь в горизонтальной плоскости и дают заниженные значения в вертикальной плоскости за счет так называемого «переливного излучения» через верхний край антенны.

Справочные диаграммы для сигналов с ортогональной поляризацией отсутствуют. Типовое значение поляризационной развязки вблизи оси главного лепестка диаграммы направленности составляет 25 дБ.

**Антенны ЗС.** В этом случае справочные диаграммы согласованы в международном масштабе и в соответствии с Регламентом радиосвязи рекомендованы для построения координационных зон вокруг ЗС и расчетов взаимных помех между станциями, если отсутствуют данные о реальных диаграммах направленности. Справочные диаграммы, приведенные в Регламенте радиосвязи, разделены на две группы:

1) для антенн больших размеров, у которых  $D/\lambda \geq 100$  (максимальное усиление  $G_m \geq 48$  дБ),

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m - 2,5 (\varphi D/\lambda)^2 & \text{при } 0 < \varphi < \varphi_m, \\ G_1 & \text{при } \varphi_m \leq \varphi < \varphi_r, \\ 32 - 25 \lg \varphi & \text{при } \varphi_r \leq \varphi \leq 48^\circ, \\ -10 & \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ; \end{cases}$$

2) для антенн малых размеров при  $D/\lambda < 100$  ( $G_m < 48$  дБ)

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m - 2,5 (\varphi D/\lambda)^2 & \text{при } 0 < \varphi < \varphi_m, \\ G_1 & \text{при } \varphi_m < \varphi < 100\lambda/D, \\ 52 - 10 \lg D/\lambda - 25 \lg \varphi & \text{при } 100\lambda/D \leq \varphi < 48^\circ, \\ 10 - 10 \lg D/\lambda & \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ, \end{cases}$$

где  $G_1 = 2 + 15 \lg D/\lambda$ ;  $\varphi_m = 20 \lambda \sqrt{G_m - G_1}/D$ , град.

$\varphi_r = 15,85 (D/\lambda)^{-0,6}$ , град.

В случаях, когда задан  $G_m$ , а  $D/\lambda$  неизвестно, можно воспользоваться выражением  $20 \lg D/\lambda \approx G_m - 7,7$ . Для практических расчетов полезно принять во внимание, что  $D/\lambda \approx 3,3Df$ , где диаметр антенны должен быть выражен в метрах, а частота — в гигагерцах.

Для высококачественных антенн ЗС больших размеров ( $D/\lambda \geq 100$ ), устанавливаемых после 1987 г., накладываются ограничения на огибающую диаграмм



мы направленности реальной антенны: 90% боковых лепестков не должно превышать уровня  $G(\varphi) = 29 - 25 \lg \varphi$  при  $1^\circ \leq \varphi \leq 20^\circ$ . Это требование применимо для любых направлений в пределах  $\pm 3^\circ$  от направления на геостационарную орбиту.

При расчете помех между спутниковыми системами, использующими взаимно ортогональную круговую поляризацию, можно использовать приведенные выше справочные диаграммы направленности антенн ЗС, уменьшив усиление на 30—35 дБ в направлении максимального усиления и на 6 дБ — за пределами главного лепестка ( $\varphi > \varphi_m$ ).

На состоявшейся в 1983 г. в Женеве (Швейцария) Региональной Административной радиоконференции по планированию радиовещательной спутниковой службы в Районе 2 (Западное полушарие) (РАКР-83) были предложены справочные диаграммы направленности передающих антенн ЗС для линий подачи программ на спутники ССВ (фидерных линий) в диапазоне 17,3—17,8 ГГц:

для основной поляризации:

$$G(\varphi) = \begin{cases} 36 - 20 \lg \varphi & \text{при } 0,1^\circ \leq \varphi < 0,32^\circ, \\ 51,3 - 53,2 \varphi^2 & \text{при } 0,32^\circ \leq \varphi < 0,54^\circ, \\ 29 - 25 \lg \varphi & \text{при } 0,54^\circ \leq \varphi < 36^\circ, \\ -10 & \text{при } 36^\circ \leq \varphi; \end{cases}$$

для сигналов с ортогональной поляризацией:

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m - 30 & \text{при } (0,6/D)^\circ > \varphi, \\ 9 - 20 \lg \varphi & \text{при } (0,6/D)^\circ \leq \varphi < 8,7^\circ, \\ -10 & \text{при } 8,7^\circ \leq \varphi. \end{cases}$$

План РАКР-83 для фидерных линий основан на применении передающих антенн ЗС диаметром 2,5—5 м при максимальном усилении (на частоте 17,55 ГГц) 57,4 дБ.

