

<u>1. СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ</u>	5
<u>1.1. КРАТКИЙ ОБЗОР РАЗВИТИЯ ЛИНИЙ СВЯЗИ</u>	5
<u>1.2. ВИДЫ ЛИНИЙ СВЯЗИ И ИХ ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА</u>	6
<u>1.3. СИСТЕМЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ПО ЛИНИЯМ СВЯЗИ</u>	11
<u>1.4. НАПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ</u>	14
<u>1.5. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ЛИНИЯМ СВЯЗИ</u>	17
<u>2. ПОСТРОЕНИЕ СЕТЕЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ</u>	19
<u>2.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ</u>	19
<u>2.2. МАГИСТРАЛЬНЫЕ И ЗОНОВЫЕ СЕТИ СВЯЗИ</u>	21
<u>2.3. ГОРОДСКИЕ ТЕЛЕФОННЫЕ СЕТИ</u>	22
<u>2.4. СЕТИ СЕЛЬСКОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ И ПРОВОДНОГО ВЕЩАНИЯ</u>	26
<u>3. ЭЛЕКТРОДИНАМИКА НАПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ. ТЕОРИЯ ПЕРЕДАЧИ ПО ЛИНИЯМ СВЯЗИ В КВАЗИСТАЦИОНАРНОМ РЕЖИМЕ</u>	28
<u>3.1. ПЕРВИЧНЫЕ И ВТОРИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЧИ</u>	29
<u>3.2. СВОЙСТВА НЕОДНОРОДНЫХ ЛИНИЙ</u>	34
<u>4. КОАКСИАЛЬНЫЕ КАБЕЛИ</u>	37
<u>4.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В КОАКСИАЛЬНЫХ ЦЕПЯХ</u>	37
<u>4.2. ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ ПО КОАКСИАЛЬНОЙ ЦЕПИ С УЧЁТОМ ПОТЕРЬ В ПРОВОДНИКАХ</u>	41
<u>4.3. ЁМКОСТЬ И ПРОВОДИМОСТЬ ИЗОЛЯЦИИ КОАКСИАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ</u>	47
<u>4.4. ВТОРИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЧИ КОАКСИАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ</u>	49
<u>4.5. ОПТИМАЛЬНОЕ СООТНОШЕНИЕ ДИАМЕТРОВ ПРОВОДНИКОВ КОАКСИАЛЬНОЙ ЦЕПИ</u>	52
<u>4.6. КОНСТРУКТИВНЫЕ НЕОДНОРОДНОСТИ В КОАКСИАЛЬНЫХ КАБЕЛЯХ</u>	54
<u>5. СИММЕТРИЧНЫЕ КАБЕЛИ</u>	58
<u>5.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СИММЕТРИЧНЫХ ЦЕПЯХ</u>	58
<u>5.2. ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ ПО СИММЕТРИЧНОЙ ЦЕПИ С УЧЁТОМ ПОТЕРЬ</u>	60
<u>5.3. ЁМКОСТЬ И ПРОВОДИМОСТЬ ИЗОЛЯЦИИ СИММЕТРИЧНОЙ ЦЕПИ</u>	64
<u>5.4. ПАРАМЕТРЫ ЦЕПЕЙ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ</u>	66
<u>5.5. ОСНОВНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ПЕРВИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИММЕТРИЧНЫХ ЦЕПЕЙ</u>	68
<u>5.6. ВТОРИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИММЕТРИЧНЫХ ЦЕПЕЙ</u>	69
<u>5.7. КАБЕЛИ С ИСКУССТВЕННО УВЕЛИЧЕННОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ</u>	70
<u>6. ВОЛНОВОДЫ</u>	73
<u>6.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ, ПРОХОДЯЩИЕ В ВОЛНОВОДАХ</u>	73
<u>6.2. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ВОЛНЫ Н01 В</u>	74

<u>ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ</u>	
<u>6.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЁТ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ</u>	76
<u>6.4. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ</u>	77
<u>7. ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ</u>	80
<u>7.1. РАЗВИТИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ</u>	80
<u>7.2. ДОСТОИНСТВА ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ И ОБЛАСТЬ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ</u>	81
<u>7.3. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ВОЛОКОННЫХ СВЕТОВОДАХ</u>	81
<u>7.4. ЛУЧЕВАЯ ТЕОРИЯ СВЕТОВОДОВ</u>	83
<u>7.5. ВОЛНОВАЯ ТЕОРИЯ СВЕТОВОДОВ</u>	87
<u>7.6. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И ЗАТУХАНИЕ</u>	94
<u>7.7. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ, КОЭФФИЦИЕНТ ФАЗЫ и СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ПО СВЕТОВОДАМ</u>	99
<u>7.8. ДИСПЕРСИЯ И ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ</u>	101
<u>8. ВЗАИМНЫЕ ВЛИЯНИЯ и ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ ЦЕПЕЙ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ</u>	106
<u>8.1. ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ</u>	106
<u>8.2. ОСНОВНОЕ УРАВНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ</u>	114
<u>8.3. ЗАВИСИМОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ЗАТУХАНИЯ ОТ ДЛИНЫ ЛИНИИ И ЧАСТОТЫ</u>	123
<u>8.4. КОСВЕННЫЕ ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ</u>	126
<u>8.5. ВЛИЯНИЯ В КОАКСИАЛЬНЫХ КАБЕЛЯХ</u>	129
<u>8.6. НОРМЫ НА ПАРАМЕТРЫ ВЗАИМНЫХ ВЛИЯНИЙ</u>	134
<u>8.7. МЕРЫ ЗАЩИТЫ ЦЕПЕЙ И ТРАКТОВ ЛИНИЙ СВЯЗИ ОТ ВЗАИМНЫХ ВЛИЯНИЙ</u>	136
<u>8.8. СИММЕТРИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ КАБЕЛЕЙ</u>	141
<u>8.9. СИММЕТРИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КАБЕЛЕЙ</u>	148
<u>9. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ</u>	152
<u>9.1. ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ</u>	152
<u>9.2. ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ</u>	153
<u>9.3. ОПТИМИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНИЙ И СЕТЕЙ СВЯЗИ</u>	157
<u>9.4. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ</u>	159
<u>9.5. ТЕХНОЛОГИИ РЕАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛСС</u>	160
<u>9.6. ВЫБОР СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ, ТИПА ЛИНИЙ СВЯЗИ, МАРКИ КАБЕЛЯ И ТРАССЫ СТРОИТЕЛЬСТВА</u>	162
<u>9.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТ УСТАНОВКИ НУП И ДЛИН РЕТРАНСЛЯЦИОННЫХ УЧАСТКОВ КАБЕЛЬНЫХ МАГИСТРАЛЕЙ</u>	164
<u>9.8. РАБОЧИЕ ЧЕРТЕЖИ</u>	166
<u>9.9. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМ КАБЕЛЬНЫХ МАГИСТРАЛЕЙ</u>	168

<u>9.10. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ АБОНЕНТОВ ПО ТЕРРИТОРИИ ГОРОДА И ВЫБОР МЕСТА РАСПОЛОЖЕНИЯ СТАНЦИЙ</u>	169
<u>9.11. ВЫБОР ЁМКОСТИ ШКАФА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ ГТС</u>	170
<u>9.12. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАГИСТРАЛЬНОЙ КАБЕЛЬНОЙ СЕТИ И КАНАЛИЗАЦИИ ГТС</u>	173
<u>9.13. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ ГТС</u>	174
<u>9.14. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ГТС</u>	175
<u>10. СТРОИТЕЛЬСТВО ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ</u>	177
<u>10.1. ПРОКЛАДКА КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ</u>	177
<u>10.1.1. ПОДГОТОВИТЕЛЬНЫЕ РАБОТЫ</u>	177
<u>10.1.2. ПОДГОТОВКА КАБЕЛЯ К ПРОКЛАДКЕ</u>	177
<u>10.1.3. ГРУППИРОВАНИЕ СТРОИТЕЛЬНЫХ ДЛИН</u>	178
<u>10.1.4. РАЗБИВКА ТРАССЫ</u>	181
<u>10.1.5. ПРОКЛАДКА ПОДЗЕМНЫХ КАБЕЛЕЙ</u>	184
<u>10.1.6. УСТРОЙСТВО ПЕРЕХОДОВ ЧЕРЕЗ ШОССЕЙНЫЕ И ЖЕЛЕЗНЫЕ ДОРОГИ</u>	185
<u>10.1.7. УСТАНОВКА ЗАМЕРНЫХ СТОЛБИКОВ</u>	185
<u>10.1.8. МЕХАНИЗАЦИЯ СТРОИТЕЛЬСТВА</u>	185
<u>10.1.9. КАБЕЛЬНАЯ КАНАЛИЗАЦИЯ</u>	190
<u>10.1.10. ПРОКЛАДКА КАБЕЛЯ В КАНАЛИЗАЦИЮ</u>	194
<u>10.1.11. ПРОКЛАДКА КАБЕЛЯ ПО СТЕНАМ ЗДАНИЙ И ПОДВЕСКА НА ОПОРАХ</u>	197
<u>10.1.12. ПРОКЛАДКА ПОДВОДНЫХ КАБЕЛЕЙ</u>	198
<u>10.1.13. ОСОБЕННОСТЬ ПРОКЛАДКИ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ</u>	200
<u>11. ЗАЩИТА СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ ОТ ВНЕШНИХ ВЛИЯНИЙ И КОРРОЗИИ</u>	204
<u>11.1. ТЕОРИЯ ВЛИЯНИЯ</u>	204
<u>11.1.1. ФИЗИЧЕСКАЯ СУЩНОСТЬ И ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ НА ЦЕПИ СВЯЗИ</u>	204
<u>11.1.2. ВИДЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ ВНЕШНИХ ВЛИЯНИЙ</u>	205
<u>11.1.3. ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСТВА</u>	206
<u>11.1.4. ВЛИЯНИЕ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ</u>	209
<u>11.1.5. ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОФИЦИРОВАННЫХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ</u>	211
<u>11.1.6. ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ На ВОЗДУШНЫЕ и КАБЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ</u>	213
<u>11.1.7. НОРМЫ ОПАСНЫХ И МЕШАЮЩИХ ВЛИЯНИЙ</u>	213
<u>11.1.8. РАСЧЁТ ОПАСНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЛИЯНИЯ</u>	215
<u>11.1.9. РАСЧЁТ ОПАСНОГО МАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ</u>	217
<u>11.1.10. РАСЧЕТ МЕШАЮЩИХ ВЛИЯНИЙ</u>	218
<u>11.1.11. ВЛИЯНИЕ РАДИОСТАНЦИЙ НА ЛИНИИ СВЯЗИ</u>	221
<u>11.2. ЗАЩИТА СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ</u>	223
<u>11.2.1. МЕРЫ ЗАЩИТЫ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ ОТ ВНЕШНИХ ВЛИЯНИЙ</u>	223

<u>11.2.2. СХЕМЫ ЗАЩИТЫ. РАЗРЯДНИКИ И ПРЕДОХРАНИТЕЛИ</u>	224
<u>11.2.3. КАСКАДНАЯ ЗАЩИТА И МОЛНИЕОТВОДЫ</u>	228
<u>11.2.4. ЗАЩИТА ОТ ГРОЗЫ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ</u>	229
<u>11.2.5. ЭКРАНИРУЮЩИЕ ТРОСЫ</u>	231
<u>11.2.6. РЕДУКЦИОННЫЕ И ОТСАЫВАЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ</u>	231
<u>11.2.7. УСТРОЙСТВА ЗАЗЕМЛЕНИЯ</u>	233
<u>11.3. ЭКРАНИРОВАНИЕ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ</u>	235
<u>11.3.1. ПРИМЕНЕНИЕ ЭКРАНОВ</u>	235
<u>11.3.2. ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ</u>	236
<u>11.3.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТОСТАТИЧЕСКОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ</u>	240
<u>11.3.4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ</u>	243
<u>11.3.5. ВОЛНОВОЙ РЕЖИМ ЭКРАНИРОВАНИЯ</u>	244
<u>11.3.6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАГНИТНЫХ И НЕМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ</u>	245
<u>11.3.7. ЭКРАНИРУЮЩИЙ ЭФФЕКТ С УЧЁТОМ ПРОДОЛНЫХ ТОКОВ</u>	247
<u>11.3.8. ЭКРАНИРУЮЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОСЛОЙНЫХ ЭКРАНОВ</u>	249
<u>12. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ</u>	252
<u>12.1. ВВЕДЕНИЕ</u>	252
<u>12.2. СИММЕТРИЧНАЯ ПЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ</u>	253
<u>12.3. НЕСИММЕТРИЧНАЯ ПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ</u>	256
<u>12.4. ЩЕЛЕВАЯ ЛИНИЯ</u>	262
<u>12.5. КОПЛАНАРНАЯ ПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ</u>	263
<u>12.6. СВЯЗАННЫЕ ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ</u>	264
<u>13. КОНСТРУКЦИИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИЙ СВЯЗИ</u>	266
<u>13.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ СВЯЗИ</u>	266
<u>13.1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И МАРКИРОВКА КАБЕЛЕЙ</u>	266
<u>13.1.2. ПРОВОДНИКИ</u>	268
<u>13.1.3. ИЗОЛЯЦИЯ</u>	270
<u>13.1.4. ТИПЫ СКРУТОК В ГРУППЫ</u>	274
<u>13.1.5. ПОСТРОЕНИЕ СЕРДЕЧНИКА КАБЕЛЯ</u>	275
<u>13.1.6. ЗАЩИТНЫЕ ОБЛОЧКИ</u>	277
<u>13.1.7. ЗАЩИТНЫЕ БРОНЕПОКРОВЫ</u>	279
<u>13.1.8. МЕЖДУГОРОДНИЕ КОАКСИАЛЬНЫЕ КАБЕЛИ</u>	280
<u>13.1.9. МЕЖДУГОРОДНИЕ СИММЕТРИЧНЫЕ КАБЕЛИ</u>	288
<u>13.1.10. ЗОНОВЫЕ (ВНУТРИОБЛАСТНЫЕ) КАБЕЛИ</u>	291
<u>13.1.11. ГОРДСКИЕ ТЕЛЕФОННЫЕ КАБЕЛИ</u>	295
<u>13.1.12. КАБЕЛИ СЕЛЬСКОЙ СВЯЗИ И ПРОВОДНОГО ВЕЩАНИЯ</u>	298
<u>13.2. ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ СВЯЗИ</u>	306
<u>13.2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ</u>	306
<u>13.1.2. ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛОКНА И ОСОБЕННОСТИ ИХ ИЗГОТОВЛЕНИЯ</u>	306
<u>13.2.3. КОНСТРУКЦИИ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ</u>	308
<u>13.2.4. ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ИЗГОТОВЛЕНИЯ</u>	310

# 1. СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

## 1.1. КРАТКИЙ ОБЗОР РАЗВИТИЯ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Линии связи возникли одновременно с появлением электрического телеграфа. Первые линии связи были кабельными. Однако вследствие несовершенства конструкции кабелей подземные кабельные линии связи вскоре уступили место воздушным. Первая воздушная линия большой протяженности была построена в 1854 г. между Петербургом и Варшавой. В начале 70-х годов девятнадцатого столетия была построена воздушная телеграфная линия от Петербурга до Владивостока длиной около 10 тыс. км. В 1939 г. была пущена в эксплуатацию величайшая в мире по протяженности высокочастотная телефонная магистраль Москва - Хабаровск длиной 8300 км.

Создание первых кабельных линий связано с именем русского ученого П. Л. Шиллинга. Еще в 1812 г. Шиллинг в Петербурге демонстрировал взрывы морских мин, используя для этой цели созданный им изолированный проводник.

В 1851 г. одновременно с постройкой железной дороги между Москвой и Петербургом был проложен телеграфный кабель, изолированный гуттаперчей. Первые подводные кабели были проложены в 1852 г. через Северную Двину и в 1879 г. через Каспийское море между Баку и Красноводском. В 1866 г. вступила в строй кабельная трансатлантическая магистраль телеграфной связи между Францией и США.

В 1882 - 1884 гг. в Москве, Петрограде, Риге, Одессе были построены первые в России городские телефонные сети. В 90-х годах прошлого столетия на городских телефонных сетях Москвы и Петрограда были подвешены первые кабели, насчитывающие до 54 жил. В 1901 г. началась постройка подземной городской телефонной сети.

Первые конструкции кабелей связи, относящиеся к началу XX века, позволили осуществлять телефонную передачу на небольшие расстояния. Это были так называемые городские телефонные кабели с воздушно-бумажной изоляцией жил и парной их скруткой. В 1900 - 1902 гг. была сделана успешная попытка повысить дальность передачи методами искусственного увеличения индуктивности кабелей путем включения в цепь катушек индуктивности (предложение Пупина), а также применения токопроводящих жил с ферромагнитной обмоткой (предложение Краупа). Такие способы на том этапе позволили увеличить дальность телеграфной и телефонной связи в несколько раз.

Важным этапом в развитии техники связи явилось изобретение, а начиная с 1912—1913 гг. освоение производства электронных ламп. В 1917 г. В. И. Коваленковым был разработан и испытан на линии телефонный усилитель на электронных лампах. В 1923 г. была осуществлена телефонная связь с усилителями на линии Харьков—Москва—Петроград.

В 30-х годах началось развитие многоканальных систем передачи.

В последующем стремление расширить спектр передаваемых частот и увеличить пропускную способность линий привело к созданию новых типов кабелей, так называемых коаксиальных. Но массовое изготовление их относится лишь к 1935 г., к моменту появления новых высококачественных диэлектриков типа эскапона, высокочастотной керамики, полистирола, стирофлекса и т. д. Эти кабели допускают передачу энергии при частоте токов до нескольких миллионов герц и позволяют производить по ним передачу телевизионных программ на большие расстояния. Первая коаксиальная линия на 240 каналов ВЧ телефонирования была проложена в 1936 г. По первым трансатлантическим подводным кабелям, проложенным в 1856 г., организовывали лишь телеграфную связь, и только через 100 лет, в 1956 г., была сооружена подводная коаксиальная магистраль между Европой и Америкой для многоканальной телефонной связи.

В 1965-1967 гг. появились опытные волноводные линии связи для передачи широкополосной информации, а также криогенные сверхпроводящие кабельные линии с весьма малым затуханием. С 1970 г. активно развернулись работы по созданию световодов и оптических кабелей, использующих видимое и инфракрасное излучения оптического диапазона волн.

Создание волоконного световода и получение непрерывной генерации полупроводникового лазера сыграли решающую роль в быстром развитии волоконно-оптической связи. К началу 80-х годов были разработаны и испытаны в реальных условиях волоконно-оптические системы связи. Основные сферы применения таких систем - телефонная сеть, кабельное телевидение, внутриобъектовая связь, вычислительная техника, система контроля и управления технологическими процессами и т. д.

В России, Беларуси и других странах проложены городские и междугородные волоконно-оптические линии связи. Им отводится ведущее место в научно-техническом прогрессе отрасли связи.

## 1.2. ВИДЫ ЛИНИЙ СВЯЗИ И ИХ ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА

На современном этапе развития общества в условиях научно-технического прогресса непрерывно возрастает объем информации. Как показывают теоретические и экспериментальные (статистические) исследования, продукция отрасли связи, выражающаяся в объеме передаваемой информации, возрастает пропорционально квадрату прироста валового продукта народного хозяйства. Это определяется необходимостью расширения взаимосвязи между различными звеньями народного хозяйства, а также увеличением объема информации в технической, научной, политической и культурной жизни общества. Повышаются требования к скорости и качеству передачи разнообразной информации, увеличиваются расстояния между абонентами. Связь необходима для оперативного управления экономикой и работы государственных органов, для повышения обороноспособности страны и удовлетворения культурно-бытовых

потребностей населения.

В эпоху научно-технической революции связь стала составным звеном производственного процесса. Она используется для управления технологическими процессами, электронно-вычислительными машинами, роботами, промышленными предприятиями т. д. Непременным и одним из наиболее сложных и дорогостоящих элементов связи являются линии связи (ЛС), по которым передаются информационные электромагнитные сигналы от одного абонента (станции, передатчика, регенератора и т. д.) к другому (станции, регенератору, приемнику и т. д.) и обратно. Очевидно, что эффективность работы систем связи во многом предопределяется качеством ЛС, их свойствами и параметрами, а также зависимостью этих величин от частоты и воздействия различных факторов, включая мешающие влияния сторонних электромагнитных полей.

Различают два основных типа ЛС: линии в атмосфере (радиолинии РЛ) и направляющие линии передачи (линии связи). Отличительной особенностью радиолиний является распространение электромагнитных сигналов в свободном (естественном) пространстве (космос, воздух, земля, вода и т. д.). Дальность РЛ может простираться от нескольких сотен метров, как, например, при первой радиопередаче, осуществленной великим русским ученым А. С. Поповым в 1895 г., до сотен миллионов километров-расстояния между автоматическими космическими аппаратами и земными станциями.

Отличительной особенностью направляющих линий связи является то, что распространение сигналов в них от одного абонента (станции, устройства, элемента схемы и т. д.) к другому осуществляется только по специально созданным цепям и трактам ЛС, образующим направляющие системы, предназначенные для передачи электромагнитных сигналов в заданном направлении с должными качеством и надежностью.

Вышеуказанные особенности РЛ и ЛС определяют их основные свойства и области применения. Так, РЛ используются для осуществления связи на различные расстояния, часто между абонентами, находящимися в движущемся относительно друг друга состоянии.

Характер распространения электромагнитных сигналов в различных средах в первую очередь зависит от частоты радиосигнала (несущей частоты). В соответствии с этим различают следующие типовые диапазоны длин волн и радиочастот:

	Сверхдлинные волны (СДВ)	100... 10 км (3...30 кГц)
	Длинные волны (ДВ)	10... 1 км (30...300 кГц)
	Средние волны (СВ)	1,0... 0,1 км (0,3... 3 МГц)
	Короткие волны (КВ)	100... 10 м (3...30 МГц)
	Ультракороткие волны (УКВ)	10... 1 м (30... 300 МГц)
	Дециметровые волны (ДЦМ)	1 ... 0,1 м (300 .. 3000 МГц)
или		(0,3... 3 ГГц)
	Сантиметровые волны (СМ)	10... 1 см (3...30 ГГц)
	Миллиметровые волны (ММ)	10... 1 мм (30... 300 ГГц)

Оптический диапазон  
Гц).

10...0,1 мкм  $(3 \cdot 10^{13} \dots 3 \cdot 10^{15}$

В зависимости от длины волны (частоты) сигналы по радиолиниям распространяются следующим путем (рис. 1.1): ДВ и СВ - поверхностным лучом (1), КВ — пространственным лучом (2), УКВ и ОВ - в пределах прямой видимости (3).



Рис. 1.1. Распространение различных типов радиоволн

Кроме указанных выше достоинств радиолиний, определяемых возможностью установления связи на огромные расстояния с подвижными объектами, отметим еще высокую скорость установления связи, а также возможность обеспечения передачи массовым средствам информации (радиовещание и телевидение) с неограниченным числом слушателей и зрителей.

Основными недостатками РЛ (радиосвязи) являются: зависимость качества связи от состояния, среды передачи и сторонних электромагнитных полей; низкая скорость; недостаточно высокая электромагнитная совместимость в диапазоне метровых волн и выше; сложность аппаратуры передатчика и приемника; узкополосность систем передачи, особенно на длинных волнах и выше (отношение  $\Delta F/f_H \leq (0,1 \dots 0,6)$ , где  $\Delta F$  — ширина полосы частот информационного сигнала;  $f_H$  — частота несущей радиосигнала).

С целью уменьшения этих недостатков в ходе развития радиосвязи интенсивно осваивались более высокие частоты (сантиметровые, оптические диапазоны), что позволило резко увеличить абсолютные значения  $\Delta F$ , повысить пропускную способность радиоканалов, создать узконаправленные системы радиосвязи на базе использования направленных антенн и лазерных устройств и привело к резкому уменьшению уровня помех и повышению степени электромагнитной совместимости. Например, линии радиосвязи, работающие на ДВ, СВ, КВ, позволяют осуществлять связь на большие расстояния, но имеют низкую пропускную способность (один-два канала тональной частоты - ТЧ) и подвержены помехам. Поэтому эти РЛ занимают малый удельный вес в общем объеме электросвязи и используются главным образом для радиофикации и связи между континентами и с



труднодоступными районами.

Радиорелейные линии (РРЛ) работают на дециметровых - миллиметровых волнах в пределах прямой видимости. Они представляют собой цепочку ретрансляторов, устанавливаемых примерно через каждые 50 км (высота мачты 50 ... 70 м) (рис. 1.2). При большей высоте антенной мачты ретрансляционные участки могут быть увеличены до 70... 100 км. Радиорелейные линии позволяют получать большее число каналов (300...1920) на большие расстояния (до 12500 км); они получили широкое применение для телевидения, радиофикации и связи. Эти линии в меньшей степени подвержены помехам, обеспечивают достаточно устойчивую и качественную связь, хотя степень защищенности передачи по ним недостаточна.

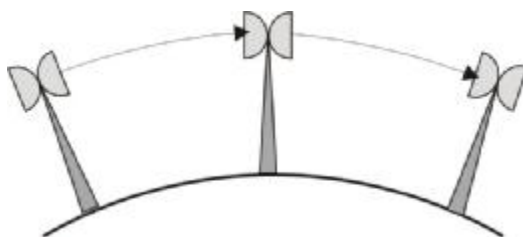


Рис. 1.2. Принцип работы радиорелейных линий

Спутниковые линии связи (СЛ) используют, как и РРЛ, сантиметровый диапазон волн. Спутниковые линии действуют на принципе ретрансляции сигналов, осуществляемой аппаратурой, расположенной на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). Фактически ИСЗ — это ретранслятор радиорелейной линии, поднятый на большую высоту (рис. 1.3).

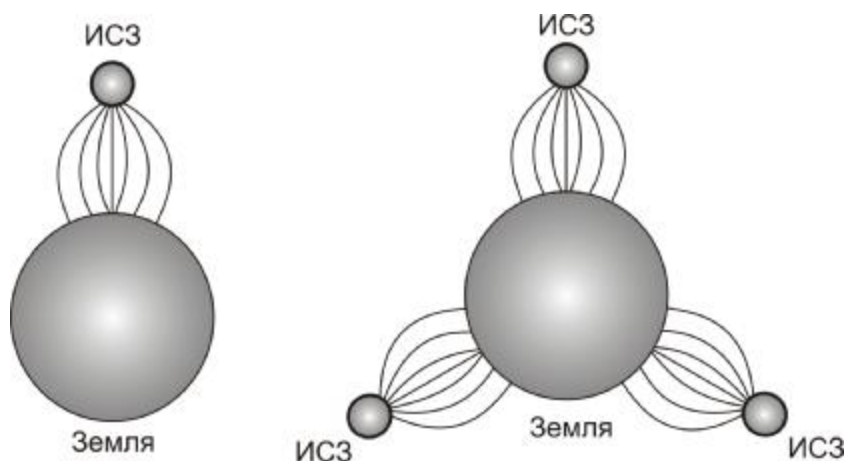


Рис. 1.3. Космическая связь с помощью ИСЗ

Спутниковые линии позволяют осуществлять многоканальную связь на очень большие расстояния. На геостационарной орбите высотой 36000 км спутник вращается со скоростью вращения Земли (один оборот за 24 часа). В

этом случае можно с помощью трех спутников, расположенных под углом  $120^\circ$ , обеспечить связь на территории всего земного шара.

Спутниковые линии применяются в первую очередь для передачи программ вещания, телевидения и полос газет в труднодоступные районы Сибири, Крайнего Севера и Дальнего Востока. Достоинством СЛ является большая зона действия и передачи информации на значительные расстояния, к недостаткам относятся высокая стоимость запуска спутника и сложность организации дуплексной телефонной связи.

Достоинства направляющих ЛС состоят в обеспечении требуемого качества передачи сигналов, высокой скорости передачи, большой защищенности от влияния сторонних полей, заданной степени электромагнитной совместимости, относительной простоты конечных устройств. Недостатки ЛС определяются высокой стоимостью капитальных и эксплуатационных расходов, а также относительно длительными сроками установления связи.

Сравнивая ЛС и РЛ, следует отметить, что они не противопоставляются, а дополняют друг друга, способствуя решению глобальной задачи создания, развития и совершенствования сети связи России. Примером этого единства, в частности, является то обстоятельство, что во всех радиопередающих и радиоприемных устройствах используются проводные линии связи, с помощью которых осуществляется передача электромагнитных сигналов между элементами и блоками этих устройств.

В настоящее время по линиям связи передаются сигналы от постоянного тока до оптического диапазона частот, а рабочий диапазон длин волн простирается от 0,85 мкм до сотен километров.

Различают три основных типа ЛС: кабельные (КЛ), воздушные (ВЛ), волоконно-оптические (ВОЛС). Кабельные и воздушные линии относятся к проводным линиям, у которых направляющие системы образуются системами «проводник-диэлектрик», а волоконно-оптические линии представляют собой диэлектрические волноводы, направляющая система которых состоит из диэлектриков с различными показателями преломления.

Проводные линии связи работают в килогерцовом и мегагерцовом диапазонах частот. Кабельные линии обеспечивают надежную и помехозащищенную многоканальную связь на требуемые расстояния. Коаксиальные и симметричные кабели получили доминирующее развитие при организации городской и междугородной связи.

Воздушные линии широко использовались в 30—40-х годах. Однако низкая пропускная способность (12 каналов ТЧ), обусловленная недостаточной помехозащищенностью от взаимных помех, и подверженность атмосферно-климатическим воздействиям ограничивают их использование на зонавой и сельской сети связи.

Волоконно-оптические линии связи представляют собой системы для передачи световых сигналов микроволнового диапазона волн ( $\lambda=0,8 \dots 1,6$  мкм) по оптическим кабелям. Этот вид линий связи рассматривается как наиболее перспективный. Достоинствами ВОЛС являются низкие потери,

большая пропускная способность, малые масса и габаритные размеры, экономия цветных металлов, высокая степень защищенности от внешних и взаимных помех.

### 1.3. СИСТЕМЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ПО ЛИНИЯМ СВЯЗИ

На линиях связи организуются аналоговые и цифровые системы передачи информации (АСП и ЦСП). Аналоговые системы передачи основаны на частотном разделении сигналов. С помощью электрических фильтров весь передаваемый спектр делится на частотные полосы. В качестве базового принят телефонный канал шириной 4 кГц - канал ТЧ. Чем шире полоса частот, которую можно передавать по ЛС, тем больше можно получить каналов и дешевле их стоимость.

Цифровые системы передачи основаны на временном разделении каналов. Здесь передача по линии сигналов различных сообщений осуществляется поочередно, т. е. со сдвигом во времени. В этом случае по линии распространяются импульсы определенной последовательности и длительности, образующие цифровые сигналы. Для этого все виды информации (телефонная, радиовещание, телевидение и др.) предварительно кодируют. В современных цифровых системах связи наибольшее распространение получила импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) с импульсами микросекундной и наносекундной длительности.

Таблица 1.1

Система передачи	Материал, диаметр проводника, мм	Число каналов	Линейный спектр, кГц	Затухание на УУ, дБ	Расстояние между НУП, км	Дальность действия, км
В-3-3	Биметалл,					
	4 мм; медь					
	4 мм	3	4...31	43	250	12 500
В-12-2	То же	12	36... 143	43	250	12500
В-2-2	Сталь, 4 мм	2	4,5... 25,7	39	25...30	—
В-3-3	То же	3	4...31	39	40	—

Достоинством цифровых систем передачи являются: большая дальность связи; облегченные требования к защищенности цепей; возможность создания единой интегральной системы связи; простота технологии производства аппаратуры ЦСП; возможность непосредственного ввода и

скоростной обработки импульсной информации с помощью ЭВМ; автоматизация передачи данных. Недостатком является расширение полосы частот до 64 кГц на телефонный канал (при частотной системе 4 кГц).

В табл. 1.1 приведены основные параметры систем передачи по ВЛ, в табл. 1.2 - основные параметры многоканальных систем передачи по коаксиальным и симметричным кабелям различной конструкции, предназначенным для магистральной, зонной, сельской и городской связи. Цифра, указанная в графе «Система передачи», означает число телефонных каналов, организуемых по кабелю. Длина усилительных (регенерационных) участков (УУ) соответствует расстоянию между необслуживаемыми усилительными пунктами (НУП). В эти НУП подается дистанционно электропитание из обслуживаемых усилительных пунктов (ОУП). Расстояние между ОУП примерно 20... 240 км. Общая дальность действия магистральной связи составляет 12 500 км, зонной - 600 км.

Наибольшее применение получили аналоговые системы передачи по коаксиальным кабелям типов К-1920 и К-3600. Внедряется система К-5400. По малогабаритным коаксиальным кабелям широко используется система К-300. Основной системой передачи по междугородным симметричным кабелям является система К-60. Применяется также система К-1020. На кабельных линиях зонной (внутриобластной) связи применяются системы на 60 каналов по симметричным кабелям и 120—420 каналов по однокоаксиальному кабелю. Сельская связь базируется на использовании облегченных пластмассовых кабелей и систем передачи на 6 и 12 каналов. Для соединительных линий ГТС применяется в основном цифровая система (ИКМ-30). Ранее использовалась аналоговая система КАМА.

Таблица 1.2

Система передачи	Марка кабеля	Линейный спектр, кГц, или скорость, кбит/с	Длина УУ, км	Расстояние между ОУП, км	Дальность связи, км
<b>Магистральная связь</b>					
<i>Коаксиальный кабель 2,6/9,5</i>					
К-1920	КМ-4	312... 8500	6	240	12 500
К-3600					
К-5400					
ИКМ-1920					
ИКМ-1920*					
<i>Малогабаритный коаксиальный кабель 1,2/4,6</i>					
К-300	МКТ-4	60... 1300	6	240	12 500
ИКМ-480					

ИКМ-480*					
<i>Симметричный кабель</i>					
К-60 К-1020С ИКМ-120 НКМ-480	МКС-4x4	12... 252 312... 4640 8500 34000	20 3 5 2,5	240 280 240 200	12 500 - 12 500 12 500
<i>Оптический кабель</i>					
ИКМ-480 ИКМ-1920	ОК-8	34000 140000	50...100	-	12 500
<i>Транссибирская линия</i>					
ИКМ-1920 ИКМ-7680	ОК-8	140000 560000	100...120	-	17000
<i>Зоновая связь Однокоаксиальный кабель 2,1/9,7</i>					
К-120 К-420	ВКПА-1	60... 552 и 812... 1300 312...2044 и 2852 ... 4584	10 6	200 300	600
<i>Симметричный кабель</i>					
К-60 ИКМ-120	ЗКМ-1X4	12... 252 8500	10 5	240	600
<i>Оптический кабель</i>					
ИКМ-120 ИКМ-480	ОК-4; ОК-8	8500 34000	30	-	600
<i>Городская связь</i>					
ИКМ-30 ИКМ-120 КАМА-30	ТП и МКС-7x4 ОК-8 МКС-7x4	2000 8500 12... 252 и 312... 552	2...10 12...30 13	40 40 80	80
<i>Сельская связь</i>					
КНК-6 КНК-12	КСПП-1x4 КСПП-	16...60 и 76...120 6... 54 и	16 16	80 120	120 120

ИКМ-30	2x4	60... 108			50
ИКМ-120	КСПП-2x4 ОК-4	2000 8500	6 12	50 50	100
* Увеличение числа каналов достигается за счет многоуровневого кодирования каналов					

Таблица 1.3

Система передачи		Скорость передачи, Мбит/с	Тип кабеля
Первичная	ИКМ-30	2,05	Симметричный
Вторичная	ИКМ-120	8,45	-
Третичная	ИКМ-480	34	Коаксиальный
Четверичная	ИКМ-1920	140	-
Пятиричная	ИКМ-7680	560	Оптический

Основные данные цифровых систем передачи (ЦСП) приведены в табл. 1.3.

Мощные системы ИКМ-480 и ИКМ-1920 предназначены для магистральной сети связи по коаксиальным кабелям. В зонной сети получила развитие система ИКМ-120, на сельской сети - ИКМ-15. В городах для устройства многоканальных соединительных линий между АТС широко применяется аппаратура ИКМ-30. Для ВОЛС предназначена цифровая система передачи аппаратурой ИКМ-30 и ИКМ-120 (городская связь), ИКМ-480 (зонная связь) и ИКМ-1920, ИКМ-7680 (магистральная связь).

#### 1.4. НАПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

В настоящее время наряду с широким применением кабелей получили развитие также другие средства передачи информации, такие как волноводы, световоды, линии поверхностной волны, сверхпроводящие и ленточные кабели и др. Все они объединены под общим названием - направляющие системы.

Направляющая система (НС) - это устройство, предназначенное для передачи электромагнитной энергии в заданном направлении. Таким канализирующим свойством обладают проводник, диэлектрик и любая граница раздела сред с различными электрическими свойствами (металл - диэлектрик, диэлектрик - воздух и др.). Поэтому роль НС могут выполнять металлическая линия (кабель, волновод), диэлектрическая линия из материала с  $\epsilon > 1$  (диэлектрический волновод, волоконный световод), а также металлодиэлектрическая линия (линия поверхностной волны).

Современные направляющие системы передачи высокочастотной энергии разделяются на: воздушные линии связи (ВЛС); симметричные

кабели (СК), коаксиальные кабели (КК); сверхпроводящие кабели (СПК); волноводы (В); световоды (С), оптические кабели (ОК); линии поверхностной волны (ЛПВ); диэлектрические волноводы (ДВ); ленточные кабели (ЛК) (полосковые линии ПЛ); радиочастотные кабели (РК). Конструкции различных направляющих систем схематично показаны на рис. 1.4.

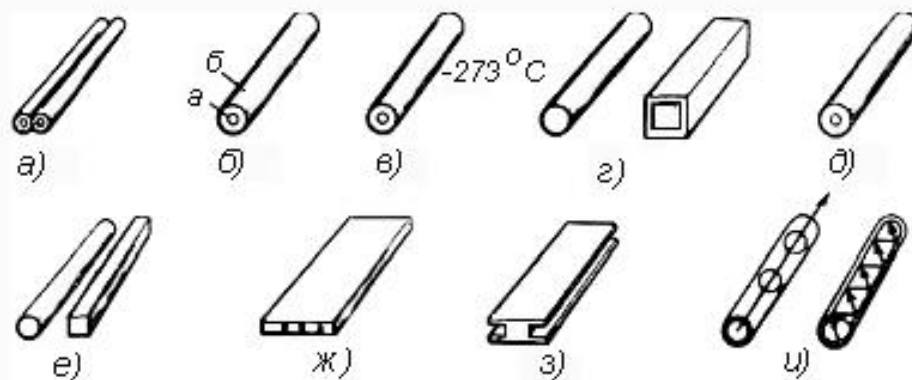


Рис. 1.4. Конструкции направляющих систем

Воздушные линии и симметричные кабели относятся к группе симметричных цепей (рис. 1.4, а). Отличительной особенностью таких цепей является наличие двух проводников с одинаковыми конструктивными и электрическими свойствами. Известные конструкции симметричных кабелей содержат от 1х2 до 2400х2 жил под общей защитной оболочкой.

В коаксиальном кабеле (рис. 1.4, б) проводник а concentрически расположен внутри проводника б, имеющего форму полого цилиндра. Внутренний проводник изолируется от внешнего с помощью различных изоляционных прокладок (шайбы, баллоны, кордели и др.). Сверхпроводящий кабель (рис. 1.4, в) имеет коаксиальную конструкцию весьма малых габаритных размеров, помещенную в условия низких отрицательных температур ( $-269^{\circ}\text{C}$ ). Волновод (рис. 1.4, г) представляет собой полую металлическую трубу круглого или прямоугольного сечения, изготовленную из хорошо проводящего материала. Линия поверхностной волны (рис. 1.4, д) представляет собой одиночный металлический провод, покрытый высокочастотной изоляцией (полиэтиленом). Диэлектрический волновод (рис. 1.4, е) - это стержень круглого или прямоугольного сечения, выполненный из высокочастотного материала (полиэтилена, стирофлекса). Полосковая линия (рис. 1.4, ж) состоит из плоских ленточных проводников с расположенной между ними изоляцией. Ленточный кабель (рис. 1.4, з) содержит большое число проводников, расположенных в одной плоскости. Оптический кабель (рис. 1.4, и) представляет собой скрутку из оптических волокон - световодов, объединенных в единую конструкцию.

Радиочастотные кабели (РК) имеют коаксиальную, симметричную или спиральную конструкцию.

Три типа направляющих систем - ДВ, ПЛ, РК имеют локальное

назначение и используются в качестве фидеров передачи энергии на короткие расстояния от антенн к аппаратуре. Линия поверхностной волны предназначена главным образом для устройства телевизионных ответвлений от магистральных кабельных и радиорелейных линий небольшой протяженности (до 100 км). Остальные направляющие системы применяются для организации магистральной высокочастотной связи на большие расстояния для передачи различных видов современной информации (телефонирование, телеграфирование, телевидение, передача данных, вещание, фототелеграфирование, передача газет и др.).

На рис. 1.5 указаны частотные диапазоны различных НС. Из приведенных данных следует, что ВЛ используются в диапазоне до  $10^5$  Гц, симметричные кабели - до  $10^6$  Гц, а коаксиальные кабели - до  $10^8$  Гц для магистральной связи и до  $10^9$  Гц для устройств антенно-фидерных трактов. Сверхпроводящие кабели имеют преимущественно коаксиальную конструкцию и предназначены для использования в частотном диапазоне коаксиальных систем (до  $10^9$  Гц).

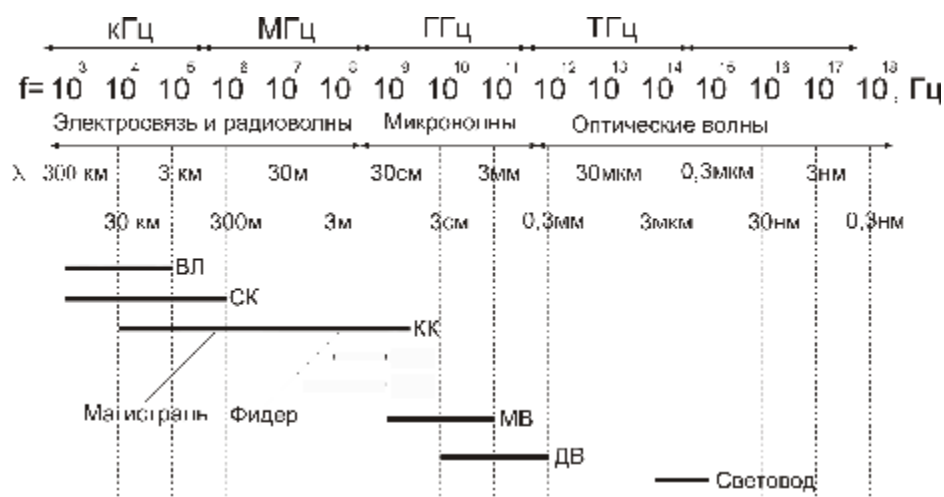


Рис. 1.5. Частотные диапазоны различных направляющих систем: ВЛ - воздушная линия; СК - симметричный кабель; КК - коаксиальный кабель; МВ - металлический волновод; ДВ - диэлектрический волновод.

Появление и разработка новых НС передачи, таких как волноводы и световоды (ОК), связаны с освоением новых, более высоких частот миллиметрового и оптического диапазонов. Волноводы междугородной связи предназначены для работы на частотах до  $10^{11}$  Гц (миллиметровые волны), а световоды используют частоты  $10^{14}$  Гц (оптический диапазон волн 0,85...1,55 мкм). Осваиваются также волны 2... 6 мкм.

Радиолинии используют диапазон длинных, средних и коротких волн. Радиорелейные линии связи работают на волнах прямой видимости в дециметровом (0,3 ... 3 ГГц) и сантиметровом (3... 30 ГГц) диапазонах.

Естественно, что чем более высокий диапазон частот можно передать по НС, тем больше можно образовать каналов связи и экономичнее передача.



Это наглядно иллюстрируется табл. 1.4, где указано число каналов, организуемых с помощью различных НС.

Из табл. 1.4 видно, что световоды и волноводы, использующие очень высокие частоты, принципиально позволяют образовывать огромное число каналов. Коаксиальные кабели также пригодны для передачи большого потока информации. Существенно меньший диапазон частот симметричных кабелей, и очень мала пропускная способность воздушных линий связи.

Таблица 1.4

Направляющая система	Частота, Гц	Длина волны	Возможное число телефонных каналов	Существующая система связи
Воздушные линии	$10^5$	км	10	В-12
Симметричный кабель	$10^6$	100 м	100	К-60, К-1020
Коаксиальный кабель	$10^8$	м	1000...10000	К-1920, К-3600,
Волновод	$10^{10-11}$	мм	100000	К-10800
Световод (ОК)	$10^{14-15}$	мкм	100000	ИКМ-480, ИКМ-1920, ИКМ-7680

### 1.5. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ЛИНИЯМ СВЯЗИ

В общем виде требования, предъявляемые высокоразвитой современной техникой электросвязи к междугородным линиям связи, могут быть сформулированы следующим образом:

осуществление связи на расстояния до 12 500 км в пределах страны и до 25 000 для международной связи;

широкополосность и пригодность для передачи различных видов современной информации (телевидение, телефонирование, передача данных, вещание, передача полос газет и т. д.);

защищенность цепей от взаимных и внешних помех, а также от грозы и коррозии;

стабильность электрических параметров линии, устойчивость и надежность связи;

экономичность системы связи в целом.

Кабельная линия междугородной связи представляет собой сложное техническое сооружение, состоящее из огромного числа элементов. Так как линия предназначена для длительной работы (десять лет) и на ней должна быть обеспечена бесперебойная работа сотен и тысяч каналов связи, то ко всем элементам линейно-кабельного оборудования, и в первую очередь к кабелям и кабельной арматуре, входящим в линейный тракт передачи

сигналов, предъявляются высокие требования. Выбор типа и конструкции линии связи определяется не только процессом распространения энергии вдоль линии, но и необходимостью защитить расположенные рядом ВЧ цепи от взаимных мешающих влияний. Кабельные диэлектрики выбирают исходя из требования обеспечения наибольшей дальности связи в каналах ВЧ при минимальных потерях.

В соответствии с этим кабельная техника развивается в следующих направлениях.

1. Преимущественное развитие коаксиальных систем, позволяющих организовать мощные пучки связи и передачу программ телевидения на большие расстояния по однокабельной системе связи.

2. Создание и внедрение перспективных ОК связи, обеспечивающих получение большого числа каналов и не требующих для своего производства дефицитных металлов (медь, свинец).

3. Широкое внедрение в кабельную технику пластмасс (полиэтилена, полистирола, полипропилена и др.), обладающих хорошими электрическими и механическими характеристиками и позволяющих автоматизировать производство.

Внедрение алюминиевых, стальных и пластмассовых оболочек вместо свинцовых. Оболочки должны обладать герметичностью и обеспечивать стабильность электрических параметров кабеля в течение всего срока службы.

5. Разработка и внедрение в производство экономичных конструкций кабелей внутризоновой связи (однокоаксиальных, одночетверочных, безбронных). Создание экранированных кабелей, надежно защищающих передаваемую по ним информацию от внешних электромагнитных влияний и грозы, в частности кабелей в двухслойных оболочках типа алюминий - сталь и алюминий - свинец.

6. Повышение электрической прочности изоляции кабелей связи. Современный кабель должен обладать одновременно свойствами как высокочастотного кабеля, так и силового электрического кабеля, и обеспечивать передачу токов высокого напряжения для дистанционного электропитания необслуживаемых усилительных пунктов на большие расстояния.

## 2. ПОСТРОЕНИЕ СЕТЕЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

### 2.1. Принципы построения сетей связи

Сеть связи состоит из трех частей: 1) систем передачи информации (линий и аппаратуры); 2) устройств (систем) коммутации; 3) конечных устройств.

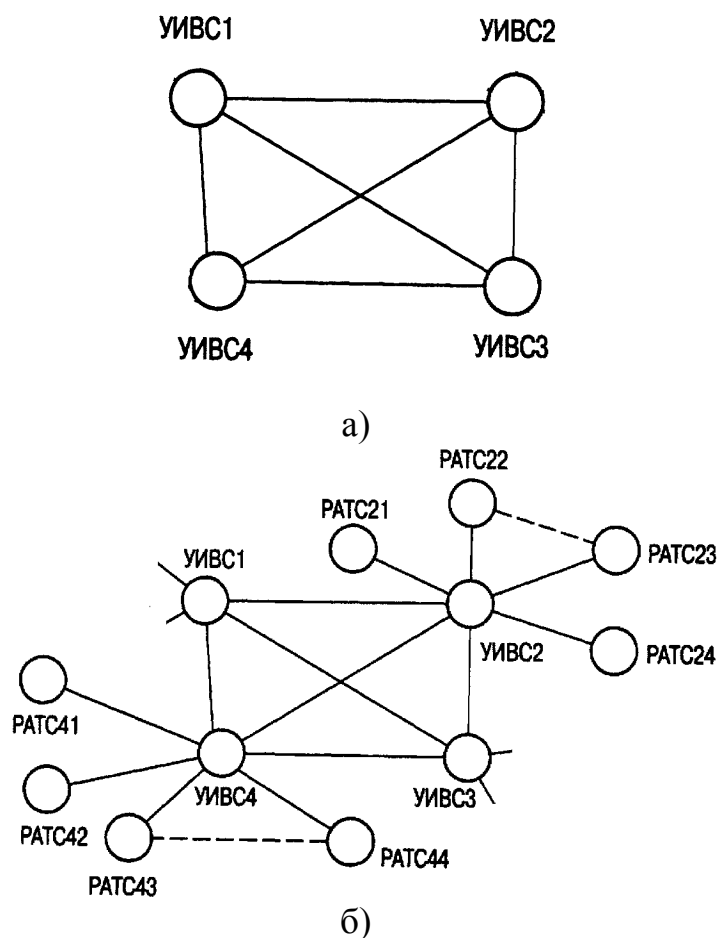
По капитальным затратам наибольший удельный вес занимают линейные сооружения и аппаратура передачи информации, поэтому очень важно выбрать оптимальный вариант построения сети - структуру сети.

Сеть состоит из узлов (пунктов коммутации цепей, каналов) и ребер (линий связи), соединяющих эти узлы между собой.

При построении сети связи исходят из стремления сделать ее экономичной и надежной. Надежность обеспечивается созданием разветвленной сети, применением различных типов линий связи и прокладкой их на различных направлениях. На этих линиях организуется требуемое число каналов с обходными, резервными путями. Необходимо, чтобы каждый узел связи имел два-три обходных независимых пути к другим узлам.

Возможно несколько вариантов построения сети (рис. 2.1):

полносвязное (каждый с каждым), при котором любой узел (узел исходящих и входящих сообщений – УИВС) имеет прямые связи со всеми остальными узлами (рис. 2.1, а);



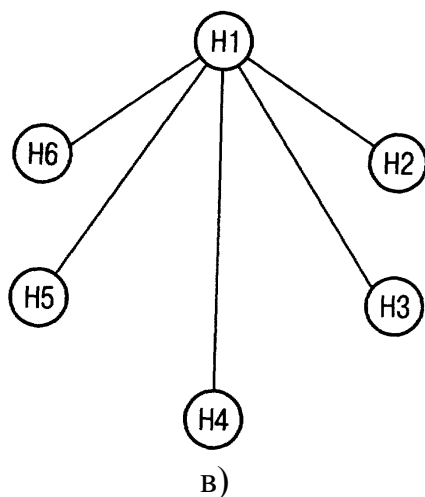


Рис. 2.1. Варианты построения сетей связи: а - непосредственное соединение; б - узловое; в - радиальное.

узловое, при котором несколько пунктов (районная автоматическая станция - РАТС) группируются в узлы и последние соединяются между собой (рис. 2.1, б);

радиальное (звездообразное), при котором имеется лишь один узел с расходящимися линиями по радиусам к другим пунктам (рис. 2.1, в).

Непосредственное соединение каждого пункта с каждым наиболее надежно, но в технико-экономическом отношении невыгодно. Неэкономична и узловая система. Радиальная система наиболее дешевая, но она не имеет никаких путей резервирования и не обеспечивает непрерывности связи. Наилучшие результаты дает сочетание радиальной и узловой систем. Такая система позволяет создавать разветвленную, устойчивую и в то же время довольно экономичную сеть связи. Принципиальная схема радикально-узловой системы построения сети показана на рис. 2.2. Она характеризуется тем, что одноименные узлы связи (ТС) соединяются линиями не только с нижестоящими узлами (МС), но и между собой. По такой системе организуются прямые связи в обход главных узлов между взаимотяготеющими крупными промышленно-экономическими районами страны, внутри экономических районов и т. д.

Во всех случаях стремятся создать сетку связи, при которой каждый узел связи связан со смежными ближайшими узлами или узлами, имеющими наибольшее тяготение. При этом создаются обходные, резервные пути и обеспечивается два-три независимых выхода к любому узлу связи.

Разновидностью сетевидной сети являются решетчатые (ячеистые) структуры. Они очень надежны, но на их сооружение требуются большие капитальные затраты.

В нашей стране соблюдается производственно-территориальный принцип административно-технического управления.

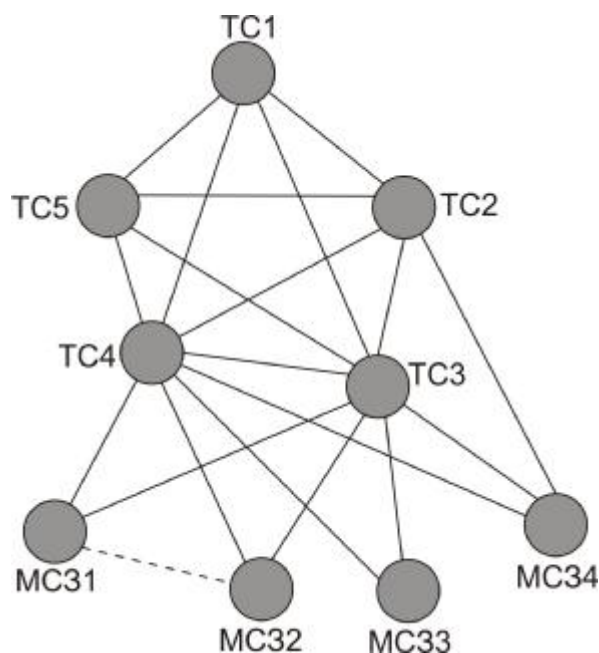


Рис. 2.2. Структура радиально-узловой сети связи

По различным видам и отраслям связи функционируют управления и осуществляется руководство сверху вниз по производственному принципу. Одновременно действуют республиканские, краевые, областные производственно-технические управления связи, обеспечивающие руководство всеми видами связи в масштабе подведомственной территории.

## 2.2. МАГИСТРАЛЬНЫЕ И ЗОНОВЫЕ СЕТИ СВЯЗИ

Сеть связи страны (рис. 2.3) состоит из магистральной (уровень транзитных станций - ТС) и зональных сетей (уровень местных станций – МС) (рис. 2.4). Зональная сеть организуется в пределах одной-двух областей (или республик, краев). Она подразделяется на внутризональную и местную (уровень МС). Внутризональная связь соединяет областной (республиканский, краевой) центр с районами. Местная связь включает сельскую связь (райцентр с колхозами, совхозами и рабочими поселками) и городскую связь. Абоненты зоны охватываются единой семизначной нумерацией, и, следовательно, в зоне может быть до  $10^7$  телефонов и находятся на уровне доступа.

Магистральная сеть соединяет главный узел (сетевой узел - СУ0) с центрами зон (сетевыми узлами – СУ2, СУ10, СУ12 и т.д.), а также зоны между собой (рис. 2.4). Внутриобластная (внутризональная) сеть является сетью областного значения.

Эта сеть обеспечивает связь областной центр со своими городами и районными центрами и последние между собой, а также выход их на магистральную сеть (рис. 2.4).

Сеть строится на основе территориально-сетевых (ТСУ) и сетевых (СУ) узлов. Кроме того, сеть связи страны подразделяется на первичную и вторичную.

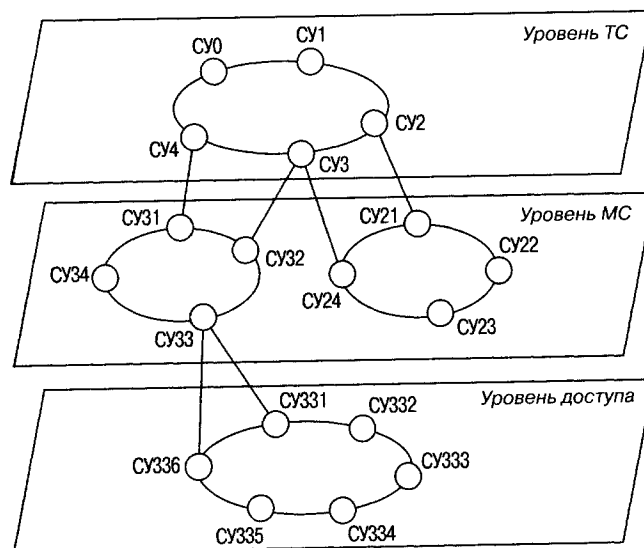


Рис. 2.3. Структура сети связи страны.

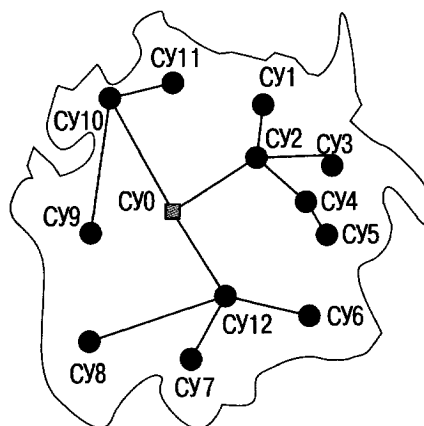


Рис. 2.4. Построение магистральной и зональной сети.

Первичная сеть — это совокупность всех каналов без подразделения их по назначению и видам связи. В состав ее входят линии и каналообразующая аппаратура. Первичная сеть является единой для всех потребителей каналов и представляет собой базу для вторичных.

Вторичная сеть состоит из каналов одного назначения (телефонных, телеграфных, передачи газет, вещания, видеотелефонных, передачи данных, телевидения и др.), образуемых на базе первичной сети. Вторичная сеть включает коммутационные узлы, оконечные пункты и каналы, выделенные на первичной сети. Вторичные междугородные сети подключаются к первичной сети с помощью соединительных линий между оконечными станциями первичной и вторичных сетей.

### 2.3. ГОРОДСКИЕ ТЕЛЕФОННЫЕ СЕТИ

В общем случае линейные сооружения городской телефонной сети (ГТС)

состоят из абонентских (АЛ) и соединительных (СЛ) линий. Для сокращения расходов на строительство линейных сооружений и повышения эффективности их использования в крупных городах (обычно при емкости сети свыше 10 тыс. номеров) строят несколько районных автоматических телефонных станций (РАТС). Такая сеть называется районированной. При этом линии, соединяющие телефонные аппараты с районной телефонной станцией, называются абонентскими, а линии, соединяющие районные станции между собой, - соединительными.

Связь между районными станциями осуществляется одним из следующих способов: по принципу «каждая с каждой», радиальному, с узлами входящего сообщения, с узлами исходящего и входящего сообщений (рис. 2.5). Первый способ обычно применяется на районированных сетях общей емкостью до 80 тыс. номеров. Второй способ используется для связи РАТС с подстанциями или учрежденческими станциями. На крупных сетях образуются узловые телефонные станции с применением третьего или четвертого способа. Кроме того, для выхода на междугородную сеть РАТС связываются с междугородной телефонной станцией непосредственно или через узловые станции.

Построение сетей АЛ осуществляется различными способами, однако все они могут быть сведены к двум основным системам: шкафной и бесшкафной; в Республике Беларусь, как правило, применяется шкафная система.

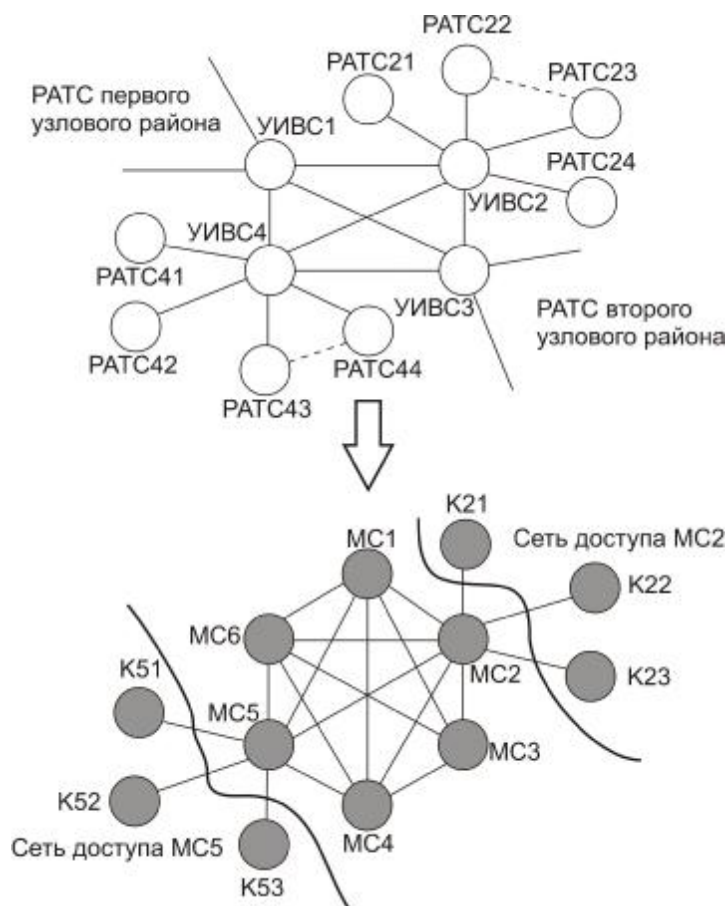
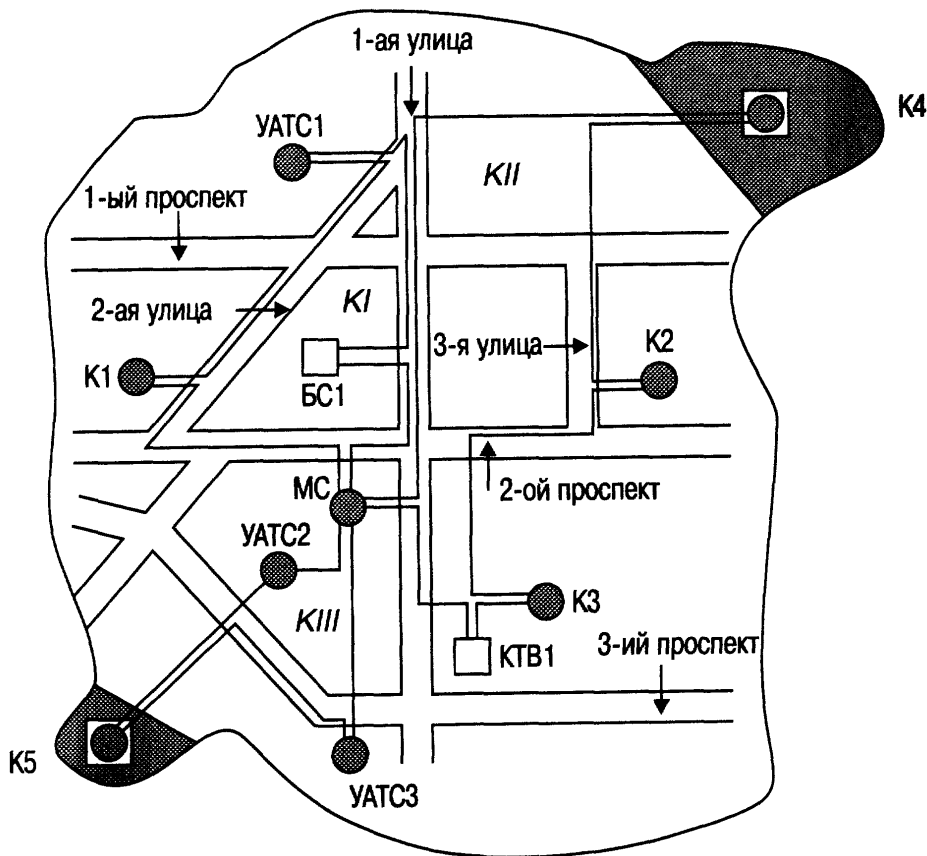


Рис. 2.5. Построение межстанционных сетей ГТС

Схема устройства линейных сооружений по шкафной системе изображена на рис. 2.6. Здесь показана часть города с распределенными по отдельным кварталам телефонными абонентами. Кроме районной автоматической станции (МС), учрежденческих автоматических станций (УАТС1 - УАТС3) и концентраторов (К1 – К5), располагаются места для базовых станций (БС) сотовых систем связи и узлов ввода сигналов кабельного телевидения (КТВ), для которых оператор телефонной сети будет предоставлять информационные транспортные ресурсы. Число пар проводников проложенных кабелей как правило больше числа телефонных абонентов. Это обеспечивает необходимый эксплуатационный запас. Концентраторы К4 и К5 предназначены для обслуживания новых строящихся районов городской застройки. Таким образом сформирована структура транспортной сети абонентского доступа, в которой образованы три кольца.

Включение абонентов в телефонную станцию осуществляется через распределительные коробки (РК) и распределительные шкафы (ШР) (рис. 2.6, б). При этом от телефонной станции в различных направлениях отходят крупные по емкости кабели, которые, разветвляясь на более мелкие, заходят в ШР. Эти кабели вместе с относящимся к ним линейным оборудованием составляют так называемую магистральную сеть. От ШР отходят меньшие по емкости кабели (100—50 пар), которые, разветвляясь, подходят к РК емкостью 10х2. Данные кабели и относящееся к ним линейное оборудование составляют распределительную сеть. От РК к телефонным аппаратам (ТА) абонентов прокладываются однопарные кабели, составляющие абонентскую проводку (рис. 2.6, б).



а)



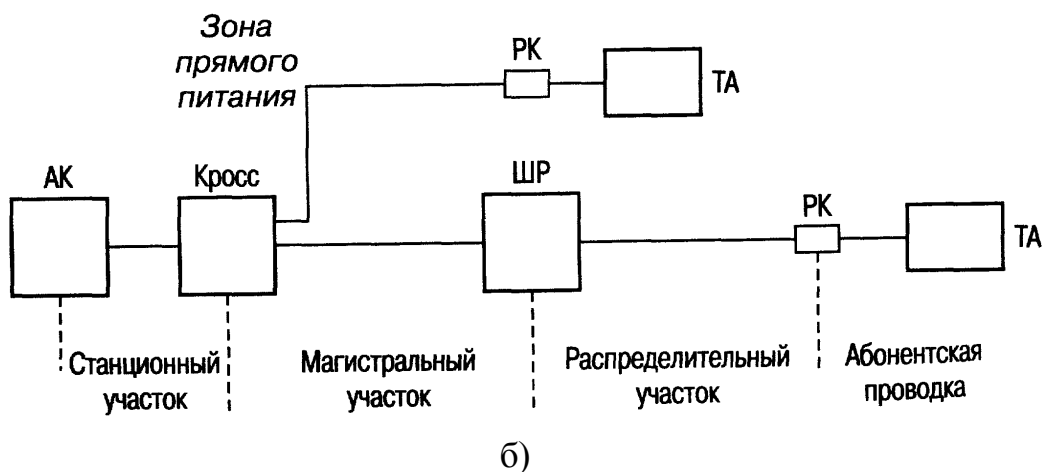


Рис. 2.6. Построение сети абонентских линий ГТС: а - распределение кабелей по заданиям; б - шкафная система.

Наличие ШР облегчает производство испытания кабелей и дает возможность путем соответствующих переключений в нем соединять любые пары магистрального и распределительного кабелей, что важно при эксплуатации сети, так как на последней обычно имеют место перегруппировки абонентов, появляется необходимость включения новых абонентов, замены цепей в кабелях и т. п.

Кроме того, применение РШ позволяет экономить магистральные кабели. Дело в том, что в РК соответственно их емкости включаются десятипарные распределительные кабели, в то время как число АЛ, включенных в отдельные РК, обычно меньше. Если подвести непосредственно к телефонной станции полную емкость кабелей, включенных в РК, то на значительном расстоянии до телефонной станции образовался бы большой запас кабельных пар, который более или менее продолжительное время оставался бы в значительной мере неиспользованным, что невыгодно. Наличие РШ позволяет иметь эксплуатационный запас кабельных пар магистральной сети значительно меньше запаса в распределительной сети, обеспечивая таким образом экономию емкости магистрального кабеля.

При построении телефонной сети по бесшкафной системе для обеспечения требуемой гибкости сети используется система параллельного включения кабельных жил, сущность которой заключается в том, что одна и та же кабельная пара, идущая от телефонной станции, включается параллельно в несколько РК. Благодаря такому включению достигается уменьшение запасных пар в магистральных кабелях (аналогично распределительным шкафам). Так, например, у кабелей емкостью  $20 \times 2$  в направлениях А и Б могут идти по семь пар ( $7 \times 2$ ), причем шесть пар ( $6 \times 2$ ) могут быть запараллелены и по желанию использованы частично или полностью в направлении А или Б.

При построении телефонных сетей применяется также смешанная система с использованием того или иного способа на тех участках сети, где он является наиболее целесообразным.

## 2.4. СЕТИ СЕЛЬСКОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ И ПРОВОДНОГО ВЕЩАНИЯ

В сельской местности на территории административного района создаются следующие виды сетей электросвязи, входящие в зонную (областную) связь:

общего пользования (телефонной связи, факсимильной связи, передачи вещания);

внутрипроизводственные (связь внутри колхозов, совхозов, а также внутри строек и предприятий района);

учрежденчески-производственной связи (связь предприятий различных ведомств).

По месту на сети сельской телефонной связи (СТС) различают станции:

центральную (ЦС), расположенную в районном центре, являющуюся одновременно станцией района;

узловую (УС), расположенную в любом из населенных пунктов сельского района. В эти станции включаются соединительные линии оконечных станций;

оконечные (ОС), расположенные в любом из населенных пунктов сельского района.