Максимальная ЭИИМ передающей ЗС составляет 87,4 дБВт при шумовой температуре приемного устройства ретранслятора спутника 1500 К и минимальной ширине диаграммы направленности приемной антенны на спутнике  $0,6^\circ$ . Минимальная мощность, подводимая к антенне ЗС, принята равной 1 кВт в полосе одного канала, ширина которого составляет 24 МГц.

С целью поддержания постоянного уровня сигнала на выходе ретранслятора предполагается использовать регулировку его усиления с диапазоном 15 дБ [12].

**Антенны спутникового ретранслятора.** Параметры антенн, расположенных на спутнике, в первую очередь определяются необходимостью обеспечить высокую эффективность использования геостационарной орбиты. При этом справочная диаграмма направленности имеет вид

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m - 12 (\varphi/\varphi_0) & \text{при } 0,5\varphi_0 \leq \varphi < 1,3\varphi_0, \\ G_m - 20 & \text{при } 1,3\varphi_0 \leq \varphi < 3,15\varphi_0, \\ G_m - 7 - 25 \lg \varphi/\varphi_0 & \text{при } 3,15\varphi_0 \leq \varphi < \varphi_1, \\ -10 & \text{при } \varphi_1 \leq \varphi. \end{cases}$$

Здесь  $\varphi_0$  — ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности (−3 дБ);  $\varphi_1$  — угол, при котором  $G(\varphi_1) = -10$  дБ. Это выражение применимо для обычных осесимметричных антенн. Для антенн, имеющих специальную форму диаграммы направленности, соответствующую требуемой конфигурации зоны обслуживания, справочные диаграммы отсутствуют.

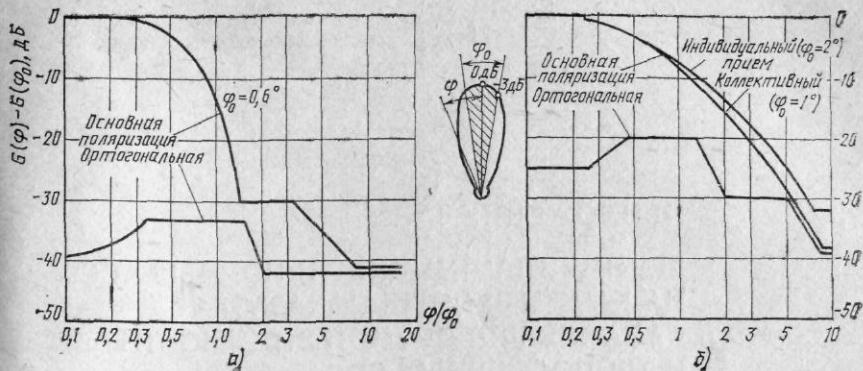


Рис. 4.8. Справочные диаграммы направленности передающей (а) и приемной (б) антенн ССВ в диапазоне 12 ГГц

**Антенны ССВ в диапазоне 12 ГГц.** В Плате спутникового ТВ вещания в диапазоне 12 ГГц согласно ВАКР-77 предусмотрено применение приемных антенн ЗС с шириной главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности, равной  $2^\circ$  для индивидуального приема и  $1^\circ$  для коллективного приема (рис. 4.8).