Сельская телефонная сеть строится по радиально-узловой системе. Она наиболее экономична и в то же время достаточно надежна. Пример построения СТС приведен на рис. 2.7. Оконечные станции подключаются к центральной и узловым станциям.

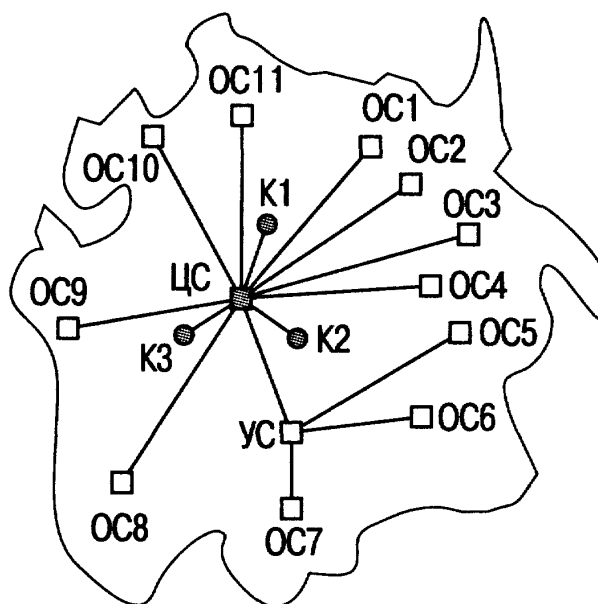


Рис. 2.7. Построение сельской телефонной сети связи

В сельском районе, обычно в райцентре, строится радиотрансляционный узел (мощностью 1, 2,5 или 10 кВт). Радиотрансляционная сеть узла обычно состоит из местной (двух- и трехзвенной) сети, обслуживающей все остальные населенные пункты района. Если не представляется возможным охватить системой высоковольтных фидеров населенные пункты, удаленные от райцентра (высокая стоимость, неудовлетворительные качественные показатели), то в районе сооружается дополнительно несколько усилительных

подстанций. В небольших городах и рабочих поселках сеть радиоузла имеет двух- или трехзвенное построение. Трехзвенная сеть применяется на крупных узлах с большой нагрузкой, питающихся от районных усилительных станций. Число станций, их мощность и размещение на территории города определяются в зависимости от конкретных условий и нагрузки.

Наивыгоднейшее число распределительных фидеров двухзвенной сети, питаемой от станций радиоузлов и усилительных трансформаторных подстанций, определяется исходя из местных условий. Обычно оно равно 6—10. Опыт строительства радиотрансляционных сетей показывает, что даже в больших городах распределительный узел должен иметь нагрузку не более 20 тыс. радиоточек, а в городах с малой плотностью застройки и малой этажностью - 6—8 тыс. радиоточек.

### 3. ЭЛЕКТРОДИНАМИКА НАПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ. ТЕОРИЯ ПЕРЕДАЧИ ПО ЛИНИЯМ СВЯЗИ В КВАЗИСТАЦИОНАРНОМ РЕЖИМЕ

#### 3.1. ПЕРВИЧНЫЕ И ВТОРИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЧИ

Качество передачи по линейным цепям связи и их электрические свойства полностью характеризуются первичными параметрами. По физической природе параметры цепи связи аналогичны параметрам колебательных контуров, составленных из элементов  $R$ ,  $L$ ,  $C$ . Разница состоит лишь в том, что в контурах эти параметры являются сосредоточенными, а в цепях связи они равномерно распределены по всей длине линий. Параметры  $R$  и  $L$ , включенные последовательно (продольные), образуют суммарное сопротивление  $Z = R + i\omega C$ , а параметры  $G$  и  $C$  (поперечные) — суммарную проводимость  $Y = G + i\omega C$ . Из указанных четырех параметров лишь  $R$  и  $G$  обуславливают потери энергии: первый — тепловые потери в проводах и других металлических частях кабеля (экран, оболочка, броня); второй — потери в изоляции.

Рассмотрим однородную цепь связи с первичными параметрами  $R$ ,  $L$ ,  $C$  и  $G$ . В начале цепи имеется генератор с сопротивлением  $Z_0$ , в конце нагрузка  $Z_l$ . Обозначим напряжение и ток в начале цепи  $U_0$ ,  $I_0$ , в конце  $U_l$ ,  $I_l$ . Выделим на расстояниях  $x$  от начала цепи бесконечно малый участок  $dx$ . Обозначим ток, проходящий по элементу цепи  $dx$ , через  $I$  и напряжение между проводами через  $U$ . Тогда на участке  $dx$  падение напряжения:

$$-dU/dx = I (R + i\omega L) \quad (3.1)$$

Утечка тока на участке:

$$-dI/dx = U (G + i\omega C) \quad (3.2)$$

Для решения этих уравнений относительно  $U$  и  $I$  исключим сначала величину  $I$  из первого уравнения, взяв вторую производную:

$$-d^2U/dx^2 = dI/dx (R + i\omega L) \quad (3.3)$$

Подставим в это выражение (3.2), тогда  $d^2U/dx^2 = U (R + i\omega L) (G + i\omega C)$ . Обозначив  $\gamma = \sqrt{(R + i\omega L) \cdot (G + i\omega C)}$  получим  $d^2U/dx^2 = \gamma^2 U$ .

Решение данного уравнения имеет вид  $U = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}$ . Дифференцируя указанное уравнение, получаем выражение для тока:

$$dU/dx = A \gamma e^{\gamma x} + B \gamma e^{-\gamma x} = \gamma (Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}) \quad (3.4)$$

Подставив его в (3.3), находим  $I (R + i\omega L) = (Ae^{\gamma x} - Be^{-\gamma x})$  или, обозначив

$$Z_0 = (R + i\omega L) / \gamma = \sqrt{(R + i\omega L) / (G + i\omega C)}, \quad (3.5)$$

получаем  $I Z_0 = -Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}$ . Таким образом, имеем два уравнения с двумя неизвестными -  $A$  и  $B$ :

$$U = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}; I Z_0 = -Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}, \quad (3.6)$$

Для нахождения  $A$  и  $B$  воспользуемся значениями тока и напряжения в начале цепи (при  $x = 0$ )  $U_0$  и  $I_0$ . Тогда уравнения (3.6) примут вид  $U = A + B$  и  $I Z_0 = -A + B$ . Отсюда  $A = (U_0 - I_0 Z_0) / 2$  и  $B = U_0 + I_0 Z_0$ . Подставив значения  $A$  и  $B$  в (3.6), получим

$$U = (U_0 - I_0 Z_0) / 2 e^{\gamma x} + (U_0 + I_0 Z_0) e^{-\gamma x}. \quad ; \quad (3.7)$$

$$I Z_0 = - (U_0 - I_0 Z_0) / 2 e^{\gamma x} + (U_0 + I_0 Z_0) e^{-\gamma x}. \quad (3.8)$$

Произведя соответствующие преобразования и учитывая, что  $ch x = (e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}) / 2$  и  $sh x = (e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) / 2$ , найдем значения напряжения  $U_x$  и тока  $I_x$  в любой точке цепи  $x$ :

$$U_x = U_0 ch \gamma x - I_0 Z_0 sh \gamma x \quad (3.9)$$

$$I_x = I_0 ch \gamma x - (U_0 / Z_0) sh \gamma x. \quad (3.10)$$

В конце цепи при  $x = l$  имеем

$$U_l = U_0 ch \gamma l - I_0 Z_0 sh \gamma l. \quad (3.11)$$

$$I_l = I_0 ch \gamma l - (U_0 / Z_0) sh \gamma l. \quad (3.12)$$

Практически оказывается удобнее пользоваться выражениями, устанавливающими зависимость напряжения и тока в начале цепи от напряжения и тока в конце цепи. Тогда, решая (3.6) относительно  $U_l$  и  $I_l$ , получаем

$$U_0 = U_l ch \gamma l + I_l Z_0 sh \gamma l. \quad (3.13)$$

$$I_0 = I_l ch \gamma l + (U_l / Z_0) sh \gamma l. \quad (3.14)$$

Уравнения (3.11) - (3.14) устанавливают взаимную связь токов и напряжений с параметрами цепи  $R$ ,  $L$ ,  $C$  и  $G$  или  $\gamma$  и  $Z_0$  и позволяют определить напряжения и ток в любой точке цепи в зависимости от значений  $U$  и  $I$  в начале или конце ее. Эти уравнения справедливы при любых нагрузках  $Z_0$  и  $Z_l$  на концах цепи.

При согласованных нагрузках  $Z_0 = Z_l = Z_0$  и  $U_0 / I_0 = U_l / I_l = Z_0$  уравнения (3.11)-(3.14) упрощаются и принимают вид

$$U_x = U_0 e^{-\gamma x}; U_0 = U_l e^{\gamma l}; U_l = U_0 e^{-\gamma l}. \quad (3.15)$$

$$I_x = I_0 e^{-\gamma x}; I_0 = I_l e^{\gamma l}; I_l = I_0 e^{-\gamma l}. \quad (3.16)$$

Наиболее часто пользуются уравнениями вида

$$U_0 / U_l = e^{\gamma l} \text{ и } I_0 / I_l = e^{\gamma l} . \quad (3.17)$$

Аналогично для мощности  $P = UI$  имеем

$$P_0 / P_l = e^{2\gamma l} . \quad (3.18)$$

Таким образом, получены уравнения однородной цепи в общем виде при любых нагрузках по концам (3.11) - (3.14) и при согласованных нагрузках (3.15) - (3.16). Из приведенных формул следует, что распространение энергии по линии, ток и напряжение в любой точке цепи обусловлены в первую очередь параметрами  $\gamma$  и  $Z_g$ .

**Волновое сопротивление.** Волновое (характеристическое) сопротивление  $Z_g$  и коэффициент распространения  $\gamma$  являются вторичными параметрами линии и широко используются для оценки эксплуатационно-технических качеств линии связи. *Волновое сопротивление* — это сопротивление, которое встречает электромагнитная волна при распространении вдоль однородной линии без отражения, т. е. при условии, что на процесс передачи не влияют несогласованности на концах линии. Оно свойственно данному типу кабеля и зависит лишь от его первичных параметров и частоты передаваемого тока.

Электромагнитную волну можно представить в виде двух волн: волны напряжения, соответствующей электрической энергии, и волны тока, соответствующей магнитной энергии. Количественное соотношение, имеющее место между волной напряжения и волной тока в линии, и есть волновое сопротивление цепи. При этом, как следует из данного выше определения волнового сопротивления, необходимо рассматривать лишь падающую (движущуюся вперед) электромагнитную волну:  $Z_g = U_n / I_n$ . Если в линии выделить отдельно отраженную волну, то она, двигаясь к началу линии, также будет встречать сопротивление, равное волновому сопротивлению:  $Z_g = U_0 / I_0$ . Волновое сопротивление рассчитывается по формуле

$$Z_g = \sqrt{(R + i\omega L) / (G + i\omega C)} . \quad (3.19)$$

По своей физической природе, что также следует из приведенной формулы, величина  $Z_g$  не зависит от длины линии и постоянна в любой точке цепи.

В общем виде волновое сопротивление является комплексной величиной и может быть выражено через его действительную и мнимую части:  $Z_g = |Z_g| e^{i\varphi} = |Z_g| \cos \varphi + i |Z_g| \sin \varphi$ .

**Коэффициент распространения.** Электромагнитная энергия, распространяясь вдоль линии, уменьшается по величине от начала к концу

линии. Ослабление, или затухание, энергии объясняется потерями ее в цепи передачи. Следует различать два вида потерь энергии: в металле и в диэлектрике. При прохождении тока по кабельной цепи происходит нагревание токопроводящих жил и создаются тепловые потери энергии. С ростом частоты эти потери увеличиваются: чем больше активное сопротивление цепи, тем больше потери энергии в металле. Потери энергии в диэлектрике обусловлены несовершенством применяемых диэлектриков (бумаги, резины и др.) и затратами энергии на диэлектрическую поляризацию ( $G = \omega C \operatorname{tg} \delta$ ). Все эти потери учитываются посредством коэффициента распространения  $\gamma$ .

Коэффициент распространения  $\gamma$  является комплексной величиной и может быть представлен в виде суммы действительной и мнимой частей ее:

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{(R + i\omega L) \cdot (G + i\omega C)}. \quad (3.20)$$

Уравнения для токов и напряжения можно представить в следующем виде:

$$U_0 / U_l = I_0 / I_l = e^{(\alpha + i\beta)l} = e^{\alpha l} e^{i\beta l} = A e^{i\varphi}.$$

Модуль этого выражения  $A = e^{\alpha l}$  характеризует уменьшение абсолютного значения тока или напряжения при прохождении по линии длиной  $l$ . Угол  $\varphi = \beta l$  характеризует изменение угла векторов тока или напряжения на этом же участке линии длиной  $l$ .

Аналогичные выражения для мощностей имеют вид

$$P_0 / P_l = e^{2\gamma l} = e^{2\alpha l} e^{i2\beta l} \quad (3.21)$$

Следовательно, действительная часть ( $\alpha l$ ) коэффициента распространения показывает уменьшение электромагнитной энергии в конце линии по сравнению с началом:

$$\alpha l = |U_0 / U_l| = |I_0 / I_l| = e^{\alpha l}; \quad P_0 / P_l = e^{2\alpha l} \quad (3.22)$$

Мнимая часть выражения ( $\beta l$ ) показывает изменение фазы (угла) при распространении энергии по цепи:

$$\beta l = \varphi_{0u} - \varphi_{ul} = \varphi_{0i} - \varphi_{li}; \quad 2\beta l = \varphi_{0p} - \varphi_{lp} \quad (3.23)$$

При передаче сигналов связи параметры  $\alpha$  и  $\beta$  характеризуют соответственно затухание и изменение фаз тока, напряжения и мощности на участке кабельной цепи длиной 1 км и называются *коэффициентом затухания* и *коэффициентом фазы*. Коэффициент распространения  $\gamma = \alpha + i\beta$  одновременно определяет изменение сигнала как по абсолютной величине, так и по фазе на 1 км длины кабеля.

Логарифмируя обе части приведенных выше выражений, получаем формулы для расчета затухания:

$$\alpha l = \ln|U_0 / U_l| = \ln|I_0 / I_l|; \alpha l = \ln (P_0 / P_l) / 2 \quad (3.24)$$

Затухание цепи связи ( $a = \alpha l$ ) принято оценивать в децибелах (белах) или неперах. Для децибелов (белов) используется десятичная система логарифмов, а для неперов — натуральная.

Затухание в 1 бел (Б) соответствует уменьшению мощности в 10 раз, а тока или напряжения в 3,17 раза:

$$a = \lg (P_0 / P_l) \text{ или } P_0 / P_l = 10^a = 10;$$

$$a = 2 \lg (U_0 / U_l) = 2 \lg (I_0 / I_l) \text{ или } U_0 / U_l = I_0 / I_l = 10^{0.5a} = 3.17$$

Децибел является одной десятой частью бела. Соответственно получим, что затухание в 1 децибел (дБ) характеризует уменьшение по мощности в 1,26 раза и по току или напряжению в 1,12 раза:

$$a = 10 \lg (P_0 / P_l) \text{ или } P_0 / P_l = 10^{0.1a} = 10^{0.1} = 1.26;$$

$$a = 20 \lg (U_0 / U_l) = 20 \lg (I_0 / I_l) \text{ или } U_0 / U_l = I_0 / I_l = 10^{0.05a} = 1.12$$

Затухание в 1 непер (Нп) соответствует уменьшению мощности в  $e^2 = 7.4$  раза, а тока или напряжения в  $e = 2.718$  раза:

$$a = \ln (P_0 / P_l) / 2 \text{ или } P_0 / P_l = e^{2a} = e^2 = 7.4;$$

$$a = 2 \ln (U_0 / U_l) = 2 \ln (I_0 / I_l) \text{ или } U_0 / U_l = I_0 / I_l = e^a = e = 2.718.$$

Между децибелами и неперами существует следующее соотношение:

$$a \text{ (дБ)} = 20 \lg (U_0 / U_l) = 20 \lg e^a \text{ (Нп)} = 20a \text{ (Нп)} \lg e = 20a \text{ (Нп)} 0.4343 = 8.686 \text{ (Нп)}, \text{ т.е. } a \text{ (дБ)} = 8.686 \text{ (Нп)}$$

Следовательно,  $1 \text{ Нп} = 8,686 \text{ дБ}$  или  $1 \text{ дБ} = 0,115 \text{ Нп}$ .

Коэффициент фазы  $\beta$  измеряется в радианах или градусах на 1 км (1 рад = 57,3°).

Типовая частотная зависимость коэффициента затухания и коэффициента фазы линии представляет собой следующее. Коэффициент затухания  $\alpha$ , равный при постоянном токе  $\sqrt{R \cdot G}$ , вначале растет резко, а затем — более плавно. Коэффициент  $\beta$  растет от нуля почти по прямолинейному закону.

Частотная зависимость волнового сопротивления представляется следующим образом. Модуль волнового сопротивления  $Z_0$  с изменением частоты уменьшается от  $\sqrt{R / G}$  (при  $f = 0$ ) до  $\sqrt{L / C}$  и сохраняет это значение во всей области высоких частот. Угол волнового сопротивления  $\phi$  равен нулю при  $f = 0$  и на высоких частотах, а на тональных частотах ( $f \approx 800$  Гц) имеет максимальное значение.

В кабельных линиях угол  $\phi$  всегда отрицателен и по абсолютной



величине не превышает  $45^\circ$ , что свидетельствует о преобладании емкостной составляющей и емкостном характере полного сопротивления кабелей.

**Скорость распространения электромагнитной энергии по цепям связи.** Электромагнитная энергия распространяется по линии с определенной скоростью. Посланный в линию сигнал достигает конца ее лишь через соответствующий промежуток времени. Скорость распространения зависит от параметров цепи и частоты тока. Она определяется из выражения  $v = \omega / \beta$ .

Из этой формулы видно, что скорость распространения является функцией частоты  $f = \omega / 2\pi$  и коэффициента фазы, который в свою очередь зависит от первичных параметров линии. Таким образом, если затухание цепи определяет качество и дальность связи, то коэффициент фазы обуславливает скорость движения энергии по линии.

В диапазоне высоких частот, когда  $\beta = \omega \cdot \sqrt{LC}$ , скорость не зависит от частоты и определяется лишь параметрами кабеля:

$$v = \omega / \beta = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.25)$$

При постоянном токе

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC} \left[ (\sqrt{LC} / RG + \sqrt{RG / LC}) / 2 \right]} \quad (3.26)$$

Анализируя приведенные выше формулы, можно отметить, что с возрастанием частоты скорость распространения электромагнитной энергии по кабельным линиям также существенно возрастает. Скорость распространения электромагнитной энергии по линии при постоянном токе составляет примерно 10 000 км/с, а при токах высоких частот имеет величину порядка 250 000 км/с, приближаясь к скорости света ( $c = 300\,000$  км/с).

### 3.2. СВОЙСТВА НЕОДНОРОДНЫХ ЛИНИЙ

**Исходные положения.** Рассмотренные выше явления относились к линии, однородной по своим электрическим характеристикам на всем протяжении и нагруженной по концам аппаратурой с сопротивлением, равным волновому ( $Z_0 = Z_l = Z_e$ ). В этом случае отраженных электромагнитных волн нет и вся передаваемая энергия полностью поглощается приемником, электрические процессы в линии описываются упрощенными уравнениями, а затухание линии определяется ее собственным затуханием. Поскольку кабельная линия однородна и нагрузки согласованы, сопротивление в любой ее точке одинаково и равно волновому. Такое состояние линии наиболее благоприятно для прохождения сигналов связи, и его стремятся создать в практике устройства магистралей дальней связи.

Значительно более сложные электромагнитные процессы возникают в

неоднородных линиях и при несогласованных нагрузках. В местах электрических несоответствий возникают отраженные волны, некоторая доля энергии возвращается к началу цепи. Следовательно, в приемник поступает лишь часть энергии, по абсолютной величине меньшая, чем при согласованной нагрузке.

В неоднородной линии отраженные волны искажают частотную характеристику собственного волнового сопротивления кабеля. Подключенный ко входу цепи измерительный прибор покажет уже не волновое, а *входное сопротивление*  $Z_{ex}$ , характеризующее новое электрическое состояние линии. Затухание неоднородной линии представляет собой суммарную величину, включающую, кроме собственного затухания кабеля также затухание за счет неоднородности электрических характеристик цепи. Дальность связи по такой кабельной линии будет обуславливаться не собственным затуханием линии  $a = \alpha l$ , а ее *рабочим затуханием*  $a_p$ .

Количественное соотношение между энергией, поступившей к приемнику и отраженной, зависит от соотношения сопротивлений приемника  $Z_l$  и волнового  $Z_0$  и характеризуется коэффициентом отражения  $p = (Z_l - Z_0)/(Z_l + Z_0)$ . При согласованной нагрузке ( $Z_l = Z_0$ ) коэффициент отражения превращается в нуль и энергия полностью поглощается приемником. При замыкании конца цепи накоротко ( $Z_l = 0$ ) и при холостом ходе ( $Z_l = \infty$ ) коэффициент отражения соответственно равен -1 и +1.

Следует отметить, что передача электромагнитной энергии по неоднородным линиям находится в неблагоприятных условиях и качество связи по ним может быть совершенно неудовлетворительным.

Рассмотрим свойства линий: с несогласованными нагрузками по концам и неоднородных по длине.

**Линии с несогласованными нагрузками по концам.** Входным сопротивлением такой линии будет сопротивление, измеренное на входе линии при любом нагрузочном сопротивлении на ее конце. Величина  $Z_{ex}$  выражается отношением напряжения  $U$  к току  $I$  в начале линии и в общем виде может быть получена из (3.27):

$$Z_{ex} = U / I = Z_0 \operatorname{th} (\gamma l + n) \quad (3.27)$$

где  $n = 0,51n[(Z_0 + Z_l)/(Z_0 - Z_l)] = 0,51n(1/p)$ ;  $p$  — коэффициент отражения.

Если линия имеет согласованную нагрузку ( $Z_l = Z_0$ ), то  $Z_{ex} = Z_0$  и коэффициент отражения  $p = 0$ . Для электрически длинной линии при любой нагрузке на ее конце.

В отличие от волнового сопротивления входное сопротивление линии зависит от длины линии и сопротивления нагрузки. Это объясняется тем, что при несогласованной нагрузке (т. е. при  $Z_l \neq Z_0$ ) в линии возникают отраженные волны, которые, взаимодействуя с падающими, изменяют соотношение напряжения и тока в начале линии ( $Z_{ex} = U_0 / I_0$ ). Аналогичные, но еще более сложные процессы происходят в составных линиях, в кабелях с конструктивными неоднородностями и в других случаях наличия

неоднородности электрических характеристик кабельной магистрали.

Входное сопротивление линии можно также выразить через величину эквивалентного коэффициента отражения  $p$ , отнесенную к началу линии, в виде

$$Z_{ex} = Z_0 [(1 + p)/(1 - p)] \approx Z_0 (1 + 2p) \quad (3.28)$$

*Рабочее затухание*  $a_p$  является затуханием кабельной цепи в рабочих условиях, т. е. при любых нагрузочных сопротивлениях ( $Z_0$  и  $Z_l$ ) на концах. Оно представляет более общий параметр, так как кроме собственного затухания кабеля  $a = \alpha l$  учитывает также влияние несогласованности на стыках кабеля ( $Z_0$ ) с нагрузкой ( $Z_0$  и  $Z_l$ ).

Рабочее затухание рассчитывается по формуле

$$a_p = \alpha l + \ln |(Z_0 + Z_0)/2\sqrt{Z_0 Z_0}| + \ln |(Z_l + Z_0)/2\sqrt{Z_l Z_0}| + \ln |1 - p_1 p_2 e^{-2\gamma l}| \quad (3.29)$$

где  $p_1$  и  $p_2$  — коэффициенты отражения на стыках «генератор — кабель» и «приемник — кабель»:  $p_1 = (Z_0 - Z_0)/(Z_0 + Z_0)$  и  $p_2 = (Z_l - Z_0)/(Z_l + Z_0)$ .

Выражение (3.29) состоит из четырех слагаемых: первое слагаемое выражает собственное затухание кабеля  $\alpha l$ ; второе и третье — дополнительные затухания вследствие несогласованности сопротивлений генератора и кабеля  $Z_0 \neq Z_0$ , а также приемника и кабеля  $Z_l \neq Z_0$ ; четвертое слагаемое равно дополнительному затуханию от взаимодействия несогласованностей в начале и в конце линии. Если обеспечить согласование нагрузочных сопротивлений в начале и в конце линии ( $Z_0 = Z_l = Z_0$ ), то в этом случае в (3.29) останется лишь первое слагаемое и рабочее затухание окажется равным собственному ( $a_p = \alpha l$ ).

Как следует из (3.29) и физической природы явлений, рабочее затухание в общем случае всегда больше собственного затухания ( $a_p = \alpha l$ ). Однако в некоторых случаях может оказаться, что дополнительные слагаемые — второе, третье, четвертое — отрицательны и соответственно величина рабочего затухания может оказаться меньше собственного затухания ( $a_p < \alpha l$ ). Это произойдет тогда, когда сопротивление нагрузки ( $Z_0$  или  $Z_l$ ) и волновое сопротивление кабеля будут иметь фазы разных знаков, т. е. в случае сочетания сопротивлений емкостного и индуктивного характера.

**Линии, неоднородные по длине.** Различают неоднородности внутренние — в пределах строительной длины кабеля и стыковые, обусловленные различием характеристик сопрягаемых строительных длин. Стыковые неоднородности, как правило, превышают внутренние. Неоднородность кабеля сказывается главным образом на волновом сопротивлении кабеля, величина которого на участках неоднородности отличается от номинальной.

Неоднородности цепи учитываются через коэффициент отражения

$$p = (Z' - Z_0) / (Z' + Z_0) = \Delta Z_0 / 2Z_0, \quad (3.30)$$

где  $Z'$  и  $Z_0$  — волновые сопротивления соседних неоднородных участков

кабеля;  $\Delta Z_0$  — величина отклонения волнового сопротивления:  $\Delta Z_0 = 2\rho Z_0$ .

Реальный кабель можно рассматривать как неоднородную цепь, составленную из отдельных участков. Электромагнитная волна, распространяясь по такому кабелю и встречая на своем пути неоднородность, частично отражается от нее и возвращается к началу линии. При наличии нескольких неоднородных участков волна претерпевает серию частичных отражений и, циркулируя по линии, вызывает дополнительное затухание и искажение характеристик цепи.

Неоднородности в кабеле приводят к появлению в цепи двух дополнительных потоков энергии: *обратного*, состоящего из суммы элементарных отраженных волн в местах неоднородностей и движущегося к началу цепи, и *попутного*, возникающего по закону двойных отражений вследствие того, что первоначально отраженные волны, движущиеся к началу цепи, встречая места неоднородностей, частично отражаются и направляются к концу линии.

Обратный поток приводит к колебаниям входного сопротивления кабеля  $Z_{вх}$ , т. е. характеристика  $Z_{вх}$  становится волнообразной. Это затрудняет согласование кабеля с аппаратурой на концах линий и приводит к искажениям в цепи передачи. Попутный поток искажает форму передаваемого сигнала и также создает помехи в передаче. Особенно страдает из-за этого качество телевизионной передачи, для которой фазовое соотношение передаваемых и принимаемых сигналов является решающим фактором. Для нормальной передачи телевизионных сигналов попутный поток должен составлять не более 1 % основного. Высококачественная телефонная связь требует отсутствия амплитудных искажений в цепи передачи и в первую очередь постоянства  $Z_0$ .

Попутный поток обусловлен прежде всего отклонением волнового сопротивления кабеля, причем попутный поток за счет внутренних неоднородностей прямо пропорционален длине кабельной линии, а за счет стыковых неоднородностей — числу строительных длин кабеля. С целью повышения однородности кабельных линий связи производится группирование строительных длин, и они прокладываются с таким расчетом, чтобы отклонение электрических характеристик не превышало определенных значений. Коаксиальные кабели группируются по величинам волнового сопротивления, симметричные — электрической емкости, а оптические — по затуханию и дисперсии.

## 4. КОАКСИАЛЬНЫЕ КАБЕЛИ

### 4.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В КОАКСИАЛЬНЫХ ЦЕПЯХ

Способность коаксиальной цепи (пары) пропускать широкий спектр частот конструктивно обеспечивается коаксиальным расположением внутреннего и внешнего проводников. Особенности распространения электромагнитной энергии по коаксиальной паре обуславливают возможность передачи широкого спектра частот и ставят высокочастотные связи в преимущественное положение по сравнению с низкочастотными. Как будет показано ниже, взаимодействие электромагнитных полей внутреннего и внешнего проводников коаксиальной пары таково, что внешнее поле равно нулю. Рассмотрим отдельно электрическое и магнитное поле коаксиальной пары.

Результирующее магнитное поле коаксиальной пары представлено на рис. 4.1, где показаны также напряженности магнитного поля  $H_{\varphi}^a$  и  $H_{\varphi}^b$  каждого проводника ( $a$  и  $b$ ) в отдельности. В металлической толще проводника  $a$  магнитное поле  $H_{\varphi}^a$  возрастает, а вне его - уменьшается по закону

$$H_{\varphi}^a = \frac{I}{2\pi r}, \quad (4.1)$$

где  $r$  - расстояние от центра проводника. Поле  $H_{\varphi}^a$  проводника  $b$  вне его выражается таким же уравнением, как и для сплошного проводника:

$$H_{\varphi}^b = \frac{I}{2\pi r}, \quad (4.2)$$

где  $r$  - расстояние от центра полого проводника. Поэтому при определении внешних магнитных полей коаксиального кабеля параметр  $r$  для проводников  $a$  и  $b$  принимается одинаковым и исчисляется от центра проводников (нулевой точки).

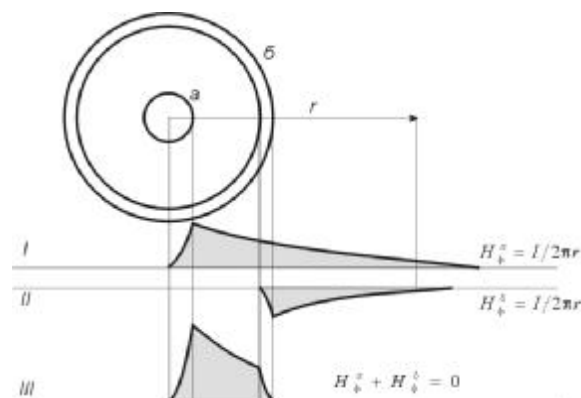


Рис. 4.1. Распределение напряженности магнитного поля в коаксиальном кабеле.

Учитывая, что токи в проводниках  $a$  и  $b$  равны по величине и обратны по знаку, магнитные поля внутреннего и внешнего проводников  $H_{\varphi}^a$  и  $H_{\varphi}^b$  в любой точке пространства вне коаксиальной пары также будут равны по величине и направлены в разные стороны. Следовательно, результирующее магнитное поле вне коаксиальной пары равно нулю:

$$H_{\varphi} = H_{\varphi}^a + H_{\varphi}^b = \left( \frac{I}{2\pi r} \right) + \left( -\frac{I}{2\pi r} \right) = 0, \quad (4.3)$$

Таким образом, силовые линии магнитного поля располагаются внутри коаксиальной пары в виде концентрических окружностей; вне коаксиальной пары магнитное поле отсутствует. Электрическое поле внутри коаксиальной пары также замыкается по радиальным направлениям между проводниками  $a$  и  $b$ , а за ее пределами равно нулю.

На рис.4.2. изображены электромагнитные поля коаксиальной и симметричной цепи. Как видно из рисунка, электромагнитное поле коаксиальной пары полностью замыкается внутри нее, а силовые линии электрического поля симметричной пары действуют на довольно значительном от нее расстоянии.

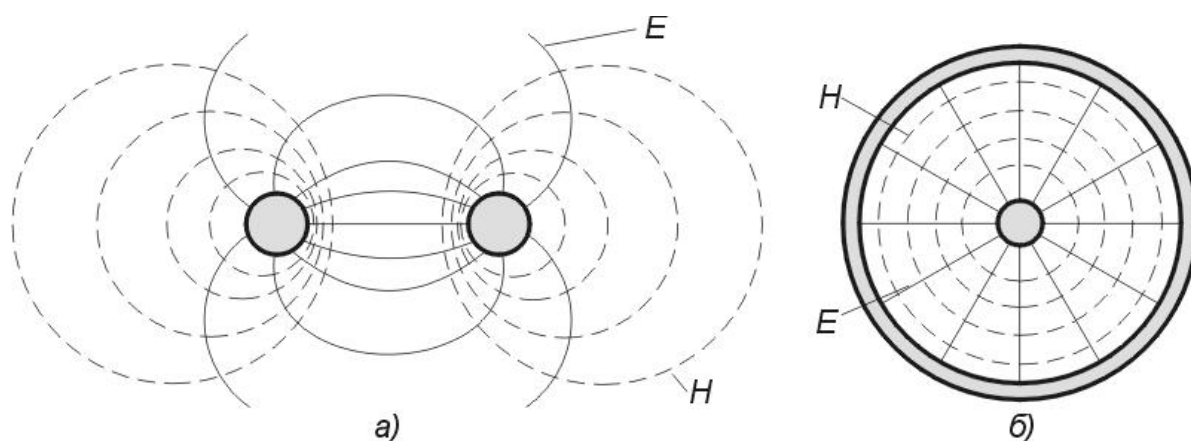


Рис. 4.2. Структура электромагнитного поля для симметричных (а) и коаксиальных кабелей.

Отсутствие внешнего электромагнитного поля обуславливает основные достоинства коаксиальных кабелей: широкий диапазон частот, большое число каналов, защищенность от помех и возможность организации однокабельной связи. В симметричных цепях из-за наличия внешнего электромагнитного поля возникают вихревые токи в соседних цепях и окружающих металлических массах (свинцовой или алюминиевой оболочке, экране и т. д.) и часть энергии рассеивается в виде потерь на тепло.

Рассмотрим действие поверхностного эффекта и эффекта близости в коаксиальных парах и определим характер распределения плотности токов в проводниках при различных частотах.

Распределение плотности тока во внутреннем проводнике определяется

лишь действием поверхностного эффекта (рис. 4.3). Силовые линии внутреннего магнитного поля, пересекая толщу проводника, наводят в нем вихревые токи, направленные по закону Ленца против вращения рукоятки буравчика. Как показано на рис.4.3, вихревые токи  $I_{в.т.}$  в центре проводника имеют направление, обратное движению основного тока, протекающего по проводнику, а на периферии их направления совпадают.

В результате взаимодействия вихревых токов с основным происходит такое перераспределение тока по сечению проводника, при котором плотность его возрастает к поверхности проводника. Данное явление, носящее название поверхностного эффекта, увеличивается с возрастанием частоты тока, магнитной проницаемости, проводимости и диаметра проводника. При достаточно высокой частоте ток протекает лишь по поверхности проводника, что вызывает увеличение его активного сопротивления.

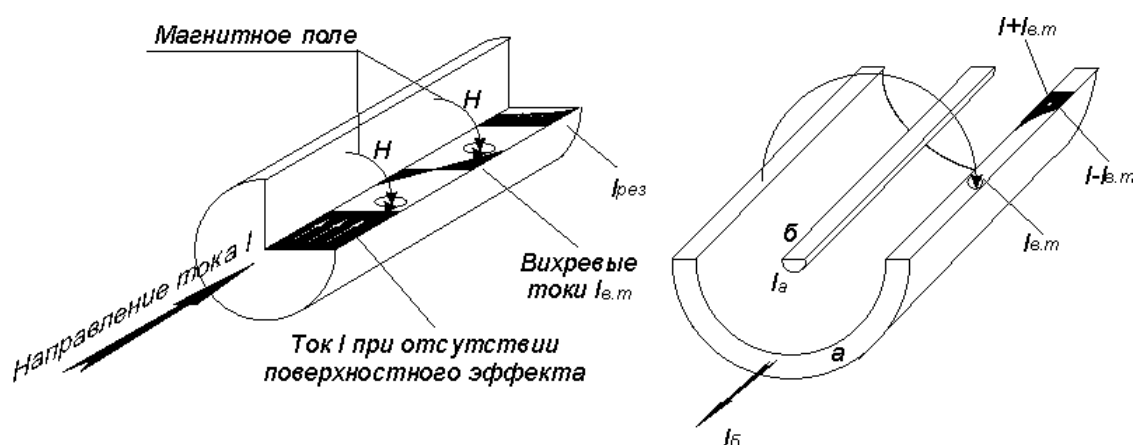


Рис. 4.3. Распределение плотности тока на поверхности проводников коаксиального кабеля.

Во внешнем проводнике плотность тока увеличивается в направлении к ее внутренней поверхности. Это объясняется воздействием поля внутреннего проводника. Если бы внутреннего проводника не было, то переменный ток, проходя по внешнему проводнику, вследствие поверхностного эффекта вытеснялся бы на внешнюю поверхность. При наличии внутреннего проводника плотность тока увеличивается на внутренней поверхности внешнего проводника.

Рассмотрим процесс перераспределения плотности тока во внешнем проводнике  $б$  за счет воздействия поля внутреннего проводника  $а$ . Как показано на рис.4.3, переменное магнитное поле, создаваемое током проводника  $а$ , наводит в металлической толще полого проводника  $б$  вихревые токи  $I_{в.т.}$ . На внутренней поверхности проводника  $б$  вихревые токи совпадают по направлению с основным током ( $I+I_{в.т.}$ ), а на наружной поверхности движутся против него ( $I-I_{в.т.}$ ). В результате ток в проводнике перераспределяется таким образом, что его плотность возрастает в направлении к внутренней поверхности. Следовательно, токи в проводниках  $а$  и  $б$  как бы смещаются и концентрируются на взаимно обращенных поверхностях проводников (рис.

4.4).

Чем выше частота тока, тем сильнее эффект смещения тока на внешнюю поверхность проводника *a* и внутреннюю поверхность проводника *б*. По-другому, поверхностный эффект можно объяснить как проникание электромагнитного поля в толщу проводника. Причем чем выше частота, тем меньше глубина проникновения поля в металл. В результате энергия сосредоточивается внутри коаксиального кабеля в диэлектрике, а проводники задают лишь направление распространению волн электромагнитной энергии.

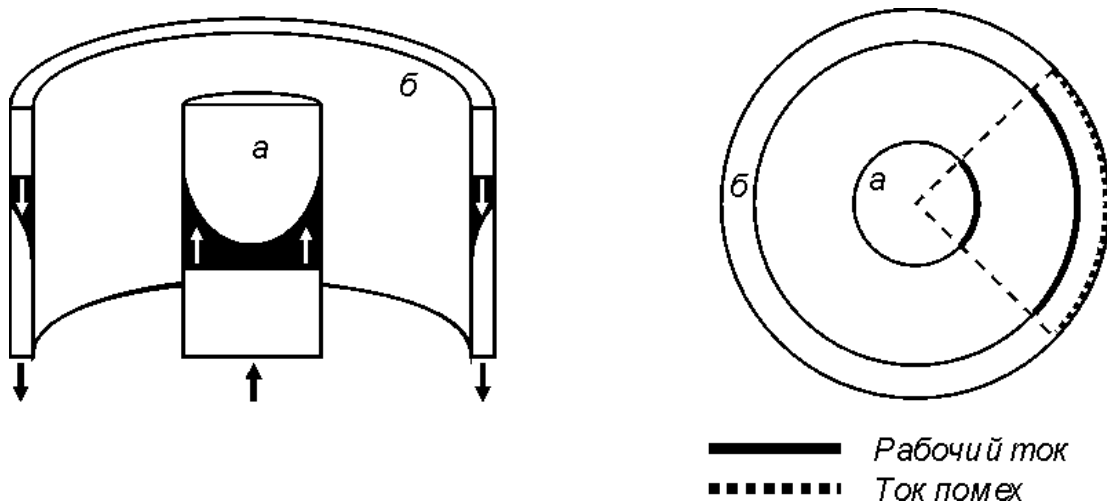


Рис. 4.4. Распределение плотности тока на поверхности проводников коаксиального кабеля.

Мешающее электромагнитное поле высокой частоты, создаваемой соседними цепями передачи или другими источниками помех, действуя на внешний проводник коаксиальной пары, также будет распространяться не по всему сечению кабеля, а лишь по его наружной поверхности. Таким образом, внешний проводник коаксиальной пары выполняет две функции: 1) является обратным проводником цепи передачи; 2) защищает (экранирует) передачу, ведущуюся по кабелю, от мешающих влияний.

Из рис.4.4 видно, что основной ток передачи концентрируется на внутренней поверхности внешнего проводника, а ток помех - на наружной стороне внешнего проводника. Как основной ток, так и ток помех проникают в толщу проводника лишь на глубину, определяемую коэффициентом вихревых токов. Причем, чем выше частота, тем больше отдаляются друг от друга указанные токи и, следовательно, кабель лучше защищен от действия посторонних помех. Таким образом, в отличие от всех других типов кабелей, требующих для защиты от помех специальных мер (симметрирования, экранирования и т. д.), в коаксиальных кабелях на высоких частотах это обеспечивается самой их конструкцией.

Из изложенного следует, что основные преимущества коаксиального кабеля (малое затухание и высокая помехозащищенность) особенно ярко проявляются в высокочастотной части передаваемого спектра частот. При



постоянном токе и на низких частотах, когда ток практически проходит по всему сечению проводника, достоинства этого кабеля пропадают. Больше того, коаксиальная цепь как несимметричная относительно других цепей и земли (параметры ее проводников  $a$  и  $b$  различны) в низком диапазоне частот по защищенности от помех уступает симметричным кабелям.

#### 4.2. ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ ПО КОАКСИАЛЬНОЙ ЦЕПИ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ В ПРОВОДНИКАХ

Выше рассматривался процесс распространения энергии по коаксиальному кабелю идеальной конструкции без учета потерь в проводниках. В реальных условиях проводники имеют конечную проводимость и создают дополнительные потери энергии на джоулево тепло. Эти потери могут быть учтены по закону Умова - Пойнтинга, характеризующему радиальный поток энергии, направленный внутрь коаксиального кабеля.

Можем записать

$$Z = R + i\omega L = \frac{1}{I^2} \int_0^{2\pi} E_z H_\varphi^* r d\varphi, \quad (4.4)$$

где  $R$  - активное сопротивление проводника;  $L$  - внутренняя индуктивность проводника;  $E_z$  - продольная составляющая электрического поля;  $H_\varphi^*$  - тангенциальная составляющая магнитного поля (сопряженное значение).

Таким образом, для нахождения параметров  $R$  и  $L$  коаксиальной пары необходимо определить значения  $E_z$  и  $H_\varphi^*$  на поверхности проводников, решив вышеприведенные уравнения Максвелла.

Полное сопротивление коаксиальной пары складывается из сопротивления внутреннего проводника  $Z_a = R_a + i\omega L_a$  сопротивления внешнего проводника  $Z_b = R_b + i\omega L_b$ . Кроме того, необходимо учесть внешнюю межпроводниковую индуктивность.

Сопротивление внутреннего проводника может быть определено как сопротивление одиночного проводника, так как электрическое поле внешнего проводника никакого действия на внутренний проводник не оказывает. Так как поле одиночного провода имеет осевую симметрию, то  $\partial E_z / \partial \varphi = 0$ ;  $\partial^2 E_z / \partial \varphi^2 = 0$ . Тогда уравнение примет вид

$$\frac{\partial E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} = -ir^2 E_z, \quad (4.5)$$

Решение данного уравнения выражается через цилиндрические функции

$$E_z = AI_0(\sqrt{ikr}) + BK_0(\sqrt{ikr}), \quad (4.6)$$

где  $A$  и  $B$  - постоянные интегрирования;  $I_0$  и  $K_0$  - видоизмененные цилиндрические функции нулевого порядка соответственно первого и второго родов от комплексного аргумента.

При определении постоянных интегрирования  $A$  и  $B$  исходим из того, что напряженность поля  $E_z$  внутри проводника возрастет с увеличением радиуса  $r$ . Поэтому второй член уравнения (4.6), уменьшающийся с увеличением аргумента, не соответствует физике явления. Постоянная интегрирования  $B$  принимается равной нулю и

$$E_z = AI_0(\sqrt{ikr}). \quad (4.7)$$

Для нахождения постоянной интегрирования  $A$  воспользуемся магнитной составляющей поля  $H_\varphi$  и законом полного тока. На основании (4.1) и (4.7) получим

$$H_\varphi = \frac{1}{i\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{ik}{i\omega\mu_a} AI_1(\sqrt{ikr}), \quad (4.8)$$

где  $I_1$  - функция Бесселя первого порядка первого рода.

Согласно закону полного тока тангенциальная составляющая магнитного поля  $H_\varphi = I/(2\pi r)$ , где  $I$  - ток и  $r$  - текущий радиус проводника. Приравняв правые части этих выражений при  $r = r_a$ , получим

$$A = \frac{I}{2\pi r_a} \frac{i\omega\mu_a}{\sqrt{ik}I_1(\sqrt{ikr_a})}. \quad (4.9)$$

Подставив  $A$  в выражение  $E_z$  и  $H_\varphi$ , получим

$$E_z = \frac{I}{2\pi r_a} \frac{\sqrt{i\omega\mu_a}}{k} \frac{I_0(\sqrt{ikr})}{I_1(\sqrt{ikr_a})}. \quad (4.10)$$

Полное сопротивление провода определится, если в (4.10) подставить значение  $E_z$  и  $H_\varphi$  и провести соответствующие преобразования:

$$Z_a = R_a + i\omega L_a = \frac{\sqrt{ik}}{\sigma} \frac{1}{2\pi r_a} \frac{I_0(\sqrt{ikr_a})}{I_1(\sqrt{ikr_a})}, \quad (4.11)$$

где  $R_a$  и  $L_a$  - соответственно сопротивление и индуктивность одиночного внутреннего проводника.

Для определения  $R_a$  и  $L_a$  обычно пользуются заранее рассчитанными таблицами функций  $F$ ,  $G$ ,  $H$  и  $Q$  для различных значений  $kr$  (табл. 4.1).

Таб. 4.1.

$kr$	$F(kr)$	$G(kr)$	$H(kt)$	$Q(kr)$
0	0		0.0417	1
0.5	0.000326	0.000975	0.042	0.9998
1.0	0.00519	0.01519	0.053	0.997
1.5	0.0258	0.0691	0.092	0.937
2.0	0.0782	0.1724	0.169	0.961
2.5	0.1756	0.295	0.263	0.913
3.0	0.318	0.405	0.348	0.945
3.5	0.492	0.499	0.416	0.766
4.0	0.678	0.584	0.466	0.686
4.5	0.862	0.669	0.503	0.616
5.0	1.042	0.755	0.530	0.556
7.0	1.743	1.109	0.596	0.400
10.0	2.799	1.641	0.643	0.286
>10.0	$(\sqrt{2rk} - 3)4$	$(\sqrt{2rk} - 1)8$	0.750	$2\sqrt{2}(kr)$

Таб. 4.2.

Материал проводника	$k = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}, \text{мм}^{-1}$	$kr$
Медь	$0.021\sqrt{f}$	$0.0105d\sqrt{f}$
Алюминий	$0.0164\sqrt{f}$	$0.0082d\sqrt{f}$
Сталь	$0.075\sqrt{f}$	$0.0375d\sqrt{f}$
Примечание: $d=2r$ – диаметр проводника, мм; $f$ – частота, Гц.		

Сопротивление, Ом/км,

$$R_a = R_0 [1 + F(kr)], \quad (4.12)$$

внутренняя индуктивность, Гн/км,

$$L_a = \frac{1}{2} \mu Q(kr) 10^{-4}, \quad (4.13)$$

где  $R_0$  - сопротивление постоянному току одного километра проводника, Ом/км. Значения коэффициентов  $k$  и  $kr$  для различных проводников приведены в табл. 4.2.

Для высоких частот, представляющих наибольший интерес для коаксиального кабеля, формулы расчета  $R_a$  и  $L_a$  могут быть представлены в упрощенном виде. При большом значении аргумента, соответствующем ВЧ области передачи ( $kr_a > 5$ ), функции Бесселя можно разложить в асимптотические ряды. Тогда получим

$$Z_a = R_a + i\omega L_a = \frac{\sqrt{ik}}{2\pi r_a \sigma} + \frac{1}{4\pi r_a^2 \sigma}. \quad (4.14)$$

Пренебрегая вторым членом правой части ввиду его малости и отделив действительную часть от мнимой ( $\sqrt{i} = 1/\sqrt{2} + i1/\sqrt{2}$ ), получим

$$R_a = \sqrt{2} k / 4\pi r_a \sigma ; \quad L_a = \sqrt{2} \mu_a / 4\pi r_a k. \quad (4.15)$$

В пересчете на километр длины с учетом, что для меди  $\mu_a = \mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  Гн/м и  $\sigma = 57 \cdot 10^6$  (Ом/м)<sup>-1</sup> для внутреннего медного проводника коаксиального кабеля

$$R_a = (4.18 \sqrt{f/r_a}) 10^{-2}, \quad L_a = [6.66 / (r_a \sqrt{f})] 10^{-2}, \quad (4.16)$$

где  $R_a$  Ом/км, и  $L_a$ , Гн/км, - соответственно сопротивление и индуктивность внутреннего проводника;  $r_a$  - радиус внутреннего проводника, мм.

Для нахождения параметров  $R_b$  и  $L_b$  внешнего проводника могут быть использованы ранее выведенные исходные уравнения:

$$E_z = AI_0(\sqrt{ikr}) + BK_0(\sqrt{ikr}) \quad H_\varphi = \frac{i}{i\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial z} = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} [AI_1(\sqrt{ikr}) - BK_1(\sqrt{ikr})], \quad (4.17)$$

Для определения постоянных интегрирования воспользуемся граничными условиями на внутренней и внешней поверхностях внешнего проводника. На внутренней поверхности внешнего проводника при  $r=r_b$  магнитное поле по условию полного тока  $H_\varphi = I / (2\pi r_b)$  будет

$$H_{\varphi}(r_b) = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} [AI_1(\sqrt{ik}r_b) - BK_1(\sqrt{ik}r_b)] = \frac{I}{2\pi r_b}, \quad (4.18)$$

На внешней поверхности проводника при  $r=r_c$  магнитное поле равно нулю, так как оно обусловлено равными, но противоположно направленными токами, текущими по внутреннему и внешнему проводникам:

$$H_{\varphi}(r_c) = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} [AI_1(\sqrt{ik}r_c) - BK_1(\sqrt{ik}r_c)] = 0, \quad (4.19)$$

Решая вышеприведенные уравнения с двумя неизвестными, определим постоянные интегрирования  $A$  и  $B$  и соответственно составляющую поля  $E_z(r_{\delta})$ .

Магнитная составляющая поля  $H_{\varphi}(r_{\delta})=I/2\pi r_{\delta}$ . Подставляя это соотношение в (4.19), получим

$$Z_{\delta} = R_{\delta} + i\omega L_{\delta} = \frac{\sqrt{ik}}{2\pi r_{\delta}\sigma} \frac{I_0(\sqrt{ik}r_b)K_1(\sqrt{ik}r_c) + K(\sqrt{ik}r_b)I_1(\sqrt{ik}r_c)}{I_1(\sqrt{ik}r_c)K_1(\sqrt{ik}r_b) - K_1(\sqrt{ik}r_c)I_1(\sqrt{ik}r_b)}, \quad (4.20)$$

или  $Z_b = R_b + i\omega L_b = \frac{\sqrt{ik}}{2\pi r_b\sigma} \operatorname{cth}\sqrt{ik}\Delta$  при  $kr > 5$ . Тогда для частот свыше 60 кГц получим

$$R_b = \frac{1}{2\pi r_b\sigma} \left[ \frac{k}{\sqrt{2}} - \frac{4r_b + \Delta}{8(r_b + \Delta)r_b} \right]; \quad L_b = \frac{\sqrt{2}\mu_a}{2\pi r_b k}, \quad (4.21)$$

Пренебрегая последним членом и приводя значения  $R_{\delta}$  и  $L_{\delta}$  к одному километру кабеля, для внешнего проводника из меди имеем

$$R_b = (4.18\sqrt{f}/r_b)10^{-2}; \quad L_b = [6.66/(r_a\sqrt{f})]10^{-3}, \quad (4.22)$$

где  $r_{\delta}$  - внутренний радиус внешнего проводника, мм.

Соответственно сопротивления коаксиальной пары, состоящие из сопротивления внутреннего проводника  $R_a$  и внешнего проводника  $R_b$  будет

$$R = R_a + R_b = \frac{\sqrt{2}k}{4\pi\sigma} \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right), \quad (4.23)$$

или для медных проводников. Ом/км,

$$R = R_a + R_b = 4.18\sqrt{f}(1/r_a + 1/r_b)10^{-2}, \quad (4.24)$$

Для определения общей индуктивности коаксиального кабеля необходимо знать, кроме внутренней индуктивности проводников, также внешнюю межпроводниковую индуктивность  $L_{\text{вн}}$ . Последняя обусловлена межпроводниковым магнитным потоком  $\Phi$  и может быть определена по ранее выведенной формуле (4.13):

$$L_{\text{вн}} = [\mu_a / (2\pi)] \ln(r_b / r_a). \quad (4.25)$$

Имея в виду, что  $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ , где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м, получим окончательно, (Гн/км)

$$L_{\text{вн}} = 2 \ln(r_b / r_a) \cdot 10^{-4}. \quad (4.26)$$

В результате общее сопротивление (Ом/км) и индуктивность (Гн/км) коаксиального кабеля для высокочастотной области (от 60... 100 кГц и выше) будут:

$$R = R_a + R_b = \frac{\sqrt{2}k}{4\pi\sigma} \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right)$$

$$L = L_a + L_b + L_{\text{вн}} = \left[ \frac{\sqrt{2}\mu_a}{4\pi k} \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) + 2 \ln \frac{r_b}{r_a} 10^{-4} \right], \quad (4.27)$$

или для коаксиального кабеля из медных проводников

$$R = R_a + R_b = 4.18\sqrt{f} \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) \cdot 10^{-2}$$

$$L = L_a + L_b + L_{\text{вн}} = \left[ \frac{66.6}{\sqrt{f}} \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) + 2 \ln \frac{r_b}{r_a} \right] \cdot 10^{-4}, \quad (4.28)$$

для коаксиального кабеля из алюминиевых проводников

$$R = 5.4\sqrt{f}\left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b}\right) \cdot 10^{-2},$$

$$L = \left[ \frac{86}{\sqrt{f}} \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) + 2 \ln \frac{r_b}{r_a} \right] \cdot 10^{-4}. \quad (4.29)$$

В случае, если внутренний проводник медный, а внешний алюминиевый:

$$R = \left( 4.18 \frac{\sqrt{f}}{r_a} + 5.4 \frac{\sqrt{f}}{r_b} \right) \cdot 10^{-2},$$

$$L = \left[ \left( \frac{66.6}{\sqrt{f} r_a} + \frac{86}{\sqrt{f} r_b} \right) + 2 \ln \frac{r_b}{r_a} \right] \cdot 10^{-4}. \quad (4.30)$$

Из приведенных формул следует, что при применении обоих алюминиевых проводников вместо медных сопротивление возрастает на 29%, а при замене меди на алюминий только у внешнего проводника сопротивление возрастает всего на 6%. Последний вариант предпочтительней.

В области высоких частот внутренняя индуктивность проводников мала и индуктивность коаксиального кабеля обуславливается лишь внешней индуктивностью  $L = L_{\text{вн}} = 2 \ln(r_a/r_b) \cdot 10^{-4}$ , Гн/км.

Электрическое сопротивление коаксиальной пары постоянному току определяется по нижеприведенным формулам. Электрическое сопротивление внутреннего проводника, Ом/км,  $R = 4000\rho/\pi d^2$ , где  $d$  - диаметр проводника, мм;  $\rho$  - удельное сопротивление металла, Ом-мм<sup>2</sup>/м. Электрическое сопротивление внешнего проводника, поверх которого наложено  $n$  стальных экранных лент,  $R_b = R_m R_s / (R_m + R_s)$ , где  $R_m = 1000\rho_m/\pi(D+\Delta)\Delta$  - сопротивление внешнего медного проводника, Ом/км;  $R_s = 1000\rho_s/\pi(D+\Delta+\Delta_s)\Delta_s n$  - сопротивление экрана, Ом/км;  $D$  - внутренний диаметр внешнего проводника, мм;  $\Delta$  - толщина ленты внешнего проводника, мм;  $\Delta_s$  - толщина экранных лент, мм;  $n$  - число экранных лент;  $\rho$  - удельное сопротивление металла, равное 0.0178 - для меди марки МТ; 0.01724 - для меди марки ММ; 0.0282 - для алюминия и 0.098 - для стали.

#### 4.3. ЕМКОСТЬ И ПРОВОДИМОСТЬ ИЗОЛЯЦИИ КОАКСИАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

В отличие от проводников, где имеются свободные электроны и действует ток проводимости  $I_{np}$ , в диэлектрике нет свободных электронов, а имеются ионы и связанные диполи. Под действием переменного

электромагнитного поля в диэлектрике происходит смещение диполей, их переориентация и поляризация.

*Поляризацией* называется смещение положительных и отрицательных зарядов в диэлектрике под действием электрического поля. Переменная поляризация обуславливает возникновение и действие токов смещения - емкостных токов  $I_{см}$  и вызывает затраты энергии на переориентацию диполей (потери в диэлектрике). Чем выше частота колебаний, тем сильнее токи смещения и больше потери. При постоянном токе эти явления отсутствуют.

Явления в диэлектрике полностью характеризуются двумя параметрами: емкостью  $C$ , определяющей способность поляризации и величину токов смещения, и проводимостью  $G$ , определяющей величину потерь в диэлектрике. Емкость кабеля аналогична емкости конденсатора, где роль обкладок выполняют проводники, а диэлектриком служит расположенный между ними изоляционный материал или воздух. При определении емкости коаксиального кабеля учитывают, что он аналогичен цилиндрическому конденсатору и его электрическое поле создается двумя цилиндрическими поверхностями с общей осью. Вследствие осевой симметрии напряженность электрического поля имеет равные потенциалы на определенном расстоянии от центра кабеля.

Проводимость изоляции  $G$  может быть определена как составляющая потерь в диэлектрике конденсатора, емкость которого эквивалентна емкости кабеля (рис. 4.2).

Проводимость изоляции и емкость коаксиального кабеля могут быть рассчитаны по известным формулам для коаксиальных конденсаторов. Емкость  $C = 2\pi\epsilon_a / \ln(r_b / r_a)$ , Ф/м. Проводимость изоляции  $G = 2\pi\sigma / \ln(r_b / r_a)$ , См/м.

Обычно принято проводимость изоляции  $G$  выражать через тангенс угла диэлектрических потерь в изоляции кабеля  $tg\delta = G/\omega C = \sigma/\omega\epsilon_a$ .

$$\text{Тогда } G = [2\pi / \ln(r_b / r_a)]\omega\epsilon_a tg\delta = \omega C tg\delta .$$

Заменяя в выражении емкости  $\epsilon_a = \epsilon_0\epsilon_r$ , получим для 1 км кабеля (где  $\epsilon_0 = 10^{-9} / (36\pi)$  , Ф/м)

$$C = \epsilon_r 10^{-6} / [18 \ln(r_b / r_a)] . \quad (4.31)$$

Соответственно

$$G = \omega C tg\delta , \text{ См/км} , \quad (4.32)$$

где  $\epsilon_r$  и  $tg\delta$  - диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь изоляции. Эффективные значения  $\epsilon_r$  и  $tg\delta_r$  комбинированной изоляции, применяемой в коаксиальных кабелях, приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3.



Тип кабеля	Тип изоляции	$\epsilon_3$	Отношение $v_d/v_e$	$tg\delta_3 \cdot 10^{-4}$ при частоте, МГц			
				1	5	10	60
2,6/9,5	Полиэтиленовая шайба	1,13	8,8	0,5	0,5	0,7	0,8
2,6/9,5	Полиэтиленовая спираль	1,1	6	0,4	0,4	0,5	0,6
1,2/4,6	Баллонно-полиэтиленовая	1,22	9	1,2	1,3	1,5	–
2,1/9,7	Пористо-полиэтиленовая	1,5	50	2	3	3	–
5/18	Кордельно-стиродлексная	1,19	12	0,7	0,8	1,0	1,2

В общем виде, кроме проводимости изоляции, обусловленной диэлектрическими потерями  $G$ , необходимо учитывать также проводимость, обусловленную утечкой тока в силу несовершенства изоляции:  $G = 1/R_{из}$ . По величине эта проводимость изоляции обратно пропорциональна сопротивлению изоляции кабеля. В коаксиальных кабелях  $R_{из}$  нормируется величиной  $10000 \text{ МОм} \cdot \text{км}$ . Таким образом, проводимость изоляции коаксиального кабеля,  $G = 1/R_{из} + \omega C tg\delta$  См/км. По абсолютной величине в используемом диапазоне частот второй член существенно больше первого, поэтому  $1/R_{из}$  можно не учитывать.

Проанализируем полученные результаты и рассмотрим зависимости первичных параметров коаксиального кабеля. На рис. 3.6 приведены частотные зависимости параметров коаксиального кабеля.

Из рисунка видно, что с ростом частоты активное сопротивление закономерно возрастает за счет поверхностного эффекта и эффекта близости. Причем наибольшее удельное значение имеет сопротивление внутреннего проводника: величина  $R_a$  больше  $R_b$  в 3 - 4 раза. Индуктивность с увеличением частоты уменьшается. Это обусловлено уменьшением внутренней индуктивности проводников  $L_a$  и  $L_b$  за счет поверхностного эффекта. Внешняя индуктивность  $L_{вн}$  не меняется с изменением частоты. Емкость не зависит от частоты. Проводимость изоляции с ростом частоты линейно возрастает. Величина ее зависит в первую очередь от качества диэлектрика, используемого в кабеле и характеризуемого величиной угла диэлектрических потерь  $tg\delta$ .

На рис. 4.7 показано изменение первичных параметров с увеличением соотношения радиусов внешнего и внутреннего проводников коаксиального кабеля. Из рисунка видно, что с увеличением отношения  $r_b/r_a$  возрастает индуктивность кабеля и снижаются емкость и проводимость изоляции.

Активное сопротивление  $R$  зависит не от соотношения  $r_b/r_a$ , а от абсолютных значений радиусов внешнего и внутреннего проводников. Чем толще проводники, тем меньше активное сопротивление.

#### 4.4. ВТОРИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЧИ КОАКСИАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

Коаксиальные кабели практически используются в спектре частот от 60

кГц и выше, где  $R \ll \omega L$  и  $G \ll \omega C$ . Поэтому вторичные параметры передачи их рассчитываются по следующим формулам:

$$\alpha = \alpha_M + \alpha_D = \left( \frac{R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) 8.69, \quad (4.33)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC}; \quad Z_\epsilon = \sqrt{L/C}; \quad v = 1/\sqrt{LC}, \quad (4.34)$$

где  $\alpha_M$  - коэффициент затухания вследствие потерь в металле;  $\alpha_D$  - коэффициент затухания вследствие потерь в диэлектрике.

Однако вторичные параметры передачи коаксиальных кабелей целесообразно выражать непосредственно через габаритные размеры ( $d$  и  $D$ ) и параметры изоляции ( $\epsilon$  и  $tg\delta$ ).

Коэффициент затухания  $\alpha$ , дБ/км, находится при подстановке в формулу первичных параметров. Для кабеля с медными проводниками получим:

$$\alpha = \alpha_M + \alpha_D = \frac{2,6\sqrt{f\epsilon}}{\ln(D/d)} \left( \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \cdot 10^{-3} + 9.08 f \sqrt{\epsilon} tg\delta \cdot 10^{-5}. \quad (4.35)$$

При замене медных проводников на алюминиевые затухание возрастает пропорционально соотношению активных сопротивлений или соответственно обратно пропорционально корню квадратному из проводимостей металлов

$$\frac{\alpha_a}{\alpha_M} = \frac{R_a}{R_M} = \sqrt{\frac{\sigma_M}{\sigma_a}} = \sqrt{\frac{57 \cdot 10^6}{33,9 \cdot 10^6}} = 1,29, \quad (4.36)$$

т. е. затухание коаксиального кабеля с алюминиевыми проводниками больше, чем с медными, на 29%.

При замене только внешнего проводника на алюминиевый затухание возрастает в соотношении

$$\frac{\alpha_{Ma}}{\alpha_M} = \frac{R_{Ma}}{R_M} = \left[ 1 + \frac{\sqrt{\sigma_M/\sigma_a} - 1}{1 + r_b/r_a} \right]. \quad (4.37)$$

При соотношении радиусов проводников  $r_b/r_a$  получим  $\alpha_{Ma}/\alpha_M = R_{Ma}/R_M = 1,06$ , т. е. затухание кабеля возрастает всего на 6%.

Изложенное дает основание сделать вывод о целесообразности применения коаксиальных кабелей с внешним алюминиевым проводником. В

этом случае затухание увеличивается всего на 6%, а расход меди на изготовление коаксиального кабеля сокращается на 65%.

Потери в металле  $\alpha_m$  изменяются пропорционально  $\sqrt{f}$ , а потери в диэлектрике  $\alpha_d$  связаны с частотой линейным законом и с увеличением  $f$  возрастают значительно быстрее.

При использовании высококачественных диэлектриков (с малым  $tg\delta$ ) можно добиться в определенном частотном диапазоне очень малых диэлектрических потерь и положить  $\alpha_d=0$ . При очень высоких частотах они настолько возрастут, что величина  $\alpha_d$  играет значительную роль в общем затухании кабеля. В практически используемом спектре частот передачи по коаксиальным кабелям (до  $60 \cdot 10^6$  Гц) при современных кабельных диэлектриках величина  $\alpha_d$  незначительна (не превышает 2—3%  $\alpha_d$ ) и затухание увеличивается примерно пропорционально  $\sqrt{f}$ .

Коэффициент фазы  $\beta$ , рад/км, коаксиальной пары определяется из уравнения  $\beta = \omega\sqrt{LC}$ . Подставляя сюда значения  $L$  и  $C$ , получим  $\beta = \omega\sqrt{\mu_a\epsilon_a}$ . Коэффициент фазы можно выразить также через  $\epsilon$  и  $\beta = \omega\sqrt{\epsilon_r/c}$ , рад/км, где  $c$  — скорость света, равная 300000 км/с.

Скорость распространения  $v$ , км/с, электромагнитной энергии по коаксиальным парам

$$v = 1/\sqrt{LC} = \omega/\beta = c/\sqrt{\epsilon_r} . \quad (4.38)$$

Коэффициент сдвига фаз определяет длину волны в кабеле:

$$\lambda_k = 2\pi/\beta = v/f = c/(f\sqrt{\epsilon_r}) . \quad (4.39)$$

Из приведенных формул видно, что коэффициент фазы возрастает с увеличением частоты прямолинейно. Это обуславливает почти полное постоянство скорости передачи энергии по коаксиальному кабелю во всем рассматриваемом спектре частот. Скорость передачи уменьшается с увеличением диэлектрической проницаемости. Так, при сплошной полиэтиленовой изоляции ( $\epsilon_r = 2,3$ )  $c = 200000$  км/с, а при воздушно-комбинированной изоляции коаксиальной пары ( $\epsilon_r = 1,1$ ),  $c = 285000$  км/с.

Скорость передачи энергии по коаксиальным парам выше, чем по симметричным, и почти приближается к скорости распространения электромагнитных волн в воздухе (300000 км/с).

Волновое сопротивление  $Z_0$ , Ом, коаксиальной пары для высоких частот определяется выражением

$$Z_{\epsilon} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} \ln \frac{D}{d}, \quad (4.40)$$

или

$$Z_{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} Z_D \ln \frac{D}{d}. \quad (4.41)$$

где  $Z_D = \sqrt{\mu_b / \epsilon_a}$  — волновое сопротивление диэлектрика.

Имея в виду, что  $\mu_a = \mu_0 \mu_r$  и  $\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon_r$ , где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ , Гн/м, и  $\epsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi$ , Ф/м, получим

$$Z_{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}, \quad (4.42)$$

где  $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 376$  Ом - волновое сопротивление воздушного пространства. Для среды  $\mu_r = 1$  получим

$$Z_{\epsilon} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}. \quad (4.43)$$

В коаксиальных парах со сплошным диэлектриком ( $\epsilon_r=2.3$ )  $Z_{\epsilon}= 50$  Ом, а при комбинированной изоляции ( $\epsilon_r= 1.1$ ) величина волнового сопротивления составляет примерно 75 Ом.

#### 4.5. ОПТИМАЛЬНОЕ СООТНОШЕНИЕ ДИАМЕТРОВ ПРОВОДНИКОВ КОАКСИАЛЬНОЙ ЦЕПИ

Конструирование коаксиальной пары подчинено задаче создания оптимальной ее конструкции, требующей минимальных затрат материалов и средств на изготовление. При этом в первую очередь необходимо выбрать диаметры внутреннего и внешнего проводников кабеля и установить их соотношение при заданном диаметре внешнего проводника.

Коэффициент затухания  $\alpha$ , дБ/км, коаксиального кабеля с современным высококачественным диэлектриком в практически используемом спектре частот (до 60 МГц) может быть определен по следующей формуле (без потерь в диэлектрике):

$$\alpha = \alpha_M = \frac{2,6\sqrt{f\epsilon}}{\ln(D/d)} \left( \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \cdot 10^{-3}. \quad (4.44)$$

Выразим соотношение  $D/d$  через  $X$ . Из данного выражения следует, что с увеличением  $X$  его числитель растет линейно, а знаменатель пропорционален логарифму отношения диаметров. Исследовав данную формулу на минимум затухания при постоянном значении  $D$  в зависимости от  $X$ , т. е. взяв первую производную от правой части уравнения (4.43) по  $X$  и приравняв ее к нулю ( $\partial\alpha/\partial x=0$ ), получим, что  $\alpha$  минимально при соотношении  $\ln(D/d) = 1+d/D$ . Таким образом, оптимальная конструкция кабеля будет при  $D/d=3.6$ . Это соотношение справедливо для кабелей с одинаковыми (медными) проводниками. Если же проводники изготовлены из различных металлов, то минимальное затухание определяется из выражения

$$\ln \frac{D}{d} = 1 + \frac{d}{D} \sqrt{\frac{\sigma_d}{\sigma_D}} \quad (4.45)$$

где  $\sigma_d$  и  $\sigma_D$  - соответственно проводимости металлов внешнего и внутреннего проводников.

Оптимальные соотношения  $D/d$  для различных металлов внешнего проводника приведены на рис. 4.8, причем во всех случаях принято, что внутренний проводник изготовлен из меди, а внешний - из материала, указанного на рисунке. Видно, что нарушение оптимального соотношения в меньшую сторону связано с довольно резким возрастанием коэффициента затухания. Поэтому выбирают отклонение соотношения  $D/d$  лишь в несколько большую сторону.

При конструировании коаксиального кабеля приходится отступать от оптимального соотношения  $D/d$ , если величина волнового сопротивления кабеля строго нормирована. Например, для обеспечения  $Z_0=75$  Ом данное соотношение определяется по формуле

$$D/d = e^{Z_0 \sqrt{\epsilon_r/60}} \quad (4.46)$$

Таблица 4.4.

$\epsilon_r$	1,03	1,15	1,25	1,45	1,54
$Z_0$ , Ом	75	67	61	53	50

В табл. 4.4 приведены значения  $Z_0$  в зависимости от  $\epsilon_r$  при  $D/d=3.6$ . Из таблицы следует, что волновое сопротивление кабеля существенно зависит от величины диэлектрической проницаемости и для получения нормированной величины  $Z_0=75$  Ом необходимо иметь воздушно-пластмассовую изоляцию с малым содержанием диэлектрика ( $\epsilon_r=1.03$ ).

В табл. 4.4 дается соотношение между  $\epsilon_r$  и  $D/d$  при нормированной

величине волнового сопротивления  $Z_g=75$  Ом. Из данных таблицы следует, что при повышенных значениях  $\varepsilon_r$  приходится отступать от оптимальной конструкции кабеля. Так, при  $\varepsilon_r=1,1$  приходится принять соотношении  $D/d = 3,7$ .

Для коаксиального кабеля с медными проводниками при оптимальном отношении  $D/d$  коэффициент затухания  $\alpha$ , дБ/км, определяется по формуле

$$\alpha = \alpha_m = 21,6 \frac{\sqrt{f\varepsilon_r}}{D} \cdot 10^{-3}, \quad (4.47)$$

из которой следует, что коэффициент затухания увеличивается с ростом величин  $f$  и  $\varepsilon_r$  и резко уменьшается с увеличением диаметра внешнего проводника  $D$ .

Если по кабелю необходимо обеспечить передачу большой мощности или требуется кабель на максимальное напряжение, то оптимальная конструкция будет при другом соотношении  $D$  и  $d$ . Оптимальная конструкция кабеля по электрической прочности находится из условия  $\ln(D/d)=1$  или  $D/d=e=2.718$ . Максимальная мощность может быть передана по кабелю при соотношении диаметров проводников  $\ln(D/d) = \frac{1}{2}$  или  $D/d = 1.65$ .

Очевидно, что для междугородных кабелей связи, по которым необходимо обеспечить наибольшую дальность связи, исходят из условия оптимального по затуханию соотношения  $D/d=3,6$  с учетом получения нормированной величины  $Z_g=75$  Ом.

Условия максимальной мощности или электрической прочности обычно реализуются в коаксиальных радиочастотных кабелях фидерного назначения.

Таблица 4.5.

$D/d$	$Z_g = \sqrt{LC}$	Свойства конструкции
3.6	$76,6\sqrt{\varepsilon_r}$	Минимум затухания
2.718	$59,9\sqrt{\varepsilon_r}$	Максимум электрической прочности на пробой
1.65	$30\sqrt{\varepsilon_r}$	Максимум передаваемой мощности

В табл. 4.5 приведены значения волновых сопротивлений и оптимальное соотношение внешнего и внутреннего проводников коаксиальных пар, определяющие преимущества различных конструкций.

#### 4.6. КОНСТРУКТИВНЫЕ НЕОДНОРОДНОСТИ В КОАКСИАЛЬНЫХ КАБЕЛЯХ

При изготовлении кабеля может возникнуть деформация в виде

эксцентриситета в расположении проводников, нарушается их форма, постоянство взаимного расположения и т. д. В результате изменяются параметры кабеля, и он перестает быть однородным по длине.

Различают неоднородности внутренние - в пределах строительной длины кабеля - и стыковые, обусловленные различием характеристик сопрягаемых строительных длин. Стыковые неоднородности, как правило, превышают внутренние. Имеются также неоднородности за счет отражения от аппаратуры. Неоднородность кабеля сказывается, главным образом, на волновом сопротивлении кабеля, величина которого на участках неоднородности отличается от номинальной.

Неоднородности цепи учитываются через коэффициент отражения

$$p = (Z'_g - Z_g) / (Z'_g + Z_g) = \Delta Z_g / 2Z_g, \quad (4.47)$$

где  $Z_g$  и  $Z'_g$  - волновые сопротивления соседних неоднородных участков кабеля;  $\Delta Z_g$  - отклонение волнового сопротивления  $\Delta Z_g = 2pZ_g$ .

Волновое сопротивление кабеля  $Z_g = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}$ , Ом, и зависит от трех параметров:  $\epsilon$ ,  $d$ ,  $D$ . Имея в виду, что неоднородность величин  $\Delta d$ ,  $\Delta D$ ,  $\Delta \epsilon$  сравнительно невелика, отклонение волнового сопротивления от среднего значения (волнистость) может быть выражено уравнением

$$\Delta Z_g = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( \frac{\Delta D}{D} - \frac{\Delta d}{d} - \frac{\Delta \epsilon_r}{2\epsilon_r} \ln \frac{D}{d} \right). \quad (4.48)$$

Наибольшее влияние на колебания волнового сопротивления оказывают отклонения размеров внешнего проводника и неоднородность изолирующих материалов, вызывающая колебания величины диэлектрической проницаемости. Внутренний проводник, представляющий собой сплошную проволоку, может быть изготовлен с большой точностью.

Реальный коаксиальный кабель можно рассматривать как неоднородную цепь, составленную из отдельных участков. Электромагнитная волна, распространяясь по такому кабелю и встречая на своем пути неоднородность, частично отражается от нее и возвращается к началу линии. При наличии нескольких неоднородных участков волна претерпевает серию частичных отражений и, циркулируя по линии, вызывает дополнительное затухание и искажение характеристик цепи.

Неоднородности в кабеле приводят к появлению в цепи двух дополнительных протоков энергии: обратного, состоящего из суммы элементарных отраженных волн в местах неоднородностей и движущегося к началу цепи, и попутного, возникающего по закону двойных отражений, вследствие того, что первоначально отраженные волны, движущиеся к началу цепи, встречая места неоднородностей, частично отражаются и направляются к

началу линии .

Обратный поток приводит к колебаниям величины входного сопротивления кабеля  $Z_{вх}$ , т. е. характеристика  $Z_{вх}$  становится волнообразной. Это затрудняет согласование кабеля с аппаратурой на концах линий и приводит к искажениям в цепи передачи. Попутный поток искажает форму передаваемого сигнала и также создает помехи в передаче. Особенно страдает из-за этого качество телевизионной передачи, для которой фазовое соотношение передаваемых и принимаемых сигналов является решающим фактором. Для нормальной передачи телевизионных сигналов величина попутного потока должна составлять не более 1 % основного.

Высококачественная телефонная связь требует отсутствия амплитудных искажений в цепи передачи и в первую очередь постоянство  $Z_0$ .

Для обеспечения требуемого качества связи и телевизионной передачи по коаксиальному кабелю необходимо, чтобы отклонение волнового сопротивления  $\Delta Z_0$ , обусловленное отражениями, не превышало  $\pm 0,45$  Ом, что соответствует коэффициенту отражения 3%.

Допустимая норма неоднородностей  $\Delta Z_0 = \pm 0,45$  Ом. Частотная зависимость входного сопротивления неоднородного коаксиального кабеля имеет сложный колебательный характер вокруг величины  $Z_0 = 75$  Ом.

Расчет попутного потока, возникающего на длине усилительного участка коаксиального кабеля за счет внутренних и стыковых неоднородностей, ведется соответственно по формулам

$$|q_e|^2 = \frac{p^4}{324(\Delta l)^2 \alpha^2} \alpha L \quad ; \quad |q_c|^2 = \frac{p^4}{324(\Delta l)^2 \alpha^2} 2n(1 - e^{-4\alpha l}). \quad (4.49)$$

Результирующий попутный поток

$$|q|^2 = \frac{p^4}{324(\Delta l)^2 \alpha^2} [\alpha L + 2n(1 - e^{-4\alpha l})]. \quad (4.50)$$

В этих формулах  $p$  - коэффициент отражения;  $\Delta l$  - расстояние между неоднородностями;  $\alpha$  - коэффициент затухания кабельной цепи;  $l$  - строительная длина кабеля;  $L$  - длина усилительного участка;  $n$  - число строительных длин кабеля на усилительном участке.

Из приведенных уравнений следует, что попутный поток обусловлен в первую очередь величиной отклонения волнового сопротивления кабеля, причем попутный поток за счет внутренних неоднородностей прямо пропорционален длине кабельной линии, а за счет стыковых неоднородностей - числу строительных длин кабеля. Следовательно, попутный поток особенно проявляется на длинных кабельных линиях при аналоговой передаче



(частотное разделение каналов). Для цифровых систем передачи (временное разделение каналов) попутный поток лимитируется длиной регенерационного участка.

С целью повышения однородности электрических характеристик коаксиальных магистралей производится специальное группирование строительных длин кабелей перед прокладкой с таким расчетом, чтобы отклонение волнового сопротивления двух смежных строительных длин не превышало 0,3 Ом. При этом строительные длины располагают так, чтобы величины волнового сопротивления постепенно нарастали от начала усилительного участка к его середине и спадали от середины к концу. На входе в усилительный пункт прокладывают строительные длины с номинальным волновым сопротивлением (75 Ом).

Неоднородности коаксиальных кабелей в настоящее время исследуются и измеряются преимущественно импульсным методом с помощью импульсных приборов большой чувствительности, которые позволяют наблюдать на экране степень однородности волнового сопротивления кабеля по его длине и устанавливать место и характер повреждения.

## 5. СИММЕТРИЧНЫЕ КАБЕЛИ

### 5.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СИММЕТРИЧНЫХ ЦЕПЯХ

Электромагнитное поле симметричной цепи показано на рис. 4.1. В отличие от коаксиального кабеля, не имеющего внешнего поля, в симметричной цепи поле открытое, действующее на значительном расстоянии.

Под действием переменного поля происходит перераспределение электромагнитной энергии по сечению проводников, при этом наблюдаются следующие явления: поверхностный эффект, эффект близости соседних проводников; воздействие на параметры цепи окружающих металлических масс (соседних проводников, экрана, брони). В симметричных кабельных цепях действуют все три фактора одновременно. В воздушных линиях, где провода расположены сравнительно далеко друг от друга и отсутствуют наружные металлические оболочки, следует учитывать лишь поверхностный эффект. В коаксиальных кабелях, являющихся закрытой системой, не учитывается действие окружающих металлических масс.

За счет указанных явлений происходит перераспределение электромагнитного поля и изменяются параметры цепей. Активное сопротивление  $R$  и емкость  $C$  возрастают, индуктивность  $L$  уменьшается. Наиболее существенно возрастет сопротивление цепи:

$$R = R_0 + R_{н.э} + R_{э.б} + R_m, \quad (5.1)$$

где  $R_0$  - сопротивление постоянному току;  $R_{н.э}$  - сопротивление за счет поверхности эффекта;  $R_{э.б}$  - сопротивление за счет эффекта близости;  $R_m$  - сопротивление, обусловленное потерями в окружающих металлических массах.

Поверхностный эффект был рассмотрен в разделе 4.1.

Эффект близости связан с взаимодействием внешних полей. Как видно из рис. 5.1, внешнее поле  $H$  проводника  $a$ , пересекая толщину проводника  $b$ , наводит в нем вихревые токи. На поверхности проводника  $b$ , обращенной к проводнику  $a$ , они совпадают по направлению с протекающим по нему основным током ( $I + I_{в.т}$ ).

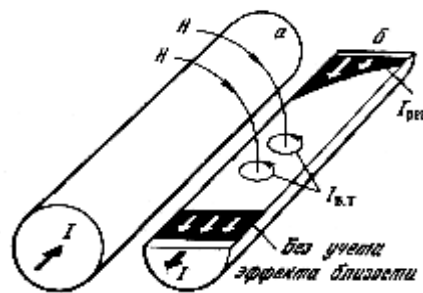


Рис. 5.1. Эффект близости в симметричной цепи.

На противоположной поверхности проводника *б* они направлены навстречу основному току ( $I-I_{e.m}$ ). Аналогичное перераспределение токов происходит в проводнике *а*. При взаимодействии вихревых токов с основным плотность результирующего тока на обращенных друг к другу поверхностях проводников *а* и *б* увеличивается, а на отдаленных - уменьшается. Это явление («сближение» токов в проводниках *а* и *б*) носит название *эффекта близости*. Из-за неравномерного распределения плотности тока увеличивается активное сопротивление цепи переменному току.

Эффект близости также прямо пропорционален частоте, магнитной проницаемости, проводимости и диаметру проводника и, кроме того, зависит от расстояния между проводниками. С уменьшением этого расстояния действие эффекта близости возрастает в квадрате. Если по двум соседним проводникам токи проходят в одном направлении, то перераспределение их плотности из-за взаимодействия внешних электромагнитных полей приводит к увеличению плотности токов на взаимно отдаленных поверхностях проводников *а* и *б*.

На рис. 5.2 показано распределение плотности токов в проводниках симметричной цепи, когда токи в проводниках *а* и *б* направлены противоположно и когда они направлены в одну сторону.

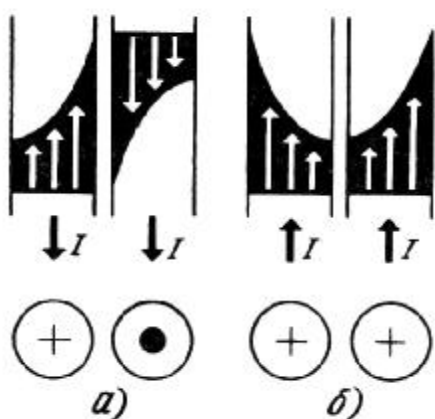


Рис. 5.2. Распределение плотности тока в проводниках симметричной цепи.

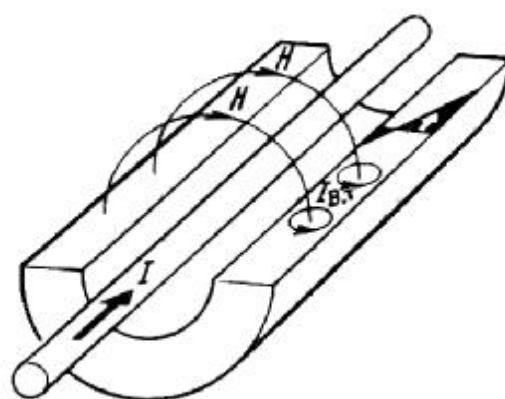


Рис. 5.3. Вихревые токи в окружающей металлической оболочке кабеля.

Теперь рассмотрим, как воздействуют на параметры цепи окружающие металлические массы.

Магнитное поле  $H$ , создаваемое током, протекающим по проводам цепи, наводит вихревые токи  $I_{e.m}$  в соседних проводниках кабеля, окружающем экране, металлической оболочке и броне и т. д.. Проходя по металлическим частям кабеля, они нагревают их и создают дополнительные тепловые энергии. Другими словами, происходит как бы «отсасывание» некоторой доли передаваемой энергии, причем наиболее воздействуют близко расположенные к

рассматриваемой цепи металлические части кабеля. Кроме того, вихревые токи создают поле обратного действия, которое воздействует на проводники цепи и изменяет их параметры.

## 5.2. ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ ПО СИММЕТРИЧНОЙ ЦЕПИ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ

Выше рассмотрена идеализированная симметричная цепь без потерь в проводниках. В реальных условиях кабельные проводники имеют конечные значения проводимости, а следовательно, и тепловые потери на вихревые токи. Для определения параметров симметричной цепи с потерями необходимо знать составляющие  $E_z$  и  $H_\varphi$ . Они определяют энергию, поглощаемую проводником из окружающего пространства. Мощность потока энергии поглощения для цилиндрического проводника выражается через уравнение Пойтинга:

$$Z = R + i\omega L = \frac{1}{I^2} \int_0^{2\pi} E_z H_\varphi^* r d\varphi, \quad (5.2)$$

где  $R$  - активное сопротивление проводника;  $L$  - внутренняя его индуктивность;  $E_z$  - продольная составляющая электрического поля;  $H_\varphi^*$  - сопряженное значение тангенциальной составляющей магнитного поля;  $r$  - радиус проводника.

Для определения  $E_z$  и  $H_\varphi$  симметричной цепи используются ранее приведенные уравнения Максвелла в дифференциальной форме для цилиндрической системы координат. Если сочетать систему координат так, чтобы ось  $z$  совпадала с осью проводника, то три составляющие поля  $E_r$ ,  $E_\varphi$ ,  $H_z$  будут отсутствовать, а остальные три могут быть определены из следующих уравнений:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = -i\omega \mu_a H_\varphi; \quad (5.3)$$

$$\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} = (\sigma + i\omega \varepsilon_a) E_z, \quad (5.4)$$

Дифференциальное уравнение второго порядка для определения компонент поля имеет вид

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = k_M^2 E_z - \text{для проводников}, \quad (5.5)$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = k_D^2 E_z - \text{для диэлектрика}, \quad (5.6)$$

Имея в виду частотную область использования симметричных цепей (до  $10^6$  Гц), можно решать задачу в квазистационарном режиме, т. е. без учета токов смещения. Тогда для изоляции правая часть уравнения  $k_d^2 = (i\omega)^2 \mu_a \varepsilon_a = 0$ . Решая (3.6), находим составляющую  $E_z$ . Составляющую  $H_\varphi$  определяем из ранее приведенного выражения:

$$H_\varphi = \frac{1}{i\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r}, \quad (5.7)$$

В симметричных кабелях, в отличие от коаксиальных, нет симметрии в расположении электромагнитного поля вокруг проводника, т.е. необходимо учитывать изменение поля по тангенциальной составляющей ( $\partial^2 E_z / \partial \varphi^2 \neq 0$ ). Это выражение характеризует искажение поля и соответственно действие эффекта близости между проводниками.

Решение приведенного выше дифференциального уравнения для металла имеет следующий вид:

$$E_z = [A_n I_n(\sqrt{ikr}) + B_n K_n(\sqrt{ikr})] (C_n \cos n\varphi + D_n \sin n\varphi), \quad (5.8)$$

где  $I_n$  и  $K_n$  - модифицированные цилиндрические функции первого и второго родов  $n$ -го порядка;  $A, B, C, D$  - постоянные интегрирования;  $k = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}$  - коэффициент потерь для металла.

Поскольку поле внутри проводника возрастает от центра к периферии, а функция  $K_n$  имеет падающий характер с увеличением аргумента, необходимо принять, что  $B = 0$ . В силу симметричного расположения проводников относительно горизонтальной оси, от которой ведется отсчет угла  $\varphi$ , нечетная функция  $\sin\varphi$  отсутствует, поэтому  $D_n = 0$ . Имея в виду наличие  $n$  составляющих поля, находим составляющую  $E_z$  для проводников:

$$E_z = \sum_{n=0}^{\infty} A_n I_n(\sqrt{ikr}) \cos n\varphi. \quad (5.9)$$

Соответственно составляющая магнитного поля

$$H_\varphi = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} \sum_{n=0}^{\infty} A_n I_n'(\sqrt{ikr}) \cos n\varphi. \quad (5.10)$$

Полученные уравнения аналогичны уравнению (4.5) для внутреннего проводника коаксиального кабеля. Отличие заключается в том, что в силу осевой симметрии для внутреннего проводника не учитывалось изменение поля по  $\varphi$  и  $n = 0$ . При учете эффекта близости  $n \neq 0$ , так как кроме основных

составляющих поля первого проводника возникает  $n$  составляющих поля за счет взаимодействия полей рядом расположенных проводников.

Для определения постоянных интегрирования  $A_n$  запишем выражения напряженностей электрического и магнитного полей в диэлектрике, окружающем проводники. Для диэлектрика уравнение имеет вид

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial z} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = 0, \quad (5.11)$$

Решением данного уравнения является

$$E_z = B_0 \ln r + C_0 + \sum_{n=0}^{\infty} (B_n r^n + C_n r^{-n}) \cos n\varphi. \quad (5.12)$$

Составляющая магнитного поля

$$H_\varphi = \frac{B_0}{i\omega\mu r} + \frac{1}{i\omega\mu} \sum_{n=1}^{\infty} (B_n r^{n-1} - C_n r^{-n-1}) \cos n\varphi, \quad (5.13)$$

где  $B_n$ ,  $C_n$  — постоянные интегрирования, для нахождения которых используются следующие условия:

непрерывность продольных составляющих электрического поля на границе проводник-диэлектрик:  $E_z^M = E_z^D$  при  $r=r_0$ ;

непрерывность тангенциальных составляющих магнитного поля:  $H_z^M = H_z^D$  при  $r = r_0$ ;

закон полного тока  $H_\varphi = I / 2\pi r$  ;

соответствие законов убывания и возрастания магнитных полей для проводников а и б.

Как видно из рис. 4.2, магнитные поля для одинаковых проводников на прямой, соединяющей центры проводников, равны между собой:  $H_\varphi^a$  (при  $r$ ) =  $H_\varphi^b$  (при  $a-r$ ). Зная постоянные интегрирования, можно определить величины  $E_z$  и  $H_\varphi$  на поверхности проводников (при  $r=r_0$ ).

Для нахождения сопротивления  $R$ , Ом/км, и внутренней индуктивности  $L$ , Гн/км, подставим значение  $E_z$  и  $H_\varphi$ , и после соответствующих преобразований получим

$$R = R_a + R_b = 2R_0 \left[ 1 + F(kr) + \frac{G(kr)(d/a)^2}{1 - H(kr)(d/a)^2} \right]; \quad (5.14)$$

$$L = L_a + L_b = Q(kr) \cdot 10^{-4}, \quad (5.15)$$

где  $d$  - диаметр проводника, мм;  $a$  - расстояние между проводниками, мм.

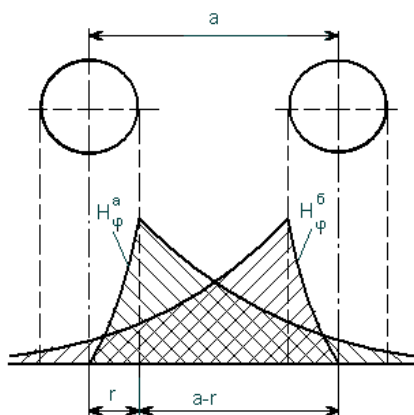


Рис. 5.4. Магнитное поле  $H_\phi$  симметричной цепи

Уравнение для расчета сопротивления цепи состоит из трех слагаемых: сопротивления постоянному току  $2R_0$ , сопротивления за счет поверхностного эффекта  $2R_0F(kr)$  и сопротивления за счет эффекта близости - третий член формулы (3.14). Оно справедливо для расчета сопротивления цепи при парной скрутке.

Если необходимо определить сопротивление при другом виде скрутки (звездной или двойной парной), то следует учесть дополнительные потери на вихревые токи в других проводниках группы, для учета которых вводится параметр  $p$ . Для учета эффекта скрутки проводников вводится параметр  $\chi$ , колеблющийся в пределах 1,02 - 1,07 в зависимости от диаметра кабеля.

Окончательное уравнение для расчета сопротивления симметричного кабеля имеет вид, Ом/км:

$$R = 2R_0\chi\left[1 + F(kr) + \frac{pG(kr)(d/a)^2}{1 - H(kr)(d/a)^2}\right]. \quad (5.16)$$

При парной скрутке  $p = 1$ , при звездной  $p = 5$ , при двойной парной -  $p = 2$ . Значения  $F(kr)$ ;  $G(kr)$ ;  $H(kr)$ ;  $Q(kr)$  приведены в табл. 4.1.

В кабелях связи, как правило, имеется несколько четверок. Проводники соседних четверок, внося дополнительные потери на вихревые токи, увеличивают сопротивление цепи. Кроме того, сопротивление возрастет за счет потерь в металлической оболочке. Для определения дополнительного сопротивления  $R_{M200}$ , эквивалентного этим потерям, пользуются данными при  $f = 200$  кГц, приведенными в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Число четверок в кабеле	Повивы								
	смежных четверок			внутри свинцовой оболочки			внутри алюминиевой оболочки		
		2	3	1	2	3	1	2	3
1				22			8,1		
4	7,5			14			5,2		
1+6	8 8	7,5		1,5	5,5	1	0,6	2	0,4
1+6+12		7,5	7,5	0	0		0	0	

Пересчет потерь в металле  $R_M$  для другой частоты производится по формуле

$$R_M = R_{M200} \sqrt{f / 200}, \quad (5.17)$$

где  $R_{M200}$  - табличные данные;  $f$ - частота, кГц.

Выше было определено значение внутренней индуктивности проводников. Индуктивность цепи в целом определяется суммой внешней  $L_{вн}$  и внутренней  $L_{вм}=2La$  индуктивностей:  $L=L_{вн}+2La$ . Так как  $\mu_a=4\pi \times 10^{-7} \mu_r$ , получим внешнюю индуктивность на 1 км:

$$L_{вн} = 4 \ln[(a - r) / r] \cdot 10^{-4}. \quad (5.18)$$

Тогда общая индуктивность симметричной кабельной цепи, Гн/км :

$$L = L_{вн} + 2L_a = \{4 \ln[(a - r) / r] + \mu Q(kr)\} \cdot 10^{-4}. \quad (5.19)$$

Для низкочастотных симметричных кабелей, у которых можно не учитывать эффект близости, сопротивления  $R$ , Ом/км, и индуктивность  $L$ , Гн/км, определяются по упрощенным формулам

$$R = 2R_0 \chi [1 + F(kr)], \quad (5.20)$$

$$L = \{4 \ln[(a - r) / r] + \mu Q(kr)\} \cdot 10^{-4}. \quad (5.21)$$

### 5.3. ЕМКОСТЬ И ПРОВОДИМОСТЬ ИЗОЛЯЦИИ СИММЕТРИЧНОЙ ЦЕПИ

Емкость  $C$  и проводимость изоляции  $G$  связаны с процессами в



диэлектрике. Под действием переменного электромагнитного поля в диэлектрике происходит смещение диполей, их переориентация и поляризация. Емкость характеризует способность поляризации и величину токов смещения, проводимость изоляции определяет величину потерь в диэлектрике на переориентацию диполей и характеризуется тангенсом угла потерь  $tg\delta$ .

Емкость и проводимость изоляции симметричных цепей можно рассчитать по ранее выведенным формулам [см. (4.18)]. Обычно принято проводимость изоляции выражать через тангенс угла диэлектрических потерь:  $tg\delta = G/(\omega C) = \sigma/(\sigma\epsilon_a)$ . При этом  $G = \omega\pi\epsilon_a tg\delta / \ln[(a-r)/r] = \omega C tg\delta$ . Заменяя в данном выражении  $\epsilon_a = \epsilon_0\epsilon_r$ , где  $\epsilon_0 = 10^{-9}/(36\pi)$ , получаем для 1 км кабеля, Ф/км:

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot 10^{-6}}{36 \ln[(a-r)/r]} \quad (5.22)$$

Соответственно  $G = \omega C tg\delta$ , См/км. Здесь  $\epsilon_r$  и  $tg\delta$  - диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь;  $a$  - расстояние между проводниками;  $r$  - радиус проводника.

Реальные конструкции симметричных кабелей, как правило, содержат много пар и находятся в общих металлических оболочках. С учетом близости соседних пар и влияния наружной металлической оболочки емкость симметричных кабелей для различных типов скрутки рассчитывают по следующей формуле, Ф/км:

$$C = \chi\epsilon_r \cdot 10^{-6} / [36 \ln(a\phi/r)], \quad (5.23)$$

где  $\chi$  - коэффициент скрутки кабельных цепей (1,02 ... 1,07);

$\epsilon_r$  - эффективная диэлектрическая проницаемость изоляции;  $\phi$  - поправочный коэффициент, характеризующий близость металлической оболочки и соседних проводников. Расчетные формулы коэффициента  $\phi$  для различных видов группообразования кабелей приведены ниже:

Тип скрутки ..... Поправочный коэффициент

Парная .....  $\phi_n = \frac{(d_{II} + d1 - d)^2 - a^2}{(d_{II} + d1 - d)^2 + a^2}$

Звездная .....  $\phi_3 = \frac{(d_3 + d1 - d)^2 - a^2}{(d_3 + d1 - d)^2 + a^2}$

Двойная парная .....  $\phi_{д.п} = \frac{(0.65d_{д.п} + d1 - d)^2 - a^2}{(0.65d_{д.п} + d1 - d)^2 + a^2}$

При расчете проводимости изоляции  $G$  следует кроме проводимости, обусловленной диэлектрическими потерями, учитывать также проводимость, обусловленную утечкой тока в силу несовершенства диэлектрика:  $G_o = 1/R_{из}$ . По величине эта проводимость изоляции обратно пропорциональна сопротивлению изоляции кабеля (линии). В результате проводимость изоляции |кабельной цепи, См/м:

$$G = G_0 + G_f = 1/R_{из} + \omega C \operatorname{tg} \delta . \quad (5.24)$$

При расчете проводимости изоляции кабельных линий учитывают, что по абсолютной величине потери в диэлектрике при переменном  $G_f$  существенно больше, чем при постоянном токе  $G_o$ , поэтому проводимость в кабельных линиях рассчитывают по формуле:  $G = G_f = \omega C \operatorname{tg} \delta$ . При расчете проводимости изоляции по постоянному току  $G_o$  принимают: для городских телефонных кабелей  $R_{из} = 2000$  МОм·км, а для кабелей дальней связи – 10000 МОм·км.

Кабели связи, как правило, имеют сложную комбинированную изоляцию, состоящую из твердого диэлектрика (бумаги, стирофлекса, полиэтилена и др.) и воздуха. Результирующие эквивалентные значения диэлектрической проницаемости  $\epsilon_s$  и угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta_s$  сложной изоляции определяются электрическими свойствами и соотношением объемов составных ее частей, причем эквивалентные значения  $\epsilon_s$  и  $\operatorname{tg} \delta_s$  сложной изоляции близки к величинам  $\epsilon$  и  $\operatorname{tg} \delta$  той части изоляции, которая занимает большой объем. Значения  $\epsilon$  и  $\operatorname{tg} \delta_s$  симметричных кабелей приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Тип изоляции	$\epsilon_s$	$\operatorname{tg} \delta_s \cdot 10^{-4}$ при частоте, кГц			
		10	100	250	550
Кордельно-бумажная	1,3... 1,4	55	113	160	280
Кордельно-стирофлексиная	1,2... 1,3	3	7	12	20
Полиэтиленовая (сплошная)	1,9... 2,1	2	6	8	14
Пористо-полиэтиленовая	1,4... 1,5	3	8	12	20
Балонно-полиэтиленовая	1,2... 1,3	2	6	8	12

#### 5.4. ПАРАМЕТРЫ ЦЕПЕЙ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Параметры цепей воздушных линий связи могут быть определены по тем же формулам, что и параметры кабельных линий. Отличие состоит в том, что у воздушных линий расстояния между проводниками больше ( $a/r \approx 50$ ) и нет заметного искажения электромагнитного поля за счет взаимодействия полей

проводов, не проявляется эффект близости и при расчете можно считать, что имеется осевая симметрия тангенциальных составляющих полей ( $\partial^2 E_z / \partial \varphi^2 = 0$ ). Тогда исходные уравнения примут вид

$$\frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} = k^2 E_z, \quad H_\varphi = \frac{1}{i\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial r}. \quad (5.25)$$

Решая поставленную задачу аналогично, как и ранее для кабельных линий, получим следующие формулы для параметров  $R$ , Ом/км, и  $L$ , Гн/км:

$$R = 2R_0[1 + F(kr)], \quad L = [4 \ln(a/r) + \mu Q(kr)] \cdot 10^{-4}. \quad (5.26)$$

Сравнивая данные формулы с формулами расчета параметров низкочастотных симметричных кабелей, видим их полную идентичность. Аналогичный результат может быть получен как удвоенная сумма параметров внутреннего проводника коаксиального кабеля. Это соответствует физическому существу явлений. Действительно, так как отсутствует эффект взаимодействия близости и нет искажений поля, то параметры двухпроводной воздушной линии могут быть получены как удвоенная сумма однопроводных параметров кабельной линии.

Параметры  $G$ , См/км, и  $C$ , Ф/км, воздушных линий рассчитываются также по аналогичным формулам расчета симметричных кабелей:

$$C = 10^{-6} / [36 \ln(a/r)]; \quad G = G_0 + nf, \quad (5.27)$$

где  $G_0 = 1/R_{из}$  - проводимость изоляции при постоянном токе;

$n$  - коэффициент, учитывающий потери в диэлектрике при переменном токе. Для сухой погоды  $G_0 = 0,01 \cdot 10^{-6}$  См/км;  $n = 0,05 \cdot 10^{-9}$ ; для сырой погоды  $G_0 = 0,05 \cdot 10^{-6}$  См/км;  $n = 0,25 \cdot 10^{-9}$ .

Гололед и изморозь существенно увеличивают проводимость изоляции воздушной линии в области высоких частот. Все обозначения указаны в разделе расчета симметричных кабельных цепей.

## 5.5. ОСНОВНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ПЕРВИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИММЕТРИЧНЫХ ЦЕПЕЙ

Рассмотрим зависимости первичных параметров линий связи  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $G$  от частоты, диаметра проводника и расстояния между проводниками.

С увеличением частоты (рис. 5.5) значения параметров  $R$  и  $G$  возрастают за счет потерь в проводниках на вихревые токи и в изоляции на диэлектрическую поляризацию, а индуктивность  $L$  уменьшается, так как из-за поверхностного эффекта уменьшается внутренняя индуктивность проводника. Емкость  $C$  от

частоты не зависит.

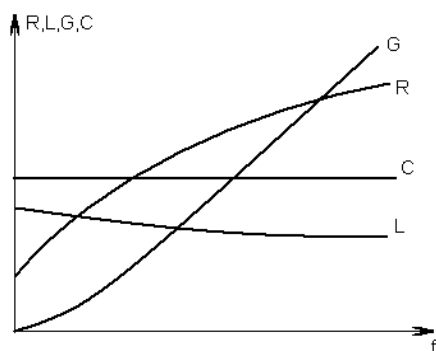


Рис. 5.5. Зависимость первичных параметров цепи частоты.

При увеличении расстояния между проводниками (рис. 5.6) значения параметров  $R$ ,  $C$ ,  $G$  закономерно уменьшаются, а индуктивность  $L$  возрастает. Снижение  $R$  обусловлено уменьшением потерь на эффект близости. Рост  $L$  связан с увеличением площади контура, пронизываемого магнитным потоком. Емкость  $C$  уменьшается, так как проводники удаляются друг от друга и уменьшается их взаимодействие.

С увеличением диаметра проводников (рис. 5.7) значения параметров  $C$  и  $G$  растут, а  $L$  уменьшается. Изменение активного сопротивления имеет сложный характер. Это обусловлено тем, что с увеличением диаметра проводника сопротивление постоянному току резко уменьшается, а сопротивление за счет поверхностного эффекта и эффекта близости растет. Поэтому вначале  $R$  снижается резко, а затем снижение замедляется.

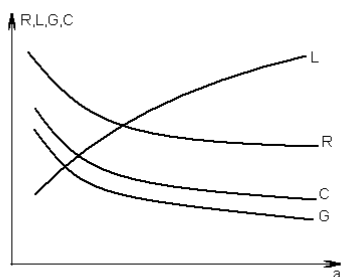


Рис 5.6. Изменение первичных параметров цепи с увеличением расстояния проводника.

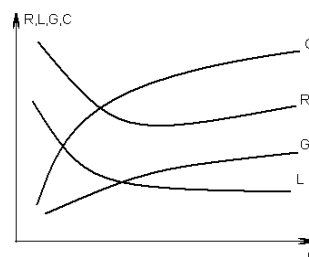


Рис 5.7. Изменение первичных параметров цепи с увеличением диаметра проводников.

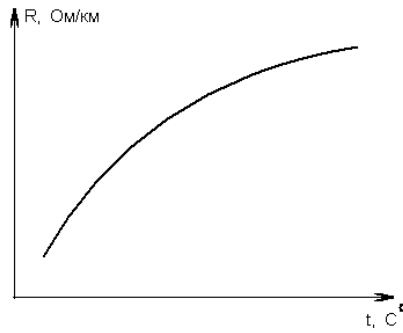


Рис 5.8. Температурная зависимость сопротивления проводников.

Порядок величин первичных параметров существующих типов линий связи следующий:  $R = 5 - 200$  Ом/км;  $L = 0,6 - 2$  мГн/км;  $C = 5...50$  мФ/км;  $G = 1...200$  мкСм/км. В кабельных линиях за счет тонких проводников и близкого их расположения преобладают параметры  $R$  и  $C$ . Емкость кабеля в 3... 5 раз больше емкости воздушной линии, а активное сопротивление - в 5...10 раз. Индуктивность кабеля, наоборот, меньше в 2 ... 3 раза.

Теоретически от температуры зависят все четыре первичных параметра. Однако практически следует учитывать лишь температурную зависимость активного сопротивления. Изменение от температуры  $L$ ,  $C$ ,  $G$  весьма незначительно.

Температурная зависимость активного сопротивления цепи определяется по формуле

$$R_t = R_{20}[1 - \alpha_R(t - 20)], \quad (5.28)$$

где  $R_t$  - сопротивление при температуре  $t^\circ \text{C}$ ;  $R_{20}$  - то же, при температуре  $20^\circ \text{C}$ ;  $\alpha_R$  - температурный коэффициент сопротивления, равный для меди 0,004 и для алюминия 0,0037. С увеличением температуры сопротивление цепи растет (рис. 5.8). Физически это объясняется тем, что с увеличением температуры возрастает хаотическое движение атомов решетки и затрудняется прохождение электронов через нее.

## 5.6. ВТОРИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИММЕТРИЧНЫХ ЦЕПЕЙ

Вторичные параметры симметричных цепей  $Z_B$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\nu$  следует рассчитывать по формулам, приведенным в гл. 3. В ряде случаев вторичные параметры выражают непосредственно через параметры цепей ( $a$ ,  $d$ ) и исходных материалов ( $\varepsilon$ ,  $\text{tg} \delta$ ).

Подставив в формулу  $Z_B = \sqrt{L/C}$  значения  $L$  и  $C$ , получим значение волнового сопротивления симметричной цепи, Ом:

$$Z_B = (120 / \sqrt{\varepsilon}) \ln[(a - r) / r] . \quad (5.29)$$

Коэффициент затухания симметричной цепи с медными проводниками, дБ/км:

$$\alpha = 0.5R\sqrt{C/L} + 0.5G\sqrt{L/C}; \quad (5.30)$$

путем подстановки в эту формулу значений первичных параметров

$$\alpha = \frac{2.6\sqrt{f\varepsilon}10^{-3}}{\lg[(a-r)r]} \left( \frac{1}{2r} + \frac{r}{a^2} \right) + 9.08f\sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg}\delta \cdot 10^{-5}. \quad (5.31)$$

Коэффициент фазы, рад/км:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad \text{или} \quad \beta = \omega\sqrt{\varepsilon/c}, \quad (5.32)$$

где  $c$  - скорость света, равна 300000 км/с.

Скорость распространения энергии, км/с:

$$v = 1/\sqrt{LC} = c/\sqrt{\varepsilon}. \quad (5.33)$$

## 5.7. КАБЕЛИ С ИСКУССТВЕННО УВЕЛИЧЕННОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ. ОПТИМАЛЬНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНИИ СВЯЗИ

Одной из актуальных проблем кабельной техники является увеличение дальности связи без дополнительного расхода цветных металлов. Для разрешения, этой проблемы оптимизируют конструкцию линий связи по критерию минимального значения затухания кабельной цепи. Электрические свойства кабеля связи характеризуются четырьмя первичными параметрами -  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $G$ , а коэффициент затухания цепей связан с этими параметрами выражением

$$\alpha = 0.5R\sqrt{C/L} + 0.5G\sqrt{L/C} = \alpha_M + \alpha_D, \quad (5.34)$$

где  $\alpha_M$  - коэффициент затухания в металле;  $\alpha_D$  - коэффициент затухания в диэлектрике. Создать такую линию, в которой  $R=G=0$ , невозможно, так как любая, реальная кабельная цепь обладает активным сопротивлением  $R$  и проводимостью  $G$ . Можно лишь подобрать такое соотношение  $X$  между параметрами цепи, чтобы затухание ее было наименьшим. Условно вводя в приведенное выражение для величины  $X = \sqrt{RG/LG}$ , получаем

$$\alpha = \frac{\sqrt{RG}}{2} X + \frac{\sqrt{RG}}{2} \frac{1}{X} = \frac{\alpha_0}{2} X + \frac{\alpha_0}{2} \frac{1}{X}, \quad (5.35)$$

где  $\alpha_0 = \sqrt{RG}$ .

Отсюда нетрудно доказать, что затухание цепи имеет минимальное значение ( $\alpha = \alpha_{\min}$ ) при  $X=1$ , т. е. когда ее первичные параметры находятся в соотношении

$$RC=LG. \quad (5.36)$$

Такое соотношение является оптимальным, и к нему следует стремиться при конструировании кабелей связи. Наименьшее затухание цепи при этом

$$\alpha_{\min} = \frac{\alpha_0}{2} X + \frac{\alpha_0}{2} \frac{1}{X} = \alpha_0 = \sqrt{RG}. \quad (5.37)$$

На рис. 5.9 показан характер изменения коэффициентов  $\alpha_M$  и  $\alpha_D$  при различных значениях  $X$ . Из графика следует, что с ростом  $X$  значение  $\alpha_M$  увеличивается, а  $\alpha_D$  резко падает. При  $X=1$  потери в металле равны потерям в диэлектрике ( $\alpha_M = \alpha_D$ ) и затухание кабеля имеет наименьшую величину:  $\alpha_{\min} = \alpha_M + \alpha_D = \alpha_0 = \sqrt{RG}$ . В кабелях существующих типов  $X \gg 1$  так как  $R$  и  $C$  превосходят по величинам  $L$  и  $G$ , т. е.  $RC \gg LG$ .

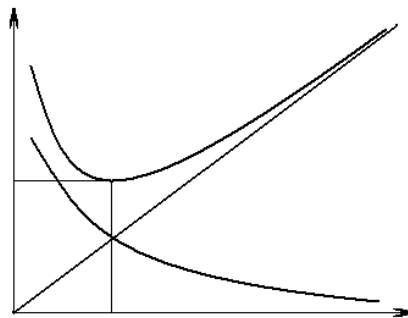


Рис. 5.9. Затухание в металле  $\alpha_M$  и диэлектрике  $\alpha_D$  при различных соотношениях первичных параметров цепи

Таким образом, затухание может быть снижено либо уменьшением  $R$ , что крайне затруднительно, так как величина  $R$  регламентирована допустимым расходом меди (диаметром жилы), либо уменьшением емкости цепи  $C$ , либо увеличением ее индуктивности  $L$ . Для снижения емкости необходимо увеличить расстояние между жилами кабеля, т. е. увеличить его габаритные размеры, что явно нецелесообразно.

Единственным целесообразным путем уменьшения затухания кабельных линий связи является искусственное увеличение индуктивности цепи. Из (5.34)

видно, что оптимальное значение индуктивности, которым должна обладать кабельная цепь для обеспечения минимального затухания, составляет  $L_0 = RC/G$ . С возрастанием частоты степень несоответствия параметров кабелей уравнению (5.33) существенно уменьшается. Это объясняется увеличением проводимости изоляции с возрастанием частоты, в результате чего условие (5.34) выполняется на определенной частоте  $\omega_x$  без искусственного повышения индуктивности. Значения  $\omega_x$  можно найти с учетом (4.9) из того же условия (5.34):  $R/L = G/C = \omega_x C \operatorname{tg} \delta / C = \omega_x \operatorname{tg} \delta$ , отсюда  $\omega_x = R / L \operatorname{tg} \delta$ .

Для симметричных кабелей связи теоретически частота  $f_x = \omega_x / (2\pi)$  лежит в пределах 200 - 600 кГц, и для снижения затухания в спектре практически используемых частот приходится прибегать к искусственному увеличению индуктивности. Однако иногда это оказывается экономически невыгодным даже при относительно низких частотах.

Известно несколько различных способов искусственного увеличения индуктивности кабельных цепей связи: пупинизация, крарупизация, биметаллизация жил и, наконец, использование магнитодиэлектрика.



## 6. ВОЛНОВОДЫ

### 6.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ, ПРОИСХОДЯЩИЕ В ВОЛНОВОДАХ

Волновод - устройство, которое ведет волну. Волновод - это средство сосредоточения электромагнитной энергии в определенном пространстве и передачи ее в заданном направлении, конструктивно волновод представляет собой полую металлическую трубку круглого или прямоугольного сечения, изготовленную из хорошо проводящего материала (рис. 6.1). Цилиндрические волноводы по сравнению с прямоугольными имеют меньшее затухание и наиболее приемлемы для дальней связи. Известны также другие конструкции волноводов (эллиптические, П-образные, Н-образные) и т.д.

По волноводам электромагнитная энергия передается принципиально по тем же законам, что и в атмосфере, т. е. на основе токов смещения, но только в волноводах эта передача имеет строго заданное направление и, кроме того, ограничена по частоте.

В конструктивном отношении волновод отличается от коаксиального кабеля лишь наличием в последнем внутреннего проводника. При возбуждении в коаксиальном кабеле сильных токов смещения  $I_{см}$ , т. е. при  $\lambda < d$ , внутренний проводник становится ненужным, и энергия распространяется по законам волноводной передачи. Для наглядности представим реальную и, как правило, весьма сложную волну в волноводе в виде серии плоских волн и рассмотрим геометрию электромагнитного поля одной из составляющих волн.

В волноводе волны распространяются так же, как и в световоде, - зигзагообразно, образуя с поперечным сечением волновода угол  $\theta$  и многократно отражаясь под углом  $2\theta$  от стенок волновода. Пусть точка А соответствует передаче малых длин волны ( $\lambda \rightarrow 0$ ) и весьма высоких частот ( $f \rightarrow \infty$ ). В данном случае угол  $\theta \rightarrow 90^\circ$ , отражений мало и волна стремится к прямолинейному движению вдоль волновода. Продольная составляющая поля  $E_z$  (или  $H_z$ ) имеет минимальное значение, и передача по волноводу происходит в выгодных условиях. Пусть точка Б соответствует процессу передачи более низких частот и больших длин волн. Здесь угол  $\theta \rightarrow 0$ , волна испытывает большое число отражений и поступательное движение ее весьма мало. В данном случае продольная составляющая поля  $E_z$  (или  $H_z$ ) стремится к максимуму и вдоль волновода передается незначительная доля энергии.

При определенной, сравнительно низкой частоте наступает такой режим, когда  $\theta = 0$ , и волна, падая на стенку, отражается перпендикулярно (точка В). В волноводе устанавливается режим стоячей волны, и энергия вдоль волновода не перемещается. Частота, при которой наступает режим стоячей волны, называется *критической*  $f_0$  и выражает собой нижний предел частот, которые могут распространяться по данному волноводу. Таким образом, волновод действует как фильтр верхних частот, срезая частоты ниже критической и пропуская частоты, лежащие выше ее.

Критическая частота  $f_0$  и соответствующая ей критическая длина волны

$\lambda = c/f_0$  связаны с конструкцией волновода, и в первую очередь с его поперечными размерами.

Критическая длина волны (при  $\theta = 0$ ) соизмерима с диаметром цилиндрического волновода. Волновод диаметром 6 см будет пропускать все короткие волны длиной, меньшей 6 см, и задерживать все более длинные волны. Для передачи метровых волн потребовалась бы громоздкая труба диаметром в несколько метров, что не всегда целесообразно.

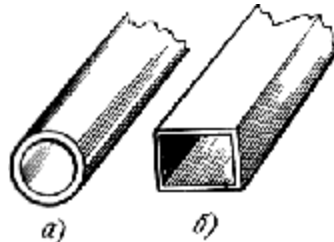


Рис 6.1. Волноводы: а - цилиндрический; б - прямоугольный.

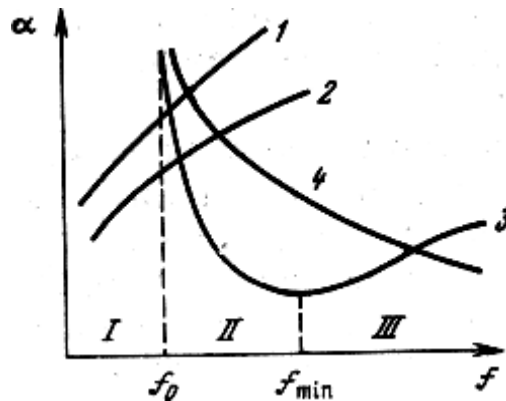


Рис 6.2. Частотные характеристики затухания: 1- коаксиальной цепи; 2 – симметричной цепи; 3 – волновода, для любых типов волн, кроме волны  $H_{01}$ ; 4 – волны  $H_{01}$ .

Рассмотрим затухание волновода и проанализируем частотную характеристику этого затухания. На рис. 5.2 приведена частотная зависимость затухания волновода и для сравнения даны кривые затухания симметричной и коаксиальной кабельных цепей, которые возрастают с увеличением частоты. Частотная зависимость затухания волновода выражается сложной кривой. Из рисунка видно, что вначале имеется область не пропускания (зона I), затем снижения кривой (зона II), а далее подъёма кривой (зона III) за счет потерь в металлических стенках волновода. Между зонами II и III существует область минимального затухания.

## 6.2. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ВОЛНЫ $H_{01}$ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

По сравнению с другими типами волн магнитная волна  $H_{01}$  в цилиндрических волноводах находится в особых условиях (рис. 6.3). Как видно из графиков, приведенных на рис. 6.2, затухание этой волны в отличие других волн с увеличением частоты уменьшается, причем, чем короче передаваемая волна, тем меньше потери и соответственно затухание энергии в волноводе.

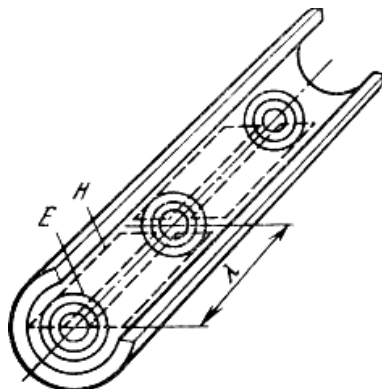


Рис. 6.3. Электромагнитное поле волны  $H_{01}$  в цилиндрическом волноводе.

Объясняется это следующим образом. Все типы волн кроме  $H_{01}$ , имеют электрическое поле, линии которого замыкаются в стенках волновода, и поэтому создается циркуляция равных и противоположно направленных токов - токов смещения  $I_{см}$  в диэлектрике внутри волновода и токов проводимости  $I_{пр}$  в стенках волновода. Циркуляция имеет аксиальное (продольное) направление для полей  $E$  и тангенциальное - для полей  $H$ .

Прохождение токов  $I_{пр}$  в металлических стенках волновода связано с потерями на джоулево тепло и с затуханием передаваемой энергии, причем с ростом частоты потери возрастают и увеличивается затухание. Этим объясняется частотное возрастание затухания всех типов волн, кроме  $H_{01}$ .

Силовые линии электрического поля волны  $H_{01}$  циркулируют по поперечным замкнутым окружностям внутри волновода и не соприкасаются со стенками волновода (см. рис. 6.3). Этим линиям соответствуют токи смещения в диэлектрике  $I_{см}$ . В металлических стенках токи проводимости  $I_{пр}$  отсутствуют, и в идеальном случае, следовательно, нет возрастающих с частотой потерь, свойственных другим типам волн. Более того, с увеличением частоты круговое поле  $H_{01}$  все больше отрывается от стенок волновода и потери уменьшаются.

Однако необходимо иметь в виду, что вполне  $H_{01}$  присущи некоторые недостатки, обусловленные природой и конфигурацией ее электромагнитного поля. Силовые линии электрических и магнитных полей волны  $H_{01}$  образуют замкнутые петли внутри волновода. В силу этого волна  $H_{01}$  не имеет жесткой связи с самим волноводом, а потому сравнительно неустойчива и весьма чувствительна к малейшим деформациям и неоднородностям волновода.

Борьба с этими недостатками осуществляется путем применения спиральных волноводов периодической структуры, обладающих фильтрующими свойствами пропускать волну  $H_{01}$  и задерживать все остальные

### 6.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЁТ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ

В волноводах распространяются волны высшего порядка электрические  $E_{nm}$  и магнитные  $H_{nm}$  с продольными составляющими полей соответственно  $E_z$  и  $H_z$ . В порядке иллюстрации на рис. 4.4 приведены конфигурации электромагнитных полей некоторых наиболее употребляемых типов волн (моды  $E_{01}$  и  $E_{11}$ ).

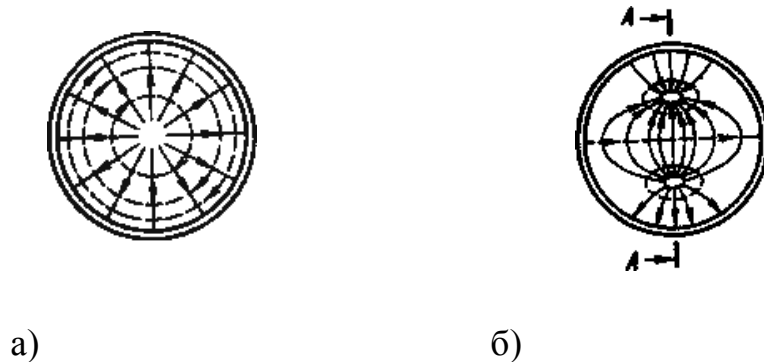


Рис. 6.4. Конфигурация электромагнитных полей моды  $E_{01}$  (а) и  $E_{11}$  (б).

Электрические параметры волнопроводов (критическая длина волны и частота, затухание, фаза, волновое сопротивление) определяются путем решения основных уравнений электродинамики - уравнений Максвелла. Далее без вывода приведены лишь итоговые формулы расчета параметров:

1. Критическая длина волны и частота:

$$\lambda_0 = 2\pi a / p_{0m}; f_0 = p_{0m} c / (2\pi a), \quad (6.1)$$

где  $p_{0m}$  - корни, при которых функции Бесселя имеют нулевые значения (они различны для различных типов волн);  $a$  - радиус волновода. Так для моды  $E_{01}$  значение  $\lambda_0 \approx 2,61 \cdot a$ .

2. Коэффициент фазы, рад/км:

$$\beta = \kappa \cdot \sqrt{1 - \frac{(f_0)^2}{(f)^2}}, \quad (6.2)$$

где  $\kappa = \omega \sqrt{\mu_a \cdot \epsilon_a}$  - волновое число среды.

3. Фазовая скорость, км/с:

$$v_\phi = c / \sqrt{1 - (f_0 / f)^2}, \quad (6.3)$$

где  $c$  - скорость света.

4. Групповая скорость, км/с:

$$v_{zp} = c \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (6.4)$$

5. Волновое сопротивление, Ом, для волн E и H, соответственно:

$$Z_{Д}^E = Z_{Д} \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (6.5)$$

$$Z_{Д}^H = Z_{Д} / \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (6.6)$$

где  $Z_{Д} = \sqrt{\mu_a \varepsilon_a}$  - волновое сопротивление плоской электромагнитной волны в свободном пространстве ( $Z_{Д} \approx 376,8$  Ом).

6. Коэффициент затухания дБ/км, для волн E и H, соответственно:

$$\alpha^E = \frac{Z_{m.a}}{Z_{Д}} \frac{8,68}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}}, \quad (6.7)$$

$$\alpha^E = \frac{Z_{m.a}}{Z_{Д}} \frac{8,68}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \left[ \frac{(f_0)^2}{f^2} + \frac{n^2}{p_{mn}^2 - n^2} \right], \quad (6.8)$$

где  $n$  - порядок бесселевой функции.

Для волны  $H_{0l}$ , у которой  $n = 0$ ,

$$\alpha^E = \frac{Z_{m.a}}{Z_{Д}} \frac{8,68}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \left[ \frac{(f_0)^2}{f^2} \right], \quad (6.9)$$

где  $Z_{m.a} = \sqrt{\omega \mu_a / 2 \sigma}$  - активная часть поверхностного сопротивления, определяемого на границе между металлом и диэлектриком в волноводе.

Анализируя приведенные формулы, можно отметить, что затухание волны  $H_{0l}$  в полосе пропускания ( $f > f_0$ ) с увеличением частоты существенно снижается и в пределе стремится к нулю.

#### 6.4. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ

Известны в основном две разновидности волноводов дальней связи: цельнометаллические (ЦВ) и спиральные (СВ).

Используемый в настоящее время цельнометаллический волновод (рис. 6.5)

представляет собой стальную трубу 1 толщиной 3 мм, покрытую внутри электролитическим слоем меди 2 толщиной 20 мкм и тонкой лаковой пленкой 3. Снаружи наносится антикоррозийная краска или пластмассовая оболочка 4.

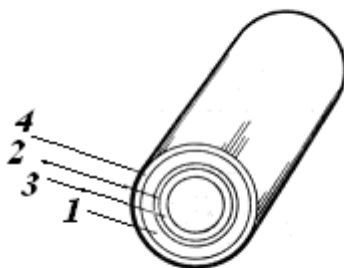


Рис. 6.5. Конфигурация цельнометаллического волновода.

Спиральный волновод периодической структуры (рис. 6.6) представляет собой спираль 1 из медной изолированной проволоки диаметром 0,5 мм, покрытую диэлектриком 2 и заключенную в экран 3 и наружную оболочку 4. Внутренний диаметр волновода 6 см. В качестве диэлектрической оболочки чаще всего применяется стеклолента, пропитанная эпоксидной смолой.

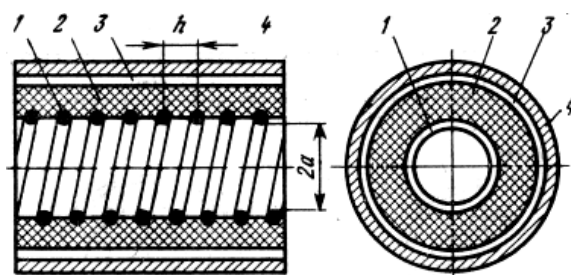


Рис. 6.6. Конфигурация спирального волновода

Достоинством спиральных волноводов является фильтрация паразитных волн, возникающих в местах неоднородности волноводного тракта при прохождении волны  $H_{01}$ . Это объясняется следующим образом. Спиральный волновод имеет периодические разрывы по всей длине и поэтому допускает лишь передачу таких волн, в структуре которых отсутствует продольная составляющая тока в стенках волновода. Такой волной является поперечно-электрическая волна  $H_{01}$ . Наличие разрывов по длине в гибких волноводах не является помехой эффективному распространению волны  $H_{01}$ . Волноводные секции изготавливаются длиной 2,5 и 5 м.

Подводя итоги, можно отметить следующие достоинства волноводов: возможность передачи весьма высоких частот и получение мощных пучков каналов связи; полная экранировка поля; отсутствие потерь в диэлектрике и на излучение; большая пропускная мощность.

К недостаткам волноводов относятся: наличие критической частоты, в связи с чем волновод не пропускает частот, длины которых больше диаметра волновода, а также громоздкость конструкции и малые строительные длины.

## 7. ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ

### 7.1. РАЗВИТИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Волоконная оптика в настоящее время получила широкое развитие и находит применение в различных областях науки и производства (связь, радиоэлектроника, энергетика, термоядерный синтез, медицина, космос, машиностроение, летающие объекты, вычислительные комплексы и т. д.). Темпы роста волоконной оптики и оптоэлектроники на мировом рынке опережают все другие отрасли техники и составляют 40 % в год. В ряде стран (Англия, Япония, Франция, Италия и др.) уже сейчас при строительстве сооружений связи используются в основном оптические кабели (ОК). В настоящее время они занимают доминирующее место на сетях междугородной и городской связи. О масштабах развития волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) свидетельствуют объемы производства оптических волокон в США. За последнее время ими изготовлено около 10 млн. км волокна. Такое количество позволило бы сделать 250 витков вокруг всего земного шара.

Важнейшим фактором в развитии оптических систем и кабелей связи явилось появление оптического квантового генератора лазера.

Советскими учеными, академиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым, выполнены фундаментальные исследования в области оптоэлектроники и квантовой техники. Первые работы по освоению оптического диапазона волн для целей связи относятся к началу 60-х годов. В качестве тракта передачи использовались приземные слои атмосферы и световоды с периодической коррекцией расходимости и направления луча с помощью системы линз и зеркал. Открытые (атмосферные) линии оказались подверженными влиянию метеорологических условий и не обеспечивали необходимой надежности связи. Линзовые световоды с дискретной коррекцией оказались весьма дорогостоящими, требовали тщательной юстировки линз и сложных устройств автоматического управления лучом. Они не нашли практического применения на сетях связи.

Создание высоконадежных оптических кабельных систем связи стало возможным в результате разработки в начале 70-х годов оптических волокон с малыми потерями. Такие волокна в значительной мере стимулировали разработку специализированного оборудования и элементов линейного тракта ВОСП.

В СНГ активно ведется строительство волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) различного назначения: городских, зонавых, магистральных. В 86 городах (Москва, Нижний Новгород, С.-Петербург, Новосибирск, Тбилиси, Киев, Баку, Ташкент, Минск, Кишинев и др.) действуют оптические соединительные линии между АТС с цифровыми системами передачи ИКМ-120. Построен ряд зонавых линий внутриобластного назначения, например: С.-Петербург - Сосновый бор, Уфа - Стерлитамак, Тула - Щекино, Воронеж - Павловск, Рязань - Мосолово, Майкоп -Краснодар, Клин - Солнечногорск, Ростов - Азов, Курская область, Минск—Смолевичи, Рига - Юрмала и др.



Построена одномодовая магистраль С.-Петербург—Минск протяженностью 1000 км на большое число каналов.

В России с участием инофирм осуществлено строительство транссибирской линии (ТСЛ), которая связала Японию, Россию, Европу. Общее число каналов составит 30 000. Половина из них предназначена для России; в крупных городах, расположенных по трассе, часть этих каналов будет выделяться, вторая половина каналов пройдет транзитом на Европу.

Транссибирская линия после включения в мировую межнациональную сеть связи замкнет глобальное волоконно-оптическое кольцо, которое охватит четыре континента (Европа—Америка—Азия—Австралия) и пройдет через три океана (Атлантический, Тихий, Индийский).

## 7.2. ДОСТОИНСТВА ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ И ОБЛАСТЬ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Наряду с экономией цветных металлов, и в первую очередь меди, оптические кабели обладают следующими достоинствами: широкополосность, возможность передачи большого потока информации (несколько тысяч каналов); малые потери и соответственно большие длины трансляционных участков (30 ... 70 и 100 км); малые габаритные размеры и масса (в 10 раз меньше, чем электрических кабелей); высокая защищенность от внешних воздействий и переходных помех; надежная техника безопасности (отсутствие искрения и короткого замыкания).

К недостаткам оптических кабелей можно отнести:

подверженность волоконных световодов радиации, за счет которой появляются пятна затемнения, и возрастает затухание;

водородная коррозия стекла, приводящая к микротрещинам световода и ухудшению его свойств.

Область возможных применений ВОЛС весьма широка - от линии городской и сельской связи и бортовых комплексов (самолеты, ракеты, корабли) до систем связи на большие расстояния с высокой информационной емкостью. На основе оптической волоконной связи могут быть созданы принципиально новые системы передачи информации. На базе ВОЛС развивается единая интегральная сеть многоцелевого назначения. Весьма перспективно применение оптических систем в кабельном телевидении, которое обеспечивает высокое качество изображения и существенно расширяет возможности информационного обслуживания абонентов.

## 7.3. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ВОЛОКОННЫХ СВЕТОВОДАХ

В отличие от обычных кабелей, обладающих электрической проводимостью и током проводимости  $I_{np}$ , ОК имеют совершенно другой механизм - они обладают токами смещения  $I_{см}$ , на основе которых действует также радиопередача. Отличие от радиопередачи состоит в том, что волна не распространяется в свободном пространстве, а концентрируется в самом

объеме световода и передается по нему в заданном направлении. Передача волны по световоду осуществляется за счет отражений ее от границы сердцевины и оболочки, имеющих разные показатели преломления ( $n_1$  и  $n_2$ ). В обычных кабелях носителем передаваемой информации является электрический ток, а в ОК - лазерный луч.

В обычных широко используемых в настоящее время симметричных и коаксиальных кабелях передача организуется по двухпроводной схеме с применением прямого и обратного проводников цепи (рис. 4.1).

В световодах, волноводах и других направляющих средах (НС) нет двух проводников, и передача происходит волноводным методом по закону многократного отражения волны от границ раздела сред. Такой отражательной границей может быть металл-диэлектрик, диэлектрик-диэлектрик с различными диэлектрическими (оптическими) свойствами и др.

Граница раздела двухпроводных (двухсвязных) и волноводных (односвязных) НС характеризуется в первую очередь соотношением между длиной волны ( $\lambda$ ) и поперечными размерами направляющей среды ( $d$ ).

При  $\lambda > d$  должно быть два провода: прямой и обратный, и передача происходит по обычной двухпроводной схеме. При  $\lambda < d$  не требуется двухпроводная система, и передача осуществляется за счет многократного отражения волны от границ раздела сред с различными характеристиками. Поэтому передача по волноводным системам (световодам, волноводам и другим НС) возможна лишь в диапазоне очень высоких частот, когда длина волны меньше, чем поперечные размеры - диаметр НС.

Оптические микронные волны подразделяются на три диапазона: инфракрасный, видимый и ультрафиолетовый. В настоящее время используются в основном волны длиной 0,7...1,6 мкм и ведутся работы по освоению ближнего инфракрасного диапазона: 2; 4; 6 мкм.

В разных системах используются различные среды (направляющая или открытая) и токи ( $I_{np}$  и  $I_{см}$ ). Особенности этих НС связаны с частотными ограничениями при передаче энергии.

Принципиально различен частотный диапазон передачи по волноводным и двухпроводным системам. Волноводные системы имеют частоту отсечки - критическую частоту  $f_0$ , ведут себя как фильтры ВЧ, и по ним возможна лишь передача волн длиной менее чем  $\lambda_0$ . Двухпроводные системы свободны от этих ограничений и способны передавать весь диапазон частот - от нуля и выше.

Основным элементом ОК является волоконный световод, выполненный в виде тонкого стеклянного волокна цилиндрической формы. Волоконный световод имеет двухслойную конструкцию и состоит из сердцевины и оболочки с разными оптическими характеристиками (показателями преломления  $n_1$  и  $n_2$ ). Сердцевина служит для передачи электромагнитной энергии. Назначение оболочки: создание лучших условий отражения на границе «сердцевина-оболочка» и защита от излучения энергии в окружающее пространство. Снаружи располагается защитное покрытие для предохранения волокна от механических воздействий и нанесения расцветки. Сердцевина и оболочка

изготавливаются из кварца  $\text{SiO}_2$ , покрытие — из эпоксиакрилата, фторопласта, нейлона, лака и других полимеров.

Оптические волокна классифицируются на *одномодовые* и *многомодовые*. Последние подразделяются на *ступенчатые* и *градиентные*. Одномодовые волокна имеют тонкую сердцевину (6 ... 8 мкм), и по ним передается одна волна; по многомодовым (сердцевина 50 мкм) распространяется большое число волн. Наилучшими параметрами по пропускной способности и дальности обладают одномодовые волокна. У ступенчатых световодов показатель преломления в сердечнике постоянен, имеется резкий переход от  $n_1$  сердцевины к  $n_2$  оболочки и лучи зигзагообразно отражаются от границы «сердечник-оболочка». Градиентные световоды имеют непрерывное плавное изменение показателя преломления в сердцевине по радиусу световода от центра к периферии, и лучи распространяются по волнообразным траекториям. Показатель преломления сердцевины меняется вдоль радиуса по закону показательной функции

$$n_r = n_0 [1 - 2\Delta(r/a)^u]^{1/2}, \quad (7.1)$$

где  $n_r$  — максимальное значение показателя преломления на оси волокна, т. е. при  $r = 0$ ;  $u$  - показатель степени, описывающей профиль изменения показателя преломления:

$$\Delta = (n_1^2 - n_2^2) / 2n_1^2 \approx (n_1 - n_2) / n_1 = 0,003 - 0,01, \quad (7.2)$$

Чаще всего применяются световоды с параболическим профилем. В этом случае  $u=2$  и соответственно

$$n_r = n_0 [1 - 2\Delta(r/a)^2]^{1/2}. \quad (7.3)$$

Если принять  $U = \infty$ , то получим известное значение  $n$  ступенчатого световода

$$n_2 = n_1 [1 - \Delta]. \quad (7.4)$$

#### 6.4. ЛУЧЕВАЯ ТЕОРИЯ СВЕТОВОДОВ

Как известно, свет имеет двойственную природу: лучевую и волновую. По лучевой теории свет - это поток быстро движущихся мелких частиц (корпускул), которые излучаются отдельными порциями (квантами) и образуют луч света. Здесь пригодны лучевая теория и геометрическая оптика. Согласно волновой теории все свойства света совпадают со свойствами электромагнитных волн и свет является разновидностью электромагнитных колебаний очень высоких частот ( $10^{14} \dots 10^{15}$  Гц) и очень коротких волн (микрометры). Волны подразделяются на классы и типы. Тип волны (мода) определяется сложностью структуры, т. е. числом максимумов и минимумов поля в поперечном сечении.