Для антенн индивидуального приема сигналов с основной поляризацией в Районах 1 и 3

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m & \text{при } 0 < \varphi \leq 0,25\varphi_0, \\ G_m - 12(\varphi/\varphi_0)^2 & \text{при } 0,25\varphi_0 < \varphi < 0,707\varphi_0, \\ G_m - 9 - 20 \lg \varphi/\varphi_0 & \text{при } 0,707\varphi_0 < \varphi < 1,26\varphi_0, \\ G_m - 8,5 - 25 \lg \varphi/\varphi_0 & \text{при } 1,26\varphi_0 < \varphi < 9,55\varphi_0, \\ G_m - 33 & \text{при } 9,55\varphi_0 < \varphi. \end{cases}$$

Для антенн коллективного приема для сигналов с основной поляризацией в Районах 1, 2 и 3

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m & \text{при } 0 < \varphi < 0,25\varphi_0, \\ G_m - 12(\varphi/\varphi_0)^2 & \text{при } 0,25\varphi_0 < \varphi \leq 0,86\varphi_0, \\ G_m - 10,5 - 25 \lg \varphi/\varphi_0 & \text{при } 0,86\varphi_0 < \varphi. \end{cases}$$

Для антенн индивидуального и коллективного приема для сигналов с ортогональной поляризацией в Районах 1 и 3

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_m - 25 & \text{при } 0 \leq \varphi \leq 0,25\varphi_0, \\ G_m - 30 - 40 \lg(1 - \varphi/\varphi_0) & \text{при } 0,25\varphi_0 < \varphi < 0,44\varphi_0, \\ G_m - 20 & \text{при } 0,44\varphi_0 < \varphi \leq 1,4\varphi_0, \\ G_m - 30 - 20 \lg(1 - \varphi/\varphi_0) & \text{при } 1,4\varphi_0 < \varphi < 2\varphi_0, \\ G_m - 30 & \text{при (см. рис. 4.8)}. \end{cases}$$

Для передающих антенн ССВ диапазона 12 ГГц справочные диаграммы направленности согласно Плану ВАКР-77 имеют вид показанных на рис. 4.8.

Справочные диаграммы направленности предназначены для решения задач ЭМС в тех случаях, когда не известны параметры реальных антенн, и, строго говоря, не являются требованиями к направленным свойствам антенн. Их конкретный вид может периодически уточняться в сторону улучшения направленных свойств в соответствии с развитием антенной техники.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1.

### РЕКОМЕНДАЦИИ МККР И НОРМЫ ЕАСС НА КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАНАЛОВ РРЛ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ И ТРОПОСФЕРНЫХ РРЛ

Для гипотетической эталонной цепи РРЛ и ТРРЛ протяженностью 2500 км среднeminутная психофотометрическая мощность шума, которая может превышать в течение не более 20% времени любого месяца, составляет:

7 500 пВт0 — для РРЛ прямой видимости, 25 000 пВт0 — для ТРРЛ.

Среднeminутная психофотометрическая мощность шума, которая может превышать в течение не более  $T$  % времени любого месяца составляет:

47 500 пВт0 — для РРЛ прямой видимости ( $T=0,1\%$ ), 63 000 пВт0 — для ТРРЛ ( $T=0,5\%$ ).

Процент времени за любой месяц, в течение которого средняя за 5 мс взвешенная мощность шума может превышать  $10^6$  пВт0, составляет:

0,01% — для РРЛ прямой видимости, 0,05% — для ТРРЛ.

Для реальной РРЛ прямой видимости с частотным уплотнением каналов протяженностью  $280 \text{ км} \leq L \leq 2500 \text{ км}$ , структура которой мало отличается от гипотетической эталонной цепи, среднeminутная психофотометрическая мощность шума может превышать:

$3L$  пВт0 не более 20% времени любого месяца;

47 500 пВт0 не более 0,1% ( $L/2500$ ) времени любого месяца.

Если структура линии значительно отличается от эталонной, то среднeminутная психофотометрическая мощность шума в течение 20% времени любого месяца может превышать величины:

при  $50 \leq L \leq 840 \text{ км}$   $P_{\text{доп}} = 3L + 200$  пВт0,

при  $840 \leq L \leq 1670 \text{ км}$   $P_{\text{доп}} = 3L + 400$  пВт0,

при  $1670 \text{ км} \leq L \leq 2500 \text{ км}$   $P_{\text{доп}} = 3L + 600$  пВт0.

Для реальной ТРРЛ протяженностью  $L$  км среднeminутная психофотометрическая мощность шума может превышать  $10L$  пВт0 не более 20% времени любого месяца; 63 000 пВт0 не более 0,1% ( $L/2500$ ) времени любого месяца.

Для каналов передачи изображения телевидения, образованных с помощью РРЛ прямой видимости, отношение напряжения сигнала к визометрическому напряжению шума на выходе эталонной гипотетической цепи протяженностью 2500 км может быть:

не менее 61 дБ в течение 20% времени,

не менее 57 дБ в течение 1% времени,

не менее 49 дБ в течение 0,1% времени любого месяца.

При длине линии  $500 \text{ км} \leq L \leq 2500 \text{ км}$  отношение размаха напряжения сигнала к визометрическому напряжению шума может быть менее  $57 + 10 \lg(2500/L)$  дБ в течение 1% времени любого месяца и менее  $61 + 10 \lg(2500/L)$  дБ в течение 20% времени любого месяца.

Согласно Рекомендации 567 МККР для РРЛ, используемых для международных соединений, предлагается применять новый взвешивающий фильтр. При использовании фильтра вышеприведенные рекомендации отношения напряжения сигнала изображения к визометрическому напряжению шума уменьшаются на 4 дБ.

Для гипотетического эталонного цифрового тракта протяженностью 2 500 км частота ошибок, усредненная за 1 с, составляет  $R_{0ш} < 10^{-3}$  в течение 0,05% времени любого месяца.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2.

### ПАРАМЕТРЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ГРАДИЕНТА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ТРОПОСФЕРЫ

Климатический район	Среднее значение $\bar{g}$ , 1/М	Стандартное отклонение $\sigma$ , 1/М
Север и Запад европейской территории СССР (Кольский полуостров, Карельская АССР, Коми АССР, Архангельская обл., Прибалтика, Белоруссия)	$-9 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$
Центральные области европейской территории СССР	$-12 \cdot 10^{-8}$	$8 \cdot 10^{-8}$
Юго-Запад европейской территории СССР (Курская обл., Воронежская обл., Украина, Молдавия (за искл. приморских районов))	$-9 \cdot 10^{-8}$	$7,5 \cdot 10^{-8}$
Степные районы Поволжья, Дона, Краснодарского края, Ставропольского края, Крыма	$-8 \cdot 10^{-8}$	$8,5 \cdot 10^{-8}$
Оренбургская обл. и прилегающие районы Юго-Востока европейской территории СССР	$-6 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$
Районы Прикаспийской низменности	$-13 \cdot 10^{-8}$	$10 \cdot 10^{-8}$
Прикаспийские районы Средней Азии и Апшеронский полуостров	$-11 \cdot 10^{-8}$	$11 \cdot 10^{-8}$
Пустынные районы Южного Казахстана и Северный Туран	$-6 \cdot 10^{-8}$	$10 \cdot 10^{-8}$
Степная полоса Южной Сибири и Казахстана	$-7 \cdot 10^{-8}$	$9 \cdot 10^{-8}$
Средняя полоса Западно-Сибирской низменности	$-10 \cdot 10^{-8}$	$9 \cdot 10^{-8}$
Восточная Сибирь (Якутия, Красноярский край)	$-7 \cdot 10^{-8}$	$9 \cdot 10^{-8}$
Приамурье, Приморье, Сахалин	$-11 \cdot 10^{-8}$	$8,5 \cdot 10^{-8}$
Субарктический пояс Сибири	$-7 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$

При длине пролета меньше 50 км стандартное отклонение отличается от приведенного выше и должно определяться по формуле

$$\sigma(R_0) = (10 \cdot 10^{-8} + \bar{g}_0/3,1)(1/y - 1) + \sigma/y.$$

Здесь  $\sigma$  — значения стандартного отклонения, приведенные в Приложении 2;  $y$  — находится по рис. П.2.1.