Классы электромагнитных волн:  $T$  — поперечно-электромагнитная;  $E$  - электрическая;  $H$  - магнитная;  $EH$  и  $HE$  - гибридно-смешанные. Мода обозначается двумя числовыми индексами:  $n$  и  $m$  ( $E_{nm}$  и  $H_{nm}$ ). Индекс  $n$  обозначает число полных изменений поля по окружности световода, а индекс  $m$  - число изменений поля по диаметру.

Таким образом, теория света является синтезом лучевых и волновых его свойств. Одномодовая передача соответствует одному лучу, многомодовая - большому числу лучей. Наряду с волновой схемой здесь приведена лучевая схема, из которой видно, что одномодовой передаче соответствует один луч, а многомодовой (в данном примере) - три луча. Установлено, что по световодам передается фиксированное число волн (мод). Число мод зависит от соотношения диаметра сердцевинки ( $d$ ) и длины волны ( $\lambda$ ). С увеличением диаметра световода число передаваемых мод резко возрастает. Существующие волоконные световоды ( $d=50$  мкм) являются многомодовыми. Для обеспечения одномодового режима передачи необходимо иметь очень малый диаметр сердцевинки световода - порядка 8 ... 10 мкм.

При многомодовой передаче пути следования разных лучей различны. И они приходят к концу линии в различные отрезки времени ( $t_1, t_2, t_3$ ). В результате их суммирования импульс на приеме растекается и искажается (дисперсия). Это приводит к ограничению пропускной способности линии ( $\Delta F$ ) и дальности передачи ( $l$ ) по ней. При одномодовой передаче распространяется лишь один луч, поэтому форма сигнала сохраняется. Это позволяет осуществлять широкополосную связь на большие расстояния

В настоящее время одномодовую передачу принято осуществлять на гибридной волне  $HE_{11}$ , обладающей способностью передавать сигнал во всем диапазоне частот без отсечки. У этой волны магнитные линии в горизонтальной плоскости имеют такую же структуру, как электрические в вертикальной.

Многомодовые волокна, у которых диаметр сердцевинки больше длины волны ( $d > \lambda$ ), можно рассчитывать упрощенным *лучевым методом*. Одномодовые волокна, диаметр которых соизмерим с длиной волны ( $d \approx \lambda$ ), требуют строгого волнового расчета.

Рассмотрим лучевую трактовку распространения оптической энергии по волоконному световоду (ВС). При очень высоких частотах почти вся энергия поля концентрируется внутри сердцевинки световода; с уменьшением частоты происходит перераспределение поля, и оно переходит в окружающее пространство. При определенной частоте  $f_0$  - критической или частоте отсечки поле больше не распространяется вдоль световода и вся энергия рассеивается в окружающем пространстве.

Передача по световоду проходит в выгодных условиях. Во втором случае ( $\lambda \rightarrow d$  и  $f \rightarrow c/\lambda$ ) угол  $\theta \rightarrow 0^\circ$  — волна испытывает большое число отражений и поступательное движение ее весьма мало. В результате вдоль световода передается незначительная доля энергии.

При определенной длине волны наступает такой режим, когда  $\theta=0$ , волна падает на оболочку световода и отражается перпендикулярно. В световоде

устанавливается режим стоячей волны, и энергия вдоль световода не перемещается. Это соответствует случаю критической длины волны  $\lambda \approx d$  и критической частоты  $f_0 = c/\lambda = c/d$ . Таким образом, в ВС могут распространяться лишь волны длиной меньше, чем диаметр сердцевин световода.

Изложенное дает основание сделать вывод, что при частотах выше критической  $f_0$  вся энергия поля концентрируется внутри сердечника световода и эффективно распространяется вдоль него. Ниже критической частоты энергия рассеивается в окружающем пространстве и не передается по световоду.

Особенности различных направляющих систем связаны с частотными ограничениями при передаче по ним энергии. Принципиально различен частотный диапазон передачи по волноводным и двухпроводным системам. Волноводные системы имеют частоту отсечки - критическую частоту  $f_0$ , ведут себя как фильтры ВЧ, и по ним возможна лишь передача волн длиной меньше  $\lambda_0$ . Волна  $HE_{11}$  не имеет критической частоты.

Двухпроводные системы свободны от этих ограничений и способны передавать весь диапазон частот от нуля и выше, однако потери и затухание в них больше.

Учитывая, что в световоде границей раздела сред «сердцевина-оболочка» являются прозрачные стекла, возможно не только отражение оптического луча, но и проникновение его в оболочку. Для предотвращения перехода энергии в оболочку и излучения в окружающее пространство необходимо соблюдать условие *полного внутреннего отражения*.

По законам геометрической оптики в общем виде на границе «сердечник-оболочка» будут падающая волна с углом  $\varphi_n$ , отражения с углом  $\varphi_0$  и преломленная волна с углом  $\varphi_{np}$ . Известно, что при переходе из среды с большей плотностью в среду с меньшей плотностью, т. е. при  $n_1 > n_2$ , волна при определенном угле падения полностью отражается и не переходит в другую среду. Угол падения  $\varphi_n$ , начиная с которого вся энергия отражается от границы раздела сред, т. е. при  $\varphi_n = \theta_c$ , называется углом *полного внутреннего отражения*:

$$\sin \theta_c = \sqrt{n_1/n_2} = \sqrt{\mu_2 \varepsilon_2 / \mu_1 \varepsilon_1} \quad (7.5)$$

где  $\mu$  и  $\varepsilon$  - соответственно магнитная и диэлектрическая проницаемости сердечника ( $\mu_1, \varepsilon_1$ ) и оболочки ( $\mu_2, \varepsilon_2$ ).

При  $\varphi_n = \theta_c$  преломленный луч проходит вдоль границы раздела сердцевина-оболочка и не излучается в окружающее пространство. Режим полного внутреннего отражения предопределяет условие подачи света на входной торец ВС. Световод пропускает лишь свет, заключенный в пределах телесного угла ( $\theta_{(A)}$ ), величина которого обусловлена углом полного внутреннего отражения ( $\theta_{(B)}$ ). Телесный угол  $\theta_{(A)}$  характеризуется апертурой.

*Апертура*—это угол между оптической осью и одной из образующих светового конуса, попадающего в торец волоконного световода, при котором выполняется условие полного внутреннего отражения.

Обычно пользуются понятием числовой апертуры:

$$NA = \sin \theta_{(A)} = \sqrt{n_1/n_2} . \quad (7.6)$$

В действующих технических условиях  $NA=0,2$ .

Следует стремиться к тому, чтобы угол падения луча на границу «сердцевик—оболочка»  $\varphi_n$  был больше угла полного внутреннего отражения  $\theta_{(B)}$  и находился в пределах от  $\theta_{(B)}$  до  $90^\circ$ , а угол ввода луча в торец световода  $\varphi$  укладывался в апертурный угол  $\theta_{(A)}$  ( $\varphi > \theta_{(A)}$ ).

Обычно режим работы ВС характеризуется обобщенным параметром  $V$ , включающим радиус сердцевинки, длину волны и показатель преломления сердцевинки и оболочки. Этот параметр называется нормированной (характеристической) частотой:

$$V = (2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}) / \lambda . \quad (7.7)$$

Одномодовый режим реализуется, если нормированная частота  $V \leq 2,405$ .  
Число мод в ВС

$$N = V^2/2(1-2/u), \quad (7.8)$$

$u$  - показатель степени изменения профиля показателя преломления. Для ступенчатого ВС ( $u=\infty$ ) -  $N=V^2/2$ , для градиентного ( $u=2$ ) -  $N=V^2/4$ .

Из формул видно, что чем больше диаметр сердцевинки ВС и меньше длина волны, тем больше возникает мод. В градиентных ВС число мод в 2 раза меньше, чем в ступенчатых.

Применяемые в настоящее время ВС с диаметром сердцевинки  $d=50$  мкм являются многомодовыми. Для получения одномодового режима необходимо диаметр сердцевинки существенно уменьшить (примерно до 8 мкм). Это вызывает трудности при изготовлении ВС с требуемыми допусками, а также при сращивании и вводе сигнала в ВС.

Установлено, что эти трудности можно преодолеть при применении многослойных световодов (три-четыре слоя), а также за счет треугольного профиля показателя преломления сердцевинки и профиля типа  $W$ . При треугольном профиле сохраняется одномодовый режим при диаметре сердцевинки 20 мкм (вместо 8 мкм для ступенчатого профиля).

В общем случае в волоконном световоде могут существовать три типа волн: направляемые, вытекающие, излучаемые. Действие и преобладание какого-либо типа волн связаны в первую очередь с апертурой, соотношением углов падения волны ( $\varphi$ ) и полного внутреннего отражения ( $\theta_e$ ).

*Направляемые волны.* (НВ), или волны сердцевинки, - это основной тип волн, распространяющихся по световоду. В этом случае вся энергия сосредоточена внутри сердцевинки световода и обеспечивает передачу

информации. Направляемые волны возбуждаются при вводе лучей в торец световода под углом  $\varphi > \theta_0$ , т. е. в пределах апертурного угла.

*Излучаемые волны* (ИВ), или пространственные волны, возникают при вводе луча под углом  $\varphi \leq \theta_0$ , т. е. вне апертуры. Здесь вся энергия уже в начале линии излучается в окружающее пространство и не распространяется вдоль световода. Это связано с дополнительными потерями энергии. Излучаемые волны и рассеяние энергии также возникают в местах нерегулярностей световодов.

Промежуточное положение занимают *вытекающие волны* (ВВ), или волны оболочки. В данном случае энергия частично распространяется вдоль световода, а часть ее переходит в оболочку и излучается в окружающее пространство. Вытекающие волны образуются в первую очередь за счет косых лучей. Излучаемые и вытекающие волны - это паразитные волны, приводящие к рассеянию энергии и искажению за счет интерференции передачи по световоду. Из-за этих волн в первую очередь. Возникают переходные влияния и помехи в соседних световодах.

Следует иметь в виду, что по ВС распространяются два вида лучей: меридиональные и косые (рис. 6.4). *Меридиональные лучи* расположены в плоскости, проходящей через ось световода. *Косые лучи* движутся по сложной траектории и не пересекают ось световода.

## 7.5. ВОЛНОВАЯ ТЕОРИЯ СВЕТОВОДОВ

Волновая теория включает рассмотрение процесса распространения света как разновидности электромагнитных волн. Математически решения осуществляются на основе уравнений Максвелла с использованием цилиндрических функций.

Рассмотрим ВС без потерь двухслойной конструкции. Для описания поведения электромагнитного поля в сердечнике ( $0 < r < a$ ) и оболочке ( $a < r < b$ ) необходимо использовать различные функции. Исходя из физической сущности процессов функции внутри сердечника при  $r=0$  должны быть конечными, а в оболочке должны описывать спадающее поле.

Используем цилиндрическую систему координат, ось которой совместима с осью цилиндра.

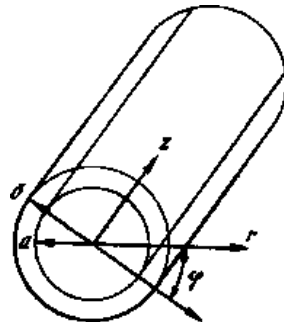


Рис. 7.1. К выводу уравнения напряженности электрического и волоконного световода.

Поперечные составляющие магнитного полей могут быть выражены через продольные составляющие  $E_z$  и  $H_z$ . Для сердечника имеем следующую систему уравнений:

$$(\partial^2 E_z / \partial r^2) + (\partial E_z / \partial r) + (\partial^2 E_z / \partial \varphi) + g_1^2 E_z = 0, \quad (7.9)$$

$$(\partial^2 H_z / \partial r^2) + (\partial H_z / \partial r) + (\partial^2 H_z / \partial \varphi) + g_1^2 H_z = 0. \quad (7.10)$$

Здесь  $g_1^2 = k_1^2 - \beta^2$  — поперечный коэффициент распространения в сердечнике световода;  $\beta$  — коэффициент распространения в световоде;  $k_1$  — волновое число среды с коэффициентом преломления  $n_1$ :

$$k_1 = \omega \sqrt{\mu_{a1} \varepsilon_{a1}} = \omega \sqrt{\mu_o \varepsilon_o} \sqrt{\mu_{r1} \varepsilon_{r1}} = k_0 n_1 = \omega n_1 / c = 2\pi n_1 / \lambda. \quad (7.11)$$

Решение данных уравнений для сердечника следует выразить через цилиндрические функции первого рода — функции Бесселя, имеющие конечные значения при  $r = 0$ . Поэтому для  $r < a$  можно написать

$$E_z = A_n J_n(g_1 r) e^{in\varphi} e^{-\beta z}; \quad H_z = B_n J_n(g_1 r) e^{in\varphi} e^{-\beta z}, \quad (7.12)$$

где  $A_z$  и  $B_z$  — постоянные интегрирования.

Для оболочки имеем аналогичную систему уравнений:

$$(\partial^2 E_z / \partial r^2) + (\partial E_z / \partial r) + (\partial^2 E_z / \partial \varphi) + g_2^2 E_z = 0, \quad (7.13)$$

$$(\partial^2 H_z / \partial r^2) + (\partial H_z / \partial r) + (\partial^2 H_z / \partial \varphi) + g_2^2 H_z = 0.$$

Здесь  $g_2^2 = \beta_2^2 - k_2^2$  — поперечный коэффициент распространения в оболочке световода;  $\beta$  — коэффициент распространения в световоде;  $k_2$  — волновое число среды с коэффициентом преломления  $n_2$ :

$$k_2 = k_0 n_2 = \omega \sqrt{\mu_o \varepsilon_o} n_2 = \omega n_2 / c = 2\pi n_2 / \lambda. \quad (7.13)$$

Для решения данных уравнений исходя из условия, что при  $r > \infty$  поле должно стремиться к нулю, следует при  $r > a$  использовать цилиндрические функции третьего рода — функции Ганкеля:

$$E_z = C_n H_n^{(1)}(ig_2 r) e^{in\varphi} e^{-\beta z}; \quad H_z = D_n H_n^{(1)}(ig_2 r) e^{in\varphi} e^{-\beta z}, \quad (7.14)$$

где  $C_n$  и  $D_n$  — постоянные интегрирования.



Постоянные интегрирования  $A_n, B_n, C_n, D_n$  могут быть определены на основании граничных условий. Используем условие равенства тангенциальных составляющих напряженностей электрических и магнитных полей на поверхности раздела «сердцевина оболочка» (при  $r=a$ ):

$$E_{z1}(a) = E_{z2}(a); E(a) = E_{\varphi 2}(a); H_{21}(a) = H_{22}(a); H_{\varphi 1}(a) = H_{\varphi 2}(a). \quad (7.15)$$

Найдя постоянные интегрирования и подставив их в уравнения, после соответствующих преобразований получим следующие характеристические уравнения для различных типов волн:

для симметричных волн

$$1/g_1 a * J_1(g_1 a) / J_0(g_1 a) = 1/ig_1 a * K_1(g_2 a) / K_0(g_2 a) \text{ (для } E_{om}\text{-волн)} \quad (7.16)$$

$$n_1^2 / g_1 a * J_1(g_1 a) / J_0(g_1 a) = n_2^2 / ig_1 a * K_1(g_2 a) / K_0(g_2 a) \text{ (для } H_{om}\text{-волн)} \quad (7.17)$$

для несимметричных гибридных волн

$$1/g_1 a * J_{n+1}^{n-1}(g_1 a) / J_0(g_1 a) = 1/g_2 a * K_{n+1}^{n-1}(g_2 a) / K_n(g_2 a) \quad (7.18)$$

Здесь верхний знак относится к модам  $HE_{nm}$ , а нижний - к модам  $EH_{nm}$ .  $K_n(g_2 a) = H_n(ig_2 a)$  - модифицированная функция Ганкеля.

Для одномодовой системы ( $N=1$ ), которая работает на гибридной волне  $HE$ , характеристическое уравнение имеет весьма простую форму:

$$1/g_1 a * J_1(g_1 a) / J_0(g_1 a) = 1/ig_1 a * K_1(g_2 a) / K_0(g_2 a) \quad (7.19)$$

Полученные уравнения дают возможность определить неизвестные постоянные и найти структуру поля в сердечнике и оболочке ВС. В общем случае уравнения имеют ряд решений, каждому из которых соответствует определенная структура поля, называемая *типом волны* или *модой*.

В световодах могут существовать два типа волн: симметричные и несимметричные дипольные  $EH_{nm}$ ,  $HE_{nm}$ . В индексе  $n$  - число изменений поля по диаметру;  $m$  — число изменений поля по периметру. Симметричные волны электрические  $E_{om}$  и магнитные  $H_{om}$  имеют круговую симметрию ( $n=0$ ). Раздельное распространение по световоду несимметричных волн типов  $E_{nm}$  и  $H_{nm}$  невозможно. В световоде они существуют только совместно, т. е. имеются продольные составляющие  $E$  и  $H$ . Эти волны называются гибридными, дипольными и обозначаются через  $HE_{nm}$ , если поле в поперечном сечении напоминает поле  $H$ , или  $EH_{nm}$ , если поле в поперечном сечении ближе к волнам  $E$ .

Уравнение (6.19) позволяет определять структуру поля, параметры волн и характеристики ВС при различных типах волн и частотах. В общем случае

уравнение (7.19) имеет ряд решений, каждому из которых соответствует определенный тип волны.

Лучевая теория света допускает распространение по световоду большого числа лучей - всех лучей, падающих в апертурный конус световода. По волновой теории по световоду распространяется лишь ограниченное число волн с дискретными углами. Часть промежуточных волн за счет интерференции гасит друг друга и ослабляется.

Типы волн, распространяемые по световоду, называются *модами*.

В приведенных формулах индексом  $n$  нумеруется порядок функции, а  $m$  - номер корня (порядок решения), удовлетворяющего граничным условиям для данного порядка функции Бесселя.

Обычно режим работы световода характеризуется обобщенным параметром  $V$ , включающим радиус сердечника, длину волны и коэффициенты преломления сердечника и оболочки. Этот параметр называется нормированной (характеристической) частотой. Он определяется как сумма аргументов функций Бесселя -  $g_1 a$  и Ганкеля -  $g_2 a$ .

$$V = g_1 a + g_2 a = (2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}) / \lambda, \quad (7.20)$$

Рассмотрим критические частоты и длины волн световодов. В волоконных световодах при очень высоких частотах почти вся энергия поля концентрируется внутри сердцевинки световода. С уменьшением частоты происходит перераспределение поля, и оно переходит в окружающее пространство. При определенной частоте  $f_0$  - критической, или частоте отсечки, поле больше не распространяется вдоль световода и вся энергия рассеивается в окружающем пространстве.

Воспользуемся ранее приведенными соотношениями  $g_1^2 = k_1^2 - \beta^2$  (при  $r < a$ );  $g_2^2 = \beta^2 - k_2^2$  (при  $r > a$ ). Имея в виду, что  $k_1 = k_0 n_1 = (2\pi f/c)n_1$  и  $k_2 = k_0 n_2 = (2\pi f/c)n_2$ , получаем  $g_1^2 + g_2^2 = k_0^2 (n_1^2 - n_2^2)$ .

Для определения критической частоты  $f_0$  надо принять  $g_1^2 = 0$  (при всех значениях  $g_2 > 0$  поле концентрируется в сердцевине световода, а при  $g_2 = 0$  оно выходит из сердцевинки, и процесс распространения по световоду прекращается). Условие  $g_2 = 0$  соответствует по закону геометрической оптики углу полного внутреннего отражения, при котором отсутствует преломленная волна, а есть только падающая и отраженная волны. В данном случае имеем  $g_1^2 = k_0^2 (n_1^2 - n_2^2)$ . Подставив сюда значение  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$ , определим критическую частоту световода  $f_0 = g_1 c / (2\pi \sqrt{n_1^2 - n_2^2})$ .

Умножим числитель и знаменатель на параметр  $a$  (радиус сердечника); тогда

$$f_0 = g_1 a c / (\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}). \quad (7.21)$$

Соответственно критическая длина волны, передаваемой по световоду,

$$A_0 = v_1/f_0 = (\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}) / g_1 a n_1 \quad (7.22)$$

где  $g_1 a = p_{nm}$ .

Сравнивая эту формулу с ранее полученной методом геометрической оптики, видим полную тождественность. Отметим, что разница лишь в параметре  $g^*a$  характеризующем тип волны.

Анализируя полученные соотношения, можно отметить, что чем толще сердцевина световода и чем больше отличаются  $n_1$  и  $n_2$ , тем больше критическая длина волны и соответственно ниже критическая частота ВС. Из формул видно также, что при равенстве оптических характеристик, в первую очередь диэлектрической проницаемости сердцевины и оболочки, т. е. при  $n_1 = n_2$  критическая длина волны  $\lambda_0 = 0$ , а критическая частота  $f_0 = 0$  и передача по такому световоду невозможна. Это имеет свое логическое обоснование: при отсутствии границы световод перестает действовать как направляющая система передачи.

Для определения критических частот различных типов волн рассмотрим корни ранее полученного выражения бесселевых функций  $J_{0m}(g_1 a)$  для симметричных и  $J_{nm}(g_1 a)$  несимметричных волн. Эти равенства дают бесконечное число корней, значения которых приведены в табл. 6.1.

Таблица 7.1

$n$	Значение корня $g_1^*a$ при $m$ , равном			Тип волны
	1	2	3	
0	2,405	5,520	8,654	$E_{0m}, H_{0m}$
1	0,000	3,832	7,016	$HE_{nm}$
1	3,832	7,016	10,173	$EH_{nm}$
2	2,445	5,538	8,665	$HE_{nm}$
2	5,136	8,417	11,620	$EH_{nm}$

Корни бесселевых функций ( $g_1 a = p_{nm}$ ) могут быть представлены в следующем виде. При частоте отсечки  $g_2 = \sqrt{\beta^2 - k_2^2}$ , поэтому имеем  $\beta = k_2$ . Тогда  $p_{nm} = g_1 a = \sqrt{k_1^2 - \beta^2} a = (2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}) / \lambda_0$ .

Сравнивая полученную формулу с формулой нормированной частоты (7.10), видим, что отличие их состоит лишь в том, что вместо общей величины  $\lambda$  взят ее частный случай  $\lambda_0$ .

Таким образом, каждая мода имеет нормированную частоту, которая определяет область ее существования. При такой трактовке табл. 7.1 содержит в колонке «Значение корня» нормированные частоты  $V_0$  для волн, тип которых указан в правой колонке таблицы, а индекс  $n m$  составлен из чисел левого столбца и верхней строки, соответствующей клетке, в которой находится данная величина  $V_0$ . Каждой  $V_0$  соответствует критическая частота  $f_0$ .

При  $V < V_0$  имеем  $f < f_0$ , т. е. частота меньше критической и волна по

сердцевине волокна не распространяется (не существует). Область существования волны, имеющей нормированную частоту отсечки  $V > V_o$  составляет  $f > f_o$ . Из таблицы видно, что только для несимметричной волны  $HE_{11}$  значение  $V_o = 0$ , следовательно, эта волна не имеет критической частоты и может распространяться при любой частоте в диаметре сердечника. Все другие волны не распространяются на частотах ниже критической. Из таблицы также следует, что с увеличением частоты появляются новые типы волн. Начиная с  $V = 2,405$ , появляются волны  $E_{01}H_{01}$  и  $HE_{21}$ , при  $V = 3,832$  возникают дополнительные волны  $H_{12}$ ,  $EH_{11}$ ,  $HE_{31}$  и т. д.

Итак, в световоде распространяется лишь один тип волны  $HE_{11}$ , когда соблюдается условие  $0 < V < 2,405$ . При выборе частоты передачи или толщины сердечника световода исходят из этого условия. Выбирая параметры световода таким образом, чтобы не могли распространяться высшие моды, можно получить режим передачи только одной моды  $HE_{11}$ . Такая ситуация реализуется при условии

$$V = (2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}) < 2,405. \quad (7.23)$$

Это условие можно выполнить, уменьшая либо разность показателей преломления, либо радиус сердечника. Для типичного случая ( $n_1 = 1,5$  и  $n_2 = 1,49$ )  $V \approx 0,6a/\lambda$ , и, следовательно, максимальное значение диаметра сердечника ( $2a$ ) составит 6,8 мкм при  $\lambda = 0,85$  мкм и 12,8 мкм при  $\lambda = 1,6$  мкм. Волна  $HE_{11}$  используется при передаче по одномодовым световодам. Здесь магнитные линии в горизонтальной плоскости имеют такую же структуру, что и электрические в вертикальной (рис.7.2).

Достоинством одномодовых систем являются весьма широкий диапазон частот и большая пропускная способность, так как с увеличением числа мод ширина полосы передаваемого сообщения уменьшается.

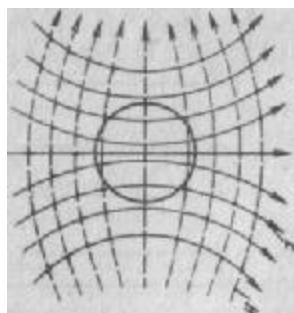


Рис. 7.2. Структура поля гибридной волны  $HE$  в световоде.

При увеличении диаметра сердечника волокна менее надежны и имеют большие потери на вводе в световоде, поэтому они используются в основном на междугородных ВОЛС, обеспечивая большую дальность связи и высокую пропускную способность.

Зависимость появления новых мод с ростом  $V$  показана в табл. 7.2.

Таблица 7.2

Область значения	Дополнительные моды	Число мод
0 2,405	$HE_{11}$	1
2,405 ... 3,832	$H_{01}, E_{01}, HE_{21}$	6
3,832... 5,136	$HE_{12}, EH_{11}, HE_{32}$	12
5,136... 5,520	$EH_{21}, HE_{11}$	16
5,520 ... 6,380	$H_{02}, E_{02}, HE_{22}$	20

Общее число передаваемых мод в световодах может быть определено по формулам

$$N = V^2 = (2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} / \lambda)^2 - \text{ для ступенчатого профиля; } \quad (7.24)$$

$$N = V^2/2 = 0,5(2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} / \lambda)^2 - \text{ для градиентного профиля. } \quad (7.25)$$

Из таблицы видно, что градиентные световоды имеют в 2 раза меньшее число мод по сравнению со ступенчатыми. Для уменьшения числа мод следует уменьшить диаметр световода и параметр  $\sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ .

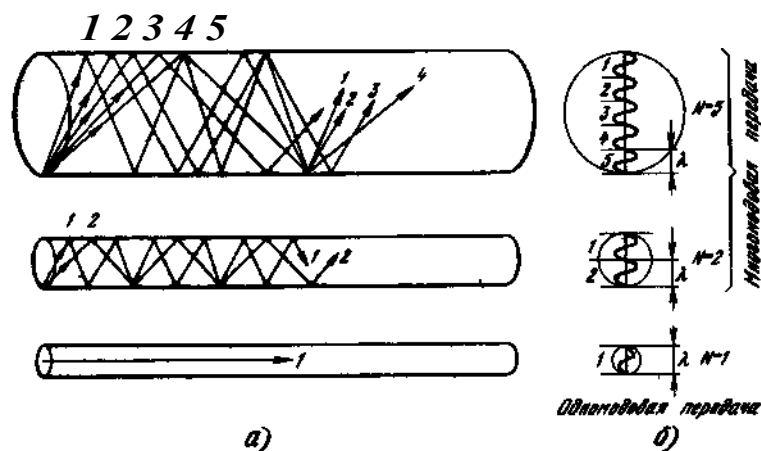


Рис. 7.3. Лучевая (а) и волновая (б) схемы передачи по световоду.

С увеличением диаметра сердцевины световода число передаваемых мод резко возрастает. На рис. 7.3 приведены одномодовая ( $N = 1$ ) и многомодовая ( $N = 2$  и  $N = 5$ ) схемы передачи по световодам. Наряду с волновой схемой здесь также приведена лучевая схема, из которой видно, что одномодовой передаче соответствует один луч, а многомодовой в данном примере - два и пять лучей.

Представляет интерес сопоставить классификацию электромагнитных волн с лучевой классификацией, т. е. связать электромагнитную волновую теорию с лучевой теорией геометрической оптики.

Выше было показано, что по световодам возможна передача двух видов лучей: меридиональных и косых (рис. 7.4).

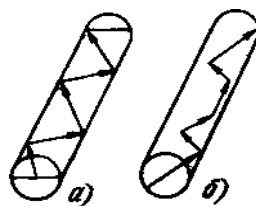


Рис. 7.4. Меридиональные (а) и косые (б) лучи

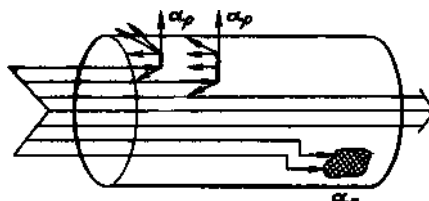


Рис. 7.5. Механизм потерь в световоде:  $\alpha_n$  - поглощение энергии;  $\alpha_p$  - рассеяние на нерегулярностях.

*Меридиональные лучи* расположены в плоскости, проходящей через ось ВС. *Косые лучи* не пересекают ось световода. Меридиональным лучам соответствуют симметричные электрические  $E_{om}$  и магнитные  $H_{om}$  волны; косым лучам - несимметричные гибридные волны  $HE_{nm}$  и  $EH_{nm}$ . Если точечный источник излучения расположен на оси световода, то имеются только меридиональные лучи и соответственно симметричные волны  $E_{om}$ ,  $H_{om}$ . Если же точечный источник расположен вне оси световода или имеется сложный источник, то появляются одновременно как меридиональные, так и косые лучи и свойственные им симметричные  $E_{om}$ ,  $H_{om}$  и несимметричные гибридные ( $HE_{nm}$ ,  $EH_{nm}$ ) волны.

Несимметричные волны типа  $E_{nm}$  и  $H_{nm}$  в волоконных световодах существовать не могут. Эти волны возбуждаются в металлических волноводах.

## 7.6. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И ЗАТУХАНИЕ

Оптические кабели характеризуются двумя важнейшими передаточными параметрами - затуханием и дисперсией. Затухание определяет длину регенерационных участков (расстояние между регенераторами). Затухание световодных трактов ОК (а) обусловлено собственными потерями в ВС ( $a_c$ ) и дополнительными потерями, так называемыми кабельными ( $a_k$ ), обусловленными структурой, а также деформацией и изгибами световодов при наложении покрытий и защитных оболочек в процессе изготовления ОК. Собственные потери волоконных световодов состоят в первую очередь из потерь поглощения ( $\alpha_n$ ) и потерь рассеяния ( $\alpha_p$ ).

Механизм потерь, возникающих при распространении по ВС электромагнитной энергии, иллюстрируется на рис. 7.5.

Часть мощности, поступающей на вход световода, рассеивается

вследствие изменения направления распространяемых лучей на нерегулярностях и их высвечивания в окружающее пространство ( $\alpha_p$ ), другая часть мощности поглощается посторонними примесями, выделяясь в виде джоулева тепла ( $\alpha_n$ ).

Потери на поглощение существенно зависят от чистоты материала и при наличии посторонних примесей могут достигать значительной величины ( $\alpha_n + \alpha_{np}$ ). Потери на рассеяние лимитируют предел минимально допустимых значений потерь в ВС. В результате  $\alpha = \alpha_n + \alpha_p + \alpha_{np} + \alpha_k$ .

Затухание за счет поглощения  $\alpha_n$  связано с потерями на диэлектрическую поляризацию, линейно растет с частотой и существенно зависит от свойства материала световода ( $tg \delta$ ).

Затухание поглощения  $\alpha_n$  определяется отношением величины потерь в световоде к удвоенному значению всей мощности, передаваемой по световоду:  $\alpha = P_n / 2P$ , где  $P_n = GU^2$ ,  $P = U^2 / Z_B$ . Тогда  $\alpha_n = GZ_B / 2$ , где  $G = \omega \epsilon_0 tg \delta$  — проводимость материала световода;  $Z_B$  - волновое сопротивление.

Если  $v = 1 / \sqrt{\mu_a \epsilon_a}$  - скорость распространения энергии по световоду, то, используя условия  $v = c/n$  и  $c = \lambda f$ , получаем формулу расчета потерь на поглощение в световоде, дБ/км:

$$\alpha_n = (8,69 \pi n tg \delta * 10^3) / \lambda \quad (7.26)$$

Из формулы видно, что частотная зависимость затухания поглощения имеет линейный характер.

*Рассеяние* обусловлено неоднородностями материала ВС, размеры которых меньше длины волны, и тепловой флуктуацией показателя преломления. Величина потерь на рассеяние, называемое рэлеевским, определяется формулой, дБ/км:

$$\alpha_n = K_p / \lambda^4, \quad (7.27)$$

где  $K_p$  - коэффициент рассеяния.

Потери на рэлеевское рассеяние определяют нижний предел потерь, присущих ВС. Этот предел разный для различных волн и с увеличением длины волны уменьшается.

На рис. 7.6 представлены частотные зависимости коэффициента затухания ВС. Из представленных графиков видно, что потери на поглощение растут линейно с увеличением частоты, а потери на рассеяние существенно быстрее - по закону  $f^4$ .

Потери энергии значительно возрастают из-за наличия в материале ВС посторонних примесей ( $\alpha_{np}$ ), таких как гидроксильные группы (ОН), ионы металлов (Fe, Cu, Ni, Co).

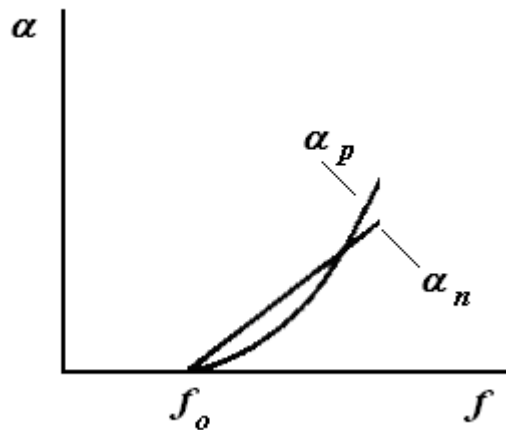


Рис 7.6. Частотная зависимость коэффициентов затухания поглощения  $\alpha_n$  и затухания рассеяния  $\alpha_p$ .

В табл. 7.3 приведены значения коэффициента затухания различных кварцевых стекол, а также длины регенерационных участков  $L_p = 30/\alpha_3$ , исходя из энергетического потенциала аппаратуры  $\alpha_3 = 30$  дБ.

Таблица 7.3

СТЕКЛО	$\alpha$ , дБ/км	$L_p$ , км
Оконное	3000	0.01
Для фото	300	0.1
Стекло СС--1970	20	1.5
1980	3	10
1990	0.3	100

Из таблицы видно, что обычное оконное стекло за счет примесей имеет очень большое затухание и требует установки регенераторов через каждые 10 м. Начиная с 1970 г. качество стекла постоянно улучшается, а длина регенерационного участка доведена до 100 км. Сегодня известны стекла с затуханием 0,1 - 0,2 дБ/км.

При  $\lambda > 2$  мкм начинают проявляться потери на поглощение передаваемой мощности. Это явление проявляется с ростом длин волн и углублением в инфракрасную область оптического спектра. Величина этих потерь  $\alpha_{нк}$  пропорциональна показательной функции и уменьшается с ростом частоты по закону, дБ/км:

$$\alpha_{нк} = C e^{-K/\lambda} \quad , \quad (7.28)$$

где  $C$  и  $K$  – постоянные коэффициенты. Для кварца  $K = (0,7 \dots 0,9) \cdot 10^{-6}$



М.

На рис. 6.6 приведены типовые зависимости всех составляющих потерь от длины волны:  $\alpha_n$  - поглощение;  $\alpha_p$  - рассеяние;  $\alpha_{np}$  - примеси;  $\alpha_{нк}$  - поглощение в инфракрасной области.

Кроме собственных потерь  $\alpha_c$  надлежит учитывать также дополнительные кабельные потери  $\alpha_k$ . Кабельные потери обусловлены деформацией ОВ в процессе изготовления кабеля: скруткой, изгибами, отклонениями от прямолинейности, а также термомеханическими воздействиями на волокна при наложении оболочек и покрытий и другими факторами, обусловленными технологией производства.

При расчете оптических трактов следует учитывать потери, вносимые срезками.

Кроме собственных потерь надлежит учитывать также дополнительные потери (кабельные), связанные с геометрией волокна и наличием оболочки ( $\alpha = \alpha_c + \alpha_k$ ). Основными факторами, которые приводят к потерям за счет геометрии волокна, являются: непостоянство размеров поперечного сечения сердцевины волокна по длине и неровности границы раздела, «сердцевина - оболочка», а также нерегулярности, связанные с наличием микро- и макроизгибов волокна.

*Макроизгибы* обусловлены скруткой волоконных световодов по геликоиде вдоль всего ОК. *Микроизгибы* связаны с конструктивными и технологическими неоднородностями ВС в процессе его изготовления (рис. 5.49) Дополнительное затухание из-за потерь на излучение при макроизгибах, дБ:

$$\alpha_{из} = 10 \lg \left| (n_1^2 - n_2^2) / (n_1^2 - [(R+1)/(R-1)] * n_2^2) \right|, \quad (7.29)$$

где  $R = R_{из} / 2a$ ;  $R_{из}$  - радиус изгиба;  $a$  — радиус сердцевины волокна;  $n_1, n_2$  — показатели преломления сердцевины и оболочки волокна соответственно.

При достаточно хорошо отработанной технологии производства ОК доминируют потери на микроизгибы. Наличие оболочки и защитного покрытия волокна также приводит к дополнительным потерям вследствие частичного проникновения поля в эти среды. Установлено, что все кабельные потери значительно увеличивают затухание. Так, если собственное затухание световода  $\alpha_c = 2$  дБ/км, то за счет дополнительных кабельных потерь оно возрастает до 2,5 дБ.

На рис. 7.7 показано изменение затухания ВС в зависимости от длины волны для кварцевого стекла, очищенного от посторонних примесей.

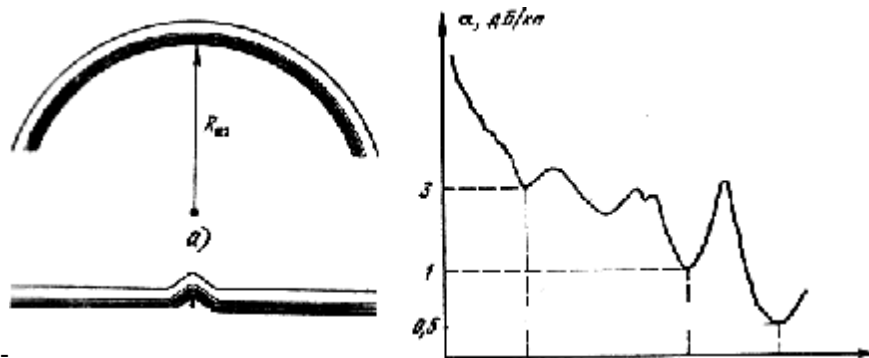


Рис. 7.7. К расчету затухания из-за потерь на излучение при макроизгибах (а) и микроизгибах (б).

На графике четко видны три окна прозрачности световода. С увеличением длины волны затухание снижается и соответственно увеличивается длина регенерационного участка (табл. 7.4).

Таблица 7.4

$\lambda$ , мкм	0,85	1,3	1,55
$\alpha$ , дБ/км	2...3	0,7... 1,0	0,3 ... 0,4
$l_p$ , км	10 ..15	30 ... 40	70 ... 100

Из таблицы следует, что наиболее целесообразна работа ОК на волнах 1,3 и 1,55 мкм. Представляет интерес сопоставить частотные зависимости затухания оптических и электрических кабелей.

Коэффициент затухания электрических кабелей с медными проводниками (коаксиальных и симметричных) закономерно растет с частотой по закону  $\sqrt{f}$ . В оптических кабелях в весьма широкой полосе частот затухание стабильно, поэтому можно наращивать каналы и увеличивать мощность системы передачи без установки дополнительных усилительных пунктов.

Важнейшим участком волоконно-оптического тракта является ввод излучения лазера (Л) или светодиода (СД) в оптическое волокно - световод. Качество ввода зависит от соотношения площадей излучателя  $S_{И}$  и сердцевины световода  $S_c$ . Существенно качество ввода зависит и от апертуры световода ( $A$ ), так как только в пределах апертурного угла излучение эффективно вводится в световод.

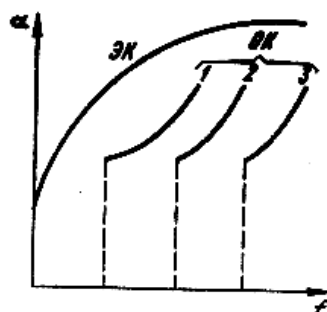


Рис. 7.8. Частотная зависимость затухания кабелей электрических (ЭК) и оптических (ОК): ступенчатых (1), градиентных (2) и одномодовых (3).

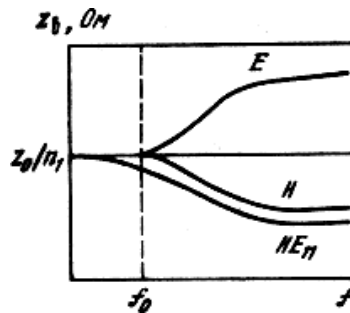


Рис. 7.9. Частотная зависимость волнового сопротивления световодов.

Обычно площадь излучателя больше площади сердцевины световода, поэтому не вся излучаемая энергия поступает в оптический тракт. Потери энергии на вводе учитываются формулой, дБ:

$$\alpha_b = 10 \lg \left| (2S_w / mA^2 S_c) \right|. \quad (7.30)$$

Для расчетов могут быть приняты следующие данные:  $S_w = 150$  мкм для лазера; 500 мкм для светодиода;  $S_c = \pi 8^2 / 4$  мкм для одномодового волокна;  $\pi 50^2 / 4$  - для многомодового;  $A = 0,2$ ;  $m=2$  для светодиода;  $m = 10$  для лазера.

Расчеты и измерения показывают, что обычно потери на вводе многомодового волокна больше, чем одномодового. Повышение эффективности ввода излучения достигается применением согласующего оптического устройства в виде увеличительной линзы (или комбинации линз), которая устанавливается между излучателем и торцом световода.

## 7.7. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ, КОЭФФИЦИЕНТ ФАЗЫ И СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ПО СВЕТОВОДАМ

Волновое сопротивление ВС может быть определено на основе выражений для электрического  $E$  и магнитного  $H$  полей:  $Z_B = E_r / H_\phi$  или  $Z_B = E_\phi / H_r$ . Для электрической волны

$$Z_B^{(E,EH)} = (Z_0/n_1) \sqrt{1 - (f_0/f)^2 (1 - n_2^2/n_1^2)}, \quad (7.31)$$

для магнитной волны

$$Z_B^{(E,EH)} = 1 / ((Z_0/n_1) \sqrt{1 - (f_0/f)^2 (1 - n_2^2/n_1^2)}), \quad (7.32)$$

где  $Z_0 = 376,7$  Ом - волновое сопротивление электромагнитной волны в

свободном пространстве;  $n_1$  и  $n_2$  — показатели преломления сердцевины и оболочки;  $f$  - расчетная частота.

На рис. 7.9 приведены частотные графики волнового сопротивления для волн типов Е и Н. Из рисунка видно, что  $Z_B$  электрической волны с увеличением частоты растет, а магнитной волны - падает. При критической частоте  $f_0$  волновое сопротивление  $Z/n_1 \approx 250 \dots 260$  Ом. Волна  $HE_{11}$  не имеет критической частоты.

Коэффициент фазы  $\beta$  связан с поперечными коэффициентами распространения в сердцевине  $g_1$  и оболочке  $g_2$  следующими соотношениями:  $g_1^2 = k_0^2 n_1^2 - \beta^2$  и  $g_2^2 = \beta^2 - k_0^2 n_2^2$ . Отсюда  $k_0^2 n_2^2 \leq \beta^2 \leq k_0^2 n_1^2$ .

Из рис. 7.10 видно, что с увеличением частоты коэффициент фазы  $\beta$  изменяется от значений  $k_2$  в оболочке до значений  $k_1$  в сердцевине, т. е. чем выше частота, тем больше концентрируется энергия в сердцевине световода.

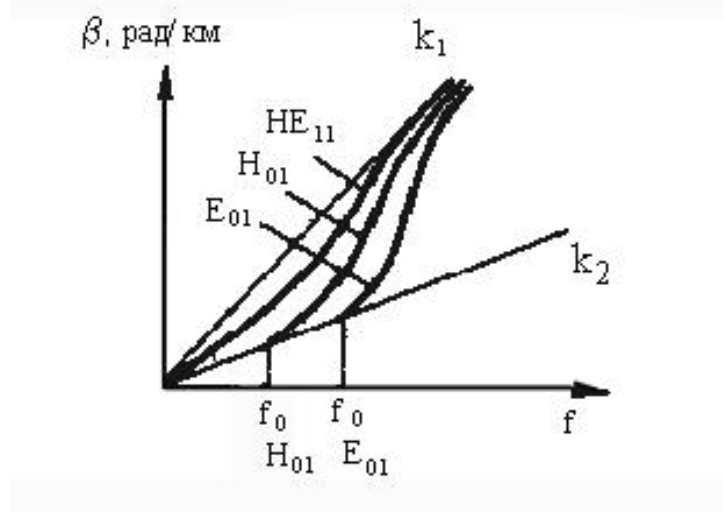


Рис.7.10. Частотная зависимость коэффициента фазы световода.

Фазовая скорость распространения может быть определена из ранее приведенного соотношения  $k_0^2 n_2^2 \leq \beta^2 \leq k_0^2 n_1^2$ . Имея в виду, что  $v_\phi = \omega/\beta$  и  $k_0 = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \omega$ , получаем

Отсюда видно, что фазовая скорость меняется в пределах от  $c/n_1$  до  $c/n_2$ . При критической частоте  $v_\phi$  равна скорости в оболочке  $c/n_2$ , а при очень высоких частотах вся энергия концентрируется в сердцевине и определяется соотношением  $c_1/n_1$  (рис. 7.11).

Следует иметь в виду, что скорость распространения волны по световоду всегда меньше скорости света ( $v_\phi < c$ ) и составляет примерно 200 000 км /с.

Фазовая скорость может быть рассчитана по формуле

$$v_\phi = c / (n_1 \sqrt{1 - (f_0 / f)^2 (1 - n_2^2 / n_1^2)}), \quad (7.33)$$

где  $f_0$  и  $f$  - соответственно критическая и расчетная частоты.

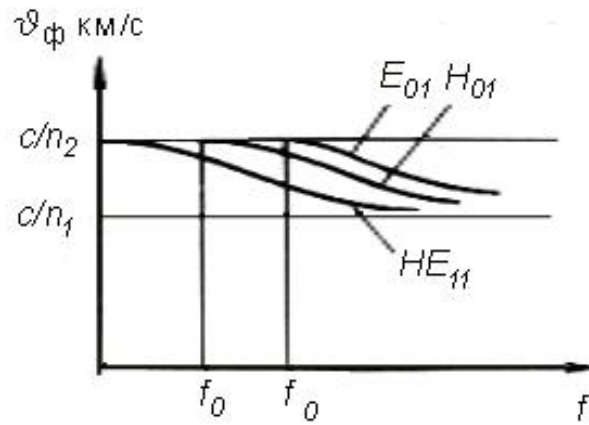


Рис 7.11. Частотная зависимость фазовой скорости распространения в световоде.

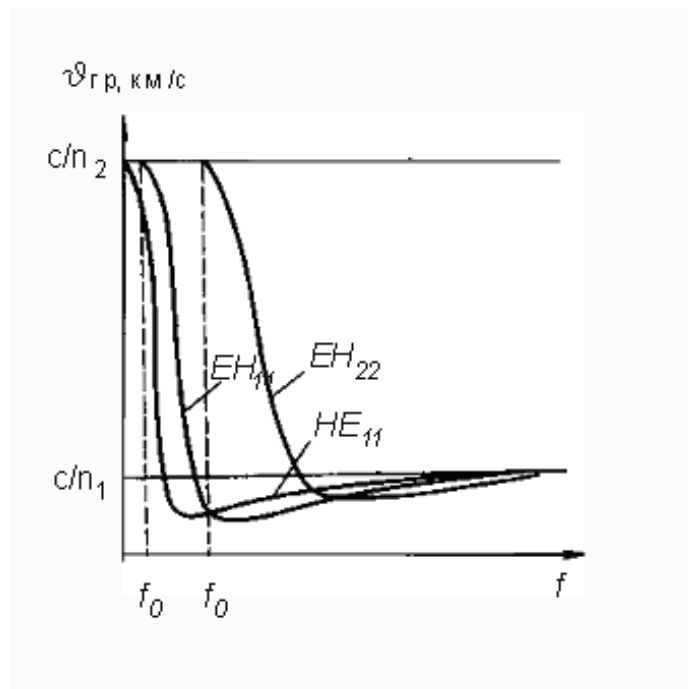


Рис. 7.12. Частотная зависимость групповой скорости распространения в световоде.

Групповая скорость распространения определяется выражением

$$v_{gp} = d\omega/d\beta \quad \text{или} \quad v_{gp} = c / (n + \omega * dn/d\omega), \quad (7.34)$$

где  $\omega$  - частота;  $n$  - показатель преломления;  $c$  - скорость света.

На рис. 7.12 приведены значения групповых скоростей различных волн. Характер частотной зависимости  $v_{gp}$  довольно сложный. Однако вдали от отсечки для всех волн  $v_{gp} \approx c/n_1$ .

## 7.8. ДИСПЕРСИЯ И ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ

Параметр  $\Delta F$  (пропускная способность) является наряду с затуханием ее

важнейшим параметром ВОСП. Он определяет полосу частот, пропускаемую световодом, и соответственно объем информации, который можно передать по ОК.

В предельном идеализированном варианте по ВС возможна организация огромного числа каналов на большие расстояния, но фактически имеются значительные ограничения. Это обусловлено тем, что сигнал на вход приемного устройства приходит размытым, искаженным, причем чем длиннее линия, тем больше искажается передаваемый сигнал (рис. 7.13). Данное явление носит название дисперсии и обусловлено различием времени распространения различных мод в световоде и наличием частотной зависимости показателя преломления.

Дисперсия - это рассеяние во времени спектральных или модовых составляющих оптического сигнала. Дисперсия приводит к увеличению длительности импульса при прохождении по кабелю.

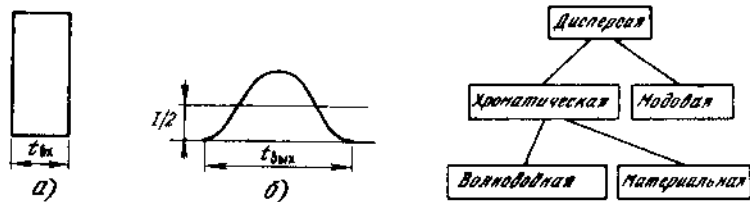


Рис. 7.13. Зависимости длительности импульса в световоде: а - передача, б - прием.

Длительности импульсов на выходе и входе кабеля определяют величину дисперсии по формуле

$$\tau = \sqrt{t_{\text{вых}}^2 - t_{\text{вх}}^2}, \quad (7.35)$$

причем значения  $t_{\text{вых}}$  и  $t_{\text{вх}}$  берутся на уровне половины амплитуды импульсов.

Связь между величиной уширения импульсов и полосой частот, передаваемых по ВС, приближенно выражается соотношением  $\Delta F = 1/\tau$ . Так, если  $\tau = 20$  нс/км, то  $\Delta F = 50$  МГц·км.

Дисперсия не только ограничивает частотный диапазон использования световодов, но и существенно снижает дальность передачи по ОК, так как чем длиннее линия, тем больше проявляется дисперсия и больше уширение импульса.

Пропускная способность ОК существенно зависит от типа ВС (одномодовые, многомодовые, градиентные), а также от типа излучателя (лазер, светодиод).

Причинами возникновения дисперсии являются: некогерентность источников излучения и появление спектра; существование большого количества

мод ( $N$ ).

В первом случае дисперсия называется хроматической (частотной). Она делится на материальную и волноводную (внутримодовую дисперсию). Волноводная дисперсия обусловлена процессами внутри моды и характеризуется зависимостью коэффициента распространения моды от длины волны  $[\gamma \equiv \psi_1(\lambda)]$ . Материальная дисперсия обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны  $[n \equiv \psi_2(\lambda)]$ .

Во втором случае дисперсия называется модовой и обусловлена наличием большого количества мод, время распространения которых различно  $[t \equiv \psi_3(N)]$ .

В геометрической интерпретации соответствующие модам лучи идут под разными углами, проходят различный путь в сердцевине волокна и, следовательно, поступают на вход приемника с различной задержкой.

Результирующее значение уширения импульсов за счет модовой  $\tau_{\text{мод}}$ , материальной  $\tau_{\text{мат}}$  и волноводной  $\tau_{\text{вв}}$  дисперсий

$$\tau = \sqrt{\tau_{\text{мод}}^2 + (\tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}})^2}, \quad (7.36)$$

С учетом реального соотношения вкладов отдельных видов дисперсий имеем для многомодовых волокон уширение импульсов  $\tau = \tau_{\text{мод}}$ , а для одномодовых волокон  $\tau = \tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}}$ .

Величина уширения импульса в многомодовых волокнах за счет модовой дисперсии, которая характеризуется временем нарастания сигнала и определяется как разность между самым большим и самым малым временем прихода в сечение световода на расстоянии  $l$  от начала, может быть рассчитана для ступенчатого и градиентного световода соответственно по формулам

$$\tau_{\text{мод}} = \Delta n_1 \sqrt{l \cdot l_c} / c, \quad (7.37)$$

$$\tau_{\text{мод}} = \Delta^2 n_2 \sqrt{l \cdot l_c} / 2c, \quad (7.38)$$

где  $n_1$  - показатель преломления сердцевины;  $n_2$  - показатель преломления оболочки;  $l$  - длина линии;  $c$  - скорость света;  $l_c$  - длина связи мод, при которой наступает установившийся режим (5 ... 7 км для ступенчатого и 10...15 км градиентного волокон);  $\Delta = (n_1 - n_2) / n_1$ .

Соответственно пропускная способность градиентного световода в  $2/\Delta$  раз меньше, чем ступенчатого, при одинаковых значениях  $\Delta$ . Учитывая, что, как правило,  $\Delta \approx 1\%$ , различие пропускной способности указанных световодов может достигать двух порядков.

Уширения импульса  $\tau$  в одномодовых волокнах могут быть определены по формулам

$$\tau_{\text{мат}} = (\Delta \lambda / \lambda) (\lambda^2 / c) (d^2 n / d \lambda^2) l; \quad (7.39)$$

$$\tau_{BB} = (\Delta\lambda/\lambda) (2n_1^2 \Delta l/c), \quad (7.40)$$

где  $\Delta\lambda/\lambda$  — относительная ширина спектра излучения;  $l$  - длина линии;  $c$  - скорость света;  $\lambda$  - длина волны;  $n_1$  - показатель преломления.

Для расчета  $\tau$  можно воспользоваться также упрощенными формулами  $\tau_{mat} = \Delta\lambda l M(\lambda)$  и  $\tau_{BB} = \Delta\lambda l B(\lambda)$ , где  $\Delta\lambda$  - ширина спектральной линии источника излучения, равная 0,1... 4 Нм для лазера и 15... 80 Нм для световода;  $l$  - длина линии;  $M(\lambda)$  и  $B(\lambda)$  - удельные материальная и волноводная дисперсии соответственно.

Удельные дисперсии выражаются в пикосекундах на километр (длины световода) и нанометр (ширины спектра). Зависимости материальной и волноводной дисперсий для кварцевого стекла приведены на рис. 7.14.

Как видно из рисунка, с увеличением длины волны  $\tau_{mat}$  уменьшается и проходит через нуль, а  $\tau_{BB}$  несколько растет. Вблизи  $\lambda \approx 1,35$  мкм происходит их взаимная компенсация ( $\tau_{BB} \approx -\tau_{mat}$ ) и результирующая дисперсия приближается к нулю.

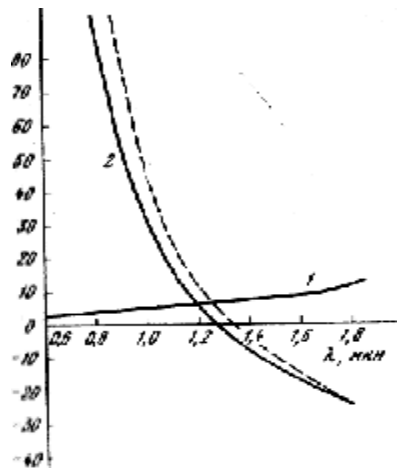


Рис. 7.14. Удельные значения дисперсий в одномодовых волокнах при различных длинах волн: 1 - волноводная; 2 - материальная; 3 - результирующая.

Поэтому длина волны 1,3 мкм получает широкое применение в одномодовых системах передачи. Однако по затуханию предпочтительнее волна 1,55 мкм, и для достижения минимума дисперсии в этом случае приходится варьировать профилем показателя преломления и диаметром сердцевины. При сложном профиле типа *W* и трехслойном световоде можно на длине волны 1,55 мкм получить минимум дисперсионных искажений.

В табл. 6.5 приведены дисперсионные свойства различных типов ВС.

Сравнивая дисперсионные характеристики различных световодов, можно отметить, что лучшими обладают одномодовые световоды.



Таблица 7.5

Вид дисперсии	Величина дисперсии световода		
	многомодового		одномодового
	ступенчатого	градиентного	
Волноводная	Малое значение		Взаимная компенсация
Материальная	2...5 нс/км	0,1... 0,3 нс/км	Малые значения
Межмодовая	20...50 нс/км	2...4 нс/км	-----
Полоса частот	Десятки мегагерц	Сотни мегагерц	Тысячи мегагерц

Хорошие характеристики также у градиентных световодов с плавным изменением показателя преломления. Наиболее резко дисперсия проявляется у ступенчатых многомодовых световодов.

Рассмотрим пропускную способность ОК. В электрических кабелях с медными проводниками (симметричных и коаксиальных) полоса пропускания и дальность связи в основном лимитируются затуханием и помехозащищенностью цепей. Оптические кабели принципиально не подвержены электромагнитным воздействиям и обладают высокой помехозащищенностью, поэтому параметр помехозащищенности не является ограничивающим фактором. В ОК полоса пропускания и дальность связи лимитируются затуханием и дисперсией.

Затухание ОК растет по закону  $\sqrt{f}$ . В широкой полосе частот оно весьма стабильное и лишь на очень высоких частотах возрастает за счет дисперсии. Поэтому дисперсия и определяет ширину полосы пропускания частот. Из рисунка видно, что полоса пропускания одномодовых световодов существенно больше, чем ступенчатых и градиентных.

Дисперсия приводит как к ограничению пропускной способности ОК, так и к снижению дальности передачи по ним ( $l$ ). Полоса частот  $\Delta F$  и дальность передачи  $l$  взаимосвязаны. Соотношение между ними выражается формулами:

для коротких линий ( $l < l_c$ ), у которых уширение импульсов с длиной растет линейно,  $\Delta F_x = \Delta F / l_x$ ;

для длинных линий ( $l > l_c$ ), у которых действует закон  $\sqrt{l}$  изменения величины ширины импульсов,  $\Delta F_x = \Delta F / \sqrt{l_x \cdot l_c}$ ,

где  $\Delta F$  - дисперсия на 1 км;  $\Delta F_x$  - искомое значение дисперсии;  $l_x$  - длина линии;  $l_c$  - длина линии устанавливающего режима (5 ... 7 км для ступенчатого и 10 ... 15 км для градиентного волокна).

## Глава 8. ЗАИМНЫЕ ВЛИЯНИЯ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ ЦЕПЕЙ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

### 8.1. ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Цепи и тракты линий связи постоянно находятся под воздействием сторонних электромагнитных полей того или иного происхождения. Различают две основные группы источников сторонних полей: внешние энергетически и конструктивно не связанные с линией связи и внутренние - соседние физические и искусственные цепи данной ЛС.

Внешние источники помех по своему происхождению делятся на естественные - грозовые разряды, солнечная радиация, космическое излучение, магнитные бури и созданные человеком - высоковольтные ЛЭП, радиостанции различного назначения, линии электрофицированных железных дорог, метро и трамвая, электрические сети промышленных предприятий и отдельных энергоемких устройств.

При допуске для ЛС затухания, например 28,6 дБ (3,3 Нп), лишь 1/735 доля переданной в линию энергии поступает в приемник. Основная часть энергии (734/735) рассеивается в самой линии, главным образом на тепловые потери и диэлектрическую поляризацию. Кроме того, энергия переходит на соседние цепи в виде тока помех. В силу этого передача, осуществляемая по какой-либо цепи, в той или иной мере прослушивается в соседних цепях кабельных или воздушных линий.

Характер и природа влияния между цепями воздушных линий и симметричных кабелей принципиально идентичны. Переход энергии с одной цепи на другую обусловлен электромагнитным взаимодействием между ними и может быть условно представлен в виде суммарного действия электрического и магнитного полей.

При прохождении тока по какой-либо цепи (влияющей), например 1—2 (рис. 8.1), на проводах этой цепи образуются заряды  $+Q_1$  и  $-Q_2$ . Эти заряды создают электрическое поле, силовые линии которого частично соприкасаются с проводами 3—4 смежной цепи (подверженной влиянию). Вследствие этого между проводами 3—4 образуется разность потенциалов, которая создает в них ток, распространяющийся вдоль цепи. Наведенный ток достигает приемников, включенных на концах цепи, и проявляется в виде мешающего влияния. Влияние, обусловленное действием электрического поля, называют *электрическим*.

Наряду с электрическим влиянием одновременно действует и магнитное влияние (рис. 8.2). При прохождении тока по влияющей цепи 1—2 вокруг проводов этой цепи образуется магнитное поле, силовые линии которого частично воздействуют на провода 3—4. Эти магнитные силовые линии, пересекая провода 3—4, наводят в них ЭДС, которая создает в цепи 3—4 ток. Этот ток, распространяясь вдоль цепи,

достигает включенных на ее концах приемников и создает мешающее действие. Влияние, обусловленное действием магнитного поля, называется *магнитным*.

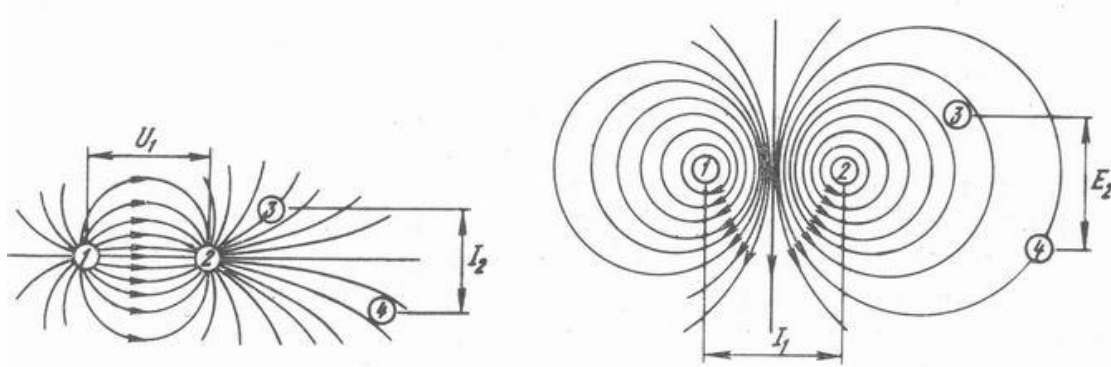


Рис. 8.1. Схема электрического влияния Рис. 8.2. Схема магнитного влияния

Чем выше частота передаваемого тока, тем быстрее протекает процесс изменения электрического и магнитного полей и тем больше величина взаимного мешающего влияния между цепями. Электрическое и магнитное влияния между двумя цепями характеризуются соответственно электрической ( $K_{12}$ ) и магнитной ( $M_{12}$ ) связями.

*Электрическая связь* определяется отношением тока  $I_2$ , наведенного в цепи, подверженной влиянию, к разности потенциалов во влияющей цепи  $U_1$ :

$$K_{12} = g + i\omega \cdot k = I_2 / U_1 \quad (8.1)$$

где  $g$  — активная составляющая электрической связи;  $k$  — емкостная связь.

*Магнитная связь* определяется отношением наведенной ЭДС в цепи, подверженной влиянию, к току во влияющей цепи  $I_1$  с обратным знаком:

$$M_{12} = r + i\omega \cdot m = -E_2 / I_1, \quad (8.2)$$

где  $r$  — активная составляющая магнитной связи;  $m$  — индуктивная связь.

Электрическая связь ( $K_{12}$ ) представлена в единицах проводимости — См, а магнитная ( $M_{12}$ ) — в единицах сопротивления — Ом. При учете совместного действия связей необходимо перевести их в одинаковые единицы размерности. Имея в виду, что  $U_1 = IZ_{B1}$  и  $I_2 = E_2 / Z_{B2}$ , можно выразить электрическую связь в единицах сопротивления — Ом:

$$K_{12} = (g + i\omega \cdot k) Z_{B1} Z_{B2}, \quad (8.3)$$

и магнитную связь в единицах проводимости — См:

$$M_{12} = (r + i\omega \cdot k) / \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}} \quad (8.4)$$

Можно обе величины выразить в безразмерных единицах:

$$K_{12} = (g + i\omega \cdot k) / \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}, M = (r + i\omega \cdot m) / \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}. \quad (8.5)$$

На рис. 8.3 показана эквивалентная схема электрической и магнитной связи между двумя цепями. Рассмотрим природу и характер действия электрических ( $K_{12} = g + i\omega \cdot k$ ) и магнитных ( $M_{12} = r + i\omega \cdot m$ ) связей между цепями.

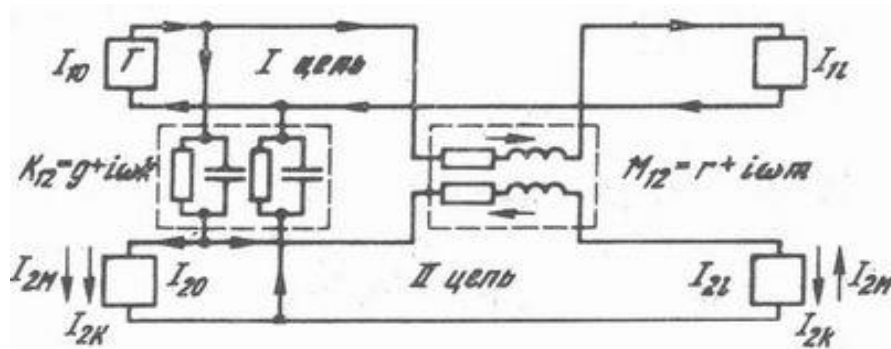


Рис. 8.3. Эквивалентная схема электрической ( $K_{12}$ ) и магнитной ( $M_{12}$ ) связей между цепями.

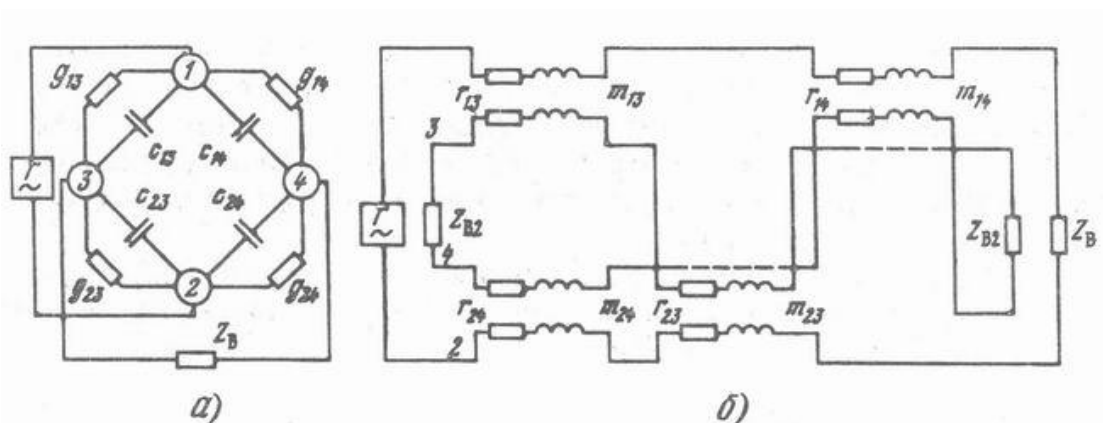


Рис. 8.4. Мосты связей: а — электрической; б — магнитной.

Емкостная связь  $k$  является результатом асимметрии частичных емкостей между жилами влияющей и подверженной влиянию цепей. На рис. 8.4, а показаны жилы 1—2 влияющей цепи I и жилы 3—4 цепи II,

подверженной влиянию. Частичные емкости между жилами  $c_{13}$ ,  $c_{23}$ ,  $c_{14}$ ,  $c_{24}$  образуют так называемый мост. Если мост симметричен и находится в уравновешенном состоянии, то перехода энергии (мешающего влияния) из цепи I в цепь II не будет. Условием симметрии моста является равенство  $Q_3 - Q_4 = 0$  или  $(c_{13} + c_{24}) - (c_{14} + c_{23}) = 0$

Между цепями не будет влияния, если суммы противоположных емкостей будут равны, между собой:  $c_{13} + c_{24} = c_{14} + c_{23}$ .

Существующая в действительных условиях емкостная асимметрия (неуравновешенность) моста, являющаяся причиной возникновения мешающих влияний между цепями связи, называется коэффициентом емкостной связи:  $k = (c_{13} + c_{24}) - (c_{14} + c_{23})$ .

Индуктивная связь  $m$  по аналогии может быть представлена мостом частичных индуктивностей, имеющих трансформаторную связь (рис. 7.4, б). Здесь приходится иметь дело не с электрическими зарядами, а с магнитными потоками. Условием симметрии моста является выражение  $(m_{14} - m_{23}) - (m_{13} + m_{24}) = 0$ .

Коэффициент индуктивной связи характеризует асимметрию моста и соответственно степень перехода энергии (мешающего влияния) из цепи I в цепь II:  $m = (m_{14} + m_{23}) - (m_{13} + m_{24})$ .

Активная составляющая электрической связи  $g$  обусловлена асимметрией потерь энергии в диэлектрике. В этом случае плечи моста представляют собой эквивалентные потери энергии в диэлектрике, окружающем кабельные жилы,  $g_{13}$ ,  $g_{23}$ ,  $g_{24}$ ,  $g_{14}$  (см. рис. 7.4, а).

Если по жилам кабеля протекает переменный ток, то диэлектрик вносит потери, пропорциональные проводимости изоляции  $G = \omega \cdot Ct \cdot tg\delta$ . Если диэлектрик неоднороден по своим электрическим свойствам, или толщина изоляции жил различна, или кабель деформирован в разных местах и т. д., то частичные потери в диэлектрике  $g_{13}$ ,  $g_{23}$ ,  $g_{24}$ ,  $g_{14}$  будут неодинаковыми. Это нарушает симметрию моста и создает условия для взаимного перехода энергии между цепями.

Активная составляющая электрической связи выражается уравнением:  $g = (g_{13} + g_{24}) - (g_{14} + g_{23})$ .

Активная составляющая магнитной связи, или так называемая активная связь  $z$ , обусловлена вихревыми токами. При прохождении переменного тока по цепи кабеля в соседних жилах за счет переменного магнитного поля наводятся вихревые токи, вызывающие дополнительные потери энергии в цепи передачи. Аналогичные потери имеют место в экране, свинцовой оболочке и других металлических частях кабеля при прохождении переменного тока.

Несимметричность расположения жил одной цепи относительно жил другой и металлических оболочек кабеля, а также применение жил различных диаметров и электрических свойств приводят к асимметрии

потерь на вихревые токи, что проявляется в виде расстройки моста связей  $r_{13}$ ,  $r_{23}$ ,  $r_{14}$ ,  $r_{24}$  (см. рис. 8.4, б). В результате создается асимметрия активных потерь энергии, характеризуемая связью  $r = (r_{14} + r_{23}) - (r_{13} + r_{24})$ .

Величина активной связи тем больше, чем больше различаются жилы по активному сопротивлению и потерям энергии на вихревые токи в соседней цепи, экране, свинце и других металлических частях кабеля.

Активная составляющая электрической связи обуславливается асимметрией потерь в диэлектрике, а активная составляющая магнитной связи - асимметрией потерь в металле.

Величины  $r$ ,  $g$ ,  $k$  и  $t$  называются первичными параметрами влияния. Величина переходного затухания  $A$ , характеризующая затухание токов влияния при переходе с первой цепи во вторую, является вторичным параметром влияния. В линиях связи обычно стремятся уменьшить собственное затухание цепи а и увеличить переходное затухание  $A$ .

Переходное затухание является основной мерой оценки свойств воздушных и кабельных линий по взаимному влиянию между цепями и пригодности цепей для высокочастотной передачи.

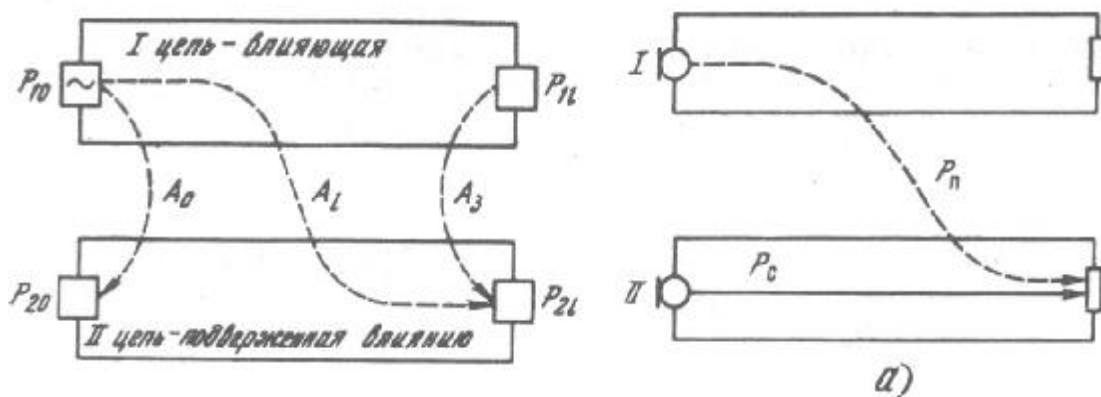


Рис. 8.5. Влияние между цепями

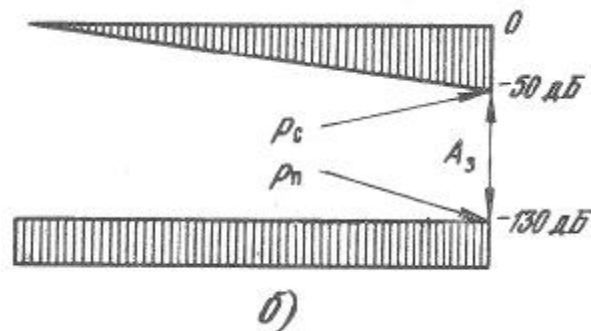


Рис. 8.6. К определению защищенности цепей: а - схема влияния; б — уровни в цепи II.

Оно выражается половиной логарифма отношения мощности генератора  $P_1$ , питающего влияющую цепь, к мощности помех  $P_2$  в цепи, подверженной влиянию, и измеряется в децибелах (неперах):

$$A = 10Lg|P_1/P_2| \quad (A = 0,5Ln|P_1/P_2|) . \quad (8.6)$$

При рассмотрении влияния между цепями связи различают два вида переходов энергии: на ближнем (передающем) и на дальнем (приемном) концах (рис. 7.5). Влияние, проявляющееся на том конце цепи, где расположен генератор первой цепи, называется переходным влиянием на ближнем (передающем) конце. Влияние на противоположный конец цепи называется переходным влиянием на дальнем (приемном) конце.

Переходное затухание по мощности, дБ (Нп), на ближнем конце

$$A_0 = 10 Lg |P_{10}/P_{20}| \quad (A_0 = 0,51n|P_{10}/P_{20}|), \quad (8.7)$$

на дальнем конце

$$A_l = 10lg|P_{10}/P_{2l}| \quad (A_l = 0,51n|P_{10}/P_{2l}|), \quad (8.8)$$

Наряду с величинами  $A_0$  и  $A_l$  в технике связи широко используется параметр  $A_3$  - защищенность от помех, или просто защищенность, представляющая собой разность уровней полезного сигнала  $p_c$  и помех  $p_n$  в рассматриваемой точке:

$$A_3 = P_c - P_n, \quad (8.9)$$

Она может быть выражена также через мощности сигнала  $P_c$  и помех  $P_n$ :

$$A_3 = 10 lg(P_c/P_n). \quad (8.10)$$

Введение данного параметра обусловлено тем, что для обеспечения должного качества связи необходимо, чтобы мощность полезного сигнала превосходила мощность помех на определенную величину. Сама по себе мощность сигнала не гарантирует требуемого качества. Действительно, в малошумящей линии можно обеспечить значительно лучшее качество передачи при условии низкого приемного уровня, чем в линии с высоким уровнем помех при значительно более сильном сигнале.

На рис. 8.6 показаны схемы влияния и уровни полезного сигнала и помех в цепи II. Из рисунка видно, что при уровнях полезного сигнала  $p_c = -50$  дБ и помех  $p_n = -130$  дБ защищенность будет  $A_3 = -50 - (-130) = 80$  дБ.

Между параметрами влияния однородных цепей - защищенностью  $A_3$ , переходным затуханием на дальнем конце  $A_l$  и собственным затуханием линии  $\alpha l$  — существует соотношение

$$A_3 = A_l - \alpha l, \quad (8.11)$$

справедливость которого можно доказать, подставив в (8.11) соответствующие соотношения мощностей. При этом получим выражение  $A_3 = 10Lg(P_{10}/P_{20}) - 10lg(P_{10}/P_{1l}) = 10lg(P_{1l}/P_{2l})$ , аналогичное (8.13). Действительно, как видно из рис. 8.5 и 8.6, мощность полезного сигнала  $P_c$  идентична  $P_{1l}$ , а мощность помехи  $P_n$  равна  $P_{2l}$ .

Переходное затухание может быть выражено также через токи и напряжения:

$$\begin{aligned} A_0 &= 10Lg(P_{10}/P_{20}) = 20Lg |I_{10}\sqrt{Z_{B1}}/(I_{20}\sqrt{Z_{B2}})|; \\ A_0 &= 10Lg(P_{10}/P_{2l}) = 20Lg |I_{10}\sqrt{Z_{B1}}/(I_{2l}\sqrt{Z_{B2}})|; \end{aligned} \quad (8.12)$$

где  $Z_{B1}$  и  $Z_{B2}$  - волновые сопротивления первой (влияющей) и второй (подверженной влиянию) цепей.

Электромагнитными связями можно оперировать преимущественно при рассмотрении явлений влияния в коротких линиях длиной порядка  $l < \lambda/4$ . Для тональных частот,  $\lambda \approx 5...25$  км, а для высоких частот  $\lambda \approx 0,3 ... 2$  км. Следовательно, в первом случае электромагнитные связи позволяют производить измерения на линиях длиной до 1 км, а во втором - до 100 м. Основными характеристиками оценки влияния в длинных линиях являются переходное затухание и защищенность цепей.

Электромагнитная связь, а следовательно, переходное затухание и соответственно степень влияния между цепями обуславливаются взаимным расположением проводников влияющей и подверженной влиянию цепей, системой связи, типом скрутки (звездная, парная, двойная парная), степенью конструктивной однородности как по длине линии, так и по сечению и качеством применяемых материалов. Кроме того, мешающее влияние зависит от длины линии и частоты передаваемых сигналов. Чем выше частота передаваемого тока и длиннее линия, тем сильнее взаимное влияние.

В зависимости от структуры влияющего электромагнитного поля и конструкции цепи, подверженной влиянию, различают систематические и случайные влияния. К систематическим (регулярным), или детерминированным, влияниям относятся взаимные помехи, законы возбуждения которых по всей длине линии известны. К случайным, или нерегулярным, влияниям относятся взаимные помехи, возникающие между цепями вследствие множества случайных причин и поэтому не поддающиеся точной априорной оценке. Результирующие влияния между реальными цепями определяются как систематическими, так и случайными составляющими.

Таблица 8.1



Тип линии	Характер возбуждающего поля	Преобладающие влияния до реализации мер защиты	Меры защиты от взаимных влияний
Воздушные линии связи	Открытое	Систематическое влияние, относительно большой уровень взаимных помех,	Систематическое скрещивание цепей, оптимальное расположение цепей, уменьшение конструктивных неоднородностей
Коаксиальный кабель	Закрытое	Систематическое влияние через третьи цепи, с повышением частоты помехи от	Экранирование коаксиальных пар и ограничение диапазона рабочих частот снизу
Симметричный кабель	Открытое	Систематические и случайные влияния, возрастающие с частотой	Оптимизация шагов скрутки и конструкций кабеля, пространственное разделение цепей, экранирование, симметрирование при строительстве, ослабление помех на участках ОУП- ОУП, оптимизация систем передачи
Оптический кабель	Закрытое	Систематические и случайные влияния, от частоты сигнала практически не зависят при $f_c \leq 30$ ГГц	Экранирование оптических волокон, рациональная конструкция оптических кабелей, пространственное разделение ОВ

При этом после реализации мероприятий по защите цепей от взаимных влияний удельный вес систематических составляющих обычно уменьшается и остаточные взаимные влияния имеют, как правило, случайный характер (табл. 8.1).

На рис. 8.7 показано изменение токов регулярных ( $I_1$ ) и нерегулярных ( $I_2$ ) влияний между цепями по длине кабеля. Первые пропорциональны длине кабеля:  $I_1 \equiv \psi(l)$ , а вторые принято складывать по среднеквадратичному закону:  $I_2 \equiv \psi(\sqrt{l})$ .

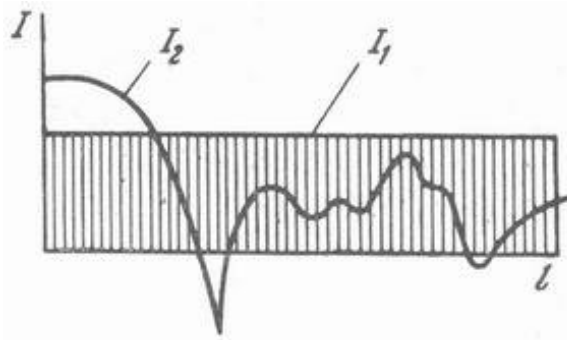


Рис. 8.7. Характер изменения токов регулярных ( $I_1$ ) и нерегулярных ( $I_2$ ) влияний между цепями.

Взаимные влияния принято подразделять на непосредственные и косвенные. Непосредственным является влияние между двумя однородными, согласованно нагруженными цепями, косвенным влияние через третьи цепи (соседние цепи, экраны, кабельные оболочки, искусственные цепи и т. д.), а также вследствие отражений за счет неоднородностей цепей и несогласованности нагрузок.

## 8.2. ОСНОВНОЕ УРАВНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ

Уравнения влияния для двух параллельно расположенных цепей, между которыми действуют электрические и магнитные связи, выводятся следующим образом. Предположим, что цепь I (рис. 8.8) влияющая, а цепь II подвержена влиянию.

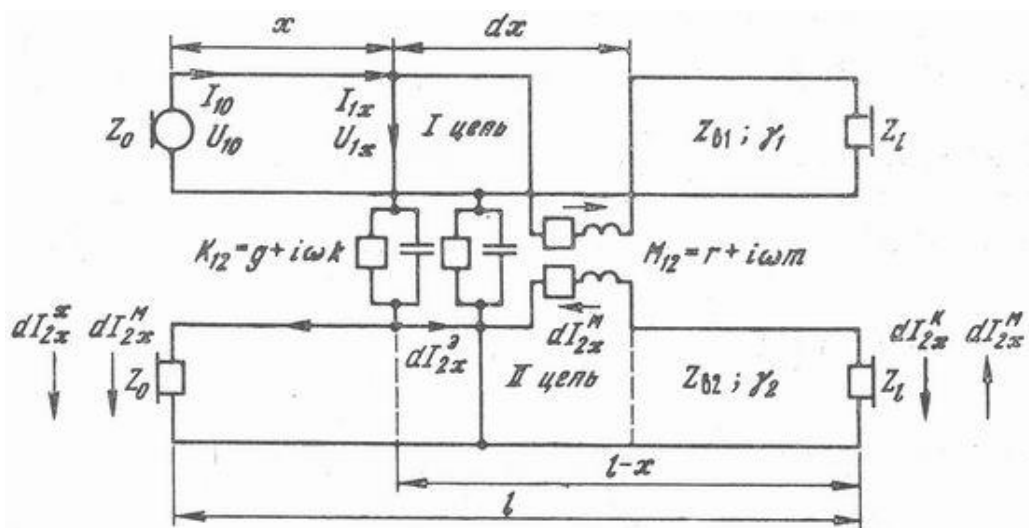


Рис. 8.8. К выводу основного уравнения влияния между цепями.

Напряжение и ток в любой точке цепи I, расположенной на расстоянии  $x$  от начала ее, при согласованных нагрузках ( $Z_0 = Z_l = Z_B$ ) определяются выражениями

$$U_{1x} = U_{10}e^{-\gamma_1 x} \text{ и } I_{1x} = I_{10}e^{-\gamma_1 x} = (U_{10} / Z_{B1})e^{-\gamma_1 x}, \quad (8.13)$$

где  $Z_{B1}$  и  $\gamma_1$  -соответственно волновое сопротивление и коэффициент распространения цепи I.

Определим отдельно величины влияния за счет магнитного и электрического полей на элементарном участке  $dx$ . Электродвижущая сила, индуцированная в цепи II, подверженной влиянию за счет магнитного поля,

$$dI_{2x}^M = dE_{2x} / (2Z_{B2}) = -I_{10}[M_{12} / (2Z_{B2})] \cdot e^{-\gamma_1 x} dx \quad dE_{2x} = -I_{1x}M_{12}dx = -I_{10}e^{-\gamma_1 x}M_{12}dx. \quad (8.14)$$

Под воздействием этой электродвижущей силы возникает ток

$$dI_{2x}^M = dE_{2x} / (2Z_{B2}) = -I_{10}[M_{12} / (2Z_{B2})] \cdot e^{-\gamma_1 x} dx, \quad (8.15)$$

За счет электрического влияния в цепи II ток на участке  $dx$  равен

$$dI_{2x}^K = I_{1x}Z_{B1}K_{12}dx, \quad (8.16)$$

Этот ток разветвляется на две равные части: ток, направляющийся к ближнему концу:

$$dI_{2x}^K = -0,5I_{1x}Z_{B1}K_{12}dx = -0,5I_{10}Z_{B1}e^{-\gamma_1 x}K_{12}dx, \quad (8.17)$$

и ток, направляющийся к дальнему концу:

$$dI_{2x}^K = 0,5I_{1x}Z_{B1}K_{12}dx = 0,5I_{10}Z_{B1}e^{-\gamma_1 x}K_{12}dx, \quad (8.18)$$

Суммарный ток влияния в цепи II за счет электрического и магнитного полей на участке  $dx$ , поступающий к ближнему концу, составит

$$dI_{20} = (dI_{2x}^M) \cdot e^{-\gamma_2 x} = -0,5I_{10}(K_{12}Z_{B1} + M_{12} / Z_{B2})e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)x} dx, \quad (8.19)$$

Суммарный ток электрического и магнитного влияний, поступающий на дальний конец цепи II,

$$dI_{2l} = (dI_{2x}^K + dI_{2x}^M)e^{-\gamma_2(l-x)} = 0,5I_{10}(K_{12}Z_{B1} - M_{12} / Z_{B2})e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)x}e^{-\gamma_2 l} dx, \quad (8.20)$$

Полный ток влияния на линии длиной  $l$  на ближнем конце

$$I_{20} = -0,5I_{10} \int_0^l (K_{12}Z_{B1} + M_{12} / Z_{B2})e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)x} dx, \quad (8.21)$$

а на дальнем конце

$$I_{2l} = 0,5 I_{10} \int_0^l (K_{12} Z_{B1} - M_{12} / Z_{B2}) e^{-\gamma_2 l} e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)x} dx \quad (8.22)$$

Следует иметь в виду, что в общем виде  $K_{12}$  и  $M_{12}$  не являются постоянными по длине линии и зависят от  $x$ . Однако можно принять значения  $K_{12}$  и  $M_{12}$  постоянными в том виде, как они нормируются в действующих стандартах на изготовление кабелей связи.

Интегрируя выражение (7.22) и имея в виду, что

$$\int_0^l e^{-\gamma \cdot x} dx = \frac{1}{\gamma} (1 - e^{-\gamma l}), \quad (8.23)$$

получаем

$$\begin{aligned} I_{20} &= -I_{10} (K_{12} Z_{B1} + M_{12} / Z_{B2}) \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)l}}{2(\gamma_1 + \gamma_2)} \\ I_{2l} &= I_{10} (K_{12} Z_{B1} - M_{12} / Z_{B2}) e^{-\gamma_2 l} \cdot \frac{1 - e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)l}}{2(\gamma_1 - \gamma_2)} \end{aligned} \quad (8.24)$$

Учитывая, что переходное затухание между цепями на ближнем и дальнем концах определяется уравнениями

$$\begin{aligned} A_0 &= 10 \lg | P_{10} / P_{20} | = 20 \lg | I_{10} \sqrt{Z_{B1}} / (I_{20} \sqrt{Z_{B2}}) |; \\ A_l &= 10 \lg | P_{10} / P_{2l} | = 20 \lg | I_{10} \sqrt{Z_{B1}} / (I_{2l} \sqrt{Z_{B1}}) |, \end{aligned} \quad (8.25)$$

получаем

$$\begin{aligned} A_0 &= 20 \lg \left| \frac{2}{N_{12}} \cdot \frac{(\gamma_1 + \gamma_2)}{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)l}} \right|; \\ A_l &= 20 \lg \left| \frac{2}{F_{12}} e^{\gamma_2 l} \cdot \frac{(\gamma_1 - \gamma_2)}{1 - e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)l}} \right|, \end{aligned} \quad (8.26)$$

где  $N_{12} = \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}} + M_{12} / \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}$  - электромагнитная связь на ближнем конце;  $F_{12} = K_{12} \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}} - M_{12} / \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}$  - электромагнитная связь на дальнем конце.

При равенстве электрических характеристик цепей ( $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3$  и  $Z_{B1} = Z_{B2} = Z_B$ ) уравнения (7.26) примут вид

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{4\gamma}{N_{12}} \frac{1}{1 - e^{-2\gamma l}} \right|;$$

$$A_l = 20 \lg \left| \frac{2}{(F_{12} l \cdot e^{-\gamma l})} \right| = 20 \lg \left| \frac{2}{(F_{12} l)} \right| + \alpha \cdot l \quad (8.27)$$

При выводе формулы для  $A_l$  имелось в виду, что при  $(\gamma_1 - \gamma_2) \rightarrow 0$  величина  $(\gamma_1 - \gamma_2) / [1 - e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)l}] \rightarrow 1/l$

Защищенность связана с переходным затуханием на дальнем конце формулой  $A_3 = A_l - \alpha \cdot l$ , следовательно,

$$A_3 = 20 \lg \left| \frac{2}{(F_{12} l)} \right|. \quad (8.28)$$

Для коротких линий ( $2 \gamma l < 4,3$  дБ), имея в виду, что  $1 - e^{-\gamma l}$  при  $\gamma l \rightarrow 0$  с малой степенью погрешности равно  $\gamma l$ , получаем

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{2}{(N_{12} l)} \right|. \quad (8.29)$$

Для длинных линий ( $2 \gamma l > 13$  дБ)

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{4\gamma}{(N_{12})} \right| \quad (8.30)$$

Так как  $\gamma / Z_B = G + i\omega \cdot C$  и  $G \ll \omega \cdot C$ , то

$$A_0 = 20 \lg \left| 4Z_B \omega \cdot C / N_{12} \right|, \quad (8.31)$$

$$N_{12} = K_{12} Z_B + M_{12} / Z_B; \quad F_{12} = K_{12} Z_B - M_{12} / Z_B. \quad (8.32)$$

Указанные уравнения справедливы для расчета переходного затухания между цепями воздушных линий связи.

В воздушных линиях известны фазовый коэффициент цепи и закон его изменения вдоль линии. Кабельные линии состоят из строительных длин со скрученными цепями, при этом неизвестна фаза сложения влияний с отдельных длин кабеля. Поэтому при расчете влияния и переходного затухания в кабельных линиях принимается геометрический закон сложения влияний с отдельных строительных длин кабеля:

$$I = \sqrt{|I_1|^2 + |I_2|^2 + |I_3|^2 + \dots + |I_n|^2}. \quad (8.33)$$

Соответственно для кабельной линии полный ток влияния на ближнем конце

$$I_{20} = -\frac{I_{10}}{2} N_{12} \sqrt{\int_0^l e^{-2(\alpha_1 + \alpha_2)x} dx}, \quad (8.34)$$

а на дальнем конце

$$I_{20} = \frac{I_{10}}{2} e^{-\alpha_2 l} F_{12} \sqrt{\int_0^l e^{-2(\alpha_1 - \alpha_2)x} dx}. \quad (8.35)$$

Интегрируя данные выражения, получаем

$$I_{20} = -\frac{I_{10}}{2} N_{12} \sqrt{\frac{1 - e^{-2(\alpha_1 + \alpha_2)l}}{2(\alpha_1 + \alpha_2)}}, \quad (8.36)$$

$$I_{20} = \frac{I_{10}}{2} e^{-\alpha_2 l} F_{12} \sqrt{\frac{1 - e^{-2(\alpha_1 - \alpha_2)l}}{2(\alpha_1 - \alpha_2)}}$$

Переходные затухания

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{2}{N_{12}} \sqrt{\frac{2(\alpha_1 + \alpha_2)}{1 - e^{-2(\alpha_1 + \alpha_2)l}}} \right|$$

$$A_l = 20 \lg \left| \frac{2}{e^{-\alpha_2 l} F_{12}} \sqrt{\frac{2(\alpha_1 - \alpha_2)}{1 - e^{-2(\alpha_1 - \alpha_2)l}}} \right| \quad (8.37)$$

В кабельных цепях  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  и  $Z_{B1} = Z_{B2} = Z_B$  можно записать

$$A_0 = 20 \lg \left| 2\sqrt{4\alpha} / (N_{12} \sqrt{1 - e^{-4\alpha l}}) \right|;$$

$$A_l = 20 \lg \left| 2 / (e^{-\alpha l} F_{12} \sqrt{l}) \right| = 20 \lg \left| 2 / (F_{12} \sqrt{l}) \right| + \alpha \cdot l. \quad (8.37)$$

Соответственно защищенность  $A_3 = A_l - \alpha \cdot l$  выразится как

$$A_3 = 20 \lg \left| 2 / (F_{12} \sqrt{l}) \right|. \quad (8.38)$$

Для кабельных линий наиболее удобно формулы расчета переходного затухания выразить через строительные длины кабеля:

$$A_0 = 20 \lg | 2\sqrt{4\alpha \cdot s} / (N_{12} \sqrt{1 - e^{-4\alpha \cdot n \cdot s}}) |; \quad (8.39)$$

$$A_l = 20 \lg | 2 / F_{12} \sqrt{n} | + \alpha \cdot ns; \quad (8.40)$$

$$A_3 = 20 | 2 / (F_{12} \sqrt{n}) |, \quad (8.41)$$

где  $s$  — строительная длина кабеля, км;  $n$  — число строительных длин;  $N_{12}$  и  $F_{12}$  — электромагнитные связи строительной длины кабеля.

Для одной строительного длины кабеля

$$\begin{aligned} A_0^{C \cdot D} &= 20 \lg | 2 / N_{12} |; \\ A_l^{C \cdot D} &= 20 \lg | 2 / F_{12} | + \alpha \cdot s; \\ A_3^{C \cdot D} &= 20 \lg | 2 / F_{12} |, \end{aligned} \quad (8.42)$$

где  $N_{12} = K_{12} Z_B + M_{12} / Z_B$  и  $F_{12} = K_{12} Z_B - M_{12} / Z_B$ .

Переходное затухание кабельной линии через характеристики строительной длины:

$$A_0 = A_0^{C \cdot D} + 20 \lg \sqrt{4\alpha \cdot s / (1 - e^{-4\alpha \cdot n \cdot s})}; \quad (8.43)$$

$$A_l = A_l^{C \cdot D} - 20 \lg \sqrt{n} + \alpha(n-1)s; \quad (8.44)$$

$$A_3 = A_3^{C \cdot D} - 20 \lg \sqrt{n}. \quad (8.45)$$

Для коротких кабельных линий ( $4\alpha \cdot n \cdot s < 4,5$  дБ)

$$A_0 = A_0^{C \cdot D} - 20 \lg \sqrt{n}. \quad (8.46)$$

Для длинных кабельных линий ( $4 \cdot \alpha \cdot s > 13$  дБ)

$$A_0 = A_0^{C \cdot D} + 20 \lg \sqrt{4 \cdot \alpha \cdot s}. \quad (8.47)$$

Соотношения между электрическими и магнитными связями, их активными и реактивными составляющими могут быть различными в зависимости от типа цепей, диапазона передаваемых частот и ряда других факторов. В воздушных ЛС, где провода расположены сравнительно далеко друг от друга и нет изоляционных оболочек, активные составляющие связей ( $r$  и  $g$ ) не учитываются и влияние определяется лишь реактивными связями;

$$K_{12} = i\omega \cdot k \text{ и } M_{12} = i\omega \cdot m .$$

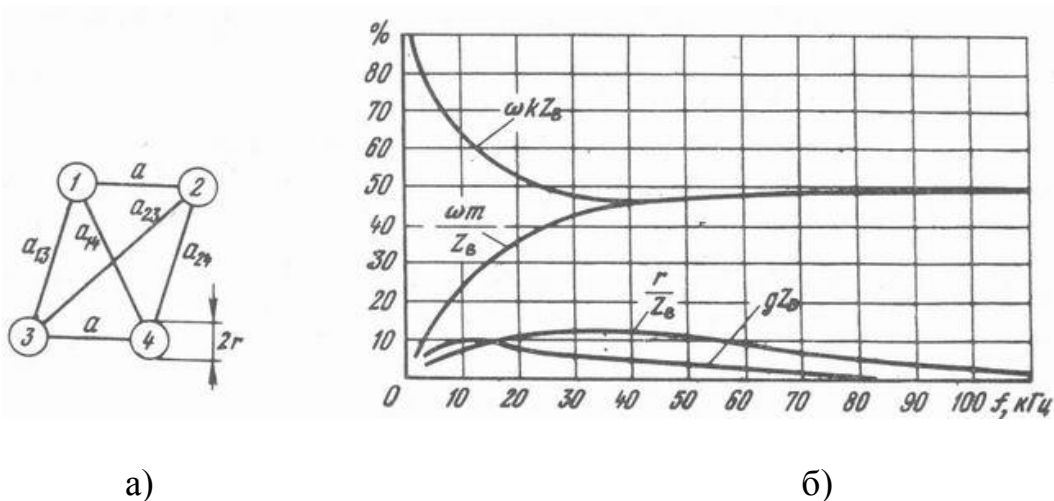


Рис. 8.9. К расчету электромагнитных связей (а) и процентное соотношение связей внутри четверки в кабелях (б).

Значения  $k$ , Ф/км, и  $m$ , Гн/км, воздушных ЛС зависят в основном от взаимного расположения проводов (рис. 8.9, а) и могут быть рассчитаны следующим образом:

$$k = 13900 \frac{\ln[a_{13}a_{24} / a_{14}a_{23}]}{[\ln(a/r)]^2} \cdot 10^{-12} \quad (8.48)$$

$$m = 200 \ln[a_{13}a_{24} / a_{14}a_{23}] \cdot 10^{-6}$$

где  $a$  — расстояние между проводами цепи;  $r$  — радиус провода;  $a_{13}, a_{24}, a_{14}, a_{23}$  — расстояния между соответствующими проводами.

Электрические и магнитные связи связаны соотношением  $m/k = Z_B^2$ . Для медных цепей воздушных линий  $Z_B \approx 550$  Ом, поэтому  $m/k \approx 300000$  Гн/Ф.

В кабельных цепях необходимо учитывать все четыре первичных параметра влияния, причем в зависимости от частоты соотношение и удельная значимость их меняются.

На рис. 8.9, б приведена частотная зависимость процентного соотношения различных видов связей внутри четверки. Из графика следует, что:

в области низких частот (тональный спектр) доминируют емкостные связи  $\omega \cdot kZ_B$ , другие составляющие связей в этом диапазоне можно не учитывать;

с возрастанием частоты увеличивается удельная значимость магнитного влияния, и уже начиная примерно с 35 кГц индуктивные связи становятся равными емкостным ( $\omega \cdot kZ_B = \omega \cdot m / Z_B$ );



активные связи  $r/Z_B$  и  $gZ_B$ , практически равные нулю на низких частотах и при постоянном токе, в области высоких частот существенно возрастают. В среднем соотношение активных и реактивных составляющих связей равно  $g/\omega \cdot k = 10 \dots 15\%$ ;  $r/\omega \cdot m = 20 \dots 40\%$ ;

между индуктивными и емкостными связями в кабелях существует соотношение  $m/k = Z_B^2$ .

Для кабеля со звездной скруткой  $Z_B = 165 \dots 170$  Ом, т. е.  $m/k = 25\,000 \dots 30\,000$  Гн/Ф. Поэтому если известна величина  $k$  (которая обычно нормируется в технических условиях на кабели связи), то легко определить и величину  $m$ . Так, если  $k = 15$  пФ на строительную длину кабеля, то  $m = k \cdot Z_B^2 = 15 \cdot 10^{-12} \cdot 170^2 = 435$  нГн.

При высокочастотной передаче по кабелям необходимо считаться со всеми составляющими связей. В области низких частот достаточно учитывать, лишь емкостную связь.

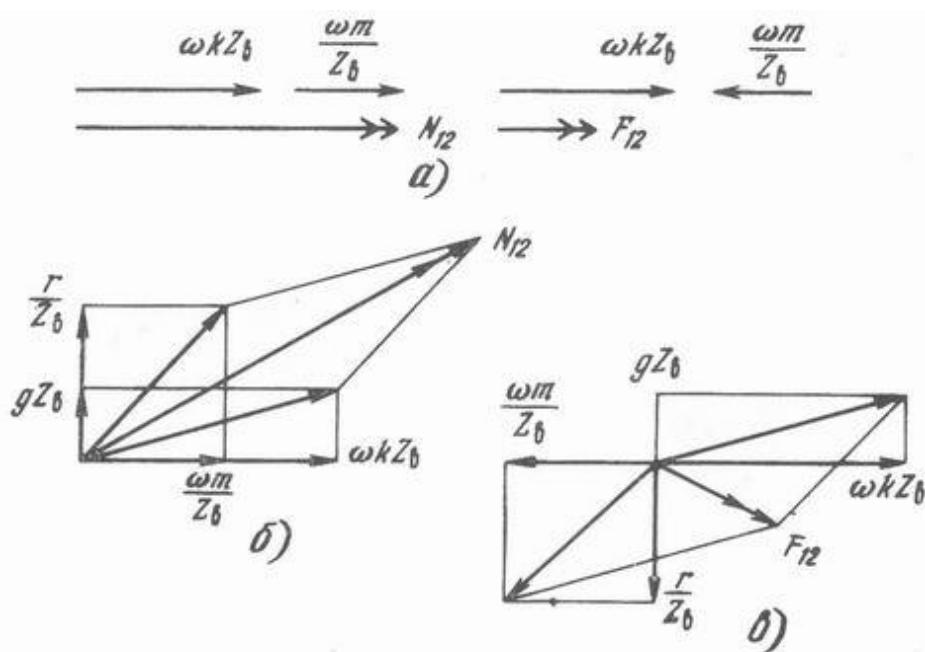


Рис. 8.10. Векторы  $N_{12}$  и  $F_{12}$  между цепями линий связи: *a* — воздушной; *б*, *в* — кабельной.

На рис. 8.10 приведен наиболее характерный вариант соотношения электрических и магнитных связей между цепями воздушных и кабельных ЛС.

Во всех случаях электромагнитная связь на ближнем конце  $N_{12}$  больше, чем на дальнем  $F_{12}$ . У воздушных линий из-за отсутствия активных составляющих связей угол у вектора  $N_{12}$  равен  $0$ , а у  $F_{12}$  —  $180^\circ$ . В кабельных линиях углы электромагнитных связей различны, причем, как правило, угол у вектора  $F_{12}$  больше, чем у  $N_{12}$ .

Рассмотрим частотную характеристику векторов электромагнитной связи. Таковую характеристику называют *годографом*. Векторы

электромагнитных связей на ближний ( $N_{12}$ ) и дальний ( $F_{12}$ ) концы при сосредоточенной связи можно представить в следующем виде:

$$N_{12} = \frac{N_{12}(x)}{2} \cdot e^{-(\gamma_1 + \alpha_2)x}, \quad F_{12} = \frac{F_{12}(x)}{2} \cdot e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)(l-x)}, \quad (8.49)$$

где  $N_{12}(x)$  и  $F_{12}(x)$  — сосредоточенные связи между цепями на расстоянии  $x$  от начала;  $l$  — длина линии;  $x$  — расстояние от начала линии до места сосредоточенной связи;  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  — коэффициенты распространения цепей, влияющей и подверженной влиянию.  $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$  получим

$$N_{12} = \frac{N_{12}(x)}{2} \cdot e^{-2\gamma \cdot x}, \quad F_{12} = \frac{F_{12}(x)}{2}. \quad (8.50)$$

Годографы — частотные характеристики электромагнитной связи на ближнем и дальнем концах приведены на рис. 8.11, а и б.

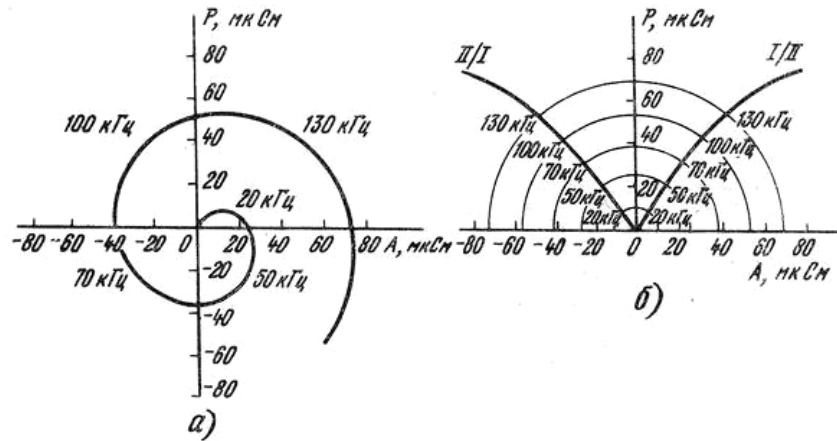


Рис. 8.11. Годографы электромагнитных связей: а — на ближнем и б — дальнем концах кабеля.

Как видно из формул и графиков, электромагнитная связь на ближнем конце изменяется по закону спиральной линии, а на дальнем конце — почти по линейному закону. Однако в реальных условиях коэффициенты затухания цепей обычно одинаковы ( $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ), коэффициенты фазы отличаются ( $\beta_1 \neq \beta_2$ ) из-за различных шагов скрутки, кроме того, сказывается воздействие соседних цепей. Тогда для дальнего конца получим различные значения электромагнитных связей при перемене местами взаимовлияющих цепей. Это явление называется эффектом перестановки. Так, при влиянии первой цепи имеем

$$F_{12} = [F_{12}(x)/2] \cdot e^{-i(\beta_1 - \beta_2)(l-x)}$$

$$F_{12} = [F_{12}(x)/2] \cdot e^{-i(\beta_2 - \beta_1)(l-x)} \quad (8.51)$$

На рис. 8.11, б показан годограф связи для дальнего конца с учетом эффекта перестановки ( $F_{12} \neq F_{21}$ ). Этот эффект ухудшает защищенность цепей от помех на дальнем конце и существенно затрудняет симметрирование кабельных цепей.

Как видно из формул для  $N_{12}$ , перестановка цепей, влияющей и подверженной влиянию, не скажется на величине защищенности на ближнем конце.

### 8.3. ЗАВИСИМОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ЗАТУХАНИЯ ОТ ДЛИНЫ ЛИНИИ И ЧАСТОТЫ

Уравнения (8.20), (8.21) и (8.27) —(8.29) для расчета влияния на воздушных и кабельных ЛС идентичны, только в случае воздушных линий фигурируют параметры  $\gamma$  и  $l$ , в кабельных —  $\alpha$  и  $|\sqrt{l}|$ . Такое отличие обусловлено тем, что для суммирования влияния в кабелях использовался среднеквадратичный закон сложения помех с отдельных строительных длин и брались абсолютные значения токов помех без учета фазовых соотношений, а для воздушных ЛС суммировались помехи с учетом фазовых соотношений.

В воздушных ЛС и симметричных кабелях с увеличением передаваемой частоты тока возрастает взаимное влияние между цепями и соответственно уменьшаются переходное затухание и защищенность (рис. 8.12, а). Переходное затухание уменьшается по закону  $\ln(\omega_1 / \omega_2)$ . Это объясняется тем, что с ростом частоты увеличиваются значения электрической и магнитной связей ( $K_{12} = g + i\omega \cdot k$  и  $M_{12} = r + i\omega \cdot m$ ), поскольку реактивные составляющие их находятся в прямой зависимости от частоты. Сущность этого явления заключается в том, что с увеличением частоты изменяются электрические и магнитные поля, образующиеся вокруг влияющей цепи, поэтому более интенсивно помеха индуцируется в цепи, подверженной влиянию.

Характер зависимости переходного затухания и защищенности от длины линии показан на рис. 8.12, б.

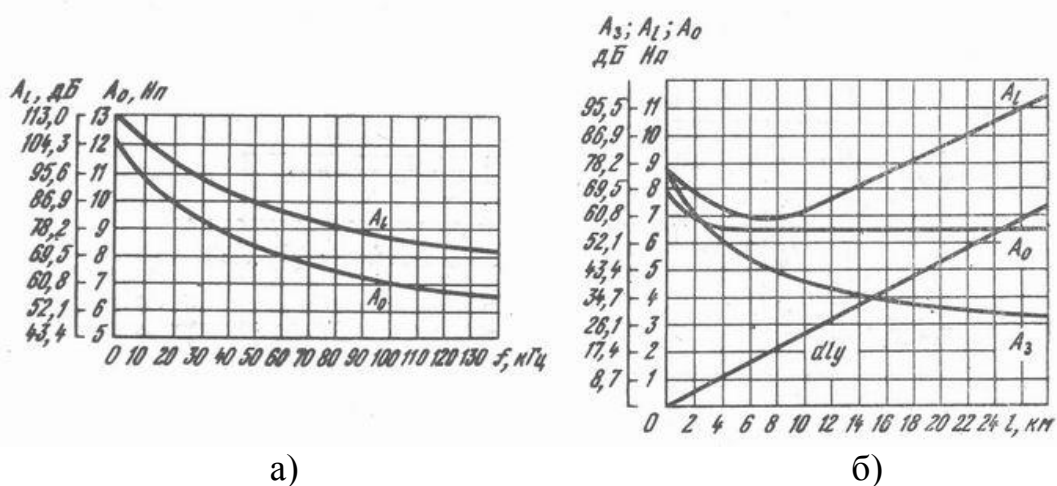


Рис. 8.12. Частотные зависимости переходного затухания  $A_1$  и  $A_0$ , (а) и зависимости переходного затухания и защищенности от длины линии (б).

Переходное затухание на дальнем конце  $A_i$  больше, чем на ближнем, так как на ближнем конце суммируются электрические и магнитные связи  $N_{12}$ , а на дальнем — вычитаются  $F_{12}$ . Переходное затухание на ближнем конце  $A_0$  с увеличением длины линии  $l$  вначале уменьшается, а затем стабилизируется. Это объясняется тем, что, начиная с определенной длины линии, токи помех с отдаленных участков приходят настолько слабыми, что практически не увеличивают взаимного влияния между цепями, и величина  $A_0$  остается постоянной (рис.8.12, б).

Защищенность от взаимных помех  $A_3$  для воздушных ЛС с увеличением длины уменьшается по закону  $\lg(l_1/l_2)$ , а для кабельных ЛС — по закону  $\lg(\sqrt{l_1/l_2})$ . Физически это объясняется тем, что с увеличением длины линии увеличивается взаимное влияние между цепями. На рис. 8.13, б показан характер сложения токов взаимных влияний на дальнем конце с увеличением длины линии. Из рисунка видно, что все участки вносят одинаковые величины помех ( $I_1 = I_2 = I_3 = I_4$ ).

Переходное затухание на дальнем конце  $A_i$  (см. рис. 8.12) изменяется по закону  $A_i = A_3 + \alpha \cdot l$ . До некоторой длины линии наибольшее значение; имеет  $A_3$ , которое с увеличением  $l$  уменьшается. Поэтому  $A_i$  вначале имеет падающий характер, после некоторого предельного значения длины возрастает собственное затухание цепи  $\alpha \cdot l$ , и величина  $A_i$  резко увеличивается.

Рассматривая закономерность изменения  $A_i = \varphi(l)$ , можно отметить, что с увеличением длины линии увеличивается число участков влияния и следует ожидать возрастания взаимных помех. Однако с увеличением длины токи помех уменьшаются, так как удлиняется путь их прохождения и растет собственное затухание цепи (рис. 8.13, б).

Указанные закономерности изменения величины переходного затухания и защищенности от частоты и длины линии полностью справедливы как для воздушных, так и кабельных линий. Отличие имеется лишь при расчете переходного затухания на ближнем конце воздушных ЛС. В воздушных ЛС строго по определенному закону изменяются коэффициенты фазы токов помех с изменением длины линии и частоты передаваемого тока, причем при определенных длинах линии и частотах токи

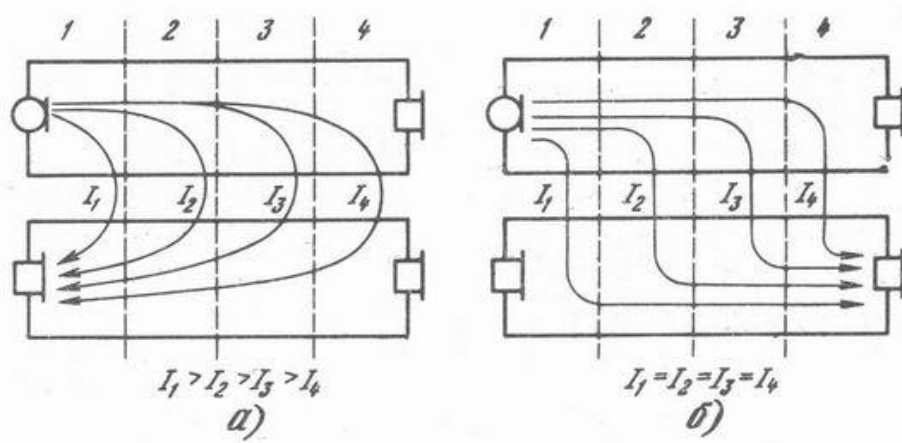


Рис. 8.13. Характер сложения токов влияния с различных участков линии на ближнем (а) и дальнем (б) концах.

помех, приходящие с разных участков линии, складываются, а при других — вычитаются. Возникают как бы резонансные явления, которые придают зависимости  $A_0$  от частоты и длины линии волнообразный характер. На значениях  $A_i$  и  $A_3$  эти резонансные явления не сказываются, так как токи влияния, поступающие на дальний конец с любого участка цепи, проходят одинаковый путь и имеют одинаковые амплитуду и фазу.

Рассмотрим характер изменения  $A_0$  от длины линии и частоты передаваемого тока для воздушных ЛС. Переходное затухание на ближнем конце, дБ:

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{4\gamma}{N_{12}} \cdot \frac{1}{1 - e^{-2\gamma \cdot l}} \right|, \quad (8.52)$$

$$\text{или } A_0 = 20 \lg \left| \frac{4\gamma}{N_{12}} \right| - 20 \lg |1 - e^{-2\gamma \cdot l}|. \quad (8.53)$$

Выражение  $1 - e^{-2\gamma \cdot l}$  определяет зависимость переходного затухания от длины линии. Имея в виду, что  $\gamma = \alpha + i\beta$  и  $\beta = 2\pi / \lambda$ , получаем:  $1 - e^{-2\gamma \cdot l} = 1 - e^{-2\alpha \cdot l} e^{-\frac{4\pi \cdot l}{\lambda}} = 1 - e^{-2\alpha \cdot l} (\cos 4\pi l / \lambda - i \cdot \sin 4\pi l / \lambda)$ .

Отсюда следует, что при постоянной частоте с изменением длины линии модуль выражения  $|1 - e^{-2\gamma \cdot l}|$ , а следовательно, и  $A_0$  изменяются волнообразно.

На отдельных частотах, называемых критическими, влияния будут либо максимальными, либо минимальными (рис. 8.16). Первый максимум влияния наступает при длине линии, равной  $1/4\lambda$ , т. е. когда  $l = 1/4\lambda$  и  $\lambda = 4l = 2\pi / \beta$  или  $2\pi = 4\beta l$ . Так как  $\beta = \omega / v$ , то  $v = 4/l$  и в результате получим  $f = v / (4l)$ , где  $v$  — скорость распространения энергии. Критические частоты — это частоты, при которых наблюдаются минимальные и максимальные влияния. При четных значениях коэффициента гармоник к влияния минимальны, а при нечетных —

максимальны.

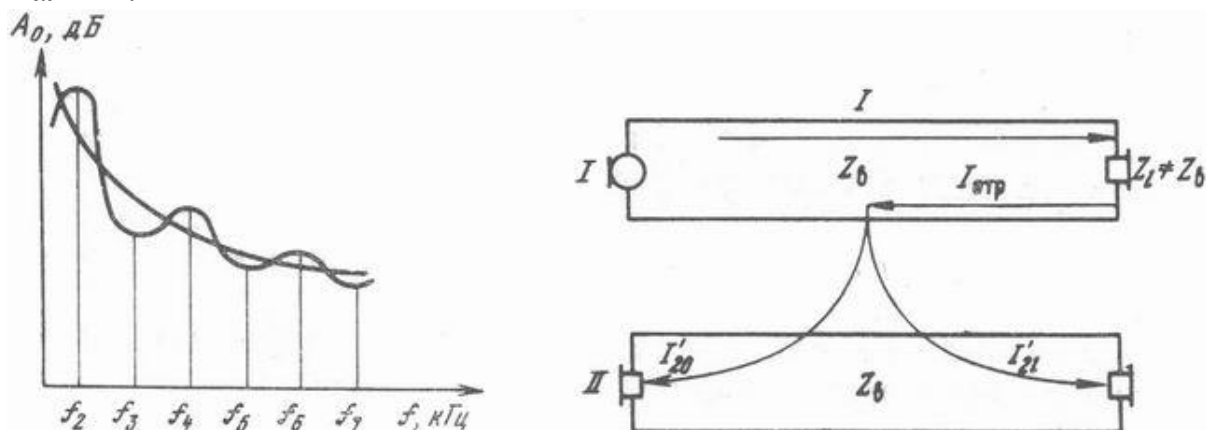


Рис. 8.14. Частотная зависимость переходного затухания на ближнем конце линии (а) и влияние между цепями из-за несогласованности сопротивления нагрузки  $Z_L$  и волнового сопротивления  $Z_B$  (б).

Рассчитывая переходное затухание в широком диапазоне частот, необходимо учитывать эти колебательные процессы и в первую очередь проверить соответствие линии нормам на критических частотах с максимальным влиянием (при нечетных  $k$ ).

#### 8.4. КОСВЕННЫЕ ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ

В предыдущих разделах процесс влияния рассматривался при наличии двух однородных цепей с согласованными нагрузками. В действительных условиях наряду с непосредственным влиянием между двумя цепями действуют косвенные влияния, которые возникают за счет отражений при несогласованных нагрузках, конструктивных неоднородностях цепей по длине, а также из-за наличия соседних, третьих, цепей. Косвенные влияния, суммирующиеся с непосредственными влияниями, снижают помехозащищенность цепей. Теоретическими и экспериментальными исследованиями установлено, что косвенные влияния особенно сказываются на дальнем конце в области высоких частот, а в ряде случаев превышают непосредственное влияние между цепями.

Влияние за счет отражений возникает из-за несогласованности входных сопротивлений аппаратуры с волновым сопротивлением линии, в результате чего возникают отраженные волны, которые приводят к увеличению собственного затухания цепей, появлению искажений передаваемых сигналов и возникновению дополнительного влияния между цепями.

На рис. 8.15 показана природа возникновения дополнительных влияний между цепями за счет несогласованности сопротивлений нагрузки и линии ( $Z_L \neq Z_B$ ). Как видно из рисунка, в приемник цепи I поступает лишь некоторая доля электромагнитной энергии, часть энергии отражается и распространяется обратно к началу цепи. Из-за электромагнитной связи между цепями эта энергия частично переходит в цепь II и проявляется на ближнем и дальнем

концах в виде тока помех. Таким образом, кроме тока прямого влияния появляется дополнительное влияние за счет отражения энергии при несогласованности нагрузок. Аналогичный процесс происходит также и при несогласованности сопротивлений аппаратуры и линии в начале и конце цепи П.

Дополнительное влияние за счет несогласованности нагрузок выражается через коэффициент отражения  $p = (Z_l - Z_B)/(Z_l + Z_B)$ , где  $Z_l$  — сопротивление нагрузки;  $Z_B$  — волновое сопротивление линии. Чем больше коэффициент отражения  $p$ , тем больше взаимное влияние между цепями. По существующим нормам для высокочастотных цепей коэффициент отражения не должен превышать  $1,25/\sqrt{f}$  ( $f$  — частота, кГц).

Переходное затухание на ближнем конце и защищенность на дальнем конце вследствие отражения выражаются через коэффициент отражения  $p$ .

Влияние за счет конструктивных неоднородностей возникает из-за нерегулярности конструкции кабельных и воздушных ЛС по длине.

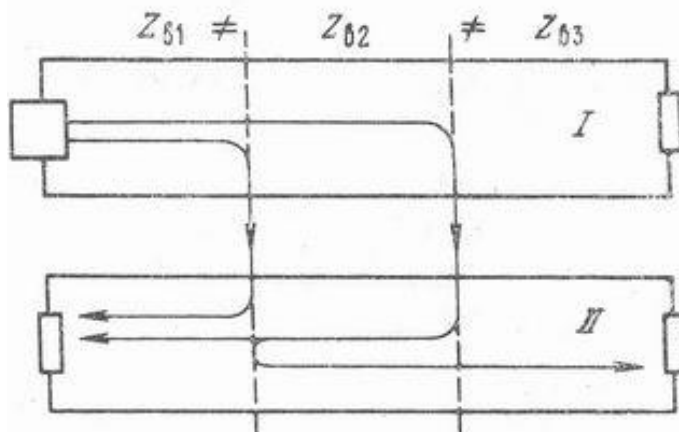


Рис. 8.15. Влияние между цепями за счет нерегулярности линии.

В местах нерегулярностей линии ( $Z_{B1} \neq Z_{B2} \neq Z_{B3}$ ) возникают отраженные волны, которые приводят к появлению обратного (движущегося к началу) и попутного (движущегося к концу) потоков энергии (рис. 8.15). Эти потоки являются источниками перехода энергии на соседние цепи и дополнительного влияния между ними.

В кабельных ЛС неоднородности обусловлены неравномерностью наложения изоляции, неточностями в кабельной скрутке и технологическим разбросом параметров строительных длин. В кабелях различают неоднородности внутренние (внутри строительных длин) и стыковые (в местах соединения строительных длин). На воздушных ЛС неоднородности подразделяются на элементные и профильные. Элементные неоднородности, т. е. различие элементов скрепления по длине, связаны с отклонениями в расположении опор. Профильные неоднородности обусловлены различием стрел провеса проводов и неодинаковыми расстояниями между штырями на траверсах или между крюками на опорах воздушных ЛС.

Конструктивные неоднородности увеличивают взаимные влияния. В ряде случаев весь эффект скрещивания и кабельной скрутки сводится на нет из-за конструктивных неоднородностей цепей, и поэтому не всегда имеет смысл часто скрещивать цепи ЛС или подбирать идеально согласованные шаги скрутки в кабелях. Конструктивные неоднородности строго нормируются.

На воздушных ЛС допустимое максимальное отклонение на длину элемента составляет 10% (при  $s=0,1$  км,  $\Delta s=0,01$  км), разница в стрелах провеса проводов не должна превышать 3 см. На кабельных ЛС асимметрия сопротивлений  $\Delta R = 0,1 \dots 0,14$  Ом/км; емкостная асимметрия  $\Delta C=1 \dots 1,2$  нФ/км; отклонение волнового сопротивления  $\Delta Z_B$  порядка 3 ... 5% номинального значения.

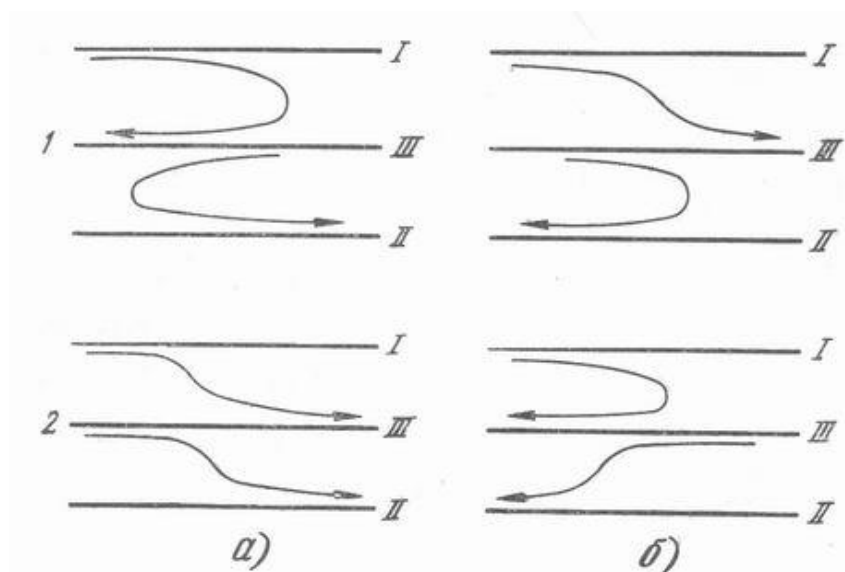


Рис. 8.16. Влияние между цепями I и II через цепь III: а — на дальнем конце; б — на ближнем конце; 1 — первая схема; 2 — вторая схема.

В реальных условиях на воздушной и кабельной ЛС кроме двух основных цепей (влияющей и подверженной влиянию) имеются однопроводные и двухпроводные третьи цепи, причем может быть не одна, а несколько третьих цепей, часть которых не используется для работы (например, искусственные цепи, экраны и свинцовая оболочка кабеля).

Третьи цепи, находящиеся на общей воздушной или кабельной ЛС с основными цепями, являются причиной дополнительных влияний. На рис. 8.16 цепь I — влияющая, цепь II — подверженная влиянию, через цепь III происходит дополнительное влияние между цепями I и II. Причем это влияние сказывается как на ближнем, так и на дальнем конце. Пути перехода энергии через цепь III показаны на рис. 8.16.

Однако наибольшую опасность при существующих схемах связи представляет помеха, поступающая на дальний конец цепи II (рис. 8.16, а). В этом случае переходные токи по закону влияния на ближний конец направляются сначала из цепи I в цепь III, а затем к левому концу цепи III и также по закону влияния на ближний конец переходят во II цепь и направляются



к ее дальнему концу [рис. 8.16, а].

Влияние через третьи цепи, на дальнем конце незначительное, при низких частотах становится весьма заметным в области высоких частот и может превышать непосредственное влияние между цепями. Влияние через третьи цепи на ближний конец существенно меньше, чем непосредственное влияние между цепями.

При расчете воздушных ЛС различают третьи цепи скрещенные и нескрещенные. Расчет влияния через третьи нескрещенные цепи или, иначе, через пучок проводов аналогичен расчету влияния через третьи скрещенные цепи, только пучок рассматривается как нескрещенная цепь.

Фаза отдельных составляющих токов помех косвенных влияний неизвестна, поэтому помехи суммируются по закону

$$I_{рез} = \sqrt{I_{отр}^2 + I_{к.н}^2 + I_{тр}^2}, \quad (8.54)$$

где  $I_{рез}$  — результирующий ток помех;  $I_{отр}$  — ток помех за счет отражений;  $I_{к.н}$  — ток помех за счет конструктивных неоднородностей;  $I_{тр}$  — ток помех за счет третьих цепей.

По этому же закону суммируются непосредственные и косвенные влияния.

## 8.5. ВЛИЯНИЯ В КОАКСИАЛЬНЫХ КАБЕЛЯХ

Как известно, электромагнитное поле коаксиальных цепей является закрытым, т. е. вне коаксиального кабеля оно не существует, что приводит к отсутствию непосредственных влияний между коаксиальными цепями.

Взаимные влияния между коаксиальными цепями обусловлены продольной составляющей напряженности электрического поля  $E_z^c$  на внешней поверхности внешнего проводника влияющей коаксиальной цепи (рис. 8.17, а). Эта составляющая поля возникает следующим образом. Протекающий по внешнему проводнику влияющей коаксиальной пары (цепь 1) ток  $I_{вЛ}$  создает на внутренней поверхности внешнего проводника продольную составляющую напряженности поля  $E_z^b$ . Данная составляющая и составляющая магнитного поля  $H_\phi$  определяют вектор Пойнтинга электромагнитного поля, направленный внутрь внешнего проводника коаксиальной цепи. Значение  $E_z^b$  вследствие явления поверхностного эффекта убывает с ростом  $z$ , т. е. по мере проникновения электромагнитной волны вглубь проводника. В результате  $E_z^c$  на внешней поверхности внешнего проводника имеет минимальное значение. В соответствии с изменением  $E_z(r)$  изменяется и плотность тока  $\delta(r) = \sigma \cdot E_z(r)$ , где  $\sigma$  — проводимость проводника.

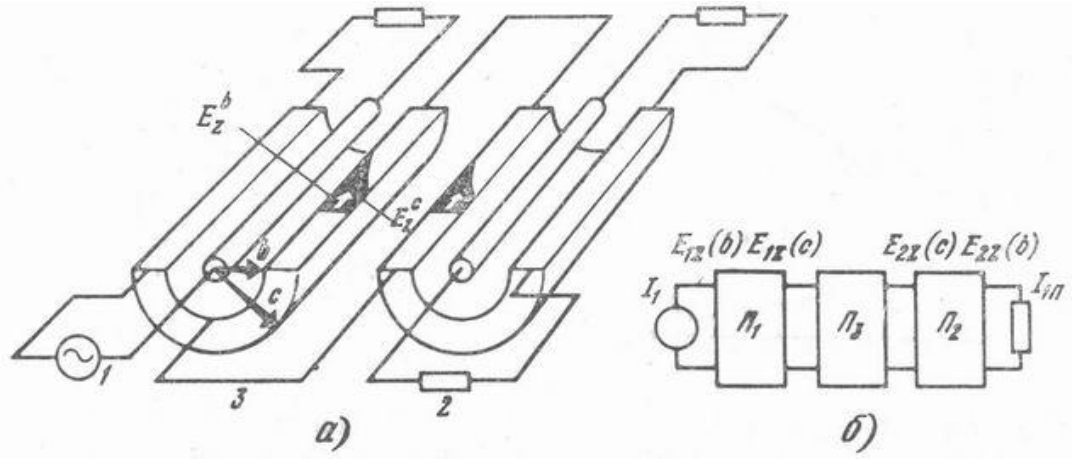


Рис. 8.17. Схема влияния между коаксиальными цепями (а) и эквивалентная схема влияния (б).

Напряженность поля  $E_z^c$ , действуя в цепи 3, образованной внешними проводниками цепей 1 и 2, вызывает ток на внутренней поверхности внешнего проводника второй коаксиальной пары, подверженной влиянию. В результате из двух внешних проводников кабелей создается промежуточная цепь тока с эквивалентным сопротивлением, равным сумме продольных сопротивлений 1 и 2 внешних проводников и сопротивления третьей (промежуточной) цепи. В этой промежуточной цепи действует ЭДС, равная  $E_z$  на внешней поверхности внешнего проводника влияющего кабеля (рис. 8.17, б).

Таким образом, в коаксиальных кабелях влияющая цепь 1 создает напряжение и ток в цепи 3, которая в свою очередь становится влияющей по отношению к цепи 2 и вызывает в ней ток помехи, убывающий с ростом частоты (рис. 8.18). В симметричных цепях влияние растет с увеличением частоты.

Степень взаимосвязи между коаксиальными цепями 1 и 2 характеризуется сопротивлением связи или взаимным сопротивлением  $Z_{12}(\omega)$ , представляющим собой отношение напряжения  $U_c(\omega)$ , возбуждаемого на внешней поверхности внешнего проводника влияющей коаксиальной цепи (рис. 8.18), к току  $I_1(\omega)$ , протекающему в этой цепи. Значение  $U_c(\omega)$  численно равно  $E_z^c(\omega)$ , поэтому

$$Z_{12}(\omega) = U_c(\omega) / I_1(\omega) = E_z^c(\omega) / I_1(\omega) . \quad (8.55)$$

Характер частотной зависимости сопротивления  $Z_{12}$  показан на рис. 8.18. С увеличением частоты величина  $Z_{12}$  падает вследствие возрастания потерь энергии электромагнитного поля при прохождении от внутренней поверхности внешнего проводника ( $r = b$ ) до внешней его поверхности ( $r = c$ ). На этом же рисунке показан характер изменения полного продольного сопротивления внешнего проводника  $Z_{np}$ . Из рисунка видно, что при постоянном токе  $Z_{12} = Z_{np}$

и равны сопротивлению постоянного тока  $R_0$ . С ростом частоты сопротивление  $Z_{np}$  вследствие поверхностного эффекта возрастает.

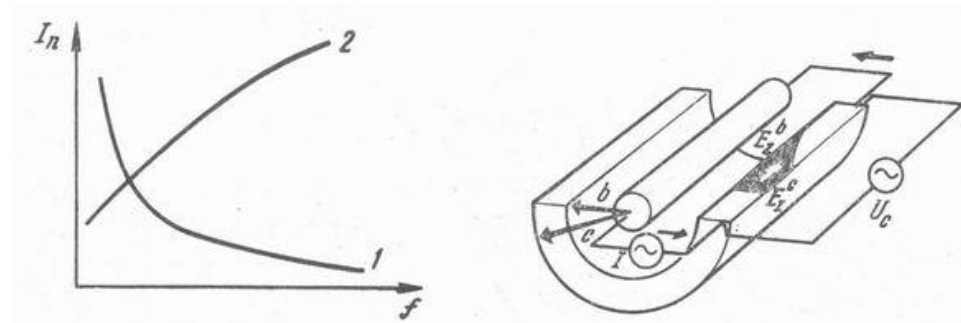


Рис. 8.18. Частотная зависимость тока помех (а) и напряженности  $E_z$  во внешнем между коаксиальными (1) и симметричными (2) проводнике коаксиального кабеля.

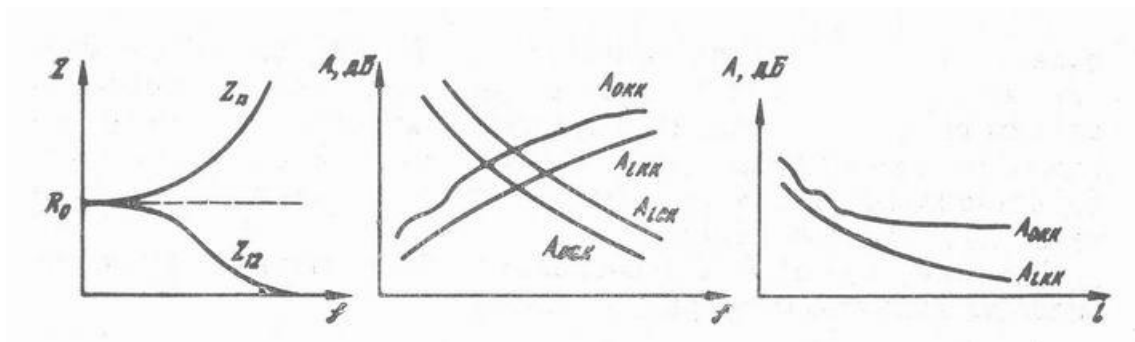


Рис. 8.19. Частотные зависимости сопротивления связи  $Z_{12}$  и полного сопротивления  $Z_n$  внешнего проводника коаксиального кабеля (а), переходных затуханий между коаксиальными и симметричными цепями на ближнем и дальнем концах линии, зависимости  $A_{0KK}$  и  $A_{1KK}$  от длины линии (в).

В результате аналогичных описанным в 6.1.4 преобразований получим, Ом/км,

$$Z_{12}(\omega) = \left| \frac{\sqrt{ik}}{2\pi\sqrt{bc}} \frac{1}{\sigma \cdot sh \cdot kt\sqrt{i}} \right|, \quad (8.56)$$

или

$$Z_{12}(\omega) = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{bc}} |N|, \quad (8.57)$$

где  $k = \sqrt{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}$  — коэффициент вихревых токов;  $b$  и  $c$  - внутренний и внешний радиусы внешнего проводника, мм;  $t$  — толщина внешнего проводника, мм,  $\sigma$  - проводимость материала проводника;  $N = k\sqrt{i} / \sigma \cdot sh \cdot kt\sqrt{i}$ . Значения  $|N|$ , необходимые для расчета сопротивления связи  $Z_{12}(\omega)$ , приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Частота,	Значения $ N  \cdot i$ , Ом/км, при толщине внешнего проводника									
	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
	Медь					Алюминий				
10	181	120	87	69	56	297	197	147,5	117,9	98,2
60	177	116	86	68	55	295	196,5	147	117,3	97,2
100	176	115	85	66	53	294	196,4	146,6	116,1	95,2
200	175	114	81	56	44	293,9	194,3	144,7	111,4	87,5
300	174	110	73	50	34	293,2	193,2	139,8	104,1	77,7
500	168	99	59	35	19	292,2	187,5	128,1	87,4	58,6

На основании (8.57) можно получить уравнение для первичного параметра влияния между коаксиальными цепями:

$$M_{KK} = Z_{12}Z_{21} / Z_3 = Z_{12}Z_{21} / (Z_{11} + Z_{22} + i \cdot \omega \cdot L_3), \quad (8.58)$$

где  $Z_{12}$  и  $Z_{21}$  — сопротивления связи влияющей цепи и цепи, подверженной влиянию, соответственно;

$Z_3 = Z_{11} + Z_{22} + i \cdot \omega \cdot L_3$  — полное продольное сопротивление третьей цепи;  $Z_{11}$  и  $Z_{12}$  — собственные продольные сопротивления внешних проводников влияющей цепи и цепи, подверженной влиянию;  $i \cdot \omega \cdot L_3$  — сопротивление третьей цепи, обусловленное внешней индуктивностью  $L_3$ , создаваемой магнитным полем между внешними проводниками коаксиальных цепей.