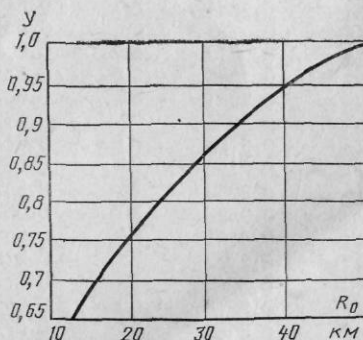


Рис. П.2.1. К определению параметра  $y$

ПРИЛОЖЕНИЕ 3.  
ТАБЛИЦЫ ИНТЕГРАЛА ВЕРОЯТНОСТИ

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$$

x	Φ(x)	x	Φ(x)	x	Φ(x)	x	Φ(x)
0,00	0,0000	53	0,4039	06	0,7109	59	0,8882
01	0,0080	54	0,4108	07	0,7154	1,60	0,8904
02	0,0160	55	0,4177	08	0,7199	61	0,8926
03	0,0239	56	0,4245	09	0,7243	62	0,8948
04	0,0319	57	0,4313	1,10	0,7287	63	0,8969
05	0,0399	58	0,4381	11	0,7330	64	0,8990
06	0,0478	59	0,4448	12	0,7373	65	0,9011
07	0,0558	0,60	0,4515	13	0,7415	66	0,9031
08	0,0638	61	0,4581	14	0,7457	67	0,9051
09	0,0717	62	0,4647	15	0,7499	68	0,9070
0,10	0,0797	63	0,4713	16	0,7540	69	0,9090
11	0,0876	64	0,4778	17	0,7580	1,70	0,9109
12	0,0955	65	0,4843	18	0,7620	72	0,9146
13	0,1034	66	0,4907	19	0,7660	74	0,9181
14	0,1113	67	0,4971	1,20	0,7699	76	0,9216
15	0,1192	68	0,5035	21	0,7737	78	0,9249
16	0,1271	69	0,5098	22	0,7775	1,80	0,9281
17	0,1350	0,70	0,5161	23	0,7813	82	0,9312
18	0,1428	71	0,5223	24	0,7850	84	0,9342
19	0,1507	72	0,5285	25	0,7887	86	0,9371
0,20	0,1585	73	0,5346	26	0,7923	88	0,9399
21	0,1663	74	0,5407	27	0,7959	1,90	0,9426
22	0,1741	0,75	0,5467	28	0,7995	92	0,9451
23	0,1819	76	0,5527	29	0,8029	94	0,9476
0,24	0,1897	77	0,5587	1,30	0,8064	96	0,9500
25	0,1974	78	0,5646	31	0,8098	98	0,9523
26	0,2051	79	0,5705	32	0,8132	2,00	0,9545
27	0,2128	0,80	0,5763	33	0,8165	05	0,9596
28	0,2205	81	0,5821	34	0,8198	10	0,9643
29	0,2282	82	0,5878	35	0,8230	15	0,9684
0,30	0,2358	83	0,5935	36	0,8262	20	0,9722
31	0,2434	84	0,5991	37	0,8293	2,25	0,9756
32	0,2510	85	0,6047	38	0,8324	30	0,9786
33	0,2586	86	0,6102	39	0,8355	35	0,9812
34	0,2661	87	0,6157	1,40	0,8385	40	0,9836
35	0,2737	88	0,6211	41	0,8415	45	0,9857
36	0,2812	89	0,6265	42	0,8444	2,50	0,9876
-37	0,2886	0,90	0,6319	43	0,8473	60	0,9907
38	0,2961	91	0,6372	44	0,8501	70	0,9931
39	0,3035	92	0,6424	45	0,8529	80	0,9949
0,40	0,3108	93	0,6476	46	0,8557	90	0,9963
41	0,3182	94	0,6528	47	0,8584	3,00	0,9973
42	0,3255	95	0,6579	48	0,8611	10	0,9981
43	0,3328	96	0,6629	49	0,8638	20	0,9986
44	0,3401	97	0,6680	1,50	0,8664	30	0,9990
45	0,3473	98	0,6729	51	0,8690	40	0,9993
46	0,3545	99	0,6778	52	0,8715	50	0,9995
47	0,3616	1,00	0,6827	53	0,8740	60	0,9997
48	0,3688	01	0,6875	54	0,8764	70	0,9998
49	0,3759	02	0,6923	55	0,8789	80	0,99986
0,50	0,3829	03	0,6970	56	0,8812	90	0,99990
51	0,3899	04	0,7017	57	0,8836	4,00	0,99994
52	0,3969	05	0,7063	58	0,8859		