Заметим, что если коаксиальные цепи соприкасаются, то внешняя индуктивность равна нулю и

$$Z_3 = Z_{11} + Z_{22} = 2Z_{np}. \quad (8.59)$$

Используя уравнения (8.56) и (8.59), нетрудно вывести следующие формулы для расчета тока помех на ближнем  $I_{20KK}$  и дальнем  $I_{21KK}$  концах коаксиального кабеля:

$$I_{20KK} = -I_{10} (M_{KK} / Z_{B2}) \cdot (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)l}) / 2(\gamma_1 + \gamma_2), \quad (8.60)$$

$$I_{2IKK} = I_{1l} \frac{M_{KK}}{Z_{B2}} \frac{1 - e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)l}}{2(\gamma_1 - \gamma_2)} \quad (8.61)$$

При равенстве электрических характеристик цепей ( $Z_{B1} = Z_{B2} = Z_B; \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$ ) и после подстановки значения  $M_{KK}$  будем иметь

$$I_{20KK} = -I_{10} Z_{12}^2 (1 - e^{-2\gamma \cdot l}) / Z_3 Z_B 4\gamma; \quad I_{2IKK} = I_{1l} Z_{12}^2 l / 2 \cdot Z_3 Z_B \quad (8.62)$$

Соответственно переходное затухание, дБ, на ближнем и дальнем концах коаксиального кабеля

$$A_{OKK} = 20 \lg | I_{10} / I_{20} | = 20 \lg \left| \frac{4Z_3 Z_B \gamma}{Z_{12}^2 (1 - e^{-2\gamma \cdot l})} \right|, \quad (8.63)$$

$$A_{IKK} = 20 \lg | I_{10} / I_{20} | = 20 \lg 2 \cdot Z_3 Z_B / Z_{12}^2 l + \alpha \cdot l \quad (8.64)$$

Переходное затухание на ближнем конце, дБ, в случае длинных линий, когда  $\alpha \cdot l > 3$  Нп и  $e^{-2\alpha \cdot l} \ll 1$ , определяется уравнением:

$$A_{OKK} \approx 20 \lg \left| \frac{4Z_3 Z_B \gamma}{Z_{12}^2} \right|, \quad (8.65)$$

Индуктивность промежуточной цепи, Гн/км,

$$L_3 = 4 \ln[(a - r_3) / r_3] \cdot 10^{-4} = 4 \lg[(r_3 + t)] \cdot 10^{-4}, \quad (8.66)$$

где  $a$  — расстояние между центрами коаксиальных пар;  $r_3$  — внешний радиус внешнего проводника;  $t$  — толщина изоляции между коаксиальными парами.

Из (8.65) и (8.66) видно, что при отсутствии изоляционного покрытия коаксиальных пар значение  $L_3 = 0$ , так как  $a_3 = 2r_3$  и  $M_{KK} = Z_{12}^2 / 2 \cdot Z_{np}$ . Обычно коаксиальные пары изолируются диэлектриком — бумажными или пластмассовыми лентами. В этом случае  $t \neq 0$ ;  $a > 2r_3$ ;  $L_3 > 0$ , а  $\omega \cdot L_3 \gg Z_{11} + Z_{22}$ . В результате получаем  $Z_3 \approx \omega \cdot L \cdot r_3$  и  $M_{KK} \approx Z_{12}^2 / \omega L_3$ .

Как следует из формул (8.66) и (8.65), переходные затухания между коаксиальными парами на ближнем и дальнем концах линии с повышением частоты возрастают, что определяется: закрытым характером электромагнитного поля коаксиальных цепей; убыванием интенсивности возбуждающего электромагнитного поля на внешней поверхности внешнего проводника вследствие поверхностного эффекта. В симметричных цепях переходное затухание уменьшается.

На рис. 8.19, б представлены зависимости  $A_{OKK}$  и  $A_{IKK}$  от длины линии. При

малых значениях  $2\gamma \cdot l \cdot A_{\text{ОКК}}$  претерпевают волнообразные колебания за счет изменения величины  $(1 - e^{-2\gamma \cdot l})$ , с увеличением  $2\gamma \cdot l$  значение  $(1 - e^{-2\gamma \cdot l})$  стабилизируется и стремится к 1, поскольку при больших значениях  $2\gamma \cdot l$ ,  $e^{-2\gamma \cdot l}$  стремится к 0.

Переходное затухание на дальнем конце с увеличением  $t$  уменьшается по гиперболическому закону.

## 8.6. НОРМЫ НА ПАРАМЕТРЫ ВЗАИМНЫХ ВЛИЯНИЙ

Как указывалось выше, ЛС должны обеспечивать заданное качество передачи информационных сигналов как по уровню допустимых искажений в линиях и трактах передачи, так и по допустимому уровню взаимных помех.

Нормирование параметров взаимных влияний осуществляется по технологическим и сдаточным параметрам. В число технологических параметров входят параметры, с помощью которых контролируются электрические параметры исходных компонент (диаметры проводов и геометрические размеры изолирующих покровов; диэлектрическая проницаемость изоляции; неоднородность цепей по длине; магнитная проницаемость стальных экранирующих лент коаксиальных пар и т. д.), а также первичные параметры влияний (коэффициенты связи  $k_1, k_2, k_3$ ,  $e_1, e_2, e_3$  скрученных четверок симметричного кабеля, значения профильных и элементных неоднородностей воздушных ЛС и др.).

Нормы на сдаточные параметры определяют результирующие значения уровня взаимных помех на строительных длинах кабельных ЛС на ретрансляционных (усилительных или регенерационных) участках кабельной или воздушной ЛС и на различных отрезках линии. Основными сдаточными параметрами взаимных влияний являются требуемые значения переходных затуханий на ближнем и дальнем концах линии. В аналоговых системах передачи помехи, наводимые на усилительных участках, суммируются на длине линии переприемный пункт — переприемный пункт (ПП—ПП). Поэтому уровень шума обычно нормируется для этой длины линии. Далее допустимое значение шума распределяется между различными источниками шумов (термическими, нелинейными, внешними и взаимными). Затем по допустимому уровню взаимных помех на участке ПП—ПП определяют, пользуясь известными законами сложения шумов, требования к параметрам взаимных влияний на усилительных участках. Например, для коаксиальных магистралей длина участка ПП—ПП принимается равной 2500 км. Требуемая защищенность от взаимных помех на этом участке должна быть не менее 58,2 дБ для 90 % комбинаций влияния и не менее 54,7 дБ для 100 %. Защищенность между цветными цепями воздушных ЛС должна быть не менее 50,4 дБ, а между стальными 46,9 дБ.

Соответственно этим величинам нормируются значения защищенности и переходных затуханий на усилительных участках линии и на строительных длинах кабеля. Поскольку токи помех с усилительных участков линии складываются, как случайные векторы, норма на защищенность между цепями

на усилительном участке определяется из уравнения

$$A_{3yy}^{mp} = A_{33}^{mp} + 10 \ln(2500/l_{yy}) = A_{33}^{mp} + 10 \lg N, \quad (8.67)$$

где  $N$  — число усилительных участков на эталонной магистрали длиной 25 000 км;  $l_{yy}$  — длина усилительного участка, км;  $A_{33}^{mp}$  — требуемая защищенность между цепями эталонной линии (ПП—ПП).

Нормы переходных затуханий на дальнем и ближнем концах симметричных кабельных ЛС для различных систем связи приведены в табл. 8.3. В этой же таблице указаны нормы переходных затуханий между коаксиальными парами строительных длин кабеля КМ-4, КМ-8/6 и МКТ-4. Последнее обстоятельство вызвано тем, что в процессе строительства, монтажа и эксплуатации коаксиальных кабелей никаких дополнительных мер по защите трактов от взаимных влияний не принимают.

Таблица 8.3

Тип линии	Норма переходного затухания для различных систем связи	
	$A_0$	$A_l$
Симметричные кабели: Низкочастотные Высокочастотные	$(60,8 + \alpha \cdot l) / (65,1 + \alpha \cdot l^*)$ $60,8 / (73,8 + \alpha \cdot l)^{**}$	$(60,8 + \alpha \cdot l) / (65,1 + \alpha \cdot l^*)$ 73,8 для 90% и 71 для 100%
Коаксиальные кабели: КМ – 4 КМ – 8/6 МКТ – 4	140 123,3(2,6/9,5) и 104,21(1,2/4,6) 108,6	140 123,3(2,6/9,5) и 104,21(1,2/4,6) 108,6

\* В числителе для двухпроводной системы связи, в знаменателе — для четырехпроводной.

\*\* В числителе для двухкабельной системы связи, в знаменателе — для однокабельной.

*Нормирование взаимных влияний для цифровых систем передачи* осуществляется на длине регенерационного участка (РУ) на полутактовой частоте. За основу принимается требуемое значение защищенности, характеризующее отношение сигнал-шум на полутактовой частоте, которое обеспечивает заданную вероятность ошибки  $p_e$  для квазитроичного кода. Эта величина в зависимости от типа ЦСП принимается равной 23 ... 26 дБ.

Требуемое значение переходного затухания, дБ, между трактами ЦСП на длине регенерационного участка двухкабельной магистрали:

$$A_{iPY}^{mp}(\omega_{nm}) \geq 26 + 10 \lg(n-1), \quad (8.68)$$

где  $n$  — число трактов в кабеле;  $\omega_{nm}$  — значение полутаковой частоты ЦСП.

В случае однокабельной системы передачи переходное затухание на ближнем конце  $A_{OPY}^{mp}(\omega_{nm}) + \alpha(\omega_{nm})$

В процессе проектирования и реконструкции КМ часто возникает необходимость априорной оценки возможности установки той или иной аппаратуры ЦСП по известным статистическим параметрам взаимных влияний на частоте 250 кГц, являющейся верхней границей АСП типа К-60П.

На основании статистических исследований доказывается возможность подобной оценки не только по длинам регенерационных участков, но и по нормируемым значениям переходных затуханий между цепями на строительных длинах высокочастотных симметричных кабелей связи.

Таблица 8.4

Цифровая система передачи	Длина РУ, км	$A_{iPY}^{mp}(0,25 \text{ МГц}),$ дБ, при $p_{iPY}$			$A_{i.c.d}^{mp}(0,25 \text{ МГц})$ для ЦСП, дБ	$A_{i.c.d}^{mp}(\omega)$ для К – 60П дБ
		$10^{-8}$	$10^{-10}$	$10^{-11}$		
ИКМ – 30	10	35,1	35,5	36,0	54,6	
ИКМ – 120	5	51,5	51,9	52,3	68,0	68
ИКМ – 480	2,5	67,7	68,1	68,6	81,2	
ИКМ – 1920	1,2	81,3	81,7	82,2	91,5	

В табл. 8.4 приведены определенные требуемые минимальные значения переходных затуханий на дальнем конце РУ и между цепями на частоте 250 кГц.

## 8.7. МЕРЫ ЗАЩИТЫ ЦЕПЕЙ И ТРАКТОВ ЛИНИИ СВЯЗИ ОТ ВЗАИМНЫХ ВЛИЯНИЙ

Различают следующие основные меры защиты цепей и трактов линий связи от взаимных влияний:

Применение систем передачи и типов линий связи, обеспечивающих малые значения взаимных влияний. Этот способ реализуется на практике в очень широких масштабах. Так, применение коаксиальных кабелей или волоконно-



оптических линий практически полностью решает проблему защиты цепей и трактов линий связи от взаимных влияний. К этому способу можно отнести также мероприятия, связанные с повышением однородности линий связи, улучшением качества строительства линий, рациональным выбором цепей для различных систем передачи. Взаимная компенсация помех между цепями симметричных линий связи, наводимых на различных участках линии. Этот способ используется в воздушных (ВЛС) и симметричных кабельных (КЛС) линиях связи путем скрещивания цепей ВЛС и соответствующего подбора шагов скрутки цепей симметричного кабеля. В процессе монтажа кабеля в симметрирующих муфтах производят скрещивание цепей по критерию максимального ослабления взаимных влияний. Способы сосредоточенной компенсации взаимных помех реализуются на усилительных участках линии, а также на участках ОУП—ОУП. Принцип этого способа основан на включении специальных компенсирующих схем, называемых противосвязями. Противосвязи синтезируются таким образом, чтобы токи (напряжения), проходящие через них в цепь, подверженную влиянию, ослабляли токи (напряжения) помехи.

Данные методы применяются при строительстве низкочастотных и высокочастотных линий связи.

Экранирование цепей кабельных линий связи используется в коаксиальных, симметричных и оптических кабелях и осуществляется в процессе их изготовления (на заводах). Защита от взаимных влияний в этом случае достигается путем ослабления интенсивности влияющего электромагнитного поля в экране. Отбор цепей многопарных телефонных кабелей, взаимная защищенность между которыми равна или превышает требуемые нормами значения. Этот метод применяется на кабельных линиях ГТС при уплотнении цепей кабелей цифровыми или аналоговыми системами передачи.

Каждый из перечисленных способов защиты цепей от взаимных влияний характеризуется своей технологией реализации, эффективностью защиты от взаимных помех, стабильностью, стоимостью, надежностью, рабочим диапазоном частот, эксплуатационными характеристиками — ремонтоспособностью, эксплуатационными расходами, технологией эксплуатации, методикой контроля исправности и стабильностью значения "эффективности" подавления помех. В зависимости от типа линии связи и системы передачи в широких пределах изменяются эффективность каждого из указанных выше способов защиты от взаимных влияний, а также конструктивная и технологическая его реализация. В связи с этим рассмотрение методов защиты от взаимных влияний осуществляется отдельно для каждого типа линии связи.

Взаимное влияние между кабельными цепями и величины электромагнитной связи обусловлены расположением токопроводящих жил, зависящим от способа их скрутки и от неоднородностей в кабеле (отклонение диаметров жил, неоднородная изоляция и т. д.), практически не поддающихся предварительному учету. Кабельная скрутка уменьшает электромагнитные связи и взаимное влияние между кабельными цепями.

В кабельных цепях различают связи: внутригрупповые (между цепями

одной и той же группы) и межгрупповые (между цепями различных групп). Емкостная и индуктивная связи выражаются через расстояния между влияющей (I) и подверженной влиянию (II) цепями  $a_{14}$ ,  $a_{13}$ ,  $a_{24}$ ,  $a_{23}$  (рис. 8.20). Условием отсутствия емкостной и индуктивной связей является

$$\ln[a_{14}a_{23}/(a_{13}a_{24})] = 0 \quad (8.68)$$

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы

$$a_{14} = a_{13} = a_{24} = a_{23}. \quad (8.69)$$

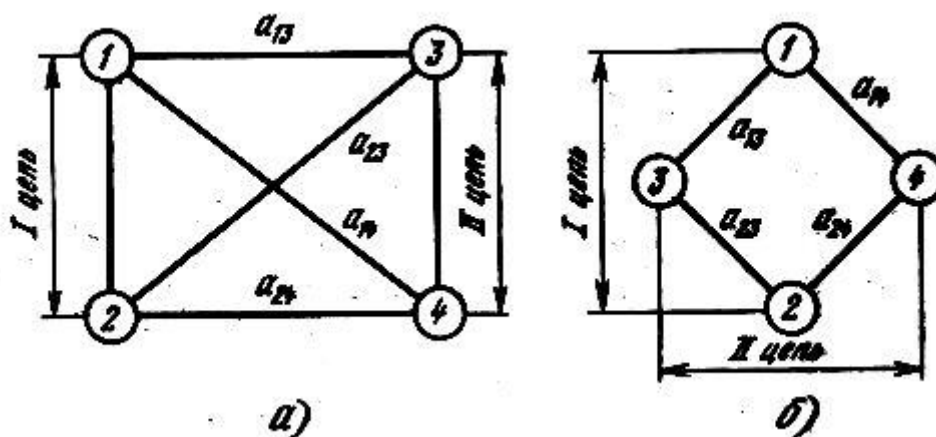


Рис. 8.20. Расположение влияющей и подверженной влиянию цепей в кабеле: а - общий случай; б - звездная скрутка.

Достаточно также, чтобы соблюдалось равенство

$$a_{14} a_{13} = a_{24} a_{23}. \quad (8.70)$$

Эти условия, выполняются при звездной скрутке, когда влияющая цепь (жилы 1-2) и цепь, подверженная влиянию (жилы 3-4), расположены на взаимно перпендикулярных осях. При этой скрутке связи внутри группы обуславливаются лишь допусками и неоднородностями производственного характера. Внутригрупповые связи зависят также от шага скрутки. Это обусловлено тем, что частичные связи между жилами зависят не только от расстояний между ними, но и от расстояний этих жил от свинцовой оболочки жил других четверок. Связи между звездными четверками зависят главным образом от соотношения шагов скрутки четверок. При всех других типах скрутки (ДП, ДЗ и П) расстояния между жилами цепей влияющей и подверженной влиянию непрерывно меняются вдоль кабеля. Чтобы влияние как внутри групп, так и между группами было минимальным, необходимо специальное согласование шагов скрутки. Принципиально кабельная скрутка аналогична скрещиванию цепей воздушных линий, но скрутка представляет собой равномерно распределенное скрещивание проводов по длине кабеля.

Каждая кабельная цепь скручивается с различным шагом скрутки. Под *шагом скрутки*  $h$  понимается длина, на которой изолированная жила цепи или группа описывает полный круг по оси скручивания. При малых шагах скрутки удлиняются жилы, возрастает диаметр кабеля и увеличиваются расходы материалов. При больших шагах скрутки получается неустойчивая, «рыхлая» конструкция кабеля. Наиболее приемлемым для групп является шаг скрутки порядка 100...300 мм, а повива - 400...600 мм. Каждый последующий повив скручивается в обратную сторону по сравнению с предыдущим повивом (рис. 7.21). Подбор и согласование шагов скрутки различных цепей и кабельных групп производятся по участкам, называемым *секциями симметрии*.

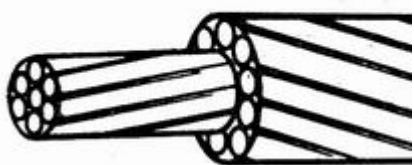


Рис. 8.21. Скрутка повивов

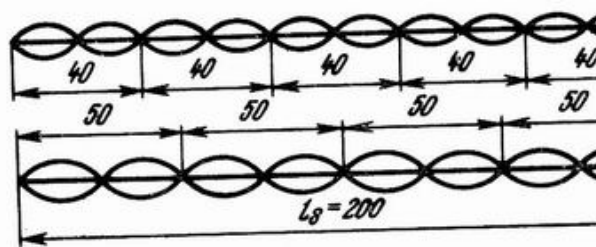


Рис. 8.22. Секция симметрии двух цепей

Секция симметрии связана с шагом скрутки следующим соотношением:  $l_s = h_1 h_2 / D$ , где  $D$  - общий наибольший делитель  $h_1$  и  $h_2$ . Например, если имеются две цепи, скрученные с шагом  $h_1 = 40$  мм и  $h_2 = 50$  мм, то общий наибольший делитель  $D = 10$  и  $l_s = 40 \cdot 50 / 10 = 200$  мм. Для исключения действия неуравновешенной длины и обеспечения требуемой компенсации связей необходимо, чтобы  $n_s = (h_1 + h_2) / D$  было нечетным числом. В нашем случае  $l_s = (40 + 50) / 10 = 9$ .

Необходимо также соблюдать условие, по которому секция симметрии не должна превышать  $1/8$  длины волны высшей передаваемой частоты тока ( $l_s < \lambda/8$ ).

На рис. 8.22 показано, как совершается полный цикл защиты от помех (симметрии) между двумя рассмотренными цепями на участке длиной  $l_s = 200$  мм. В пределах этой длины кабеля положение жил в парах по отношению друг к другу, а вместе с тем и расстояния между жилами  $a_{14}$ ,  $a_{13}$ ,  $a_{24}$ ,  $a_{23}$  постоянно меняются, причем в конце отрезка кабеля получается такое же положение жил, как и в его начале. На втором и всех последующих отрезках кабеля длиной  $l_s$  повторяются все положения жил. Поэтому достаточно рассмотреть один лишь цикл симметрии.

Из рис. 8.23, где показан характер изменения расстояний между жилами двух цепей на отрезке кабеля длиной  $l_s$  видно, что эти расстояния являются функцией длины кабеля  $l$  причем функция  $a_{14}(l)$  взятая на отрезке  $l'$  обнаруживает такие же изменения, как функция  $a_{24}(l)$  на отрезке  $l''$ . Функция  $a_{23}(l)$  в интервале  $l'$  равна функции  $a_{23}(l)$  в интервале  $l''$ . В середине секции

защиты  $l_s$  в точке  $A$ , происходит взаимное изменение расстояний между жилами. Следовательно, на участке кабеля длиной  $l_s$ , выполняется соотношение между функциями  $a_{14}(l) a_{23}(l) = a_{24}(l) a_{13}(l)$ , т. е.  $\ln[a_{14}a_{23}/a_{24}a_{13}] = 0$ , отсутствуют емкостные  $k$  и индуктивные  $m$  связи, а мешающее влияние между цепями I и II сводится к минимуму.

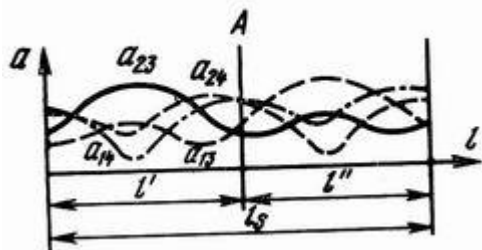


Рис. 8.23. Изменение расстояний между проводниками двух цепей на отрезке кабеля

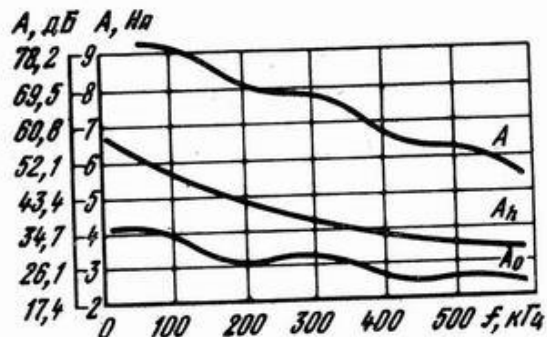


Рис. 8.24. Частотная зависимость переходного затухания между скрученными цепями

Влияние магнитного поля проникает в отдаленные группы кабеля. Влияние электрического характера существует лишь между близлежащими группами, так как электрическая связь более отдаленных групп в силу электрического экранирования ничтожно мала. Поэтому в низкочастотных кабелях, в которых взаимовлияние между цепями обусловлено практически емкостными связями, можно согласовывать шаги скрутки лишь у соседних групп кабеля. В этом случае достаточно принять два различных, согласованных между собой шага скрутки и чередовать их. Так, в повиве с десятью группами пять групп с нечетными номерами скручиваются с шагом  $h_1$ , а остальные с четными номерами - с шагом  $h_2$ . В случае нечетного числа групп в повиве необходимо иметь еще третий согласованный шаг скрутки (для последней группы).

В кабелях дальней связи, предназначенных для высокочастотной передачи, большое значение имеет магнитное влияние, поэтому необходимо производить согласование каждой группы кабеля с каждой.

Расчет согласованных шагов скрутки производится по формуле

$$m[H_1 H_2 / (H_1 \pm H_2)] = \nu h_1 = [(\omega n_2 \pm 1) / n_2] h_2. \quad (8.71)$$

Для групп, находящихся в одном повиве, выражение для парной скрутки групп запишется в виде

$$h_1 / h_2 = (2\omega \pm 1) / (2\nu), \quad (8.72)$$

а для звездной - в виде

$$h_1/h_2 = (4\omega \pm 1)/(4\nu) . \quad (8.73)$$

Для устранения влияний между группами, находящимися в смежных повивах с шагами повивов  $H_1$  и  $H_2$ , должна существовать следующая зависимость:

$$m[H_1H_2/(H_1 \pm H_2)] = \nu h_1 . \quad (8.74)$$

В формулах  $H_1$  и  $H_2$  - шаги скрутки первого и второго повивов;  $h_1$  и  $h_2$  - шаги скрутки согласуемых групп;  $\nu, m, \omega$  - целые положительные числа.

Указанные уравнения выведены из расчета согласования шагов скрутки лишь двух групп ( $h_1$  и  $h_2$ ) или двух повивов ( $H_1$  и  $H_2$ ). В действительности кабель состоит из большого числа групп, и все они должны быть взаимно согласованы и защищены от помех. Для этого задаются каким-либо шагом скрутки первой группы и повива и, подставляя различные значения  $\nu, m, \omega$ , рассчитывают значительное число шагов, а затем выбирают соответствующие шаги скруток для каждой группы. Например, требуется подобрать шаг скрутки звездных групп в кабеле  $4 \times 4$ . Шаги скрутки звездных групп должны находиться в пределах 100...300 мм; в этом интервале берем определенный шаг скрутки первой четверки и, пользуясь формулой  $h_1/h_2 = (4\omega \pm 1)/(4\nu)$ , рассчитываем приемлемые шаги скруток остальных трех групп.

Любой из указанных шагов обеспечивает должную помехозащищенность цепей кабеля, но для уменьшения влияния неуравновешенных длин следует выбирать такие шаги скрутки в пределах 100... 300 мм, при которых секция симметрии будет наименьшей.

В кабеле МКСБ-7х4 приняты следующие шаги скруток:  $h_1=125$  мм,  $h_2=160$  мм,  $h_3=202$  мм,  $h_4=175$  мм,  $h_5=228$  мм,  $h_6=142$  мм,  $h_7=241$  мм. В кабеле МКСБ-4х4 используются первые четыре шага скрутки.

Эффективность скрутки кабельных цепей ( $A_h$ ) видна из рис. 6.46, где показано значение переходного затухания на ближнем конце без скрутки ( $A$ ) и с учетом скрутки ( $A_{0h} = A + A_h$ ).

В настоящее время кроме классической равномерной скрутки групп широко используется скрутка с переменным случайным шагом, а также скрутка с так называемым SZ шагом.

## 8.8. СИММЕТРИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ

*Симметрированием* называется комплекс мероприятий, проводимых в процессе монтажа симметричных кабелей связи с целью уменьшения взаимных влияний между цепями кабеля. В этот комплекс входят методы взаимной компенсации влияний с отдельных участков линии (метод скрещивания цепей) и метод ослабления влияния с помощью контуров противосвязи.

В кабелях низкой частоты (НЧ), используемых в тональном диапазоне частот (до 4 кГц), преобладают электрические (емкостные) связи, а с магнитными связями можно в первом приближении не считаться. Поэтому на коротких участках кабеля взаимные влияния на ближнем и дальнем концах становятся одинаковыми и на первом этапе симметрирования их ослабление осуществляется путем уменьшения только емкостных связей.

Участки кабельной линии, на которых выполняется первый этап симметрирования НЧ кабелей, называется *шагом симметрирования*. Длина шага симметрирования обычно не превышает 17...20 км (для пупинизированных цепей кабеля он равен шагу пупинизации, т. е. 1,7 км). Основной задачей симметрирования НЧ кабелей является уменьшение взаимных влияний между цепями, расположенными внутри четверки.

Влияние между цепями различных четверок (межгрупповые связи), как правило, не превышает допустимых нормами значений. В отдельных случаях, когда значения емкостных связей между цепями различных групп оказываются выше допустимых нормами величин их уменьшают путем включения контуров противосвязи между соответствующими цепями. Конечной целью симметрирования НЧ кабеля является обеспечение требуемой защищенности от взаимных помех на ближнем и дальнем концах линии.

Симметрирование НЧ кабелей производится в три этапа: внутри шагов симметрирования, при соединении шагов и на смонтированном (усилительном) участке.

Основным способом уменьшения взаимных влияний между цепями НЧ кабелей на первом и втором этапах симметрирования является скрещивание цепей. Как указывалось выше, при скрещивании цепей стремятся осуществить компенсацию электромагнитных связей одного участка кабеля (*A*) связями другого участка кабеля (*B*) путем соответствующего соединения жил цепей заданной четверки. Возможны восемь различных схем соединения жил, представленных. Каждая из этих схем условно обозначается оператором скрещивания, содержащим три индекса. Первый индекс определяет способ соединения первой основной цепи (нумерация цепей производится со стороны *A*), второй индекс — второй основной и третий индекс — фантомной (искусственной) цепи, образованной из цепей 1 и 2. Индекс (•) соответствует соединению цепей «напрямое», индекс (x) — соединению цепей со скрещиванием.

Значения коэффициентов связи и емкостной асимметрии связаны с частичными емкостями между жилами кабеля (рис. 8.25) следующими соотношениями:

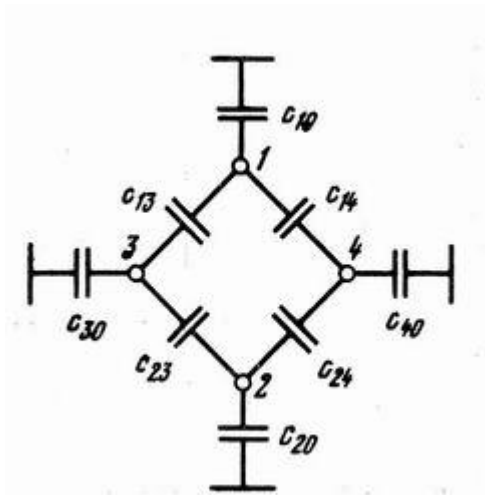


Рис. 8.25. Эквивалентная схема образования емкостных связей и асимметрии внутри четверки

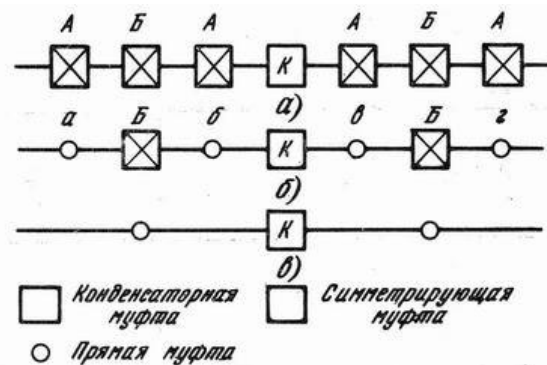


Рис. 8.26. Схемы симметрирования НЧ кабеля: а – семиточечная; б – трехточечная; в – одноточечная.

### Связи

$k_1 = (c_{13} + c_{24}) - (c_{14} + c_{23})$  - между основными цепями в четверке;

$k_2 = (c_{13} + c_{14}) - (c_{23} + c_{24})$  - между первой основной и фантомной цепями;

$k_3 = (c_{13} + c_{23}) - (c_{14} + c_{24})$  - между второй основной и фантомной цепями

### Асимметрия

$e_1 = (c_{10} - c_{20})$  - первой цепи относительно оболочки;

$e_2 = (c_{30} - c_{40})$  - второй цепи относительно оболочки;

$e_3 = (c_{10} + c_{20}) - (c_{30} + c_{40})$  - фантомной цепи относительно оболочки.

Из этих соотношений нетрудно установить закономерности алгебраического суммирования емкостных связей и асимметрии для различных операторов скрещивания, представленных в табл. 8.5.

Выбор оптимального оператора скрещивания при уменьшении емкостных связей и асимметрии внутри шага симметрирования осуществляется обычно по критерию получения наименьшего максимального значения связи и асимметрии в каждой симметрирующей муфте.

Возможны и другие критерии, например получение минимального значения остаточной связи на всей секции симметрирования.

Скрещивание цепей внутри шага симметрирования (первый этап) может осуществляться по семиточечной, трехточечной и одноточечной схемам (рис. 8.26). Схема скрещивания цепей обычно задается проектом строительства

линий. Выбор той или иной схемы зависит от средних арифметических значений емкостных связей и асимметрий в отдельных строительных длинах, которые определяются из паспортных данных. Семиточечная схема дает самый большой эффект ослабления связей, но она является наиболее трудоемкой.

Муфты, в которых производится симметрирование скрещиванием, называются симметрирующими; муфты, в которых осуществляется симметрирование с помощью скрещивания и включения компенсирующих конденсаторов, называются конденсаторными. Муфты, в которых все жилы соединяются «напрямое», т. е. без симметрирования, называются «прямыми».

При симметрировании по семиточечной схеме (рис. 8.26, а) сначала монтируются симметрирующие муфты *A*, затем - симметрирующие муфты *B* и, наконец, - конденсаторная муфта *K*, в которой симметрирование производится скрещиванием цепей. Остаточные связи компенсируются конденсаторами. В этой же муфте с помощью конденсаторов осуществляется симметрирование смежных четверок.

По трехточечной схеме (рис. 8.26, б) вначале монтируются прямые муфты *a*, *б*, *в*, *г*, потом - симметрирующие муфты *B* и в конце - конденсаторная муфта *K*.

В случае одноточечной схемы симметрирования (рис. 8.26, б) после монтажа всех прямых муфт осуществляется симметрирование скрещиванием и с помощью конденсаторов в муфте *K*.

Для обеспечения высокой эффективности симметрирования соединяемые в муфтах *A*, *B*, *B* и *K* отрезки линии должны быть примерно одинаковой длины.

Симметрирование цепей на каждом шаге симметрирования осуществляется в следующей последовательности.

1. Производят монтаж прямых муфт.
2. Измеряют прибором ИЕА в муфтах *A* или *B* и *K* значения связей и асимметрий  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  между цепями, расположенными внутри четверок соединяемых отрезков кабеля.
3. Измеренные значения связей и асимметрии записывают в табл. 8.5 (с примером заполнения).
4. Пользуясь приведенными в табл. 8.5 формулами для определения результирующих связей, определяют значения результирующих связей и асимметрии для каждого оператора скрещивания.
5. В соответствующие графы табл. 8.6 заносят максимальные значения остаточных связей для каждого оператора скрещивания и выбирают оператор скрещивания, при котором эти значения минимальны.

Таблица 8.5

Измеряемый параметр	Результат измерения на стороне		Результирующие связи при различных операторах								
	A	B	...	x..	xx.	.x.	..x	x.x	xx x	x.x	



$k_1$	-30	45	15	-75	15	-75	15	-75	15	-75
$k_2$	60	50	110	10	10	110	88	32	32	88
$k_3$	45	28	73	73	17	17	95	95	-5	-5
$e_1$	-85	-70	-155	-15	-15	-155	-2	-168	-168	-2
$e_2$	67	83	150	150	-16	-16	-3	-3	137	137
$e_3$	-130	200	70	70	70	70	-370	-370	370	-370
Максимальное значение остаточной связи и асимметрии			110	75	17	110	15	95	32	88
			150	150	70	155	370	370	370	370
Выбранный оператор соединения цепей			xx .							

Возможны случаи, когда этот критерий для значений  $k$  и  $e$  не совпадает, т. е. по наименьшей максимальной величине емкостной связи ( $k_1, k_2, k_3$ ) следует выбрать один оператор скрещивания, а по значению остаточной асимметрии ( $e_1, e_2, e_3$ ) - другой. В этом случае, как правило, предпочтение отдается критерию уменьшения емкостных связей.

6. В соответствии с выбранным оператором соединяют проводники, затем измеряют остаточные связи и асимметрию смонтированных цепей.

7. Производят симметрирование скрещиванием цепей в данной муфте остальных четверок кабеля.

8. Аналогичным образом уменьшают емкостные связи и асимметрию в других муфтах шага симметрирования.

9. В конденсаторной муфте вначале производят скрещивание цепей соединяемых участков шага симметрирования. В случае достижения допустимых значений емкостных связей и асимметрии (табл. 8.6) симметрирование внутри шага заканчивается.

Таблица 8.6

Емкостная связь и асимметрия		$k_1$	$k_2 - k_3$	$k_4$	$k_5 - k_8$	$k_9 - k_{12}$	$e_1 - e_2$
Допустимое значение на шаге скрещивания, пФ	Среднее	10	10	30	20	10	100
	Максимальное	20	20	80	60	30	300

Примечание.  $k_4$  - емкостная связь между искусственными цепями разных четверок;  $k_5 - k_8$  - между основными и искусственными цепями разных четверок;  $k_9 - k_{12}$  — между основными цепями разных четверок.

10. Если остаточные связи превышают эти значения, их уменьшают путем включения симметрирующих конденсаторов. Симметрирование конденсаторами осуществляется отдельно для емкостных связей и

асимметрии.

Пример симметрирования остаточных емкостных связей кабельной четверки по результатам измерений  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  приведен в табл. 8.7.

Подбор симметрирующих конденсаторов выполняется следующим образом. Из измерений (см. табл. 7.8) известно, что  $k_1 = -30$  пФ. Это означает, что сумма частичных емкостей ( $c_{13} + c_{24}$ ) меньше ( $c_{14} + c_{23}$ ) на 30 пФ. Включив между жилами 1-3 или 2-4 конденсатор емкостью 30 пФ, доведем значение  $k_1$  до нуля. Однако если конденсатор подключить лишь к одной паре жил (1-3) или (2-4), то при этом изменятся величины  $k_2$  и  $k_3$ . Поэтому при симметрировании конденсаторы подключают к обеим парам жил (1-3) и (2-4) емкостью по 15 пФ. Аналогично определяют значения и схемы включения конденсаторов для ослабления  $k_2$  и  $k_3$ . Далее вычисляют суммарные значения емкостей дополнительных конденсаторов. Поскольку симметрия цепей не изменится при уменьшении емкости всех дополнительно включаемых конденсаторов на одинаковую наименьшую величину, из суммарных значений емкостей производится вычитание этого значения (в нашем примере 10 пФ).

Таблица 8.7

Измерение значения остаточных емкостных связей	Емкости симметрирующих конденсаторов, пФ, которые необходимо включить между жилами			
	1-3	1-4	2-3	2-4
$k_1$	15	-	-	15
$k_2$	-	-	10	10
$k_3$	-	15	-	15
Суммарное значение	15	15	10	10
Вычитаемая наименьшая величина емкости	10	10	10	10
Величина емкости включаемых конденсаторов	5	5	0	30

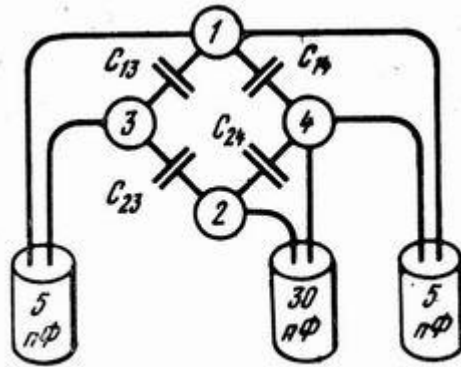


Рис. 8.27. Схема включения симметрирующих конденсаторов в кабельную четверку (к примеру табл. 7.8).

На рис. 8.27 показана схема включения симметрирующих конденсаторов для нашего примера. Такое уменьшение емкостей снижает число включаемых конденсаторов.

Для симметрирования применяют специальные влагостойкие и теплостойкие малогабаритные конденсаторы типов КТН-1 и КТН-2.

Конденсаторное симметрирование используется также для уменьшения емкостных связей между четверками.

Второй этап симметрирования состоит в соединении шагов симметрирования между собой путем скрещивания цепей по критерию достижения максимального значения переходного затухания. Двенадцать ближайших к станции муфт симметрирования цепей соединяют по результатам измерения переходного затухания на ближнем конце линии. Остальные муфты симметрирования соединяют по результатам измерения на дальнем конце линии. Измерения затуханий производят на частоте 800 Гц.

В случае достижения заданных норм для усилительного участка переходных затуханий процесс симметрирования заканчивается. Если значения переходных затуханий оказались ниже нормы, то производится ослабление взаимных помех с помощью контуров противосвязей, включаемых по концам усилительного участка.

В табл. 8.8 приведены этапы симметрирования НЧ кабелей.

Таблица 8.8

Этап симметрирования	Измеряемый параметр	Способ симметрирования	Норма	Место симметрирования
Внутри шага симметрирования	$k_1, k_2, k_3$ $e_1, e_2, e_3$	Скрещивание	Наименьшая величина	Симметрирующая муфта
	$k_1 - k_3$ $k_4 - k_{12}$ $e_1, e_2, e_3$	Скрещивание и включение конденсатора в	См. табл. 7.7	Конденсаторная муфта

Соединение шагов симметрирования	Переходное затухание на ближнем конце $A_0$	Скрещивание	Наибольшая величина	12 муфт, ближайших к станции
	То же, на дальнем конце ( $A_l$ )			Все остальные муфты
На смонтированном участке	Переходное затухание на дальнем конце $A_l$	Включение контуров противосвязи	Защитенность 61 дБ для двухпроводных и 65 дБ для четырехпроводных систем передачи	Усилительная станция

## 8.9. СИММЕТРИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КАБЕЛЕЙ

Высокочастотные симметричные кабельные линии связи используются обычно по двухкабельной однополосной системе передачи. На этих линиях оборудуются аналоговые и цифровые системы передачи. Из АСП наиболее часто применяются системы К-60 и К-60П, КАМА, К-120, работающие в диапазонах 12 ... 252 и 12 ... 552 кГц. В настоящее время быстрыми темпами внедряются ЦСП типа ИКМ-120 (диапазон частот 8,5 МГц) и ИКМ-480 (17,5 МГц).

Симметрирование ВЧ кабельных линий осуществляется в основном для АСП. Для ослабления взаимных влияний на усилительном участке используются: на ближнем конце усилительного участка (УУ) - метод подбора строительных длин кабеля со значениями  $A_0(\omega) \geq A_0^{mp}$  для прокладки на концах УУ и концентрированного симметрирования; на дальнем конце УУ - метод систематического скрещивания цепей, скрещивания цепей с выбором оператора скрещивания и концентрированного симметрирования. В необходимых случаях в процессе строительства и эксплуатации кабельных магистралей применяется компенсационный метод ослабления взаимных помех между линейными трактами кабельных магистралей на участках ОУП-ОУП.

Рассмотрим методику симметрирования ВЧ кабелей на дальнем конце УУ.

Для уменьшения влияний через третьи цепи кабеля при монтаже строительных длин в каждой муфте производят систематическое скрещивание первой цепи четверки (оператор соединения жил кабелей).

Скрещивание цепей с выбором оператора соединения жил кабеля осуществляется на смонтированном усилительном участке в одной, двух или трех точках УУ (рис. 7.28) по критерию достижения максимального или нормированного значения переходного затухания на дальнем конце  $A_l(\omega)$

между цепями каждой четверки кабеля во всем диапазоне частот.

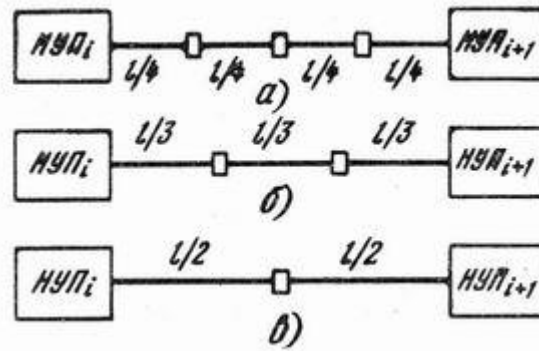


Рис. 8.28. Схемы симметрирования ВЧ кабелей на усилительном участке: а - трехточечная; б – двухточечная; в – одноточечная.

Число точек скрещивания цепей определяется проектом строительства и зависит от качества кабеля и системы передачи кабельной магистрали.

Эффективность метода скрещивания цепей определяется сложностью частотных характеристик результирующих электромагнитных связей симметрируемых участков линии, диапазоном частот, методикой проведения скрещивания и числом точек скрещивания. Количественно эффективность скрещивания оценивается разностью между значениями  $A_l(\omega)_{np}$  и  $A_l(\omega)_{скр}$  полученными соответственно при соединении «напрямое» (оператор ...) и в результате скрещивания цепей в заданном диапазоне частот или на одной частоте:

$$A_l(\omega)_{эфф} = A_l(\omega)_{скр} - A_l(\omega)_{np}. \quad (8.75)$$

Переходное затухание на дальнем конце УУ при выборе оператора скрещивания измеряется обычно прибором ВИЗ-300 или ВИЗ-600.

Возможны два основных способа проведения скрещивания.

Первый способ состоит в *последовательном (поэтапном)* уменьшении влияний в каждой точке скрещивания линии. Например, при трехточечной схеме в точках 1, 3, а затем в точке 2. В каждой точке оператор скрещивания выбирается по критерию получения максимального значения  $A_l(\omega)$  во всем диапазоне частот для влияний 1/2 и 2/1. Число возможных комбинаций соединения жил в кабеле, содержащем  $N_n$  четверок, составляет

$$N_n = 8(n-1)m, \quad (8.77)$$

где  $n$  - число симметрируемых отрезков линии. Например, при  $n=2$  и  $m=1$   $N_n=8$ , а при  $n=4$  и  $m=4$   $N_n=96$ .

Второй способ симметрирования состоит в *одновременном* подборе операторов скрещивания во всех  $(n-1)$  симметрирующих муфтах. В этом

случае число возможных комбинаций соединения цепей определяется из уравнения

$$N_0 = 8^{n-1} m. \quad (8.78)$$

Например, при  $n=2$  и  $m=1$   $N_0=8$ , а при  $n=4$  и  $m=4$   $N_0=8^3 \cdot 4 = 2048$ .

Из (8.77) и (8.78) видно, что метод одновременного подбора операторов потенциально обеспечивает более высокую эффективность ослабления взаимных помех вследствие большего числа возможных комбинаций соединения жил кабеля, что увеличивает вероятность нахождения оптимальной комбинации, т. е. комбинации, дающей наибольший эффект ослабления помех. Однако при этом существенно возрастает трудоемкость симметрирования.

Обычно на практике не ищут оптимальной комбинации соединения цепей, а ограничиваются достижением требуемой нормами величины переходного затухания на дальнем конце, равного для АСП  $A_{imp} < 73,8$  дБ.

Концентрированное симметрирование влияний на дальнем конце при включении противосвязи в одной точке (рис. 8.28, а) применяется для компенсации влияний между цепями, расположенными внутри четверок, и при малых косвенных влияниях. В этом случае влияния 1/2 и 2/1 оказываются примерно одинаковыми, что позволяет с помощью одной противосвязи скомпенсировать оба влияния.

Концентрированное симметрирование при включении двух противосвязей  $F_{np1}(i\omega)$  и  $F_{np2}(i\omega)$  в точках усилительного участка, расположенных на расстояниях, равных 1/3 от концов линии (рис. 8.28, б), применяется для ослабления взаимных влияний между цепями различных четверок, у которых  $\gamma_1 \neq \gamma_2$ .

Процесс концентрированного симметрирования влияния на дальнем конце включает:

измерение и оценку годографов передаточных функций на дальнем конце  $A_l(i\omega)$ ;

отбор комбинаций влияния, не удовлетворяющих заданным нормам защищенности и имеющих примерно одинаковые годографы влияний;

выбор по виду годографа ПФВП схемы противосвязи;

подбор элементов схемы противосвязей по критерию достижения требуемой нормами защищенности на дальнем конце для влияний 1/2 и 2/1;

монтаж схемы противосвязи в симметрирующей муфте и проверку защищенности между цепями.

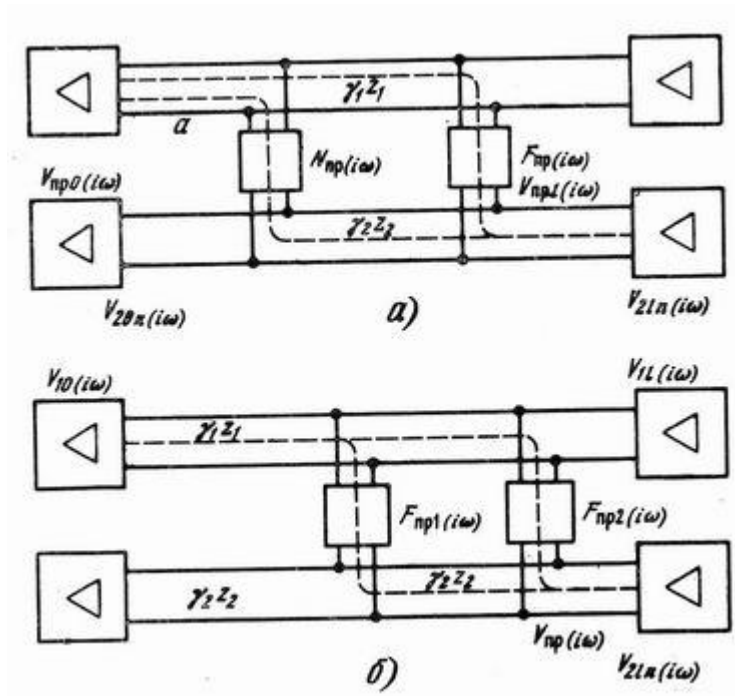


Рис. 8.29. Схемы включения противосвязей при концентрированном симметрировании: а - на ближнем конце и на дальнем конце в одной точке; б - на дальнем конце в двух точках.

## 9. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИИ СВЯЗИ

### 9.1. ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИИ СВЯЗИ

Линейные сооружения связи (ЛСС) — наиболее дорогая, громоздкая и сложная часть сети связи. Затраты на линейные сооружения достигают 60 ... 70% общих капиталовложений, затрачиваемых на строительство сооружений связи.

Проект строительства ЛСС является комплексным технико-экономическим документом, в котором техническая и экономическая стороны строительства неразрывно связаны. Он представляет собой обоснованное техническими и экономическими расчетами и изображенное графически решение по строительству проектируемого линейного сооружения, сети, здания отдельного объекта, узла или подсистемы кабельной магистрали.

При проектировании ЛС особое внимание должно быть обращено на уменьшение удельного веса расходов по строительству и эксплуатации линии, обеспечение высокого качества строительства, эффективности и надежности работы линии связи.

Проектирование нового строительства, расширение и реконструкция действующих сетей и магистралей связи осуществляются в основном государственными проектными институтами в соответствии с народнохозяйственным планом. Обеспечение высокого качества проектов на основе внедрения передовых достижений науки и техники требует специализации проектных организаций.

По каждому проекту назначается главный инженер проекта. Деятельность главного инженера проекта, его права, обязанности и ответственность регламентируются Положением о главном инженере проекта, которое утверждается Госстроем РФ.

Основанием для выполнения работ по проектированию является задание на проектирование, которое выдается организацией—заказчиком проектирующей организации. Задание на проектирование, а также основные положения проекта согласовываются с соответствующими организациями и утверждаются в установленном порядке.

Технологический процесс проектирования обычно организуется с соблюдением следующих общих положений.

Последовательность проектирования реализуется путем соблюдения принципа от общего к частному. Сначала решаются вопросы обоснования экономической целесообразности и производственно-хозяйственной необходимости строительства или реконструкции, затем—основные объемно-планировочные, технологические, конструктивные и другие вопросы дальнейшей детализацией и доведением проектных материалов до обеспечения возможности непосредственного осуществления строительных и монтажных работ.

Оптимизация (или вариантность) проектирования используется с целью



нахождения оптимальных, квазиоптимальных или рациональных проектных решений. До недавнего времени поиск лучшего решения осуществлялся в основном путем разработки нескольких вариантов проектов, их сравнением между собой и типовыми проектами и отбором лучшего по технико-экономическим показателям, при котором достигается максимальный эффект при минимуме затрат.

Подобный подход не дает уверенности, что отобранное проектное решение является оптимальным. Использование вычислительной техники и различных методов оптимизации позволяет в настоящее время находить решения, близкие к оптимальным.

Использование типовых проектов позволяет уменьшать трудоемкость проектирования, снижать затраты на проектные работы, повышать их качество, улучшать технико-экономические показатели строительства по сравнению с индивидуальными проектами.

Комплексность проектирования повышает качество проектирования вследствие учета большего числа различных факторов, определяющих экономичность проекта и правильность проектных решений.

## 9.2. ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Технико-экономические обоснования. Решение о проектировании и строительстве линий связи принимаются исходя из схем развития и размещения магистральных, зонавых и сельских сетей связи, а также городских телефонных сетей на основе технико-экономических обоснований (ТЭО), подтверждающих экономическую целесообразность и хозяйственную необходимость проектирования и строительства данного объекта. Объем и степень проработки материалов ТЭО определяются специальными инструкциями и зависят от важности проектируемого объекта и его характеристик.

При разработке ТЭО на строительство новых объектов рассматриваются варианты получения равновеликого эффекта за счет реконструкции действующих линейных сооружений связи и повышения их эффективности. Например, дополнительные каналы связи между заданными пунктами могут быть получены не только путем строительства новых кабельных магистралей, но и повышением степени уплотнения существующих.

Для иллюстрации приведем примерный состав и содержание ТЭО проектирования строительства магистралей кабельной линии.

1. *Введение.* Цель строительства и основные положения задания на разработку ТЭО.

2. *Исходные данные.* Анализ состояния и перспективы развития народного хозяйства и роста населения в районе строительства линии, существующее состояние первичной сети и основные решения по развитию первичной и вторичной сетей.

3. *Обоснование пропускной способности и систем передачи проектируемой магистрали.* Обоснование числа каналов для передачи

различных видов информации, анализ технической и экономической целесообразности реконструкции существующих средств связи или строительства новой кабельной магистрали.

4. *Выбор трассы, магистрали и схема организации связи.* Анализ вариантов прохождения трассы, мест размещения НУП и ОУП, сетевых узлов, схема организации связи с учетом обеспечения связью населенных пунктов, расположенных в районе прохождения трассы. Условия строительства и эксплуатации, приведенные затраты.

5. *Основные технологические решения.* Ситуационная схема трассы и ее обоснование, географические, метеорологические и геологические особенности трассы, наличие ЛЭП электрифицированных железных дорог, рекомендуемые методы строительства линии связи, анализ условий ее эксплуатации, реконструкция и строительство станционных сооружений.

6. *Основные строительные решения.* Объемы и типы зданий ОУП, вспомогательные технические здания, объем жилищного строительства, возможности использования типовых проектов.

7. *Сроки строительства.* Сроки поставки основного оборудования и кабеля, рекомендации по очередности введения пусковых комплексов.

8. *Себестоимость строительства, основные технико-экономические показатели.* Стоимость строительства по различным конкурирующим вариантам, основные технико-экономические показатели.

9. *Выводы и предложения.* Общая оценка вариантов, рекомендации по стадийности проектирования, основные требования по проведению опытно-конструкторских и исследовательских работ.

Процесс разработки ТЭО очень трудоемкий по времени из-за необходимости производства многочисленных расчетов. Применение вычислительной техники существенно сокращает время и трудоемкость составления ТЭО при условии создания соответствующих программ и использования ЭВМ, обеспечивающих:

- ввод в память ЭВМ значительных массивов справочно-нормативной информации, которая необходима для проведения расчетов;
- учет многих исходных данных, особенно при перспективном проектировании, когда приходится прогнозировать изменение стоимостных параметров, значения которых нельзя точно установить на данный момент;
- сравнение вариантов по нескольким показателям, например по стоимости, надежности, степени использования существующих линейных сооружений, а также по объему нового строительства.

После составления ТЭО подвергаются экспертизе главными отраслевыми управлениями министерств и органами экспертизы проектов, а затем утверждаются министерствами и ведомствами. Согласованная расчетная стоимость строительства не может быть превышена в сводных сметах к технорабочим проектам при их утверждении.

Выбор и утверждение трассы (площадки) строительства. Выбор трассы (площадки) строительства производится при подготовке задания на проектирование или при разработке ТЭО. В процессе выбора трассы

учитываются следующие основные условия:

- полоса (ширина) трассы кабельной магистрали не должна превышать 6 м, а для; станционных сооружений площадки определяются действующими нормами и соответствующими расчетами;

- должны соблюдаться основы земельного законодательства, законодательные акты по охране природы и использованию природных ресурсов, санитарные нормы по загрязнению окружающей среды;

- согласование с соответствующими органами намечаемых проектных решений в части: размеров полосы и прохождения трассы кабельной магистрали; использования местных трудовых и материальных ресурсов; применения строительных материалов и конструкций; способов и средств механизации строительно-монтажных работ и др.

Документы о всех согласованиях, проведенных при выборе трасс и площадок, прилагаются к заданию на проектирование и должны быть утверждены до начала строительства.

Задание на проектирование. Задание на проектирование линейных сооружений, зданий, НУП, ОУП и других объектов составляется заказчиком проекта в соответствии с решениями и технико-экономическими показателями, принятыми в ТЭО.

В составлении задания на проектирование обычно принимает участие проектная организация — генеральный проектировщик и в необходимых случаях — субподрядные специализированные организации.

Содержание задания на проектирование зависит от проектируемого объекта и рассматривается ниже для различных линий связи.

До 1976 г. проектирование, как правило, осуществлялось в две стадии: технический проект и рабочие чертежи. В настоящее время проектирование большинства магистралей связи, зданий и других объектов осуществляется одностадийно путем разработки технорабочего проекта, в котором одновременно представляется проектно-сметная документация и рабочие чертежи не менее чем на объем работ первого года строительства, а при норме строительства два года — на весь объем.

Проектирование в две стадии допускается только для крупных и сложных объектов.

Технорабочий проект. В технорабочем проекте на основании проведения экономических и технических изысканий, а также изучения топографических, геологических, гидрологических, метеорологических, социальных и других условий в зонах будущего строительства решаются следующие основные вопросы:

- определяется схема организации связи проектируемого объекта и его взаимосвязь с другими объектами общегосударственной сети связи и объектами связи министерств и ведомств;

- обосновываются и выбираются основное технологическое оборудование, тип кабеля (линии связи), системы передачи кабельной магистрали с учетом последних достижений науки и техники;

- разрабатывается оптимальный вариант трассы ЛС конечных и

промежуточных пунктов;

- составляются проекты основных зданий и сооружений, а также планы размещения оборудования;

- выбираются технологические процессы производства и системы эксплуатации предприятий и сооружений связи с учетом внедрения комплексной механизации и автоматизации, обеспечивающих высокую производительность труда;

- разрабатываются автоматизированные системы управления (АСУ), мероприятия по повышению экономической эффективности кабельных магистралей;

- решаются вопросы обеспечения предприятий и линейных сооружений связи электроэнергией, водой и другими ресурсами; организации дистанционного питания и служебной связи; защиты сооружений связи от электромагнитных влияний и коррозии; обеспечения предприятий кадрами, жилищно-бытовыми объектами, транспортным и сельским хозяйством; организации строительства, сроков его осуществления и стоимость; технико-экономического обоснования проекта.

Технорабочий проект сооружений и предприятий связи состоит обычно из следующих частей:

- общей пояснительной записки с кратким изложением содержания проекта, обоснованием проектной мощности, анализом вариантов и выбором оптимального, с решением об очередности строительства и сроках его производства;

- технико-экономической части;

- генерального плана трассы и площадки;

- технологической части с решением вопросов автоматизации технологических процессов, организации труда и системы обслуживания и управления производством;

- строительной части;

- организации строительства;

- сметной части;

- заказных спецификаций для размещения заказов на основное и вспомогательное оборудование, изготовление которого требует дополнительного времени;

- исходных данных для разработки рабочих чертежей заказного оборудования;

- заявочных ведомостей по укрупненным показателям на кабельные изделия, арматуру, оборудование НУП и ОУП, приборы и другие изделия массового и серийного производства;

- технических требований на разработку нестандартизированного оборудования;

- рабочих чертежей на здания и сооружения, строительство которых планируется в течение первого года.

Технорабочий проект представляется на рассмотрение и утверждение заказчику в четырех экземплярах.

Применение типовых проектов. Индивидуальные проекты магистралей линий связи, предприятий, зданий и цехов разрабатываются в тех случаях, когда отсутствуют типовые проекты или когда мощность, пропускная способность, емкость или другие параметры магистрали и ее сооружений, подтвержденные технико-экономическими обоснованиями, отличаются от соответствующих параметров по действующим типовым проектам или ранее разработанным индивидуальным проектам более чем на 5... 10%.

Применяемые типовые проекты должны привязываться к заданным условиям строительства с учетом местных цен на материалы и изделия, топографических, геологических, гидрогеологических и климатических особенностей. Должны быть оценены возможность и целесообразность применения или изменения предусмотренных в этапах проекта материалов и конструкций. Кроме того, необходимо разработать детальную привязку типовых проектов зданий и сооружений к условиям данного проектирования.

Изменения в типовые проекты сооружений и зданий вносятся с согласия министерств и ведомств РФ в связи с применением новых, более прогрессивных технических процессов, объемно-планировочных и конструктивных решений, обеспечивающих снижение стоимости и улучшение технико-экономических показателей строительства

### 9.3. ОПТИМИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНИЙ И СЕТЕЙ СВЯЗИ

Проблема оптимизации методов проектирования линий и сетей связи состоит из двух подпроблем. Первая связана с решением основной задачи проектирования — разработкой оптимального по выбранным критериям проекта линий и сетей связи, а также различных подсистем кабельных магистралей в соответствии с ТЭО и заданием на проектирование. Вторая включает задачи по оптимизации процесса проектирования с целью повышения производительности проектных работ, сокращения сроков и стоимости выполнения проектов, повышения их качества.

Вышеуказанные подпроблемы связаны между собой тем, что их решение возможно лишь на базе широкого использования вычислительной техники, разработки математического и программного обеспечения, создания автоматизированных систем управления производством (АСУП) и автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУТП), а также других подсистем АСУ различного назначения.

В настоящем параграфе рассматриваются некоторые пути решения первой группы задач.

Линейные сооружения связи являются сложными системами, исследование и оптимизация которых сопряжены с большими трудностями.

Задача оптимизации проектирования линейных сооружений связи решается в три этапа:

- построение математической модели проектируемой системы и оценка ее точности (погрешности);

- исследование операций по построенной модели с целью нахождения оптимального решения по заданным критериям или получение численных данных для различных вариантов проекта;
- оценка «стоимости реализации» оптимального решения путем анализа стоимости технологических, эксплуатационных и организационных мероприятий, связанных с реализацией этого решения.

Окончательное решение принимается по результатам третьего этапа. В практике проектирования, особенно при выполнении типовых проектов, в качестве основного критерия часто выбирается сметная стоимость строительства, что автоматически учитывает вопросы третьего этапа оптимизации проектов.

Построение математической модели проектируемой системы (или какой-либо ее подсистемы) необходимо для исследования ее эффективности численными методами. Требования к модели противоречивы: с одной стороны, она должна учитывать возможно большее число факторов, от которых зависит результат проектирования, а с другой — быть достаточно простой для получения обозримых, желательно аналитических зависимостей между входящими в нее параметрами.

Общих способов построения математических моделей не существует. Обычно их строят на основании обобщения экспериментальных данных и результатов научных исследований линейных сооружений связи с учетом заданной точности исходных данных и допустимой погрешности решения. Построение математической модели — важнейшая часть всего исследования, так как она определяет его конечный результат.

Различают два класса моделей: аналитические и статистические. Для *аналитических* моделей характерно установление формульных, аналитических зависимостей: алгебраических и дифференциальных уравнений. С помощью этих моделей удается описать сравнительно простые операции с ограниченным числом взаимодействующих факторов. Примерами аналитических моделей ЛСС являются выражения, связывающие первичные параметры цепей линий связи с их конструктивными и электрическими параметрами, диаметрами проводов, расстояниями между проводами, их удельной проводимостью, диэлектрической проницаемостью изоляции и тангенсом угла потерь в ней, конструкцией и параметрами экранов. К аналитическим моделям также относятся методы и формулы, используемые при проектировании ЛСС для расчетов стоимости строительства магистралей связи, расстояний между ретрансляционными участками линий, необходимого количества основных материалов и их стоимости, транспортных и других расходов, экономичности проекта и др.

*Статистические* модели позволяют учесть воздействие случайных факторов на эффективность проектируемого объекта и параметры ЛСС. Эти модели используются при оценке значений: взаимных и внешних помех, опасных влияний, параметров надежности ЛСС. Кроме того, часто их используют при проектировании объектов, когда некоторые исходные факторы неизвестны или могут изменяться в определенных границах.

Процедура статистического моделирования состоит в вычислении с помощью специальных программ на ЭВМ последовательности чисел, имитирующих случайные воздействия. Эти числа используются по отдельности или группами в качестве входных величин алгоритма преобразования. В результате накапливается совокупность значений изучаемых характеристик объекта, которая затем подвергается соответствующей вычислительной обработке для получения приближенных статистических описаний этих характеристик.

Учитывая сложность системы проектирования ЛСС и ее подсистем, на практике возникает задача оценки достоверности принятой математической модели, называемая *идентификацией*. Под идентификацией понимают построение математических моделей объектов по результатам экспериментальных исследований. Решение этой задачи начинается с выдвижения гипотезы о структуре и качественных особенностях модели, затем на основе экспериментальных исследований эта гипотеза принимается или отвергается. После принятия гипотезы переходят к уточнению количественных параметров модели.

#### 9.4. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ

Система автоматизированного проектирования ЛСС представляет собой комплекс средств технического, программного и информационного обеспечения, предназначенных для решения задачи автоматизации и оптимизации инженерных расчетов проектирования ЛСС.

По мере насыщения проектных институтов вычислительной техникой, совершенствования программного обеспечения и повышения квалификации программистов, освоения методов проектирования с помощью ЭВМ в режиме диалога «человек — машина» появляется возможность перехода к автоматизированным технологическим линиям проектирования (АТЛП) сетей и линейных сооружений связи и их более высокой иерархической ступени — системе автоматизированного проектирования (САПР).

Создание и применение АТЛП и САПР позволит осуществлять многовариантное проектирование кабельных магистралей, зданий, предприятий ГТС, внедрять методы построения оптимальной структуры сетей ЛСС различного назначения. Это открывает возможность более качественного решения задач снижения сметной стоимости проектирования и строительства ЛСС, а также повышения производительности труда и качества работы проектировщиков.

Одной из основных проблем в деле разработки АТЛП являются улучшение и постоянное совершенствование программного обеспечения. В процессе улучшения программного обеспечения должен происходить переход от решения задач с большим объемом вычислений, но с простыми алгоритмами к задачам, в которых значительно сокращается число вычислительных процедур, но при этом возрастают сложность и многовариантность самих

методов и алгоритмов проектирования для выбора оптимального решения.

Эта проблема решается путем создания так называемых пакетов прикладных программ (ППП) и специализированных программ (СП). Основная особенность ППП состоит в том, что они ориентируются на решение задач большой сложности



Рис. 9.1. Схема алгоритма процесса проектирования ЛСС на автоматизированных технологических линиях проектирования

Процесс проектирования ЛСС с применением АТЛП схематически представлен на рис. 8.1.

Электронно-вычислительная машина в САПР (как и АТЛП) выполняет весь технологический цикл проектирования ЛСС. Сохраняется и роль проектировщика, который взаимодействует с САПР в режиме диалога «человек — машина». Система, САПР позволяет значительно повысить качество проектов и освободить проектировщиков от выполнения трудоемкой рутинной работы.

## 9.5. ТЕХНОЛОГИЯ РЕАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛСС

Особенности реального проектирования. При реальном проектировании очень редко удается осуществить все рекомендации, связанные с обеспечением оптимального проектирования или нахождения наилучших и наиболее эффективных решений проектных задач. В связи с этим оценка качества и эффективности проектов, как правило, осуществляется путем сравнения по основным критериям данного проекта со средними показателями по аналогичным или ранее выполненным проектам. Проведение расчетов по нескольким вариантам проектных решений также способствует улучшению качества проектов. В дальнейшем будем называть такие проекты квазиоптимальными в том смысле, что данный проект является наилучшим из ранее созданных аналогичных проектов.



Основными критериями выбора квазиоптимального варианта кабельной линии являются:

- минимальные капитальные вложения и текущие годовые затраты для каждого этапа строительства кабельной магистрали;
- использование наиболее совершенных в техническом отношении типов и марок кабелей, систем передачи, оборудования, измерительной аппаратуры;
- обеспечение заданной для каждого этапа развития надежности и живучести сети;
- возможность дальнейшего развития и повышения мощности сети и магистрали;
- экономия дефицитных материалов и цветных металлов.

Оценка экономичности реальных проектных решений. Оценка производится исходя из сопоставления основных технико-экономических показателей проекта с показателями аналогичных передовых отечественных и зарубежных предприятий, а также с утвержденными нормативами. В частности, экономичность капитальных вложений устанавливается путем сравнения полученного эффекта и затрат.

При планировании и проектировании определяется общая *экономическая эффективность* как отношение прибыли в год от проведенных мероприятий  $\Pi$  ко всей сумме капитальных вложений  $K$ :

$$\dot{Y}_{\hat{K}} = \dot{\Pi} / \hat{K} \quad (9.1)$$

В расчетах экономической эффективности капитальных вложений на стадии проектирования используется показатель

$$\dot{Y}_{\hat{K}} = (\ddot{O} - \tilde{N}) / \hat{K} \quad (9.2)$$

где  $K$  — сметная стоимость строящегося объекта;  $\Pi$  — стоимость годового выпуска продукции;  $C$  — себестоимость годового выпуска продукции (эксплуатационные расходы).

*Сроки окупаемости* определяются соотношением

$$\dot{O}_{\hat{K}} = \hat{K} / (\ddot{O} - \tilde{N}) \quad (9.3)$$

В случае реконструкции ЛСС и предприятий показатель эффективности определяется отношением прироста годовой прибыли к капитальным вложениям на реконструкцию:

$$\dot{Y}_D = (\dot{I}_2 - \dot{I}_1) / \hat{E}_D \quad (9.4)$$

где  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  — значение годовой прибыли до и после реконструкции

соответственно;  $\hat{E}_D$  — капитальные вложения на реконструкцию.

Квазиоптимальность проекта обеспечивается путем сравнения экономической эффективности капитальных вложений для вариантов проектных решений. Показателем сравнительно экономической эффективности капитальных вложений является минимум приведенных затрат, определяемых из уравнения

$$\tilde{N} + E_i K = i \hat{E}_D \quad (9.5)$$

где  $K$  — капитальные вложения по каждому варианту;  $C$  — эксплуатационные расходы по тому же варианту;  $E_i = 0,12$  — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений для отрасли «Связь».

Часто в качестве критерия экономической эффективности используется значение (8.5), приходящееся на один каналоклометр линии, руб./кан.-км:

$$\dot{Y}_{iD} = (0,12\hat{E} + \tilde{N}) / NL \quad (9.6)$$

где  $N$  — число каналов ТЧ;  $L$  — длина проектируемой линии. Из последнего выражения следует, что основными путями улучшения экономичности проектов являются снижение капитальных затрат  $K$ , эксплуатационных расходов  $C$ , а также увеличение числа каналов  $N$  на проектируемых магистралях. Очевидно, что достижение указанных целей возможно лишь на базе создания и внедрения мощных и высокоэффективных систем передачи, совершенствования методов автоматизации проектирования и эксплуатации кабельных магистралей, разработки новых типов линий связи. В связи с последним фактором следует отметить особое положение волоконно-оптических линий связи, создающих уникальные возможности повышения экономичности и эффективности работы ЛСС.

## 9.6. ВЫБОР СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ, ТИПА ЛИНИИ СВЯЗИ, МАРКИ КАБЕЛЯ И ТРАССЫ СТРОИТЕЛЬСТВА

Выбор системы передачи, типа линии связи и марки кабеля осуществляется на основании анализа требуемого числа каналов и мощности проектируемой магистрали. Число каналов определяется не только потребностью в каналах междугородной связи конечных и промежуточных населенных пунктов, расположенных по трассе магистрали, но и требованиями ВСС, связанными с созданием резервных каналов для повышения гибкости, устойчивости и надежности работы магистральной и зонной сетей в целом.

Данные о числе каналов связи при различных типах кабелей и системах передачи, а также о расходе цветных металлов и стоимости 1 кан.-км связи приведены в гл. 2. На основании произведенных расчетов выбираются системы передачи и типы линий связи (см. гл. 2). При этом, как показывает опыт

развития линейных сооружений связи и систем передачи, новые системы передачи обычно появляются чаще, чем происходят существенные изменения конструкций и типов линий связи. В результате на однотипных линиях связи используются различные типы систем передачи. Например, по коаксиальному кабелю КМ-4, содержащему четыре нормализованные коаксиальные пары 2,6/9,5 мм, могут использоваться системы передачи К-10800; К-3600; К-1920; К-1920П; ИКМ-480; ИКМ-1920, а по малогабаритному коаксиальному кабелю 1,2/4,6 мм — К-300; ИКМ-120; ИКМ-480. Кабель типа МКС используется для систем передачи типов К-60; К-Ю20С; КАМА; ИКМ-120; ИКМ-480

Первоначальный выбор емкости, типа кабеля и системы передачи линий связи производится на стадии разработки технико-экономических обоснований, а окончательно этот выбор обосновывается в технорабочем проекте в разделе расчета мощности проектируемой линии связи, исчисляемой в числе каналов первичной сети и каналов вторичной сети ВСС.

Выбор марок кабелей связи производится в результате анализа данных инженерных изысканий трассы прокладки кабеля (рельефа местности, геологической структуры грунтов и их коррозионной активности, интенсивности грозных разрядов, наличия и параметров сближения с ЛЭП, с эл. ж. д.) и т. д. Кроме того, при выборе марок кабеля учитывается возможность обеспечения качественных электрических характеристик линейных трактов, а также их защиты от взаимных и внешних влияний и помех.

Выбор трассы строительства осуществляется в две стадии: вначале при разработке технико-экономических обоснований, а затем в период выполнения проекта. В процессе проектирования трассы кабельных линий и площадок под НУП должны обеспечиваться минимальные значения: протяженности трассы, объема строительных работ, числа наземных и подземных препятствий на трассе строительства, стоимости строительства и эксплуатации, объема ручных (немеханизированных) работ, затрат на защиту линии связи от опасных и мешающих влияний, от коррозии.

Ниже приведены минимально допустимые расстояния трассы кабелей связи от других сооружений, м:

1. При производстве работ:

от края насыпи автомобильных и железных дорог – 5 м;

от нефтепроводов за городом. - 10 м;

от городских газопроводов и теплопроводов - 1 м ;

от красной линии домов в городах. - 1,5 м;

2. При защите от коррозии и ударов молнии от опор ЛЭП и сетей эл. ж. д. и их заземлений при удельном сопротивлении грунта  $\rho$  :

до 100 Ом/м . -  $0.83\sqrt{\rho}$  ;

до 500 Ом/м .. - 10;

свыше 1000 Ом/м -  $0.35\sqrt{\rho}$  ;

от заземленных молниеотводов воздушных ЛС – 25;

от силовых кабелей . - 0,5.

При выборе трассы необходимо также учитывать удобство эксплуатации кабельной магистрали. Для этого трасса, как правило, должна проходить вдоль магистральных автомобильных дорог, а при отсутствии последних — вдоль железных дорог. Допускается спрямление трассы кабеля, если прокладка вдоль автомобильной дороги значительно ее удлиняет, а проход по прямой заметно сокращает длину кабеля и удешевляет стоимость строительства без существенного усложнения эксплуатации магистрали.

При пересечении водных преград кабельные переходы оборудуются в тех местах, где река имеет наименьшую ширину, нет скальных и каменистых грунтов, обрывистых или заболоченных берегов. Минимальное удаление трассы кабелей от мостов автомобильных и железных дорог магистрального назначения должно быть на судоходных реках не менее 1 км; на сплавных — не менее 0,3 км; на остальных реках — не менее 50 ... 100 м.

Определяя потребное количество кабеля в проектах строительства кабельных линий связи, устанавливают запас на его укладку в траншеи, котлованы, спайку и разделку концов при измерениях и испытаниях. При механизированной прокладке величина запаса составляет 2%, а при прокладке кабеля вручную в грунтах — 4% от протяженности трассы.

В случае прокладки кабеля через водоемы шириной до 1 км запас на укладку по рельефу дна с учетом выноса кабеля на переходе против течения принимается равным 14%, а при большей ширине водной преграды определяется по проекту.

На пересечениях кабелей связи с подземными коммуникациями кабель, как правило, должен прокладываться в асбесто-цементных или полиэтиленовых трубах на длине перехода с учетом вывода на обе стороны от сооружения не менее 1 м. Глубина прокладки коаксиального кабеля типов КМ-4 и КМ-8/6 должна быть не менее 1,2 м, симметричных — 0,9 м.

Трасса после ее выбора, подробного обоснования и привязки к местности согласуется с заинтересованными организациями. Далее материалы согласований и изысканий, а также акт комиссии по выбору трассы заказчиком передаются в исполком для окончательного согласования трассы строительства кабельной линии и размеров площадей земли, намечаемых к изъятию.

## 9.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТ УСТАНОВКИ НУП И ДЛИН РЕТРАНСЛЯЦИОННЫХ УЧАСТКОВ КАБЕЛЬНЫХ МАГИСТРАЛЕЙ

Места установки НУП выбираются с учетом удобства их обслуживания, возможности подвозки аппаратуры и другого оборудования, а также подъезда к ним в любое время года. НУП должны оборудоваться в местах, не затопляемых во время весенних паводков или основными потоками.

Одним из важных аспектов проектирования кабельных магистралей связи является определение длин ретрансляционных (усилительных и регенерационных) участков. Очевидно, что с увеличением средних расстояний между ретрансляционными участками повышаются технико-экономические

показатели проекта за счет уменьшения капитальных вложений и эксплуатационных затрат.

При определении дальности связи по кабельным ЛС необходимо учитывать специфику различных систем передачи. В АСП происходит накопление помех по всей длине линии, и надо учитывать всю дальность связи. В ЦСП в каждом регенерационном пункте снимаются помехи, восстанавливается сигнал, и он без помех направляется дальше. Таким образом, в ЦСП качество связи определяется соотношением сигнал-шум одного регенерационного участка.

В типовых проектах, когда используются коаксиальные кабели, длина усилительного участка, км, определяется по формуле

$$L_{yy} = \dot{Y} / \alpha, \quad (9.7)$$

где  $\dot{Y}$  — энергетический потенциал усилителя НУП используемой системы передачи;  $\alpha$  — километрическое затухание цепей кабеля на максимальной частоте рабочего диапазона частот для этой системы передачи при максимальной температуре среды, окружающей кабель (грунта, воздуха, воды для подводных кабелей).

Длина регенерационного участка ВОЛС при ЦСП выбирается по наименьшему значению  $L_\alpha$  или  $L_{\Delta F}$ , но так, чтобы выполнялись требования по затуханию сигнала ( $\alpha l$ ) и полосе пропускания  $\Delta F$ ). Как видно из рис. 9.2, с увеличением длины линии возрастает затухание цепи ( $\alpha l$ ), которое не должно превышать энергетический потенциал системы ( $a_{\dot{Y}}$ ), обычно составляющий 35 ... 40 дБ. Одновременно с увеличением длины линии уменьшается пропускная способность световода ( $\Delta F$ ). Здесь границей является требуемая полоса частот для используемой системы ( $\Delta F_{\dot{Y}}$ ) (например, для ЦСП ИКМ-480  $\Delta F_{\dot{Y}} = 34$  Мбит/с). Из рис. 9.2 видно, что по затуханию длина участка  $L_\alpha$  составляет 18 км, а по пропускной способности  $L_{\Delta F}$  — 14 км. Принимаем регенерационный участок по наименьшему значению, в данном случае по пропускной способности  $L_{\Delta F} = 14$  км.

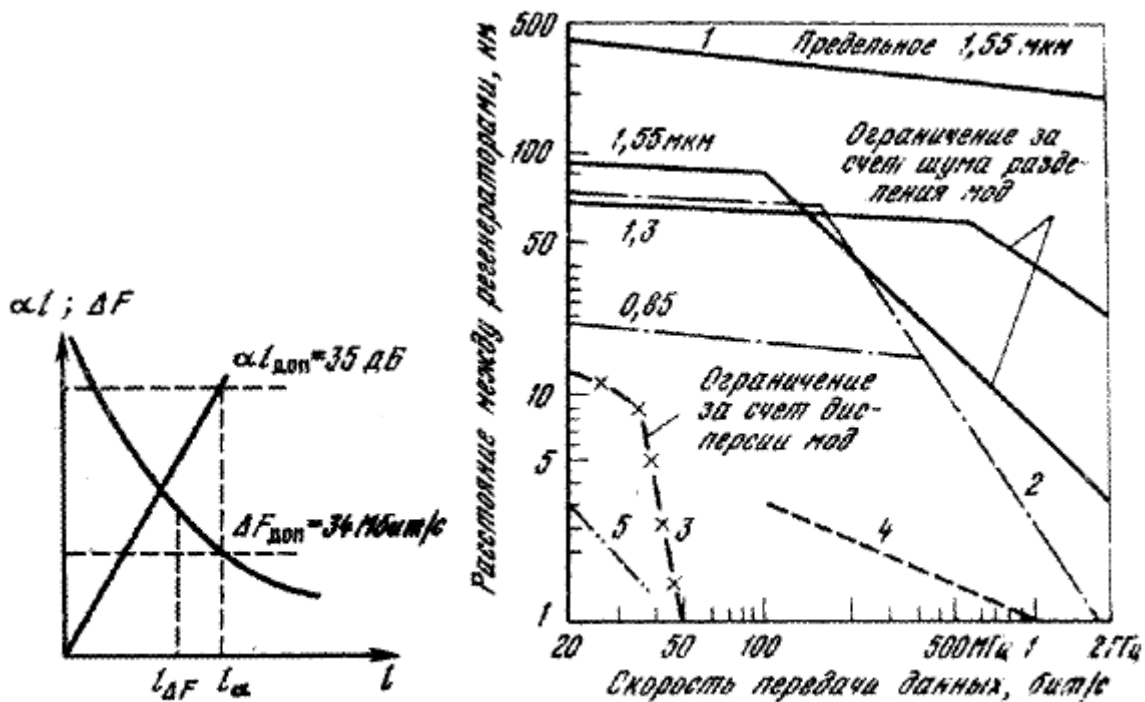


Рис. 9.2. К определению длины регенерационного участка оптической линии

Рис. 9.3. Длины регенерационных участков при различных системах передачи и длинах волн

В общем виде ограничивающим фактором может быть как дисперсия ( $\tau$ ), так и затухание ( $\alpha$ ). Применительно к передаточным характеристикам существующих ОК в многомодовых световодах длина регенерационного участка и соответственно дальность связи лимитируются дисперсией и соответственно полосой пропускания, а в одномодовых световодах, обладающих хорошими дисперсионными характеристиками, длина участка и дальность связи определяются затуханием световодного тракта.

В существующих системах цифровой передачи по многомодовым ОК при  $\lambda = 0,85$  км длина регенерационного участка 10... .. 30 км, а по одномодовым ОК при  $\lambda = 1,3$  или 1,55 мкм достигает 50 ... 100 км.

На рис. 8.3 приведена зависимость максимально возможного расстояния между регенераторами от скорости передачи информации для различных типов ОВ. На этом же рисунке для сопоставления приведены значения для коаксиальных кабелей (позиции 4 и 5). Длина регенерационных участков на симметричных кабельных ЛС определяется с учетом также уровня взаимных помех.

## 9.8. РАБОЧИЕ ЧЕРТЕЖИ

По рабочим чертежам осуществляется строительство и ведутся монтажные работы. Рабочие чертежи состояются: на трассы прокладки и защиты междугородных кабелей от опасных влияний ЛЭП, коррозии и других

воздействий на городских участках; на переходы кабеля через реки, а также на устройства вводов кабелей в ОУП и НУП. В состав документации рабочих чертежей включаются: пояснительная записка, ведомости потребных материалов и объемы работ, смета.

Чертежи трассы прокладки по усилительным (регенерационным) участкам (рис. 9.4) выполняются с указанием марки кабеля, размещения ОУП и НУП, пересечений трассы с реками, дорогами, линиями связи и электропередачи. В таблицах к этим чертежам приводятся показатели объема работ и способы их выполнения. На чертежах трасс прокладки кабеля на городских участках указывается название улиц, по которым намечается прокладка кабеля, трасс проектируемой и используемой телефонной канализации с указанием ее длины и числа отверстий.

На чертежах речных переходов показываются план и профиль кабельного перехода

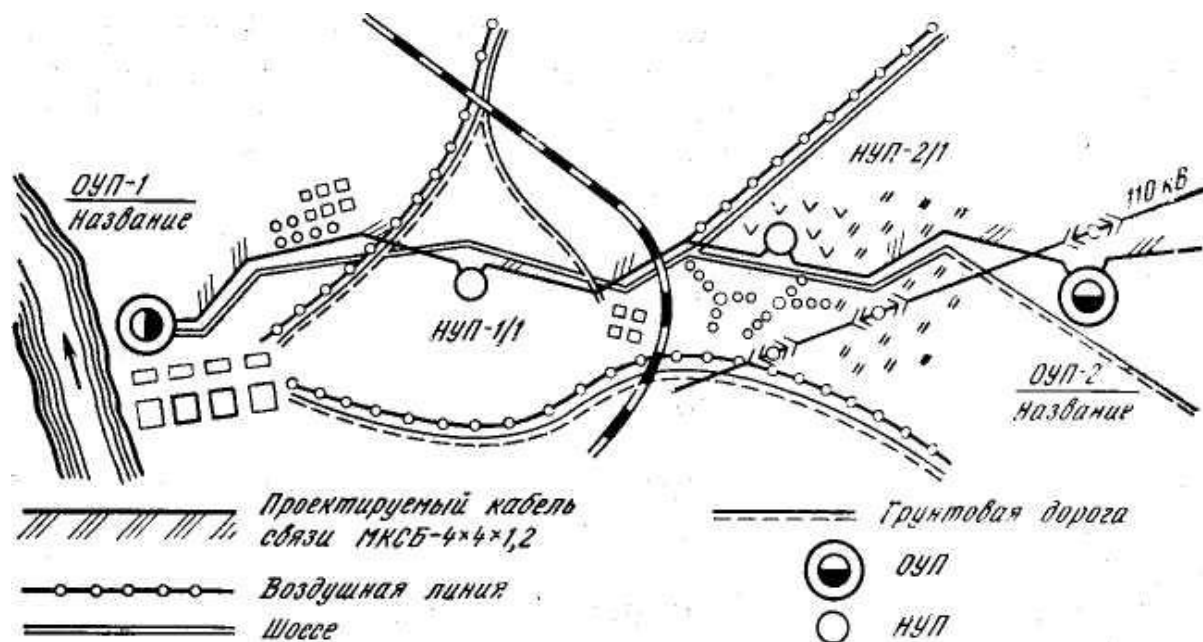


Рис. 9.4. Чертеж трассы прокладки кабеля.

В рабочих чертежах по устройству вводов приводится план прокладки кабелей на территории ОУП, устройства вводов в ОУП с разрезами, показывающими размещение кабелей в каналах канализации, схемы распайки кабелей на боксах, планы ввода кабелей в НУП, планы расположения контуров заземления и т. д.

В состав рабочих чертежей входят также конструктивные чертежи нетиповых деталей и др.

## 9.9. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМ КАБЕЛЬНЫХ МАГИСТРАЛЕЙ

В проектах кабельных магистралей наряду с основным объектом проектирования линейных сооружений связи разрабатываются также проекты вспомогательных подсистем, к которым относятся заземляющие устройства, устройства содержания кабелей под избыточным давлением, устройства ввода кабелей в оконечные и промежуточные пункты, системы защиты кабельных линий от взаимных и внешних электромагнитных влияний, а также от грозовых разрядов, системы снабжения кабельных магистралей электрической энергией и дистанционного питания и др. Проектирование этих объектов и подсистем осуществляется в соответствующих разделах проекта с учетом конкретных условий строительства трассы и согласования проектных решений в целом.

Указанные подсистемы кабельных магистралей в основном описаны в соответствующих главах книги. Поэтому в настоящем разделе кратко рассматриваются лишь некоторые особенности проектирования вышеуказанных подсистем. Заземляющие устройства ЛСС оборудуются для обеспечения электропитанием аппаратуры систем передачи и защиты от поражения эксплуатационного персонала, обслуживающего промежуточные и оконечные пункты линий связи. Необслуживаемые усилительные пункты, которые питаются дистанционно по схеме «провод — провод» и в которых оканчивается цепь дистанционного питания, оборудуются рабочим, защитным и линейно-защитным заземляющими устройствами. НУП, которые питаются дистанционно по схемам «провод — провод» и «провод — земля» и в которых не оканчивается цепь дистанционного питания, оборудуются двумя обособленными заземляющими устройствами — защитным и линейно-защитным. Если защита металлических цистерн от почвенной коррозии не требуется, в НУП оборудуется одно заземляющее устройство. По длине вертикальных заземляющих электродов различают три типа заземлений: нормальные (2 ... 3 м), углубленные (3... 10 м) и глубинные (свыше 10 м). Заземляющие электроды изготавливаются из стальных прутков круглого сечения, угловой стали или стальных труб. Выбор конструкции заземляющих электродов определяется величиной сопротивления грунта.

Содержание кабелей под избыточным давлением осуществляется в целях повышения надежности кабельных линий. В проектах определяется оборудование систем с автоматическим наполнением воздуха в кабеле и устройством для определения участка и места негерметичности в процессе эксплуатации кабельных линий связи. Системы и основные положения содержания кабелей под давлением приведены в гл. 10.

Проектирование устройств ввода кабелей в оконечные и промежуточные пункты производится с учетом обеспечения: минимальной длины прокладки кабеля внутри НУП или ОУП, надежного разделения направлений передачи от взаимных влияний, герметичности кабеля в оконечных муфтах. Устройство вводов и конструкции НУП описаны в гл. 10.

Системы снабжения кабельных магистралей электрической энергией



проектируются с разработкой следующих объектов и подсистем:

- объектов электроснабжения кабельных магистралей от внешних энергосистем — кабельных и воздушных ЛЭП, трансформаторных подстанций;
- собственных подсистем и объектов электроснабжения;
- автоматизированных дизельных электростанций (АДЭС), предназначенных в основном для аварийного энергоснабжения ЛСС и предприятий связи;
- электропитающих установок (ЭПУ), необходимых для преобразования переменного напряжения 400/230 В в напряжения постоянного тока заданных номиналов. В состав ЭПУ входят аккумуляторные батареи, обеспечивающие резервирование первичных источников питания, и вторичные источники питания, предназначенные для преобразования напряжения ЭПУ в другие стабилизированные напряжения постоянного тока;

дистанционное питание (ДП) аппаратуры НУП, прилегающих к данной станции. В систему ДП входят вторичные источники питания, фильтры, устройства защиты и коммутации, устанавливаемые на ОУП;

силовое электрооборудование, предназначенное для освещения помещения ОУП, вентиляции, кондиционирования воздуха, а также для электроснабжения электродвигателей.

#### 9.10. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ АБОНЕНТОВ ПО ТЕРРИТОРИИ ГОРОДА И ВЫБОР МЕСТА РАСПОЛОЖЕНИЯ СТАНЦИЙ

Системы построения ГТС были рассмотрены в гл. 2, поэтому вопросы проектирования ГТС начнем с изучения принципов распределения абонентов по территории города.

Общая проектируемая емкость ГТС распределяется по территории города, его кварталам и домовладениям согласно этапам развития сети. Распределение абонентов по территории, обслуживаемой проектируемой станцией, производится на основе материалов обследования, поданных заявок на установку телефонных аппаратов, наблюдений службы эксплуатации. Распределение телефонных установок производится с участием представителей городских организаций.

Обычно телефонные аппараты делятся на группы: промышленных предприятий, учреждений (административно-хозяйственных, культурных, социально-бытовых и др.) и квартирные.

Телефонные аппараты промышленных предприятий, административно-хозяйственных, культурных и других учреждений распределяются в соответствии с размещением этих предприятий и учреждений. Квартирные аппараты распределяются в соответствии с жилой площадью, числом квартир, проектируемым развитием жилого фонда и принятым планом обеспечения телефонной связью населения.

Место расположения телефонной станции выбирается так, чтобы сумма расстояний от нее до каждого аппарата была наименьшей. Телефонная станция, расположенная в точке, носящей название телефонного центра, позволяет

построить сеть с наименьшими капитальными затратами (при прочих равных условиях), а также с наименьшими последующими расходами при эксплуатации. Для нахождения телефонного центра на практике используют или методы, основанные на использовании ЭВМ, или весьма простой способ, который сводится к следующему. На план города с указанием размещения абонентов кладут линейку параллельно преобладающему направлению улиц и передвигают ее параллельно самой себе до тех пор, пока она не разделит общее число абонентов примерно на две равные части. Линия, проведенная по линейке, в этом месте соответствует одной координатной оси. Поместив линейку перпендикулярно этой оси и повторив процесс, получают вторую координатную ось. Точка пересечения осей укажет теоретический телефонный центр.

Теоретический телефонный центр не всегда может быть избран для расположения здания станции. На практике место постройки здания телефонной станции зависит от целого ряда условий: наличия свободного для застройки участка, удобства выхода кабеля, общей планировки района, возможностей использования существующего здания, вида оборудования и т. п.

На районированных сетях кроме абонентских следует учитывать соединительные линии, которые оказывают влияние на выгодное местоположение телефонной станции, смещая его в сторону преобладающего направления этих линий.

#### 9.11. ВЫБОР ЕМКОСТИ ШКАФА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ ГТС

Для составления схемы распределительной кабельной сети предварительно требуется выбрать емкость распределительных шкафов и места их установки, а также определить границы шкафных районов. На ГТС применяются шкафы емкостью 1200x2; 600x2; 300x2 и 150x2. При этом номинальная емкость, предназначаемая для включения магистральных пар, составляет соответственно 500; 250; 130 и 70.

При проектировании ГТС перед проектировщиком возникает задача выбора шкафов для различных районов сети наиболее целесообразной емкости. Эта задача решается таким образом, чтобы в результате были получены минимальные расходы на строительство сети и ее эксплуатацию.

При установке шкафов малой емкости общая длина распределительной сети будет меньше, а магистральной — больше, в связи с чем расходы на распределительную сеть уменьшатся, а на магистральную — возрастут. Но одновременно возрастут расходы на установку и оборудование самих шкафов, так как при меньшей емкости их число будет большим. Величина эксплуатационного запаса кабеля также будет большей при меньшей емкости шкафов, что приведет к удорожанию сети. Кроме того, произойдет некоторое удорожание сети за счет введения более мелких по емкости магистральных и распределительных кабелей.

Таким образом, наиболее выгодная емкость определится путем суммирования затрат как на кабель, так и на установку шкафов.

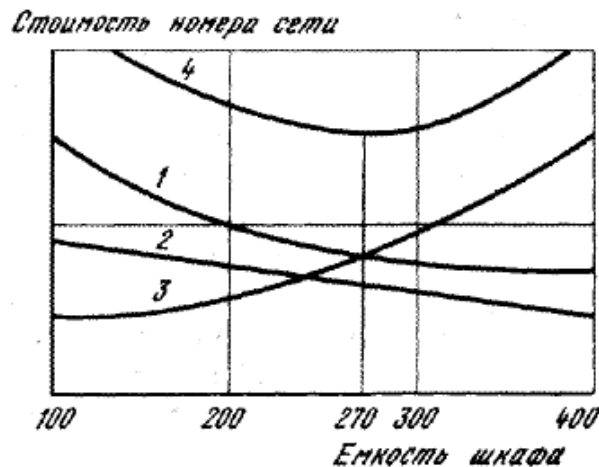


Рис. 9.5. Зависимость стоимости от емкости шкафа.

На рис. 8.5 показан характер изменения отдельных составляющих стоимости оборудования шкафного района; все стоимости отнесены к одному номеру сети. Кривая 1 показывает характер изменения стоимости магистрального кабеля, 2 — распределительного кабеля и 3 — устройства самого шкафа

Путем суммирования ординат этих кривых получают кривую 4, минимальное значение которой определяет наивыгоднейшую емкость шкафа. Эта емкость находится в зависимости от так называемой поверхностной телефонной плотности, т. е. от числа телефонов, приходящихся на единицу площади. Обычно в районах с большей телефонной плотностью шкафы должны иметь большую емкость, а в районах с малой плотностью установка шкафов большей емкости может привести к излишнему удлинению распределительной сети, а следовательно, и к большей ее стоимости.

Наивыгоднейшая емкость шкафа зависит от расстояния между станцией и шкафами. Основная цель применения распределительного шкафа — уменьшение расхода кабеля на участке «станция—шкаф» (запас в магистральной сети меньше, чем в распределительной), поэтому экономия будет тем больше, чем дальше шкаф расположен от станции. При расположении шкафа рядом со зданием станции экономия определится фактически лишь на длине кабеля, проходящей по помещениям здания до кросса. В этом случае экономия настолько мала, что расходы на устройство шкафа превысят ее, т. е. установка шкафа окажется ненужной.

По указанным соображениям телефонные аппараты, расположенные вблизи здания станции, часто включают непосредственно, но в кросс станции помимо шкафа.

Выбрав емкость шкафа с учетом последующего развития, определяют границы шкафного района, стараясь наметить их по полосе зеленых насаждений, границе домовладений. При этом стремятся максимально

использовать существующие кабели и иметь минимальное число пересечений улиц.

По соображениям наименьшего расхода распределительного кабеля наиболее выгодным местом установки шкафа является центр телефонной нагрузки обслуживаемого им района, так как в данном случае длина распределительного кабеля будет наименьшей. К шкафу помимо распределительных подходят и магистральные кабели; расход их будет наименьшим, если шкаф установлен в самом начале обслуживаемого района.

Шкаф следует устанавливать так, чтобы его обслуживание было более удобным, не мешало уличному движению и исключалась необходимость впоследствии переносить его из-за перепланировки местности или переустройства зданий. Обычно шкаф устанавливают вплотную к стене здания или в нише стены. Наиболее удобно устанавливать шкафы внутри зданий на лестничных площадках первого или подвального этажа, так как он в этом случае защищен от сырости и резких колебаний температуры.

Разбив территорию по шкафным районам и наметив места установки шкафов, составляют схему распределительно-кабельной сети для каждого шкафа в отдельности (рис. 9.6).

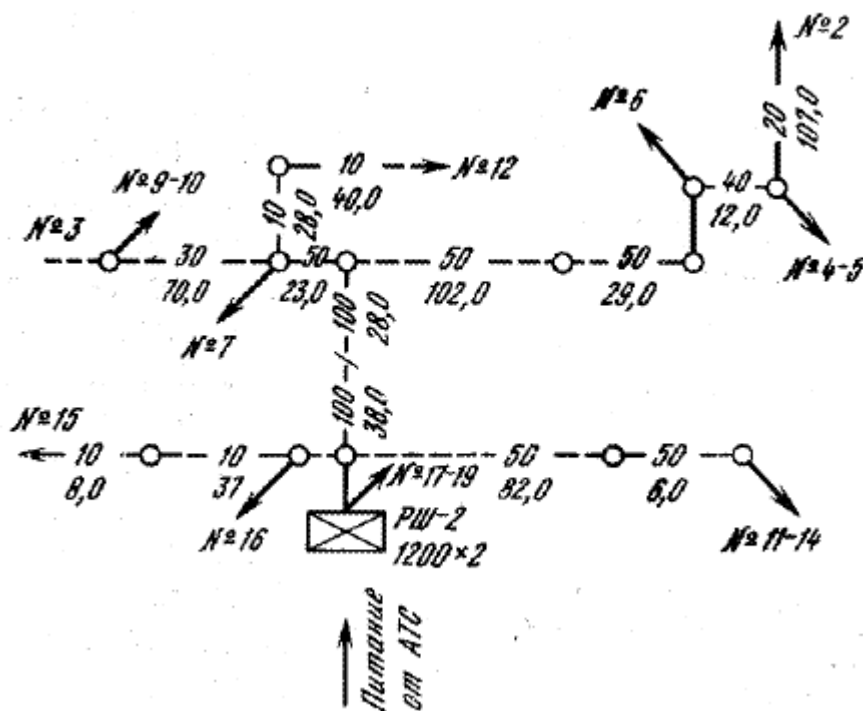


Рис. 9.6. Схема распределительной сети.

Емкость типовых распределительных коробок, принятых на наших сетях, составляет десять пар. При малой загрузке таких коробок применяют параллельное их включение, т. е. на десять пар кабеля, идущих в сторону шкафа, включают две коробки.

## 9.12. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАГИСТРАЛЬНОЙ КАБЕЛЬНОЙ СЕТИ И КАНАЛИЗАЦИИ ГТС

Число магистральных пар, включаемых в шкаф, определяется количеством обслуживаемых им абонентов. Практически число заводимых в шкаф пар приходится округлять до целого числа соответственно стандартной емкости боксов.

Выбор типа кабеля по емкости (числу пар) на каждом участке определяется числом пар, которое должно пройти по данному участку, и стандартной емкостью кабеля. Прокладка кабелей большей емкости выгодна как по стоимости самих кабелей (один кабель всегда стоит меньше, чем два той же общей емкости), так и по стоимости канализации, поскольку чем крупнее кабели, тем более эффективно используются каналы канализации.

Диаметр жил кабеля выбирается с учетом соблюдения установленных норм затухания как при городском, так и при междугородном. Согласно действующим нормам НТП-322-68 затухание на отдельных участках сети при частоте 800 Гц не должно превышать величин, указанных на рис. 9.7.

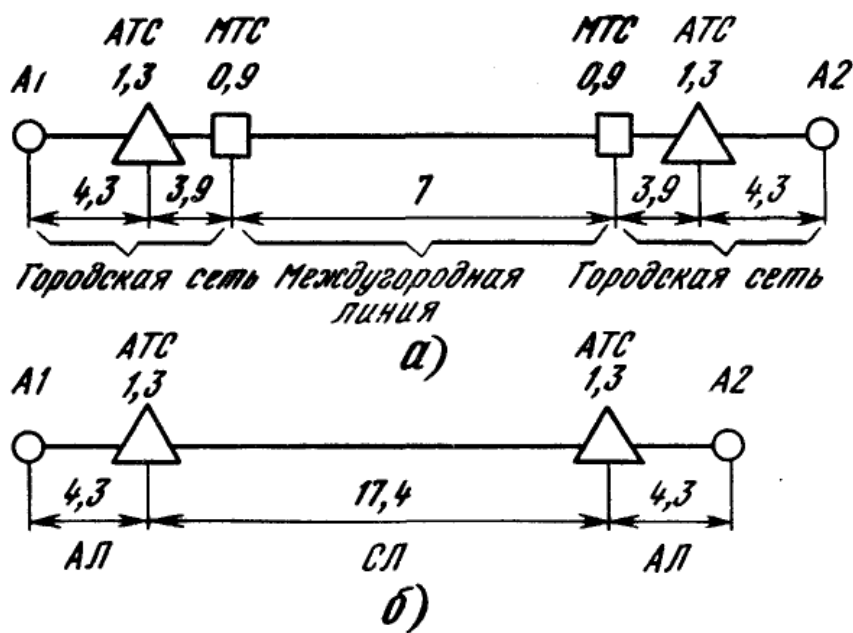


Рис. 9.7. Схема распределения затухания между абонентами телефонной сети в пределах: а — разных городов, б — одного города.

Зная норму затухания  $a$  и длину линии  $l$ , определяют допустимый коэффициент затухания  $\alpha = a/l$  на частоте 800 Гц. Затем по этому коэффициенту находят требуемый диаметр жил кабеля. Для проверки надежности стационарных приборов проверяют сопротивление шлейфа постоянному току

Схема магистральной кабельной сети приведена на рис. 9.8.

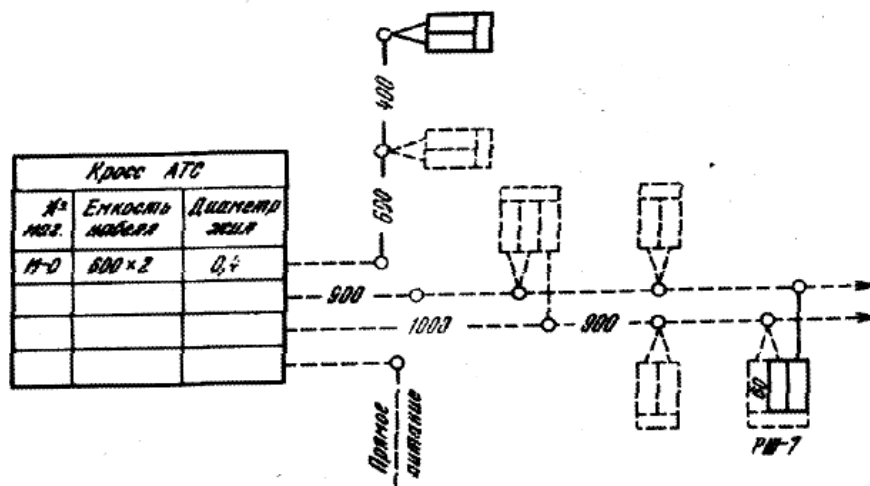


Рис. 9.8. Схема магистральной сети.

Схема кабельной канализации составляется на основе схемы магистральной сети. Число каналов канализации на отдельных участках определяют исходя из количества и емкости кабелей, при этом учитываются необходимое число каналов для кабелей соединительных линий и обычно один канал для распределительных кабелей. В зависимости от местных условий на отдельных участках могут потребоваться дополнительные каналы для междугородних кабелей, кабелей сигнализации и т. п. Как правило, предусматривается один запасной канал на случай перетягивания кабеля при повреждении.

Число каналов и размеры кабельных колодцев на каждом участке выбираются с учетом будущего развития сети. Выбранные направления и емкости канализации наносятся на схему кабельной канализации.

### 9.13. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ ГТС

С развитием районированных телефонных сетей растет число районных станций и увеличиваются расстояния между станциями, часто повышающие десятки километров. Поэтому на соединительных линиях между районными АТС и особенно между районными АТС и МТС, где норма затухания значительно меньше, приходится принимать дополнительные меры по снижению затухания линии. Наиболее эффективным способом создания соединительных линий между АТС а так же АТС и МТС является применение ВЧ систем передачи. Такие системы позволяют получать мощные экономические пучки каналов на требуемые дальности.

На кабельных соединительных линиях ГТС получили применение в основном системы с временным разделением каналов (ИКМ-30). Эти системы экономически выгодны при длинах соединительных линий, начиная с 7 ... 10 км.

В настоящее время на ГТС широко внедряется оптическая связь. Для этой цели применяется оптический кабель. Малые габаритные размеры, низкие значения затухания, огромная пропускная способность оптических трактов и

высокая защищенность позволяют использовать на этих линиях системы с ВРК типов ИКМ-480 ИКМ-1920 и радикально повышать эффективность системы построения сети ГТС.

Для снижения затухания линий ГТС получили некоторое применение способы пупинизации цепей и установка усилителей. Известны также телефонные аппараты с усилительными устройствами.

#### 9.14. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ГТС

Перспективы создания и широкое внедрение электронных АТС и перевод в связи с этим на ЦСП, развитие кабельного телевидения и других широкополосных систем связи (например, видеотелефона), а также использование ВОЛС, несомненно, приведут к изменению основных принципов построения и проектирования сетей ГТС. Эти изменения прежде всего коснутся принципов построения соединительной сети ГТС, которая в конечном счете будет строиться на базе ВОЛС с относительно небольшим числом одномодовых или градиентных световодов и с применением широкополосных ЦСП типа ИКМ-1920 и выше. Средняя длина регенерационного участка таких систем передачи будет составлять около 50 км при скорости передачи по одномодовым волокнам порядка 1 Гбит/с, а градиентных — 200 Мбит/с при длине волны  $\lambda = 1,3$  или 1,55 мкм.

Подобные системы обеспечат на линиях ГТС возможность передачи по одному световоду 4000—20000 телефонных каналов без установки регенераторов. Это приведет к полному изменению соотношений между стоимостью станционных и линейных устройств, значения оптимальной емкости АТС возрастут в несколько раз, повысится гибкость и надежность сети ГТС в целом вследствие возможности создания больших резервов телефонных каналов на соединительной сети.

Большая пропускная способность оптических систем передачи и малые значения затуханий изменят также принципы проектирования распределительной сети ГТС. В частности, появится возможность организации по этой сети кабельного телевидения. Емкость оптических кабелей магистральной сети уменьшится в сотни и тысячи раз, а средняя протяженность оптических линий этой сети возрастет. Соответственно уменьшится средняя длина распределительной сети. В распределительных устройствах (распределительных шкафах) будет устанавливаться аппаратура, обеспечивающая разделение телефонных каналов и широкополосных трактов магистральной сети, эти каналы и тракты по металлическим или оптическим кабелям (в зависимости от расстояния до абонента) будут подключаться к абонентам.

Естественно, что численные изменения структуры будущей сети ГТС в настоящее время определить не представляется возможным, поскольку технико-экономические параметры компонентов сети неизвестны.

Одновременно с изменением структуры сети кардинально изменится и

технология проектирования ГТС, которая будет характеризоваться широким внедрением вычислительной техники в процессе проектирования, созданием систем автоматизированного проектирования, совершенствованием методов оптимизации ГТС, повышением производительности проектных работ и улучшением качества проектов.



## Глава 10. СТРОИТЕЛЬСТВО ЛИНЕЙНЫХ СООРУЖЕНИИ СВЯЗИ

### 10.1. ПРОКЛАДКА КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

#### 10.1.1. ПОДГОТОВИТЕЛЬНЫЕ РАБОТЫ

**Разработка подготовительных мероприятий.** В процессе подготовки к строительству изучаются проектная документация и трасса линии в натуре. При этом особое внимание обращают на речные переходы, пересечения с шоссейными и железными дорогами, прокладку кабеля по мостам, дамбам, в тоннелях, по обочинам дорог, в болотах, на скальных и горных участках, в населенных пунктах и т. д. Одновременно уточняются места расположения кабельных площадок, состояние дорог вдоль трассы и возможность подъезда к пунктам разгрузки кабеля, места расположения строительных подразделений (прорабских участков, механизированных колонн и др.), стоянок для транспорта, жилых и бытовых фургонов, условия обеспечения работающих питанием, водой, культурно-бытовым и необходимым санитарно-медицинским обслуживанием.

**Проект производства работ.** По результатам изучения проектной документации и ознакомления с трассой в натуре составляется проект производства работ (ППР), который содержит сетевой график с указанием сроков и последовательности выполнения отдельных видов работ.

**Организация производственных подразделений.** Для выполнения отдельных видов работ в составе строительных организаций (СМУ — строительско-монтажных управлений, ПМК — передвижных механизированных колонн, СМП — строительско-монтажных поездов и т. п.) создаются производственные подразделения: строительско-монтажные участки; бригады по проверке и подготовке кабеля на кабельных площадках; механизированные колонны; бригады по разработке траншеи и прокладке кабеля вручную; бригады по устройству переходов через шоссейные и железные дороги; бригады по строительству телефон канализации и смотровых устройств; группы разбивки трасс фиксации; монтажно-измерительные колонны.

#### 10.1.2. ПОДГОТОВКА КАБЕЛЯ К ПРОКЛАДКЕ

**Размещение кабельных площадок.** Кабельные площадки размещаются по возможности ближе к трассе. Площадка должна быть ровной, сухой в период таяния снега разлива рек, осенних дождей и т. п., не должна заливаться водой. Площадки оборудуются противопожарными средствами-огнетушителями, ящиками с песком, бочками с водой и т. п.

Для своевременной приемки и разгрузки кабеля подготавливаются разгрузочные средства (краны, эстакады, передвижные платформы) и транспорт (автомашины, кабелевозы, волокуши, сани и т. п.). При транспортировке тяжелых барабанов пол кузова автомашин устилается

настилом из досок толщиной 50...60 мм. В кузове машины барабаны укрепляются постоянным и съемным упорами, которые после погрузки барабанов скрепляются продольными брусками.

**Испытания кабелей.** Все строительные длины кабеля, поступившие на кабельную площадку, перед вывозкой на трассу подвергаются полной или частичной проверке.

При полной проверке производятся: внешний осмотр барабанов; испытание на герметичность; измерение электрического сопротивления изоляции изолирующих шланговых покровов («оболочка — броня»); испытание электрической прочности и измерение сопротивления изоляции жил; проверка целостности жил и экранов. При частичной проверке производятся внешний осмотр барабанов, испытание на герметичность оболочки и измерение изоляции «оболочка — броня» в кабелях со шланговыми покровами.

Кабели, поступившие на площадки без избыточного давления, а также имеющие вмятины, пережимы, обломанные концы и другие внешние дефекты, подвергаются полной проверке. После измерений и испытаний все строительные длины устанавливаются под избыточное давление 90...110 кПа (0,9...1,1 кгс/см<sup>2</sup>). Результаты проверки кабеля на площадке фиксируются в протоколах.

### 10.1.3. ГРУППИРОВАНИЕ СТРОИТЕЛЬНЫХ ДЛИН

Качество передачи по кабелю зависит от электрической однородности цепей. Для получения максимальной однородности строительные длины кабеля в пределах одного усилительного группируются перед прокладкой по конструктивным участкам размерам строительных длин, волновому сопротивлению коаксиальных пар, величинам переходного затухания и средним значениям рабочей емкости.

По конструктивным данным группированию подлежат кабели всех типов. На усилительном участке укладываются строимые длины кабеля, имеющие одинаковые материалы и размеры токоведущих элементов, изоляцию, скрутку, расцветку жил и элементов, выпускаемых по одному и тому же ГОСТ (ТУ) и, как правило, изготавливаемых одним заводом. В пределах усилительного участка прокладываются длины с однородными оболочками (полиэтилен, поливинилхлорид и т. д.), что необходимо для обеспечения возможности их сращивания при монтаже.

По размерам строительных длин кабеля группируются таким образом, чтобы общая длина участка соответствовала проектной. При двухкабельной системе подбирают по две одинаковые длины для того, чтобы муфты были в одном котловане. Кроме того, при подборе учитываются особые условия трассы (например, реки, болота и другие препятствия, где размещение муфт невозможно или нецелесообразно).

*Строительные длины коаксиальных кабелей* разделяются на пять групп в зависимости от средних значений волновых сопротивлений (табл. 10.1).

Рядом расположенные строительные длины кабелей должны иметь одинаковые или смежные группы.

Неоднородности коаксиальных кабелей в настоящее время меряются преимущественно импульсным методом с помощью импульсных приборов большой чувствительности, которые позволяют наблюдать на экране степень однородности волнового сопротивления кабеля по его длине и устанавливать место и характер повреждения.

По волновому сопротивлению кабели группируются таким образом чтобы в месте стыка строительных длин разность конечных значений волновых сопротивлений в каждой соединяемой коаксиальной паре типа 2,6/9,5 не превышала 0,45 Ом, в паре 1,2/4,6 — 1,2 Ом и кабеле ВКПА 2,1/9,7 — 2,4 Ом.

Таблица 10.1

Группа кабеля	Волновое сопротивление, Ом, для пар		
	2,6/9,5	1,2/4,6	2,1/9,7
I	74,35...74,65	73,50...74,10	72,00...73,20
II	74,66...74,90	74,11...74,7	73,21...74,40
III	74,91...75,15	74,71...75,3	74,41...75,60
IV	75,16...75,40	75,31...75,9	75,61...76,80
V	75,41...75,65	75,91...76,5	76,81...77,00

В усилительный пункт (ОП, ОУП, НУП) вводится кабель, у которого волновое сопротивление любой коаксиальной пары типа 2,6/9,5 находится в пределах  $75 \pm 0,25$  Ом, пары типа 1,2/4,6  $\pm 0,3$  Ом, а в кабеле типа ВКПА —  $75 \pm 0,6$  Ом.

Симметричные ВЧ кабели с целью повышения однородна ВЧ линии группируются по значениям рабочих емкостей, т.е. устанавливается последовательность прокладки строительных длин кабелей в соответствии с данными, указанными в заводских паспортах кабельных барабанов.

Для ВЧ симметричных кабелей предусматривается восемь групп по средним величинам рабочих емкостей в пределах  $25 \pm 0,8$  нФ/км, т. е. через каждые 0,2 нФ/км. Таким образом строительные длины кабелей должны укладываться в такой последовательности, чтобы средние рабочие емкости (по данные паспортов на строительные длины как среднеарифметическое для всех цепей) смежных строительных длин отличались не более чем на 0,2 нФ/км.

Группирование строительных длин по величинам переходного затухания производится на симметричных ВЧ кабелях таким образом, чтобы прилегающие к усилительному пункту (ОУГ НУП) строительные длины на

протяжении 2,5...3 км имели по возможности наибольшие величины переходного затухания и ближнем конце, но не менее 65 дБ.

По результатам группирования для каждого кабеля каждого усилительного участка составляется укладочная ведомость.

Группирование строительных длин ОК производится до вывоза барабанов с кабелем на трассу. В пределах регенерационного участка группирование осуществляется по конструктивным данным и главное — по передаточным параметрам ОК — затуханию и дисперсии.

Изготавливаемые в настоящее время ОК имеют на длинах волн 1,3 и 1,55 мкм средние значения затухания 0,3...1 дБ/км и дисперсии 0,1...0,3 нс/(км-нм) для градиентных волокон 1...2 нс/(км-нм) для одномодовых волокон. В реальных ОВ относительные отклонения этих параметров увеличиваются из-за воздействия многочисленных случайных факторов, к которым относятся: неоднородности в конструкции волокна; сторонние примеси в материале сердцевин и оболочек; отклонения профиля показателя преломления волокна от оптимального; флуктуации микроизгибов волокон в процессе их укладки в ОК прокладки в грунте; неоднородности, возникающие в местах соединения волокон; отклонения средней длины и полосы излучения полупроводниковых лазеров и др.

В результате параметры передачи реальных волокон содержат случайные составляющие, абсолютные значения которых обычно невелики, но их относительные отклонения от средних значений ввиду малости последних могут иметь большие значения. Большие относительные колебания дисперсии градиентных волокон обусловлены в основном отклонениями профиля показателя преломления от оптимального. Случайные относительные отклонения затухания от средних значений на строительных длинах составляют 30...50%, что примерно на порядок больше чем в обычных коаксиальных кабелях. Отклонения дисперсии средних значений в градиентных волокнах могут достигать 50–80%.

При монтаже строительных длин ОК, когда соединение волокон производится «напрямое», значения случайных составляющих параметров передачи в соответствии с общим законом суммирования случайных величин уменьшаются по закону  $\eta(q) = \eta_0 \sqrt{q}$ , где  $\eta_0$  — максимальное относительное отклонение заданного параметра передачи волокна от среднего значения на строительной длине ОК;  $q$  — число строительных длин на регенерационном участке. Из формулы видно, что интенсивность убывания случайных составляющих затухания и дисперсии при случайном соединении волокна невелика. Например, для ослабления составляющих на один порядок  $q$  должно быть равно 100, что обычно много больше реальных значений.

Процесс ослабления случайных составляющих можно существенно ускорить путем группирования волокон при строительстве ВОЛС. Группирование производится в  $q_{ГР}$  соединительных муфтах регенерационного участка ВОЛС и состоит в поиске такого варианта соединения волокон в этих муфтах на основании данных измерений параметра передачи отрезков

ВОЛС, при котором достигается ослабление случайных составляющих заданного параметра передачи волокна, т. е. приближение его значения к среднему во всех оптических регенерационных участках ВОЛС.

Нетрудно видеть, что возможность ускорения процесса ослабления случайных составляющих при группировании ОВ достигается за счет увеличения числа рассматриваемых вариантов их соединения по сравнению со случайным соединением «напрямое»

Возможны два основных метода группирования волокон: последовательный и одновременный. При *последовательном методе* группирование производится последовательно в каждой  $q_{ГР}$  муфте ОК соединяющей отрезки регенерационного участка ВОЛС. При *одновременном методе* группирования подбор схемы соединения волокон осуществляется одновременно во всех  $q_{ГР}$  муфтах регенерационного участка ВОЛС.

Сопоставляя указанные методы группирования, видим, что при одновременном методе ослабление случайных составляющих параметров передачи волокна более эффективно по сравнению с методом последовательного группирования. При этом методе возможно одновременно выровнять не один, а два параметра — затухание и дисперсию. Однако для нахождения оптимальной комбинации соединения волокон потребуется проанализировать большее число различных комбинаций их соединения. Эта процедура может быть выполнена с помощью ЭВМ.

#### 10.1.4. РАЗБИВКА ТРАССЫ

Перед прокладкой кабеля производится разбивка трассы, которая в процессе проектирования выбирается с учетом наименьшего объема строительных работ, максимального использования механизмов, удобства эксплуатационного обслуживания и минимальных затрат на работы по защите кабелей от коррозии, опасных влияний и повреждений от ударов молнии. Разбивка трассы осуществляется в соответствии с рабочими чертежами, отступление от которых допускается только по согласованию с заказчиком или проектной организацией.

Трасса прокладки кабеля выбирается по возможности прямолинейной. Участки с известковыми почвами, сточными водами, свалки и другие места, опасные в коррозионном отношении, следует обходить.

Места нахождения существующих подземных сооружений определяют по технической документации или с помощью кабелеискателей и путем шурфования.

#### 10.1.5. ПРОКЛАДКА ПОДЗЕМНЫХ КАБЕЛЕЙ

**Способы прокладки.** Прокладка подземных междугородных кабелей может осуществляться двумя основными способами:

1) специальными кабелеукладочными механизмами — кабелеукладчиками, с помощью которых комплексно, практически

одновременно производятся образование траншей, размотка и укладка кабеля;

2) вручную в предварительно подготовленные траншеи.

Как правило, прокладка кабеля выполняется кабелеукладчиками, что по сравнению с прокладкой кабеля вручную сокращает трудоемкость работ в 20...30 раз. Траншеи разрабатываются только на участках, где использование кабелеукладчика невозможно (наличие подземных сооружений, стесненные условия и т. п.) или экономически нецелесообразно ввиду ограниченного объема работ.

В пределах одного усилительного участка все строительные длины разматываются концом А в одну сторону, а концом Б — в другую. Для коаксиальных кабелей это требование относится к участкам ОУП—ОУП.

При размотке барабан с кабелем должен вращаться от усилия, приложенного с помощью автоматического устройства, или от рук рабочих, а не от тяги кабеля; это необходимо для снижения растягивающих нагрузок на кабель и обеспечения свободной, без натяжения укладки его на дно траншеи.

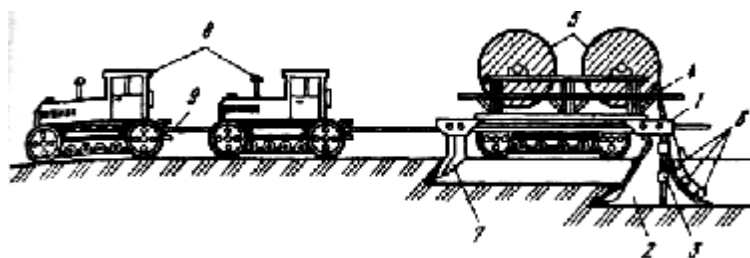


Рис. 10.1. Прокладка кабеля кабелеукладчиком: 1 — корпус кабелеукладчика; 2 — нож; 3 — кассеты; 4 — кабель; 5 — барабан; 6 — рамка; 7 — нож пропорочный; 8 — тракторы; 9 — трос.

Глубина прокладки междугородного кабеля 1,2 м. Она уточняется проектом.

**Прокладка кабеля кабелеукладчиками.** Наиболее распространенными являются кабелеукладчики, действие которых основано на принципе расклинивания специальными ножами грунта и образования в нем узкой щели на заданную глубину (0,7...1,3 м). В эту щель по мере движения механизма (рис. 9.1) через находящуюся в теле ножа 2 или прикрепленную к нему кассету 3 укладываются кабели 4, сматываемые с барабанов 5, установленных на корпусе 1 кабелеукладчика или на специальной прицепной тележке. Перед прокладкой производится пропорка трассы с помощью специального пропорочного 7 или кабелеукладочного ножа (без кабеля в кассете), что обеспечивает разрыхление грунта и предохраняет кабель от возможных повреждений при пересечении скрытых препятствий (камней, корней деревьев и т. п.).

Перед началом прокладки для установки ножа в рабочее положение выкапывается котлован и конец кабеля с установленного на кабелеукладчике барабана пропускается через кассету. Когда на барабане останется 1,5...2 м

кабеля, колонна останавливается, краном снимают пустые барабаны, погружает на их место полные, скрепляют внахлест концы ранее проложенных длин с концами, подлежащими размотке, и продолжают движение колонны.

**Разработка траншей.** На участках трассы, где использование кабелеукладчика по условиям местности невозможно или экономически нецелесообразно (при малом объеме работ, высокой стоимости транспортировки колонны и т. п.), кабель укладывается в отрытые траншеи, предварительно разработанные механизмами или вручную (рис. 9.2, а). Глубина траншеи определяется проектом и, как правило, должна быть в грунтах I — III групп не менее 0,9 м, а в скальных грунтах (при выходе скалы на поверхность) — не менее 0,5 м. Коаксиальные кабели прокладываются на глубину 1,2 м, чем обеспечивается их более надежная защита от механических повреждений.

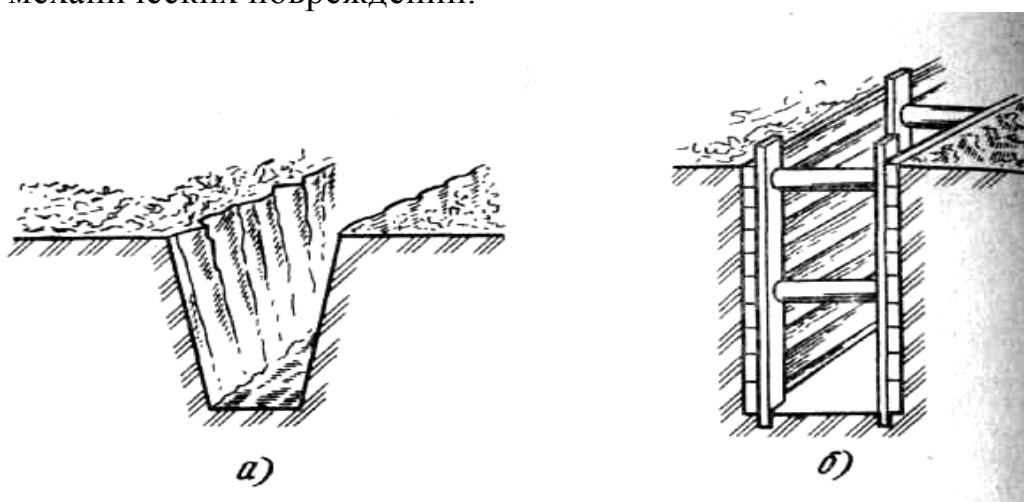


Рис. 10.2. Траншея для прокладки кабеля: а — без крепления; б — с креплением.

Ширина траншей, разрабатываемых механизмами, обычно находится в пределах 0,4...0,7 м.

Для предотвращения обвалов грунта и связанных с этим несчастных случаев при разработке траншей и котлованов стены их крепятся (рис. 10.2, б) или устраиваются откосы.

При пересечении трассы бронированного кабеля с другими подземными сооружениями выдерживаются следующие размеры по вертикали: от трамвайных и железнодорожных путей — не менее 1 м от подошвы рельсов; от шоссейных дорог — к менее 0,8 м ниже дна кювета; от силовых кабелей — выше или ниже их на 0,5 м, при прокладке в трубе — 0,25 м; от водопровода и канализации — выше их на 0,25 м, при прокладке в трубе — 0,15 м; от продуктопровода — выше или ниже на 0,5 м, при прокладке в трубе — 0,15 м; от кабельной канализации — ниже блока не менее 0,1 м; от других бронированных кабеле связи — ниже или выше на 0,1 м.

На склонах оврагов и подъемах с уклоном более 30° траншея роется зигзагообразно.

**Прокладка кабеля в траншеи.** Как правило, прокладка кабеля производится с барабанов, установленных на кабельные транспортеры или автомашины, оборудованные козлами-домкратами. Кабель сматывается и укладывается непосредственно в траншею или вдоль нее по бровке, а затем в траншею.

**Засыпка траншей.** Перед засыпкой траншей все подземные сооружения (кабель, трубы и т. п.) фиксируются на планшетах рабочих чертежей с «привязкой», т. е. с указанием расстояний к постоянным ориентирам.

Засыпка осуществляется специальными траншеезасыпщиками, бульдозерами или вручную. В некоторых случаях в городах или на территории промышленных предприятий перед засыпкой траншеи кабель покрывается кирпичом для защиты его от механических повреждений.

Кабели, проложенные в районах вечной мерзлоты, подвергнутся воздействию мерзлотно-грунтовых явлений (пучение, морозобойные трещины, оползни и т. д.). Как правило, кабели язи в районах вечной мерзлоты прокладываются в деятельном слое, который оттаивает в летнее время и промерзает — в зимнее. Тип кабеля, глубина и способ его прокладки определяются проектом. Основным мероприятием по защите кабельных линий от воздействия мерзлотно-грунтовых явлений следует считать применение кабеля с круглопроволочной броней. Используется также обваловка трассы путем насыпки грунта толщиной слоя в 0,6 м и более.

#### 10.1.6. УСТРОЙСТВО ПЕРЕХОДОВ ЧЕРЕЗ ШОССЕЙНЫЕ И ЖЕЛЕЗНЫЕ ДОРОГИ

Чтобы не прекращать движения транспорта во время строительства кабельной линии, на пересечении трассы с шоссейными и железными дорогами кабели, как правило, укладывают в предварительно заложенные под проезжей частью трубы. Укладка труб, в основном асбоцементных или пластмассовых, обычно выполняется способом горизонтального бурения грунта. Прокладываемые под железными дорогами асбоцементные трубы для повышения их изоляции

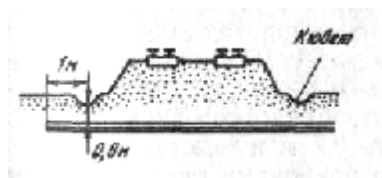


Рис. 10.3. Прокладка труб на пересечении с железной дорогой.



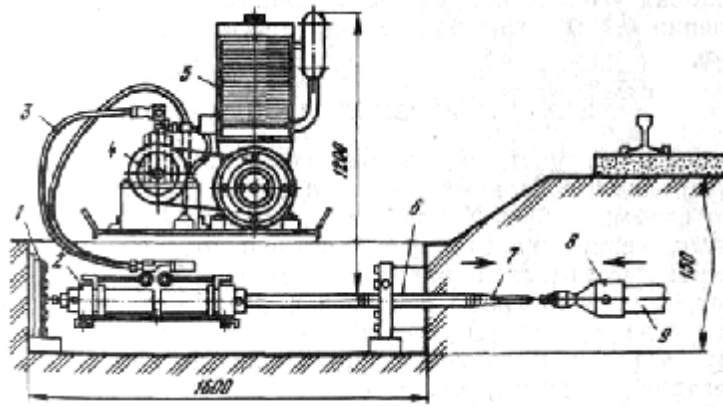


Рис. 10.4. Прокладка трубопровода гидравлическим буром: 1 — опорная плата; 2 — гидравлический пресс; 3 — шланги; 4 — насос высокого давления; 5 — силовая установка; 6 — стальная штанга; 7 — наконечник; 8 — расширитель; 9 — труба.

предварительно покрывают горячим битумом. Число труб определяется проектом. Концы труб должны выходить не менее чем на 1 м от края кювета лежать на глубине не менее 0,8 м от его дна (рис. 9.3).

Бурение грунта и затяжка труб осуществляются гидравлическим буром (рис. 10.4), бурильно-шнековой установкой или пневмопробойником. Процесс бурения состоит в следующем. С помощью гидравлического блока цилиндров и насоса высокого давления в грунт заталкивается стальная штанга, состоящая из отрезков длиной 1 м, навинчиваемых друг на друга по мере продавливания. После выхода на противоположную сторону шоссе (или железной дороги) конец первой штанги с навинченным наконечником, последний заменяют расширителем протягивают в обратном направлении; при этом в грунте в результате его уплотнения образуется канал. Вслед за расширителем в канал заталкивают трубы, что обычно удается сделать при ширине перехода до 12 м.

#### 10.1.7. УСТАНОВКА ЗАМЕРНЫХ СТОЛБИКОВ

Спустя некоторое время после прокладки трасса покрывается растительностью, а в зимнее время — снегом, что усложняет обнаружение кабеля, муфт и других элементов линии в процессе эксплуатации. Поэтому в процессе строительства на стыках строительных длин, а также на поворотах трассы, в местах пересечений с шоссе, железными дорогами, реками и другими препятствиями устанавливаются измерные столбики. Обычно столбики изготавливаются из железобетона сечением 0,5х0,15 м и длиной 1,2 м (подземная часть 0,7 м и наземная — 0,5 м). В районах с большими снежными покровами предусматриваются столбики увеличенной длины. Столбики устанавливаются на расстоянии 0,1 м от осевой линии трассы обычно на полевой стороне.

#### 10.1.8. МЕХАНИЗАЦИЯ СТРОИТЕЛЬСТВА

Трудовые затраты на строительство линейных сооружений междугородных кабельных магистралей составляют 50...60% общего объема работ. К наиболее трудоемким видам работ относятся разработка траншей и котлованов, прокладка кабеля, устройство просек, строительство НУП и телефонной канализации, защита от грозы и коррозии. Для сокращения трудоемкости тяжелые работы должны быть максимально механизированы. Эффективность механизации работ по прокладке кабеля очевидна, например, при сопоставлении следующих данных: трудозатраты на рытье 1 км траншеи и укладку в нее кабеля вручную составляет примерно 200...300 чел.-дн., а при выполнении этих работ кабелеукладчиком — 10 чел.-дн. Как правило, ручной труд должен применяться лишь для обслуживания механизмов и в условиях, когда использование механизмов технологически невозможно или экономически нецелесообразно.

По принципу построения рабочего органа кабелеукладчики можно разбить на две группы: пассивные (ножевые) и активные (роторные, вибрационные, гидравлические). По конструкции ходовой части кабелеукладчики разделяются (рис. 10.5) на колесные, гусеничные, типа волокуши (болотные). Колесные кабелеукладчики изготавливаются на пневматических колесах автомобильного типа либо на металлических комбайнового па. Гусеничные кабелеукладчики изготавливаются на базе гусеничных тракторов. Наибольшее распространение получили пассивные, ножевые кабелеукладчики, так как они имеют простую конструкцию рабочего органа, экономичны и надежны в работе.

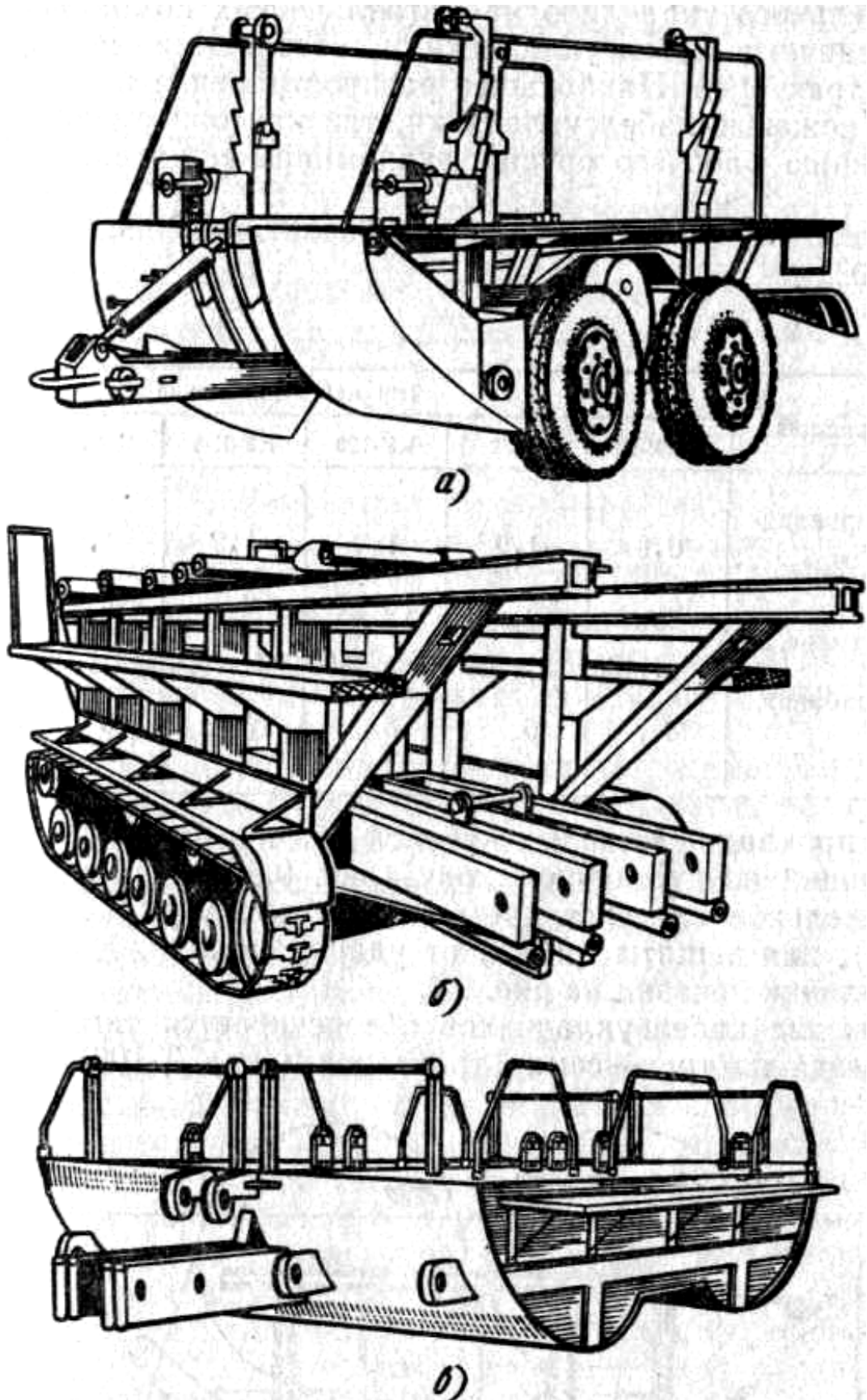


Рис. 10.5. Кабелеукладчики: а — колесный; б — гусеничный; в — болотный.

Основные технические данные кабелеукладчиков приведены в табл. 10.2.

Таблица 10.2

Характеристика	Тип кабелеукладчика					
	ЛКУ-52	КУ-2	КУ-120	КУ-К-3	КУ-Б-2	КУ-Б-3
Глубина прокладки, м	0,8	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Диаметр кабеля, мм	16	26	90	90	90	90
Тяговое усилие, кН	40...100	80...200	150...400	200...500	150...400	150...400
Число барабанов, шт.	4	5	5	5	5	4

При прокладке тяжелых кабелей обычно применяются кабелеукладчики на гусеничном ходу (рис. 10.6). Они могут иметь дополнительное навесное устройство для укладки проводов (тросов), для защиты кабеля от ударов молнии. Колесный кабелеукладчик показан на рис. 10.7.

Движение кабелеукладчиков обеспечивается тягой тракторного поезда из трех — семи тракторов (типа Т-100). Если по условиям трассы прохождение тракторов невозможно (болото), тяга на кабелеукладчик передается с помощью длинного троса. Вместо тракторного поезда может быть использована якорная тракторная лебедка.

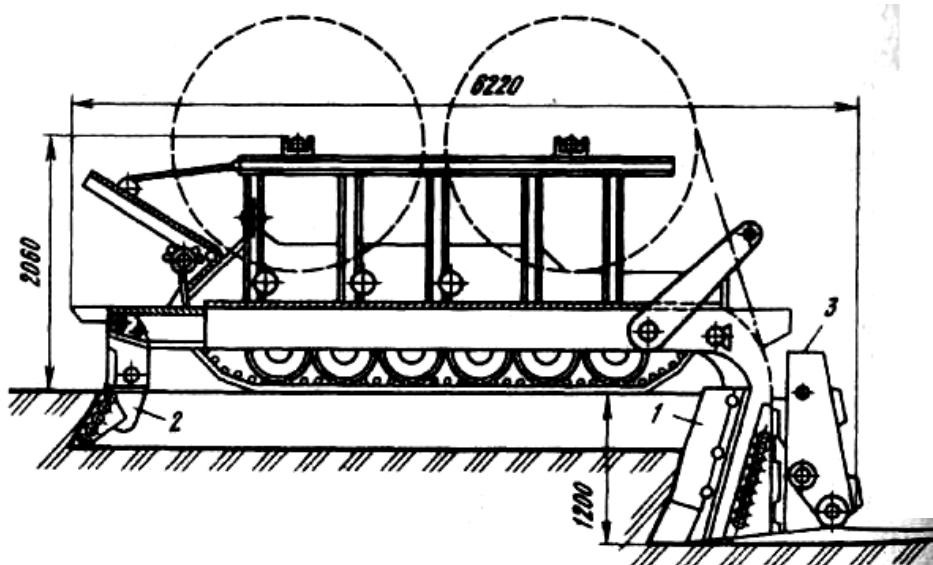


Рис. 10.6. Кабелеукладчик на гусеничном ходу.