## ПРИЛОЖЕНИЕ 4.

### КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

При передаче ТФ сообщений аналоговым методом по спутниковым линиям связи допустимая мощность шума на выходе канала тональной частоты в точке нулевого относительного уровня должна удовлетворять следующим условиям:

средняя за минуту психофотометрическая мощность шума не должна превышать 10 000 пВт0п в течение более 20% времени любого месяца;

средняя за минуту психофотометрическая мощность шума не должна превышать 50 000 пВт0п в течение более 0,3% времени любого месяца;

средняя мощность невзвешенного шума, измеренная или вычисленная за промежуток времени 5 мс, не должна превышать  $10^{-6}$  пВт0 в течение более 0,01% времени любого года.

При передаче ТФ сообщений с помощью ИКМ накладываются следующие ограничения на частоту ошибок (на 1 бит) на выходе гипотетического эталонного цифрового тракта;

средняя за 10 мин частота ошибок не должна превышать  $10^{-6}$  в течение более 20% любого месяца;

средняя за 1 мин частота ошибок не должна превышать  $10^{-4}$  в течение более 0,3% любого месяца;

средняя за 1 с частота ошибок не должна превышать  $10^{-3}$  в течение более 0,01% любого года.

Все указанные выше значения не должны превышать с учетом воздействия мешающих сигналов, ослабления в осадках и атмосфере.

При передаче ТВ сообщения качество на выходе канала после демодуляции определяется отношением мощности сигнала, соответствующей квадрату напряжения сигнала изображения (без синхронимпульсов), к взвешенной мощности шума (рис. 3.13). В линиях связи фиксированных спутниковых служб это отношение не должно быть меньше 53 дБ в течение более 1% времени любого месяца и меньше 45 дБ в течение более 0,1% времени любого месяца. В отдельных практических случаях допустимое значение отношения сигнал-взвешенный шум может быть принято меньше 53 дБ: например, в системе «Интелсат» используют значения 50 дБ и 47 дБ (в двухсигнальном режиме), в системе «Экран» 46—48 дБ, которые обеспечивают достаточно высокое качество.

Измерение взвешенной мощности шума должно проводиться с помощью специальных фильтров, амплитудно-частотная характеристика которых учитывает особенности спектральной чувствительности зрения человека. Полученный при этом выигрыш в отношении сигнал-шум составляет 11—16 дБ и зависит от формы спектра шумов, а также от формы характеристики фильтра и ширины его полосы пропускания. При передаче ТВ сообщений с помощью ЧМ широко используют введение предскажений. В этом случае на выходе демодулятора устанавливают восстанавливающий фильтр, который приводит к изменению отношения сигнал-шум. При совместном действии взвешивающего и восстанавливающего фильтров на шум результирующий выигрыш может достигать 13—18 дБ и более, в связи с чем отношение сигнал-шум непосредственно на выходе демодулятора может быть на 13—18 дБ меньше (хуже) допустимого. При использовании унифицированного для разных ТВ стандартов взвешивающего фильтра в полосе частот до 5 МГц и стандартного восстанавливающего фильтра результирующий выигрыш в отношении сигнал-шум составит примерно 13,5 дБ, из которых на долю восстанавливающего фильтра приходится около 2 дБ (рис. 3.14).

В системах спутникового телевизионного вещания допустимое отношение сигнал-шум должно соответствовать принятому в Плане, а в случае отсутствия последнего может быть на 5—9 дБ меньше допустимого значения для фиксированных спутниковых служб. В диапазоне 12 ГГц в соответствии с Планом ВАКР-77 на краю зоны обслуживания отношение сигнал-невзвешенный шум

(непосредственно после демодулятора, но с учетом выигрыша от введения предсказаний) не должно быть меньше 33 дБ в полосе до 5 МГц, что соответствует качеству изображения 4,5 балла по пятибалльной шкале МККР. При этом одновременно в роли критерия качества использовано также отношение мощности сигнала к мощности шума на входе приемного устройства (отношение несущая-шум), которое не должно быть меньше 14 дБ в полосе 27 МГц в течение более 1% времени наилучшего месяца (рис. 3.14).

Перерывами связи считают следующие условия, существующие более 10 последовательных секунд: при использовании аналоговых методов — уровень сигнала на выходе канала меньше ожидаемого на 10 дБ и более, или невзвешенная мощность шума составляет более  $10^{-6}$  пВт0; при использовании цифровых методов — отсутствие цифрового сигнала на выходе тракта, или частота ошибок более  $10^{-3}$ .

## ПРИЛОЖЕНИЕ 5.

### ТАБЛИЦА, ХАРАКТЕРИЗУЮЩАЯ ЗАГРУЗКУ ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ

Полосы частот, ГГц	<1	<3	6/4	8/7	11	12	14	>15
Число существующих и планируемых ИСЗ	52	72	163	28	75	41	95	34
Общее число выделенных орбитальных позиций	50	65	105	23	59	39	75	31

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Системы связи и радиорелейные линии/Под ред. Н. И. Калашникова. — М.: Связь, 1977. — 392 с.
2. Ведомственные нормы технологического проектирования. Предприятия радиосвязи, радиовещания и телевидения, радиорелейные линии связи/ВНТП-213—80. Мин. связи СССР. — М.: Радио и связь, 1981. — 55 с.
3. Справочник по радиорелейной связи/Под ред. С. В. Бородича. — М.: Радио и связь, 1981. — 415 с.
4. Проектирование и расчет РРЛ/Е. В. Рыжков, Г. И. Гаврилова, Е. А. Зусманов и др.; Под ред. Е. В. Рыжкова. — М.: Связь, 1975. — 261 с.
5. Тимищенко М. Г. Проектирование радиорелейных линий. — М.: Связь, 1976. — 240 с.
6. Основы проектирования сооружений связи/Ш. Г. Галиуллин, Л. М. Гольдберг, А. И. Овсянников и др. — М.: Радио и связь, 1981. — 168 с.
7. Строительство и монтаж сооружений связи/Под ред. В. И. Максимова и В. С. Ромбро. — М.: Радио и связь, 1981. — 319 с.
8. Тимищенко М. Г. Радиорелейные системы передачи прямой видимости. — М.: Радио и связь, 1982. — 207 с.
9. Каменский Н. Н., Минкин В. М. Организация цифровых радиорелейных трактов. — Электросвязь, 1979, № 11, С. 25—28.
10. Маковеева М. М., Тарасов С. С. Изучение цифрового ствола радиорелейной системы. — М.: РИО ВЗЭИС, 1982. — 50 с.
11. Плеханов В. В., Холодилин Г. М. Автокорреляционный прием составных сигналов на тропосферных линиях связи. — М.: Радио и связь, 1984. — 112 с.

12. Регламент радиосвязи. т. 1. — М.: Радио и связь, 1984. — 824 с.
13. Справочник по спутниковой связи и вещанию/Под ред. Л. Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1983. — 283 с.
14. Спилкер С. Цифровая спутниковая связь. — М.: Связь, 1979. — 421 с.
15. Telecommunications spatiales. — Paris, Masson, 1982—1983, v. 1, p. 412; v. 2, p. 386; v. 3, p. 451.
16. Mazal G., Bousquet, Pares J. Les systems de telecommunication par satellites. — Paris, Masson, 1982. — p. 274.
17. Кантор Л. Я., Тимофеев А. Н. Спутниковое вещание. — М.: Радио и связь, 1983. — 243 с.
18. Satellite communication Technology. Edited by K. Miya. Tokyo, 1981, p. 442.
19. Гафуров А. Г., Локтев А. А. Некоторые аспекты развития систем спутниковой связи. — Зарубежная радиоэлектроника, 1984, № 4, С. 3—28.
20. Локшин Б. А. Приемные установки систем спутникового телевизионного вещания. — Зарубежная радиоэлектроника, 1984, № 2, С. 51—79.
21. Машбиц Л. М. Зоны обслуживания систем спутниковой связи. — М.: Радио и связь, 1982. — 169 с.
22. Кантор Л. Я., Паук А. Г. Выбор варианта построения систем спутниковой связи и вещания. — Электросвязь, 1981, № 2.
23. Вайс Х. И. Эффективность использования геостационарной орбиты/спектра в фиксированной спутниковой связи. — ТИИЭР, т. 68, 1980, № 12, С. 39—54.
24. Тимофеев В. В. Электромагнитная совместимость спутниковых систем. — Труды НИИР, 1982, № 4, С. 13—21.
25. Бородич С. В. Расчет помех, вызванных мешающими сигналами в системах передачи «один канал на каждой несущей». — Труды НИИР, 1982, № 4, С. 5—12.
26. Дорофеев В. М., Коновалов Ю. Ф. Адаптивное регулирование мощности земных передатчиков в спутниковых системах связи с многостанционным доступом с частотным разделением. — Труды НИИР, 1984, № 2, С. 5—11.
27. Степанов А. П. Спектр ЧМ сигнала при модуляции многоканальным телефонным сообщением. — Изв. ВУЗов СССР. Радиоэлектроника, 1985, № 7, С. 90—92.
28. Table of geostationary space stations by orbital positions. — Telecommunication journal, v. 51, 1984, N 5 (supplement).
29. Выбор местоположения земной станции спутниковой линии связи. Методическая разработка/Н. И. Калашников, Л. Г. Мордухович. — М.: РИО ВЗЭС, 1982, 41 с.



# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Глава 1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ . . . . .	4
1.1. Выбор трассы проектируемой радиорелейной линии . . . . .	4
1.2. Аппаратура РРЛ прямой видимости . . . . .	5
1.3. Системы электроснабжения и электропитания радиорелейных станций . . . . .	23
1.4. Антенны и антенно-фидерные тракты РРЛ . . . . .	25
1.5. Антенные опоры РРЛ . . . . .	27
1.6. Проектные решения по станциям РРЛ прямой видимости . . . . .	28
1.7. Расчет радиорелейных линий прямой видимости . . . . .	31
Глава 2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРОПОСФЕРНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ . . . . .	62
2.1. Проектные решения по станциям тропосферных радиорелейных линий . . . . .	62
2.2. Расчет тропосферных радиорелейных линий . . . . .	66
Глава 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ . . . . .	77
3.1. Основные виды спутниковых систем связи и вещания . . . . .	77
3.2. Диапазоны частот, выделенные для систем спутниковой связи и вещания . . . . .	80
3.3. Орбиты спутников связи. Геометрические соотношения . . . . .	86
3.4. Использование полос частот . . . . .	95
3.5. Энергетический расчет спутниковых линий связи . . . . .	105
3.6. Учет влияния реальных условий распространения радиоволн . . . . .	120
3.7. Земные станции спутниковых систем связи и вещания . . . . .	127
3.8. Ретрансляторы спутниковых систем связи и вещания . . . . .	131
3.9. Выбор основных параметров и расчет спутниковых систем связи и вещания . . . . .	136
Глава 4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ И СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ . . . . .	156
4.1. Вопросы использования спектра радиочастот . . . . .	156
4.2. Взаимные помехи между спутниковыми системами связи . . . . .	158
4.3. Взаимные помехи между спутниковыми и наземными системами связи . . . . .	163
4.4. Расчет уровней взаимных помех . . . . .	166
4.5. Координация земных и наземных станций . . . . .	175
4.6. Справочные диаграммы направленности антенн РРЛ, ССС и ССВ . . . . .	182
Приложение 1. Рекомендации МККР и нормы ЕАСС на качественные показатели каналов РРЛ прямой видимости и тропосферных РРЛ . . . . .	186
Приложение 2. Параметры статистического распределения вертикального градиента диэлектрической проницаемости тропосферы . . . . .	187
Приложение 3. Таблицы интеграла вероятности $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$ . . . . .	188
Приложение 4. Качественные показатели каналов спутниковых линий связи . . . . .	189
Приложение 5. Таблица, характеризующая загрузку геостационарной орбиты . . . . .	190
Список литературы . . . . .	190

УрТИСИ

191005

Л. Г. Мордухович

Системы радиосвязи



9871000209196