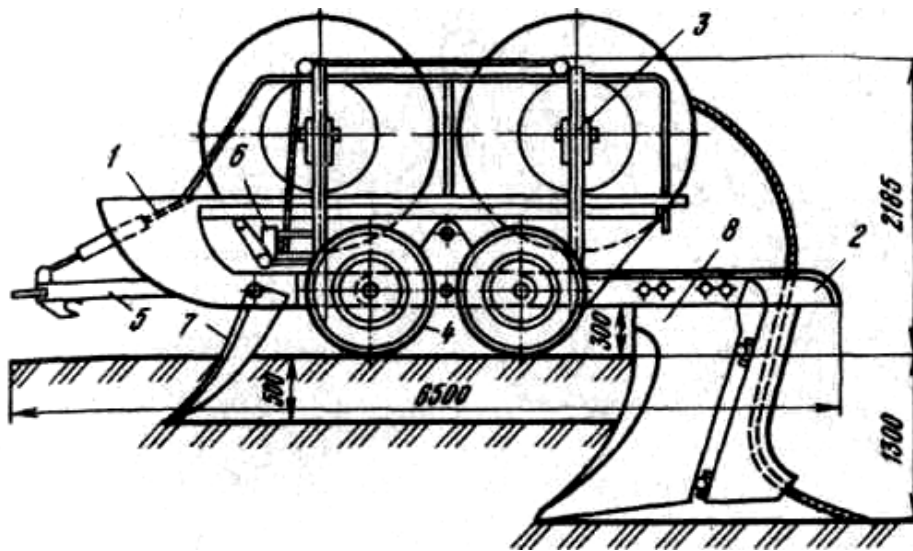


Рис. 10.7. Кабелеукладчик на колесном ходу: 1 — корпус; 2 — основная рама; 3 — рама для барабанов; 4 — колеса; 5 — дышло; 6 — лебедка; 7 — пропорочный нож; 8 — главный нож.

Кабелеукладчики являются основными ведущими механизмами, определяющими производительность работ по прокладке кабеля. Для их нормальной работы в зависимости от конкретных условий требуется комплекс машин и механизмов, называемый *механизированной колонной*, в состав которой входят: кабелеукладчик, пропорщик, тросопровоукладчик, траншеезасыпщик, три — семь тракторов (типа Т-100), бульдозер, два — три автокрана или крана на тракторе, автобензовоз, три цистерны для бензина, топлива и воды, авторулетка, две — четыре автомашины (кабелевоза), автомашина для перевозки рабочих, электростанция передвижная, сварочный агрегат, четыре — шесть фургонов (жилые, столовая, склад).

Роторные кабелеукладчики применяются для разработки траншей с одновременной укладкой в них кабеля. Кабелеукладчик состоит из самоходного роторного экскаватора и прицепной тележки с устройствами для погрузки, транспортировки и прокладки кабеля. Преимущество роторных экскаваторов в том, что ими можно прокладывать кабель не только в талых, но и в мерзлых грунтах. Основным рабочим органом комплекта является диск со сменными режущими зубьями, форма которых определяется категорией и состоянием грунта (талый, мерзлый и т. п.).

Для устройства просек используются электропилы, состоящие из пильной части, электродвигателя и редуктора. Такую пилу обслуживает один рабочий, который разрабатывает до 100 м<sup>3</sup> леса в смену. Пила приводится в действие от передвижной электростанции. При разработке узких просек, а также при выборочной вырубке отдельных деревьев используются приводные пилы «Дружба» с бензиновым двигателем. При прокладке кабеля в кустарнике используются кусторезы. С помощью электросучкорезов обрезают сучья и очищают срубленные деревья от коры и луба.

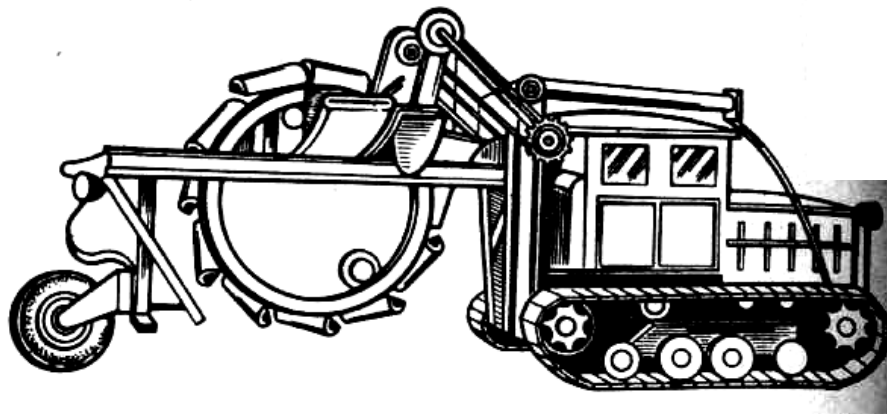


Рис. 10.8. Многоковшовый экскаватор.

Для корчевания пней, очистки просек и площадей от крупных камней и транспортировки их на небольшие расстояния, а также для валки небольших деревьев применяется корчеватель. Экскаваторы используются для рытья траншей на участках, где прокладка кабеля кабелеукладчиками технически невозможна или экономически нецелесообразна. Экскаваторы подразделяются на одноковшовые и многоковшовые (рис. 10.8). Одноковшовые экскаваторы применяются также при разработке котлованов для монтажа муфт, НУП и т. п. В качестве базы для многоковшовых экскаваторов используются гусеничные или колесные тракторы. Наиболее эффективны многоковшовые траншейные экскаваторы роторного типа.

Бульдозеры используются для расчистки и планировки трассы, засыпки траншей и котлованов, перемещения грунта, а необходимых случаях — в качестве тягового механизма.

Траншеезасыпщики предназначены для сбора грунта и образования над щелевидной траншеей валика из грунта после прокладки кабеля ножевыми кабелеукладчиками.

Для погрузочно-разгрузочных работ используются самоходные автомобильные и тракторные краны, а также автопогрузчики. При работе с подъемными кранами необходимо строп соблюдать соотношение между массой груза, высотой его подъема и вылетом стрелы.

Для транспортировки барабанов с кабелем, проводов грозозащиты, линейного оборудования, железобетонных изделий других тяжеловесных грузов используются автомашины и тракторы (при бездорожье) со специально оборудованными транспортерами-кабелевозами.

#### 10.1.9. КАБЕЛЬНАЯ КАНАЛИЗАЦИЯ

При строительстве кабельных линий в городах голые (небронированные) кабели прокладывают в специальной кабельной канализации, состоящей из трубопровода и смотровых кабельных колодцев (рис. 9.9).

Последнее время для прокладки подземных коммуникаций личного назначения (кабелей, теплофикации, водопровода, газопровода и др.)

устанавливаются коллекторы-тоннели.

Кабельная канализация обеспечивает возможность дополнительной прокладки по мере надобности необходимого числа кабелей без раскрытия уличных покровов. Поэтому число каналов (отверстий) трубопровода предусматривается с учетом развития кабельной сети на определенный период времени. Каждый канал канализации используется для прокладки одного крупного кабеля или двух — трех мелких.



Рис. 10.9. Кабельная канализация

Трубопровод кабельной канализации закладывается на глубине 0,4...0,7 м, а под трамвайными путями — 1,1 м, считая от верхней поверхности трубы. Расстояние между колодцами в зависимости от местных условий обычно не превосходит 125...150 м.

Для устройства кабельного трубопровода широкое применение получили асбоцементные трубы, а также пластмассовые трубы из полиэтилена и винипласта. Известны конструкции труб из бетона, керамики и др.

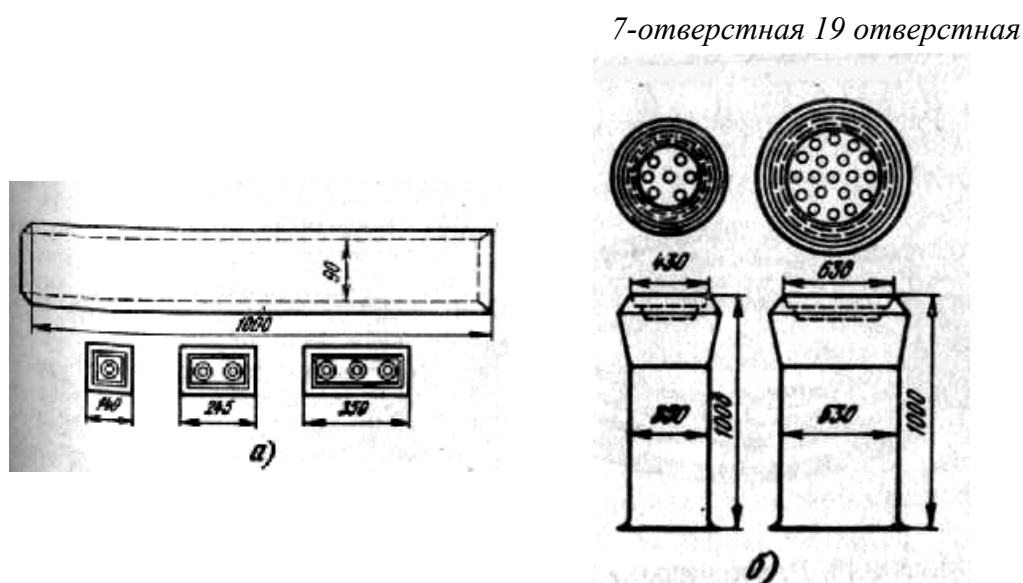


Рис. 10.10. Трубы: а — прямоугольные; б — цилиндрические.

Трубы могут быть прямоугольной и цилиндрической конструкций (рис. 10.10). Асбоцементные трубы имеют цилиндрическую форму с внутренним диаметром 90...100 мм и длиной 2...3 м. Полиэтиленовые трубы изготавливаются в основном двух типов с наружными диаметрами 63 и 110 мм и могут иметь строительную длину до 10 м.

Достоинством полиэтиленовых труб являются: возможность изготовления большими строительными длинами, высокая водо- и

газонепроницаемость, малая масса стойкость к коррозии от агрессивных грунтов и блуждающих токов. Из одиночных труб комплектуется многоканальная канализация (рис. 10.11).

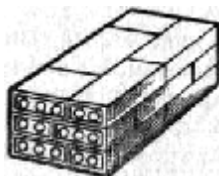


Рис. 10.11. Блок из прямоугольных труб.

Стыки асбоцементных труб выполняются с помощью полиэтиленовых муфт или стальной манжеты. Для полиэтиленовых труб применяется способ стыковой сварки.

Известен также способ горизонтального бурения для прокладки труб кабельной канализации. Для этой цели приспособлена машина ДМ-1 (рис. 10.12).

Ниже приведена классификация кабельных колодцев связи (ККС):

- коробка малого типа ККС-1 на 1 канал;
- коробка малого типа ККС-2 на 2 канала;
- колодец малого типа ККС-3 до 6 каналов;
- колодец среднего типа ККС-4 до 12 каналов;
- колодец большого типа ККС-5 до 24 каналов.

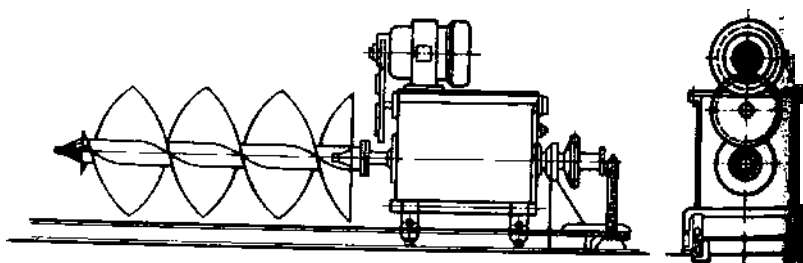


Рис. 10.12. Гидравлическая машина для прокладки труб.

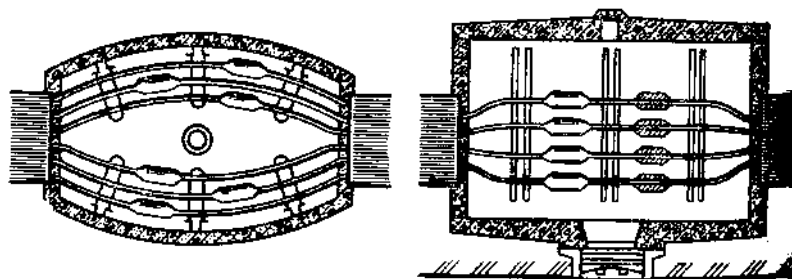


Рис. 10.13. Размещение кабеля в колодце.



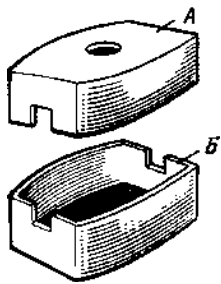


Рис. 10.14. Сборный железобетонный колодец

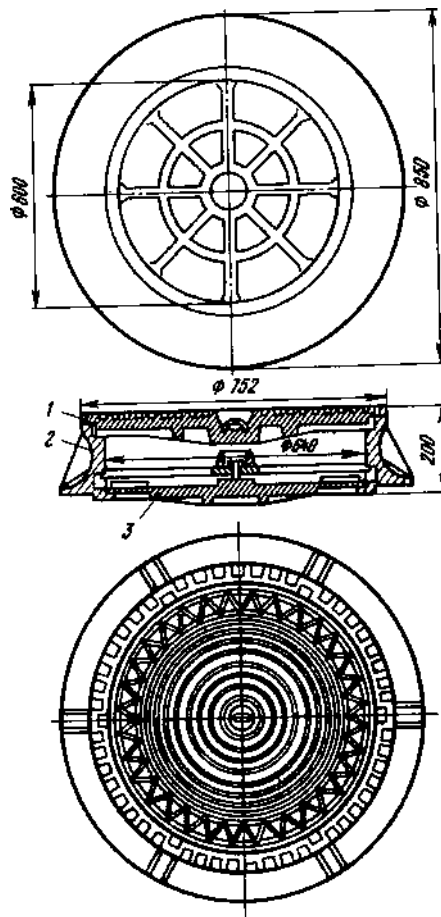


Рис. 10.15. Чугунный люк: 1 — наружная крышка; 2 — корпус; 3 — внутренняя крышка.

По назначению колодцы делятся на проходные, угловые, разветвительные и станционные. По форме колодцы делятся на прямоугольные, овальные и многогранные. Наибольшее применение получили колодцы овальной формы. Способ размещения кабеля в овальном колодце показан на рис. 10.13.

Колодцы изготавливаются преимущественно из железобетона в сборном или монолитном виде. Типовой сборный железобетонный колодец показан на рис. 10.14.

Сверху на входное отверстие колодца устанавливается круглый чугунный люк (рис. 10.15) с двумя крышками — наружной чугунной и внутренней стальной, защищающей колодец от воды и запирающей его.

Для укладки кабелей внутри колодца устанавливаются кронштейны с консолями.

В крупных городах при большом количестве подземных сооружений, проходящих в непосредственной близости друг от друга, устройство или ремонт одного сооружения иногда приводят к повреждению другого. Во избежание этих недостатков устраивают общие коллекторы-тоннели для совместной прокладки в них нескольких разнородных трубопроводов и кабелей. Для удобства эксплуатации коллектор может быть оборудован освещением, вентиляцией, приспособлениями для перевозки материалов.

Высота коллектора соответствует росту человека (порядка 2 м). Коллектор имеет прямоугольную, иногда круглую форму и выполняется для сборного железобетона.

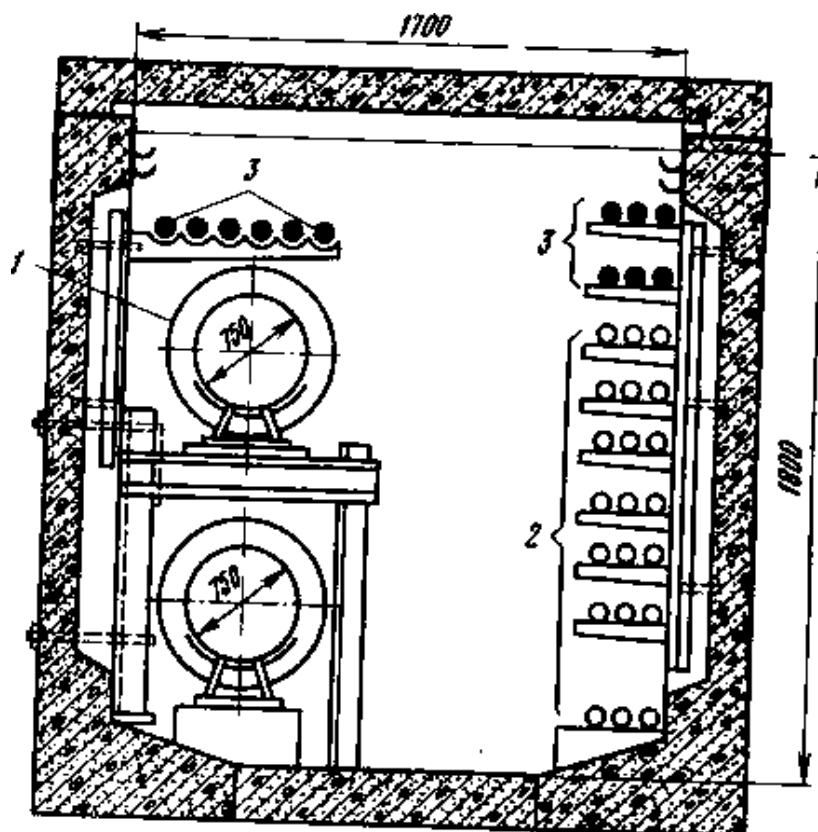


Рис. 10.16. Железобетонный коллектор для кабелей связи (2), силовых кабелей (3) и труб теплофикации (1).

Помимо общих коллекторов, объединяющих трубопроводы и кабели, могут быть устроены только кабельные тоннели, предназначенные для прокладки кабелей различного назначения (связь, сигнализация, сильный ток и т. п.). В городах, где имеется метро, их тоннели также используют для прокладки кабелей. На рис. 9.16 показан разрез прямоугольного коллектора из железобетона для силовых и связных кабелей и труб теплофикации

#### 10.1.10. ПРОКЛАДКА КАБЕЛЯ В КАНАЛИЗАЦИИ

В кабельной канализации прокладывают небронированные кабели, освинцованные или в пластмассовой оболочке.

Перед началом работ по прокладке кабеля проводятся подготовительные работы, состоящие в очистке кабельных колодцев от воды и грязи, вентиляции для очистки их от светильного и болотного газов, которые могут скапливаться в колодцах, а также в подготовке канала канализации к протягиванию кабеля.

Стальной трос, к которому крепится кабель, вводится в канал с помощью тонкого тросика, каната или капронового шнура, пропускание которого в канал трубопровода принято называть заготовкой канала.

Заготовка может выполняться посредством различных приспособлений. За последние годы для этой цели успешно используют различные конструкции пневматических или электрических каналопроходчиков.

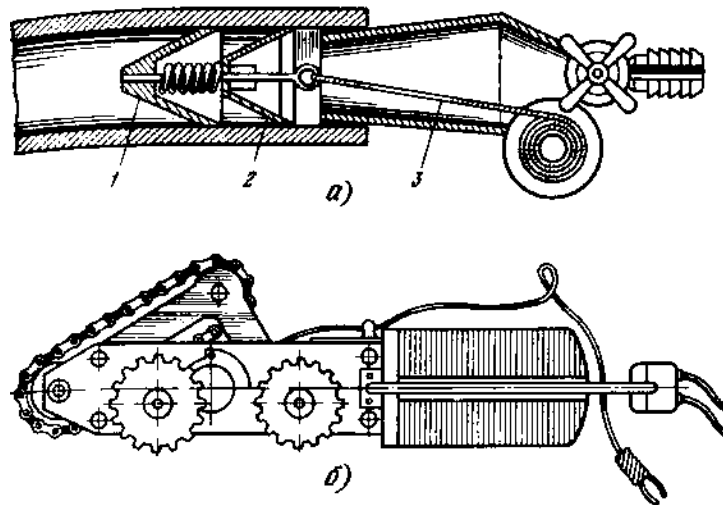


Рис. 10.17. Каналопроходчики: а — пневматический; б — электрический; 1, 2 — резиновые конусы; 3 — шнур.

Пневматический каналопроходчик (рис. 10.17, а) состоит из двухрезиновых конусов 1 и 2, собранных на общей стальной оси. Для протаскивания капронового шнура 3 он плотно вставляется в канал канализации, после чего сжатый до 0,4...0,6 МПа воздух от передвижного компрессора подается в канал через специальный штуцер. Под давлением воздуха резиновые конусы передвигаются по каналу и тянут за собой шнур. Электрический каналопроходчик (рис. 10.17, б) состоит из электродвигателя и движущего механизма. Вращательное движение от электродвигателя, получающего питание от сети переменного тока, передается двум ходовым осям движущего механизма. На осях укреплены зубчатые колеса, с помощью которых прибор передвигается по каналу.

При отсутствии механических каналопроходчиков или при протягивании кабеля по частично занятому каналу применяют стальные или дюралевые свинчивающиеся палки длиной 1 м. Первая палка (рис. 10.18, а) с навинченными на нее наконечниками (рис. 10.18, б, в) вводится в канал, вторая — плотно свинчивается с первой и проталкивается в канал, к ней привинчивается третья и проталкивается далее по каналу, и так далее до тех пор, пока первая палка не достигнет другого колодца. После этого к одному из концов их прикрепляется тонкий трос, который пройдет по каналу от одного колодца до другого вслед за палками.

На месте прокладки кабеля проверяется прочность его оболочки. Обычно кабель поступает с завода под внутренним воздушным давлением; в этом случае в оболочке делают прокол и по характерному звуку выходящего воздуха убеждаются в целостности оболочки.

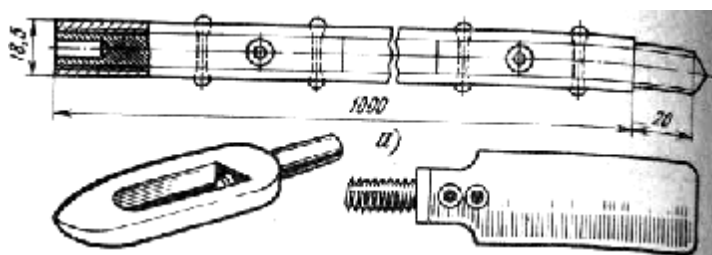


Рис. 10.18. Устройство для заготовки каналов: а — винтовая палка; б — вращающийся наконечник; в — деревянный наконечник.

Для скрепления кабеля с тросом на его конец надевается стальной чулок (рис. 10.19). При протягивании чулок уменьшается в диаметре и плотно охватывает кабель.

Кабель может протягиваться с помощью моторной или ручной лебедки, устанавливаемой у люка колодца (рис. 10.20). Для предохранения от повреждений оболочки кабеля о край канал; в отверстие трубопровода вставляют предохранительную втулку или применяют специальный направляющий шаблон (колесо). Для уменьшения трения между стенками канала и кабелем последний перед поступлением в канал обильно смазывается техническим вазелином.

В практике строительства кабельных линий применяют машины КМ, позволяющие значительно ускорить и облегчить процесс прокладки кабеля в канализации. Машина КМ-2 оборудована на автомобиле ГАЗ-66, на котором смонтирована лебедка для протягивания кабеля, имеющая тяговое усилие до 19... 600 Н, кран грузоподъемностью до 2000 кг и насос для откачки воды из колодцев производительностью 16 м<sup>3</sup>/ч. Машина имеет вентилятор для дегазации колодцев, пневматический каналопроходчик и электрогенератор для приведения в действие электроинструмента.



Рис. 10.19. Чулок для протягивания кабеля.

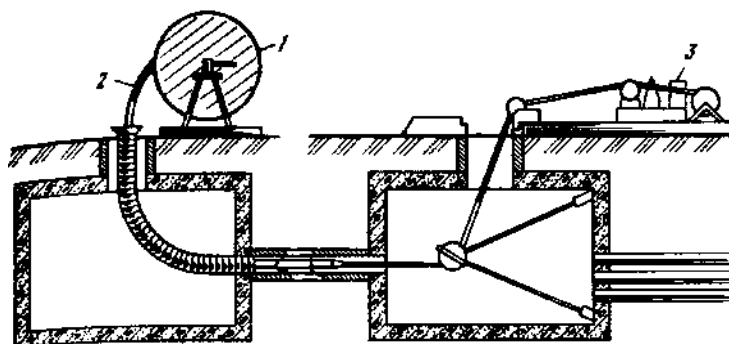


Рис. 10.20. Схема протягивания кабеля в канализации 1 — барабан; 2 — кабель; 3 — лебедка.

### 10.1.11. ПРОКЛАДКА КАБЕЛЯ ПО СТЕНАМ ЗДАНИЙ И ПОДВЕСКА НА ОПОРАХ

При устройстве абонентских кабельных вводов на городских телефонных сетях приходится прокладывать кабель по стенам зданий. В этом случае распределительный кабель выводится на стену здания обычно со стороны двора и защищается от механических повреждений угловой сталью или желобом на высоте до 3 м от поверхности земли. Если кабель прокладывается по стенам зданий, имеющих карнизы или другие выступающие части, стараются проложить кабель под ними, чтобы защитить его от механических повреждений, возможных при сбрасывании с крыши льда и снега.

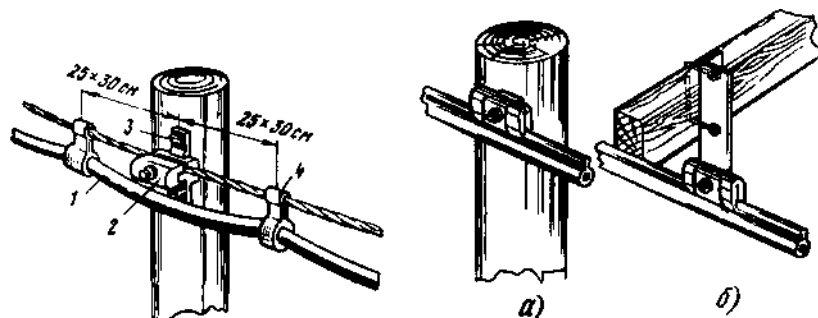


Рис. 10.21. Крепление троса на промежуточной опоре:  
1 — кабель; 2 — клемма; 3 — глухарь; 4 — подвеска

Рис. 10.22. Крепление кабеля с встроенным тросом:  
а — на опоре; б — на траверсе

По опорам воздушных линий кабель подвешивают на стальном оцинкованном тросе, укрепленном с помощью клемм (консоль). Для закрепления на промежуточной опоре трос зажимают между губками клеммы (рис. 10.21), укрепленной на столбе глухарями. Кабель укрепляется на тросе с помощью подвесок из оцинкованного железа. Опоры существующих воздушных линий могут быть использованы для подвески однокоаксиального кабеля с несущим встроенным тросом, вмонтированным в общую пластмассовую оболочку — ВКПАШп-т.

Способ крепления на опоре подвесного кабеля с несущим тросом приведен на рис. 10.22. На рис. 10.23 показано крепление соединительной муфты или встроенного усилителя такого кабеля к опоре.

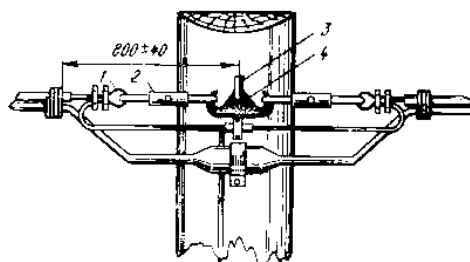


Рис. 10.23. Крепление кабеля с встроенным тросом при наличии усилителя или соединительной муфты: 1 — петля; 2 — винтовая стяжка; 3 — крюк

КН-18; 4 — подвесной крюк.

При подвеске кабеля используют натяжные блоки. Величину натяжения контролируют динамометром.

При вводе в здание, а также в подземные НУПы подвесной кабель спускают по опоре на землю (рис. 10.24). Во избежание повреждений кабель на опоре защищают угловой сталью.

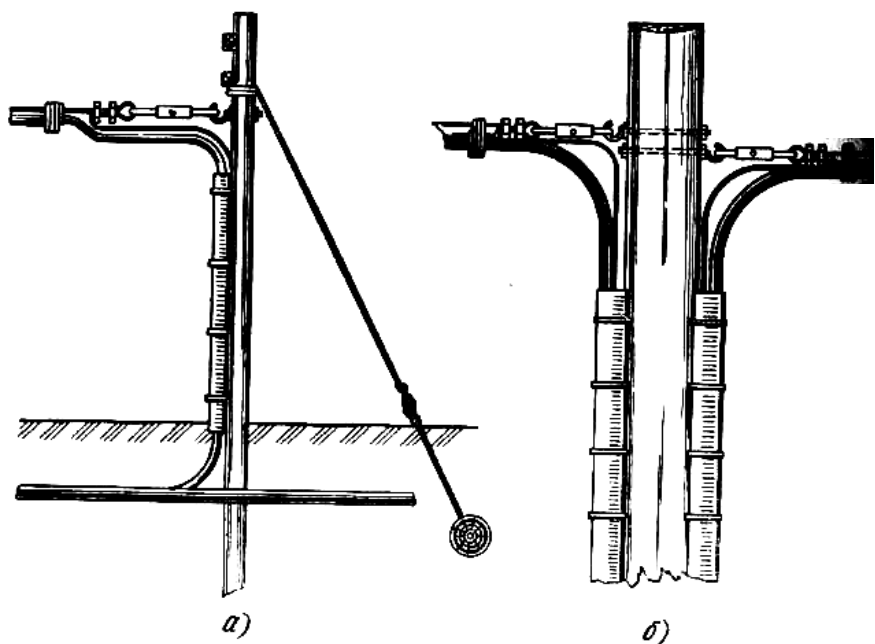


Рис. 10.24. Крепление подвесного кабеля при спуске в землю на оконечной опоре (а) и при вводе в НУП (б).

#### 10.1.12. ПРОКЛАДКА ПОДВОДНЫХ КАБЕЛЕЙ

Способы прокладки речных подводных кабелей зависят от характера реки, ширины, глубины ее, наличия судоходства, времени прокладки, массы кабеля и имеющихся в распоряжении технических средств для прокладки. Кабель может быть проложен с помощью кабелеукладчика или плавучих средств /баржи, баркаса, плота, лодок и т. п.), а в зимнее время — со льда.

Трасса кабельного перехода располагается по возможности на прямолинейных участках реки с неразмываемым руслом, отлогими, не подверженными разрушениям берегами, с наименьшей шириной поймы. Для предохранения кабеля от заторов льда переход через судоходные и сплавные реки, как правило, размещается ниже (по течению реки) магистральных автомобильных и железнодорожных мостов.

Перед началом работ по прокладке кабеля производят разбивку трассы. Трасса подводного перехода обозначается реперами (рис. 10.25).

На судоходных и сплавных реках при глубине до 8 м кабель заглубляется в дно реки не менее чем на 1 м, на несудоходных — на 0,7 м. В береговой части до места стыка с подземным подводный кабель углубляется

на 1 м.

Кабелеукладчик обычного типа может применяться для прокладки кабелей через реки шириной до 200 м и глубиной до 8 м при скорости течения реки до 1,5 м/с. Для прокладки кабеля со сложным рельефом дна применяются специальные гидравлические кабелеукладчики. Перед прокладкой кабеля проверяют дно и выявляют возможные препятствия. Для этого либо кабелеукладчик проходит трассу вхолостую (без кабеля), либо протягивают якорь-кошку.

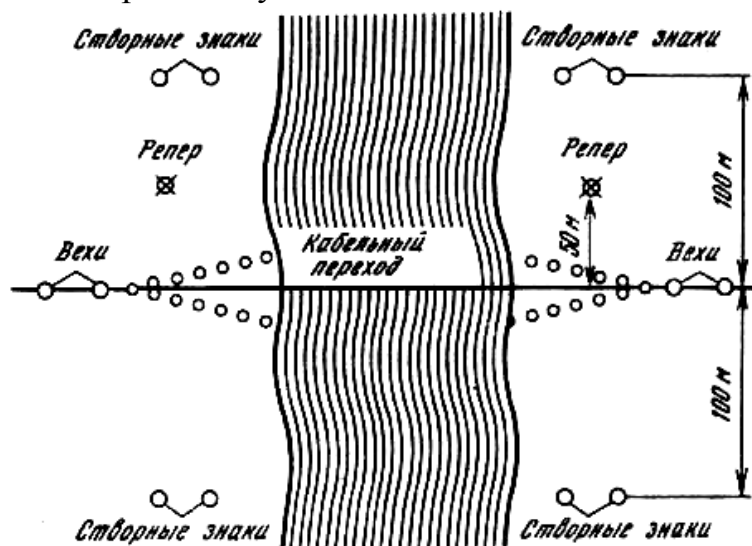


Рис. 10.25. Трасса подводного перехода

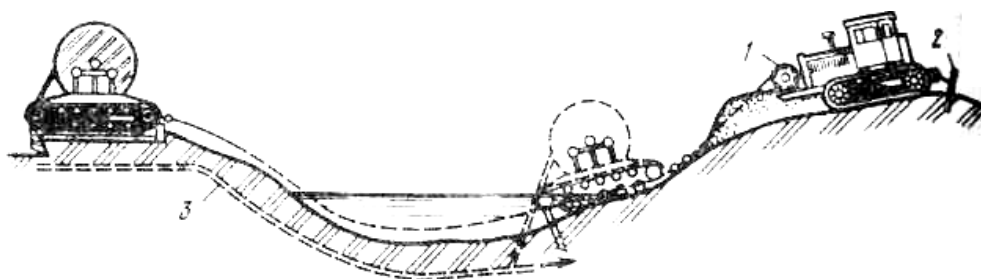


Рис. 10.26. Прокладка кабеля через реку кабелеукладчиком с помощью лебедки и троса: 1 — тракторная лебедка; 2 — якорь; 3 — кабель.

Кабелеукладчик с кабелем ставят на одном берегу, а передвигающий его трактор — на другом. С помощью троса трактор перетягивает кабелеукладчик с одного берега на другой, при этом кабель укладывается по дну реки (рис. 10.26).

Если использование кабелеукладчиков невозможно, то применяют специальные водолазные средства.

На судоходных и сплавных реках обычно прокладывают два кабеля: основной и резервный. Расстояние между створами должно быть не менее 300 м. При этом по каждому кабелю передается 50% информации.

На крутых берегах (более  $30^\circ$ ), в слабых грунтах производится укрепление кабелей путем укладки их от уреза воды зигзагообразную траншею длиной 50 м.

Проложенные на судоходных и сплавных реках кабели ограждаются створными знаками с фонарями, зажигаемыми в ночное время; специальные фотовыключатели автоматически включают фонари с наступлением темноты и выключают их на рассвете.

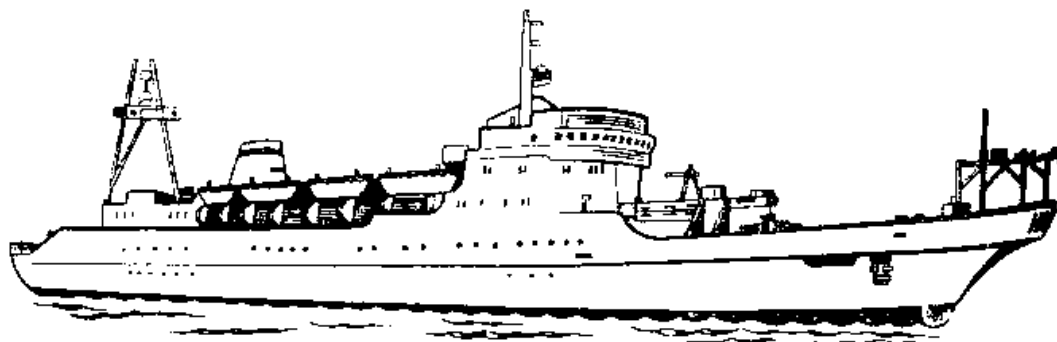


Рис. 10.27. Кабельное судно для прокладки морских кабелей.

Морские подводные кабели прокладываются со специально оборудованного кабельного судна (рис. 10.27), которое может маневрировать не только на ходу, но и на месте, а также располагать достаточным помещением для укладки кабеля. В трюмах судна размещают большие чаны-тэнксы, в которые укладывают кабель. Для прокладки и выемки кабеля на судне устанавливается кабельная машина.

### 10.1.13. ОСОБЕННОСТИ ПРОКЛАДКИ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ

Особенности прокладки ОК обусловлены меньшими допустимыми значениями тяговых усилий, радиусов изгибов ОК, снижением габаритных размеров и массы ОК по сравнению с аналогичными значениями этих величин для обычных электрических кабелей (табл. 10.3).

Таблица 10.3

Параметр	Значения	
	оптического	электрического
Допустимое тяговое усилие, Н	600...1200	500...30000
Минимально допустимый радиус изгиба, см	20...30	10...80
Диаметр кабеля, мм	10...15	10...80
Масса кабеля, кг/км	80...160	95...6400
Строительная длина кабеля, м	500...2000	260...500 (кабель 11)

Необходимость прокладки больших строительных длин ОК при малом допустимом тяговом усилии требует нового подхода к технологии прокладки кабеля в кабельной канализации.



В табл.109.4 приведены расчетные данные максимально возможной длины ОК, затыгиваемого за один конец в каналы трубопровода.

В кабельной канализации прокладывают ОК без броневых покровов. В одном трубопроводе допускается прокладка нескольких ОК, суммарная площадь сечения которых не должна превышать 20...25% площади трубопровода. Для уменьшения трения при протяжке ОК смазывают техническим вазелином

Таблица 10.4

Масса кабеля, кг/км	Предельная длина, м, ОК в полиэтиленовой оболочке для протягивания в каналы трубопровода транзитом через несколько колодцев					
	бетонных		асбестоцементных		полиэтиленовых	
	с допустимым тяговым усилием, Н					
	600	1200	600	1200	600	1200
80	2000	4000	2300	4600	3000	6000
160	990	1980	1200	2400	1300	2600

Как видно из табл. 10.3, строительные длины ОК (0,5...2 км) обычно больше расстояний между колодцами кабельной канализации. На прямолинейных отрезках канализации допускается протягивание ОК транзитом через несколько колодцев. Если трасса ОК имеет повороты, то в колодцах устанавливают специальные блоки, предназначенные для изменения направления протяжки ОК. Радиус поворотного блока должен быть не менее 20...30 см. В промежуточных колодцах во время протяжки ОК должен находиться монтажник для смазки ОК и наблюдения за правильностью движения кабеля. Тяговые усилия, приложенные к кабелю, фиксируются на тяговой лебедке с помощью динамометра и датчика. Значения тягового усилия рассчитывают по формуле

$$T = p l k, \quad (10.1)$$

где  $p$  — масса кабеля, кг/м;  $l$  — длина пролета (или ОК), м;  $k$  — коэффициент трения.

Коэффициент трения зависит от материала труб, оболочки кабеля, степени покрытия кабеля смазочными материалами, а также от трассы протягивания ОК. Средние значения коэффициента трения принимаются равными 0,38 для бетонных, 0,32 для асбестоцементных и 0,29 для полиэтиленовых труб. Смазка снижает тяговое усилие на 20... 25%. Прокладка кабеля в изогнутой канализации вызывает возрастание тягового усилия в  $e^{\phi}$  раз, где  $\phi$  — угол поворота трассы, рад. Пользуясь формулой (9.1) или данными табл. 10.4, можно определить предельную длину кабеля

для протягивания его в каналы трубопровода транзитом через несколько колодцев.

Затягивание ОК в свободные каналы трубопровода осуществляется стальными тросами диаметром 5...6 мм; в занятые каналы ОК затягивают с помощью пеньковых или стальных тросов в полиэтиленовых шлангах. Соединение ОК с тросом выполняется с помощью устройства захвата (рис. 10.28). В устройстве захвата, показанном на рис. 10.28, а, нагрузку при протягивании ОК в канализацию воспринимает защитная оболочка ОК, а в устройстве, показанном на рис. 10.28, б, — армирующие (силовые) элементы ОК.

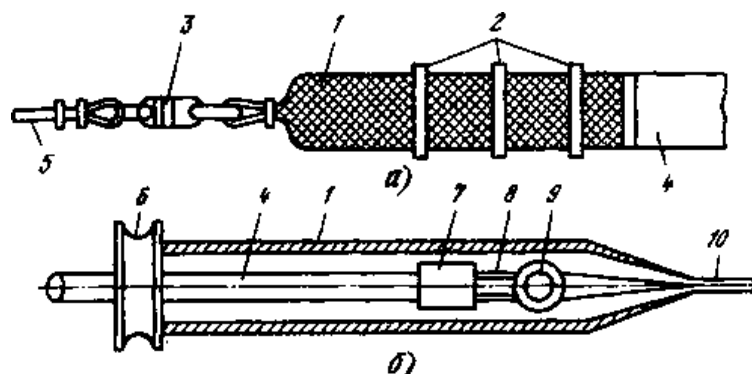


Рис. 10.28. Устройство захвата оптического кабеля при соединении его с тросом для затягивания в трубопровод: а — с чулком из стальной проволоки; б — с тefлоновой трубкой; 1 — чулок; 2 — хомуты из стальной проволоки; 3 — компенсатор кручения; 4 — оптический кабель; 5 — трос; 6 — втулка; 7 — оконечная полумуфта; 8 — армирующий элемент; 9 — переходное кольцо; 10 — трос.

Непосредственно в грунт прокладывают ОК с защитно-броневым покрытием для зонной и магистральной сетей. Их прокладывают кабелеукладчиками или ручным способом. Первый способ сокращает трудоемкость в 10...20 раз и широко используется при строительстве как обычных, так и оптических кабелей связи. Особенности прокладки ОК состоят в ограничении механических нагрузок на кабель при прокладке и в несколько большей глубине залегания кабеля (1,2...0,9 м). Указанные обстоятельства определенным образом ограничивают возможность использования кабелеукладчиков.

Прокладка кабеля вручную производится в предварительно открытые траншеи с барабанов, установленных на кабельном транспортере или автомашине и оборудованных козлами-домкратами.

Подвеска оптического кабеля обычно осуществляется на стальном тросе с помощью подвесов, располагаемых с интервалом 30...50 см.

Последнее время применяется также способ прокладки ОК в полиэтиленовом трубопроводе, причем известны два варианта: кабель протягивается в заранее проложенную трубу; прокладывается составная конструкция «кабель — труба», изготавливаемая в заводских условиях.

Полиэтиленовая труба имеет внутренний диаметр 25 мм и толщину

стенок 5 мм. Пространство между кабелем и трубой заполняется незасыхающим компаундом. Такая составная конструкция обладает повышенной защищенностью от механических повреждений, влаги и стойкостью против грызунов.

# Глава 11. ЗАЩИТА СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ ОТ ВНЕШНИХ ВЛИЯНИЙ И КОРРОЗИИ

## 11.1. ТЕОРИЯ ВЛИЯНИЯ

### 11.1.1. ФИЗИЧЕСКАЯ СУЩНОСТЬ И ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ НА ЦЕПИ СВЯЗИ

Источниками внешних электромагнитных влияний на цепи связи являются линии электропередачи, электрифицированные железные дороги (эл. ж. д.), мощные радиостанции (РС), атмосферное электричество, индустриальные помехи, электрифицированный городской транспорт и т. д.

Электромагнитное поле помех в общем виде может содержать все компоненты - как поперечные ( $E_z$  и  $H_z$ ), так и продольные ( $E_{1_}$  и  $H_{1_}$ ). Поперечное электромагнитное поле, силовые линии которого расположены в плоскости, перпендикулярной направлению передачи сигналов, проявляется при асимметрии в расположении проводников в поперечном сечении кабеля. Продольное электромагнитное поле связано с наличием индуктивности и конечной проводимости металла проводников и проявляется при продольной асимметрии проводников между собой, а также проводников относительно земли (оболочка - земля). Поперечные компоненты поля преобладают в процессах взаимных влияний между цепями связи; продольные компоненты обуславливают мешающее воздействие посторонних источников влияний.

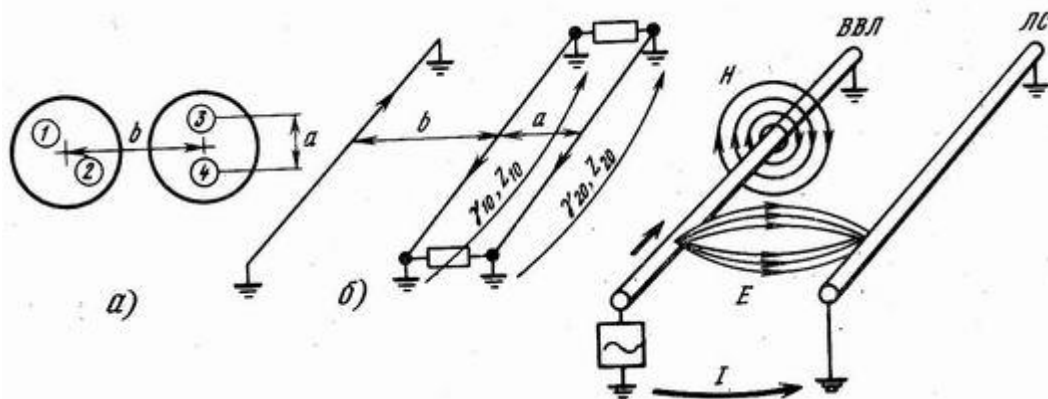


Рис. 11.1. Электромагнитное влияние за счет полей: а — поперечного; б — продольного.

Рис. 11.2. Виды внешних влияний:  $E$  - электрическое;  $H$  - магнитное;  $I$  — гальваническое.

Взаимные влияния проявляются (рис. 11.1, а) в цепях, находящихся в непосредственной близости друг от друга ( $b \approx a$ ), и помехи обусловлены поперечной асимметрией в расположении проводников влияющей и подверженной влиянию цепей ( $a_{13} \neq a_{24} \neq a_{23} \neq a_{14}$ ). Здесь действует поперечное электромагнитное поле, создающее ток помех  $I_{mn} = N \ln[a_{13}a_{24}/a_{14}a_{23}]$ .

При внешних влияниях (рис. 11.1, б) источники помех, как правило,

находятся далеко от цепей связи ( $b \geq a$ ) и разница в расстояниях между проводниками ничтожна, т. е. влияние за счет поперечной асимметрии проводников фактически отсутствует ( $I_{\text{пп}} = 0$ ). В этом случае сказываются продольное электромагнитное поле и продольная асимметрия, обусловленная разницей коэффициентов распространения  $\gamma_{30}$ ,  $\gamma_{40}$  и волновых сопротивлений  $Z_{B30}$ ,  $Z_{B40}$  проводников 3, 4 относительно земли, и проявляется влияние через землю (оболочку кабеля).

### 11.1.2. ВИДЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ ВНЕШНИХ ВЛИЯНИЙ

Для внешних электромагнитных влияний высоковольтных линий на линии связи характерны следующие особенности: во-первых, практическое отсутствие влияния за счет поперечной асимметрии в расположении проводников, свойственной процессу взаимных влияний; во-вторых, определяющая роль влияний за счет продольной асимметрии цепей проводник - земля (оболочка) и, в-третьих, возможность пренебречь активными составляющими электромагнитных связей ( $g$  и  $r$ ):

Кроме того, для внешних источников влияния характерно следующее:  
разные длины влияющих, подверженных влиянию и третьих цепей;  
пренебрежимо малое затухание высоковольтных линий по сравнению с линиями связи, подверженными влиянию;  
необходимость учета искажения электромагнитного поля за счет других электропроводящих предметов, таких как грозозащитные тросы, железнодорожные рельсы, рядом расположенные провода и кабели, деревья и др.

Различают следующие виды внешних влияний (рис. 11.2):  
*электрические*, обусловленные действием электрического поля;  
*магнитные*, возникающие за счет действия магнитного поля;  
*гальванические*, появляющиеся вследствие наличия в земле блуждающих токов; последние создаются высоковольтными линиями, использующими землю в качестве обратного проводника. Под действием блуждающих токов на оболочках кабелей связи появляется напряжение, и в цепях связи возникает влияние. Особенно велико гальваническое влияние при аварийных режимах высоковольтных линий и в местах электростанций.

Под действием внешних электромагнитных полей в сооружениях связи могут возникать напряжения и токи:

*опасные*, при которых появляются большие напряжения и токи, угрожающие жизни обслуживающего персонала и абонентов или приводящие к повреждению аппаратуры и линейных сооружений. Опасными считаются: напряжение  $U > 36$  В, ток  $I > 15$  мА;

*мешающие*, при которых возникают помехи, шумы, искажения, приводящие к нарушению нормальной работы средств связи. Мешающими считаются: напряжение  $U \approx 1 \dots 2$  мВ, ток  $I \approx 1$  мА.

Внешние влияния подразделяются также на длительные и кратковременные. Границей раздела между ними является время  $t=1$  с.

Действие внешних источников бывает постоянным или случайным. Время действия колеблется; в широких пределах: от долей секунды (молния) до непрерывной длительности. Спектр частот внешних источников, как правило, имеет широкую полосу. Амплитуда влияющих напряжений и токов, исходящих от внешних источников, зависит от мощности установки и места расположения ее по отношению к линии связи.

Источниками внешних электромагнитных влияний на сооружения связи являются: атмосферное электричество (гроза); ЛЭП; эл. ж. д.; РС, причем атмосферное электричество и ЛЭП, особенно в аварийном режиме, оказывают опасное влияние, а эл. ж. д., ЛЭП, РС - мешающее влияние. Влияние оказывают также промышленные помехи (бытовые электроаппараты, городской транспорт), магнитные бури и др. Кроме того, металлические оболочки кабелей подвержены коррозии, т. е. разрушению под действием блуждающих токов и электрохимических процессов в грунте.

Линии электропередачи называют высоковольтными линиями (ВВЛ).

### 11.1.3. ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСТВА

Опасному воздействию атмосферного электричества подвержены как воздушные, так и кабельные ЛС. На территории России грозы наблюдаются повсеместно, однако число грозовых дней в различных районах различно. Так, в районах Москвы и С.-Петербурга среднее число грозовых дней в году составляет 20-25. В районах Архангельска, Мурманска число грозовых дней в году не превышает 5-10, а в районах Кавказа число грозовых дней в среднем достигает 40-60, а в некоторых местах - 80 и более.

Вероятное число повреждений кабелей от ударов молнии характеризуется плотностью повреждений, под которой понимается общее число отказов в связи, отнесенных к 100 км трассы кабельной линии в год. Ее можно определить по формуле

$$n = (N/KL) \cdot 100, \quad (11.1)$$

где  $N$  — общее число повреждений, равное числу опасных ударов молнии;  $K$  — период, за который произошло  $N$  повреждений, лет;  $L$  — длина трассы, км.

Установлено, что в течение грозового периода в районах с грозодеятельностью 20-25 дней в году на каждые 100 км трассы приходится восемь-десять случаев прямого удара молнии в линию связи.

Опасность повреждений кабельной линии существенно зависит от состояния грунта и проводимости кабельной оболочки. На рис. 10.3 приведен график вероятности числа повреждений кабеля на 100 км в год в зависимости от удельного сопротивления грунта ( $\rho_3$ ) и сопротивления металлической

оболочки ( $R_{об}$ ). Из графика видно, что в грунтах с большим сопротивлением (песке, скале, глине, граните и др.) и при больших сопротивлениях оболочки опасность повреждения кабеля возрастает. Грозоповреждаемость кабелей в алюминиевой оболочке, имеющей малое сопротивление, существенно меньше, чем в свинцовой и стальных оболочках.

Молния - это электрический разряд через воздух. Путь, образованный разрядом атмосферного электричества, называется *каналом молнии*. Канал молнии обладает примерно следующими параметрами: напряжение 1...10 млн. В; ток молнии 20... 30 кА; длительность удара молнии 0,3... 0,5 с; число разрядов за один удар 3—10; время одного разряда 100...200 мкс; основная частота колебаний 5...10 кГц; фронт нарастания волны молнии 10...40 мкс; фронт спада 40... 120 мкс; длина канала молнии 2...3 км; скорость движения лидера 100 км/с; температура в канале молнии 20000° С; волновое сопротивление 300 Ом. На рис. 11.4 показана характерная форма разряда молнии.

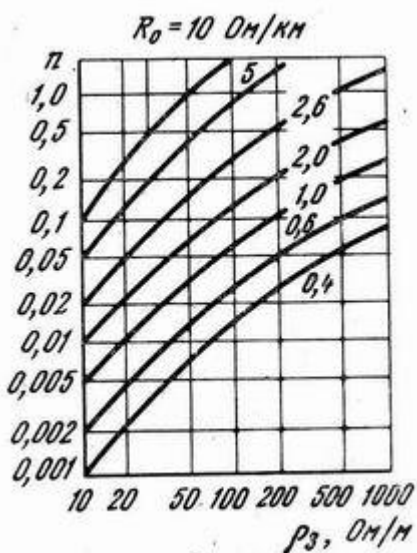


Рис. 11.3. Вероятность повреждения кабеля при различных сопротивлениях оболочки и грунта

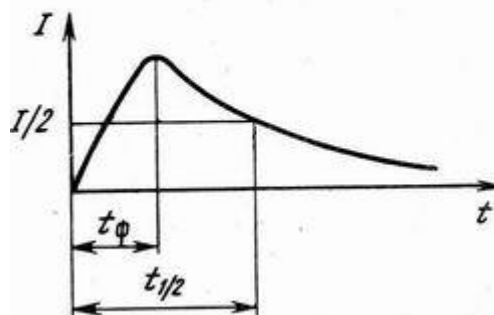


Рис. 11.4. Характерная форма разряда молнии:  $t_{\phi}$  10...40 мкс - время нарастания фронта;  $t_1/t_2 = 40...120$  мкс - время спада до половины амплитуды

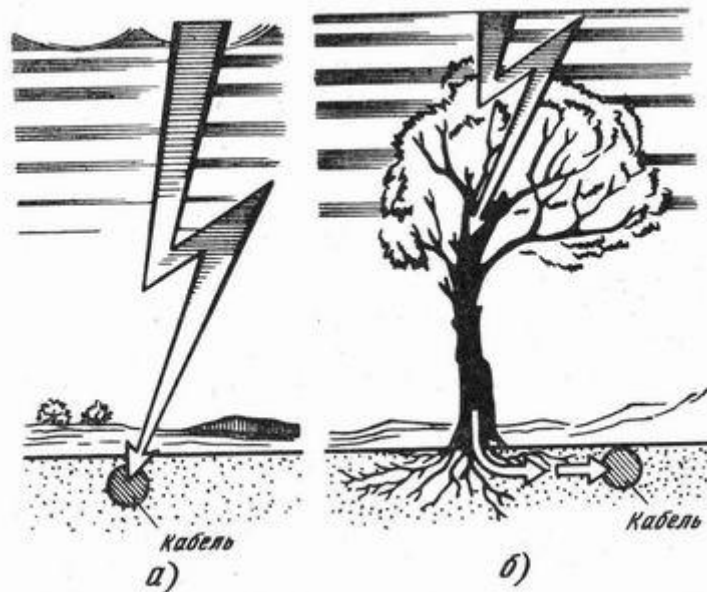


Рис. 11.5. Удар молнии: а - непосредственно в кабель; б - через дерево.

Высокое напряжение на проводах ЛС при грозовых разрядах появляется или вследствие индукции от разряда облака на землю, или в результате непосредственного разряда в линию связи (прямой удар). Чаще молнией поражаются наиболее высокие наземные предметы. Однако молния может ударить и в ровную поверхность земли, устремляясь в область большей электропроводности почвы (рис. 11.5). Если грунт, в котором заложен подземный кабель, имеет большое удельное сопротивление, то разряды молнии, реагируя на наличие в почве хорошо проводящих металлических оболочек кабеля, ударяют в поверхность земли над этим кабелем. Чаще всего повреждения подземных кабелей наблюдаются в грунтах с большим удельным сопротивлением (каменистых, гранитных, песчаных, мерзлых и т. п.).

Провода воздушной ЛС при прямом ударе молнии под действием больших токов могут расплавиться на одном или нескольких пролетах, а деревянные опоры под действием быстро повышающегося давления испаряющейся влаги расщепляются, линейные изоляторы от сильного нагрева пробиваются или разрушаются. Иногда от одного удара молнии разрушается несколько опор. Ток молнии распространяется по земле во все стороны, и если поблизости находится кабель, то большая часть тока может пройти в его металлическую оболочку. Между местом удара молнии и кабелем могут возникнуть большие напряжения и образоваться электрическая дуга, достигающая 30 м, а иногда и больше.

Повреждения кабеля от токов молнии весьма разнообразны. Так, от сильного нагрева расплавляется свинцовая оболочка, сгорает джутовая оплетка, обгорает изоляция, расплавляются жилы кабеля и т. д. Под действием внешних сил, образующихся от давления паров влаги грунта и газов, возникающих при сгорании джутовой оплетки, образуются вмятины на оболочке, прогибы кабеля, разрывы ленточной брони и т. п. Вследствие больших индуктированных напряжений, возникающих между жилами и оболочкой кабеля, пробивается



изоляция жил.

Повреждения в подземном кабеле могут возникнуть от токов молнии, попавших в кабель через корни близко растущих деревьев. Воздушные кабели подвержены действию токов молнии, попавших в кабельные опоры или в воздушные провода.

При прохождении кабеля вблизи лесных массивов вероятность повреждения существенно меняется, так как деревья по краю леса будут принимать на себя удары молний с некоторой полосы, прилегающей к лесу. Поэтому число повреждений кабелей с металлической оболочкой, проложенных непосредственно по краю леса, в несколько раз превышает число повреждений кабелей, проложенных на открытой местности. В то же время кабель, находящийся на некотором оптимальном расстоянии от леса, будет защищен им, поэтому число повреждений в данном случае не превысит 5% по сравнению с кабелем, проложенным по открытой местности (при прочих равных условиях).

Оптимальные расстояния, м, приближенно определяют по следующим формулам:  $l \approx 1,5h$  (при  $h \approx 10$ );  $l \approx 1,25h$  (при  $h \approx 20$ ); где  $h$  - средняя высота деревьев края леса, м. На участках кабельной линии, где расчетное вероятное число повреждений от ударов молнии больше допустимого, рекомендуется применение грозостойких кабелей, т. е. кабелей с повышенной проводимостью оболочки (алюминий) и повышенной электрической прочностью изоляции, включение в муфтах малогабаритных разрядников и прокладка грозозащитных тросов.

Помимо грозового электричества на работу цепей связи могут оказывать неблагоприятные воздействия магнитные бури. Последние имеют место в результате резкого изменения в отдельные периоды времени напряженности магнитного поля земли и появления значительных разностей потенциалов между удаленными друг от друга точками земной поверхности. Возникающие при этом земляные токи оказывают сильное мешающее действие на работу однопроводных цепей связи (дистанционное питание по системе «провод—земля», цепи сигнализации и т. п.). При длительном прохождении по цепи земные токи могут привести к повреждениям в аппаратуре, установленной на НУП. На территории России магнитные бури наиболее часто наблюдаются на Северном Урале, Кольском полуострове, в Карелии, Колымском крае.

В некоторых районах Сибири наблюдаются снежные и песчаные метели. Пролетающие при этом с большой скоростью над поверхностью земли мельчайшие песчинки и ледяные кристаллики получают вследствие трения электрические заряды, которые они отдают проводам при столкновении с последними. В результате на проводах воздушных линий создаются перенапряжения, вызывающие помехи.

#### 11.1.4. ВЛИЯНИЕ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Электроэнергия может передаваться по ЛЭП переменного и постоянного

токов (рис. 11.6). Напряжения ЛЭП переменного тока: 3,3; 6,6; 11; 35; 220; 500 и 1050 кВ. Напряжения ЛЭП постоянного тока: 400; 500; 600; 800; 1000 кВ. Разрабатываются ЛЭП на 1500 кВ.

На ЛЭП переменного тока используют, как правило, трехфазный ток (рис. 11.7). Режимы работы: 1) симметричный с изолированной нейтралью (рис. 11.7, а) или с заземленной нейтралью (рис. 11.7, б); 2) несимметричный по схеме «два провода-земля» (рис. 11.7, в). Линии с изолированной нейтралью применяются при напряжениях не свыше 35 кВ. При больших напряжениях, исходя из техники безопасности, нейтрали обязательно заземляются.

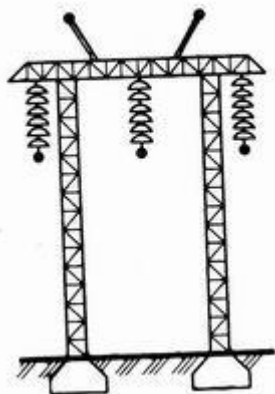


Рис. 11.6. Линия электропередачи переменного тока

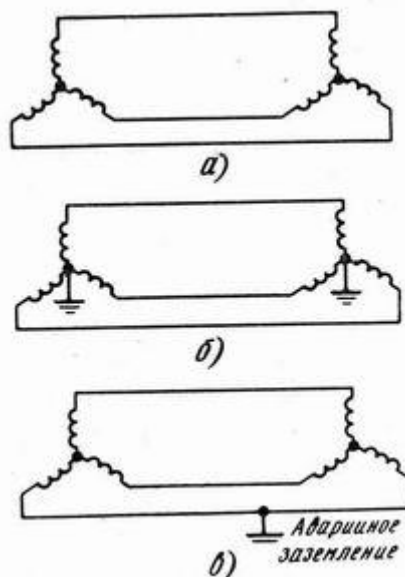


Рис. 11.7. Режим работы ЛЭП: а - симметричный с изолированной нейтралью; б - то же, с заземленной нейтралью; в - несимметричный; «два провода - земля».

Влияния, оказываемые ЛЭП на линии связи, могут быть электрическими и магнитными. В зависимости от режима работы ЛЭП преобладает то или иное влияние. Симметричные системы обладают высоким потенциалом и создают большие электрические воздействия ( $U \rightarrow E$ ). Несимметричные системы (с заземленной фазой) в аварийном режиме имеют большой уравнивающий ток и являются источником сильных магнитных воздействий ( $I \rightarrow H$ ). Заземленные ЛЭП оказывают гальваническое влияние.

Отметим, что линии связи находятся под влиянием ЛЭП как переменного тока, так и постоянного. Первые влияют в основном на частоте 50 Гц и на высших гармониках (главным образом в тональном диапазоне частот). Влияние вторых обусловлено наличием пульсирующих составляющих при выпрямлении тока преимущественно ртутными выпрямителями. Влияние гармонических составляющих распространяется на диапазон порядка 30 кГц и ухудшает качество трехканальных ВЧ систем передачи.

Сравнивая агрессивное воздействие ЛЭП переменного и постоянного токов на ЛС, можно отметить, что первые действуют гораздо сильнее, чем вторые, и требуют отбоя линий связи на значительное расстояние. По диапазону частот наиболее вредное воздействие оказывают ЛЭП постоянного тока (табл. 11.1).

Таблица 11.1

Показатель	Ток	
	переменный	постоянный
Частота, кГц	0,05...3	0...30
Сила влияния, усл. ед.	50	1
Относ трассы, км	5	0,1
Характер влияния	Опасное	Опасное, мешающее

При рассмотрении влияний на цепи связи различают нормальный, вынужденный и аварийный режимы работы высоковольтных линий.

Под *нормальным* понимается такой режим, при котором линия работает постоянно. *Вынужденный режим* - это тот, при котором линия вынуждена работать определенный промежуток времени в режиме, отличающемся от нормального. *Аварийный режим* возникает при нарушении нормальной работы высоковольтной линии, например при обрыве и заземлении провода одной из фаз трехфазной линии с заземленной нейтралью. При заземлении одной из фаз линии с изолированной нейтралью возникает неуравновешенное напряжение, равное  $1,103$  линейного напряжения

Влияющий ток, замыкающийся на каждой паре проводов высоковольтной линии, принято называть током *прямой последовательности*, а замыкающийся в цепи «провод—земля» - током *нулевой последовательности*. Наибольшее влияние на ЛС оказывают токи нулевой последовательности.

#### 11.1.5. ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИФИЦИРОВАННЫХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ

Контактные сети магистральных и пригородных электрифицированных железных дорог, трамвая, троллейбуса (рис. 11.8) также оказывают влияние на линии связи. Напряжения в контактных сетях постоянного тока: трамваи и троллейбусы - 0,6 кВ, пригородная эл. ж. д. - 3,3 кВ. Напряжения в сетях переменного тока магистральных эл. ж. д. 25 кВ.

Электрифицированный транспорт представляет собой однопроводную несимметричную систему с использованием земли (рельсов) в качестве обратного провода, в которой протекает сильный неуравновешенный ток и возникает сильное магнитное влияние ( $I \rightarrow H$ ). Ток в контактных сетях эл. ж. д. может достигать нескольких сотен ампер.

Электрифицированный транспорт является источником и опасного, и мешающего влияний на ЛС. Наряду с магнитным существует гальваническое влияние.

Электрифицированные железные дороги переменного тока влияют в основном на частоте 50 Гц и в диапазоне тональных частот; эл. ж. д. постоянного тока за счет высших гармонических составляющих при выпрямлении тока действуют как в тональном, так и в высокочастотном диапазоне (до 30 кГц).

Сравнивая агрессивное воздействие на ЛС линий электропередачи и эл. ж. д., можно установить (табл. 11.2), что эл. ж. д., как однопроводная система, оказывает существенно более сильное и длительное влияние, чем ЛЭП.

Таблица 11.2

Показатель	ЛЭП	Эл. ж. д.
Трасса	Неизвестна	Известна
Длительность действия	Кратковременно	Длительное
Схема влияния	Симметричная	Несимметричная
Сила влияния (условная единица)	1	10-20

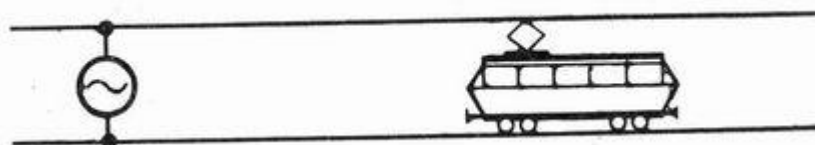


Рис. 11.8. Электрифицированная железная дорога.

Однако протяженность ЛЭП по стране значительно больше, и, кроме того, при новом строительстве часто неизвестно, где пройдет трасса этих линий, поэтому существенно сложнее обеспечить должную защиту от них.

Таблица 11.3

Параметр	Грунт					
	слабый чернозем	глина	суглинок	известняк	песок	Гранит
Удельная проводимость, См/м	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	0,001
Критические расстояния, м	200/300	260/3100	350/560	480/830	600/1200	14100 /3800

*Примечание.* В числителе указано значение для эл. ж. д., а в знаменателе – для ЛЭП.

В табл. 11.3 приведены допустимые критические расстояния, м (средние значения), сближения кабеля связи (МКСБ-4х4) с ЛЭП и эл. ж. д. Из таблицы видно, что чем хуже грунт, т. е. меньше его удельная проводимость, тем дальше надо относить трассу кабеля от ЛЭП и эл. ж. д.

### 11.1.6. ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ НА ВОЗДУШНЫЕ И КАБЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ

Природа внешних электромагнитных влияний на воздушные и кабельные ЛС различна (рис. 11.9). На воздушные линии действуют одновременно как электрическое поле, так и магнитное. На кабельные линии оказывает влияние только магнитное поле. Силовые линии электрического поля замыкаются на металлическую оболочку кабеля и землю и не проходят в сердечник кабеля. Магнитное влияние на кабельные линии снижается за счет экранирующего действия кабельной оболочки. Кабельные линии, находящиеся в земле, и воздушные линии, работающие по системе «провод—земля», испытывают также гальваническое влияние.

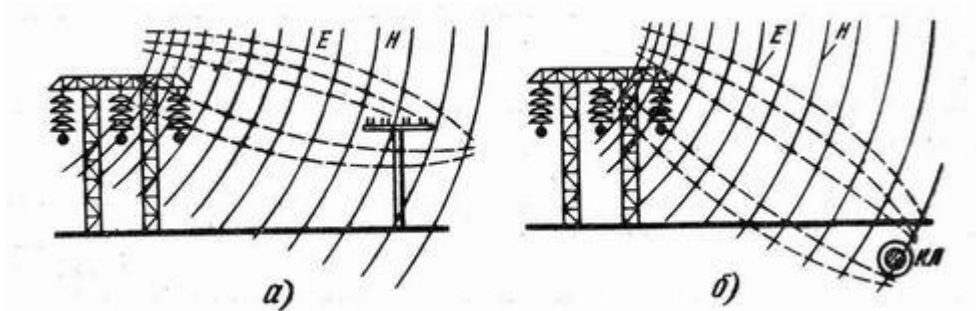


Рис. 11.9. Особенности влияния на линии связи: а - воздушные; б - кабельные.

### 11.1.7. НОРМЫ ОПАСНЫХ И МЕШАЮЩИХ ВЛИЯНИИ

Для безопасности обслуживающего персонала и лиц, пользующихся средствами связи, а также для предохранения от повреждений аппаратуры и линий связи и обеспечения необходимого качества передач установлены нормы допустимых величин опасных и мешающих напряжений и токов. При этом принимаются во внимание время и условия воздействия опасных напряжений и токов на людей и аппаратуру. Влияния при аварийных режимах бывают кратковременными, так как они исчезают с отключением поврежденной линии. Кроме того, аварии на линиях высокого напряжения сравнительно редки.

В случае длительного влияния, которое имеет место при вынужденном режиме работы симметричных и несимметричных линий, а также при нормальном режиме работы несимметричных линий существует большая вероятность опасных воздействий. Вследствие этого приняты более низкие допустимые напряжения, наводимые в проводах связи.

Допустимые продольные ЭДС в проводах цепей связи различных ЛС при опасном влиянии ВВЛ на длине гальванически неразделенного участка линии связи приведены в табл. 11.4.

Таблица 11.4

Тип линии связи	Допустимые продольные ЭДС при времени отключения поврежденного участка ВЛ, с			
	1,2	0,6	0,3	0,15
Воздушная с деревянными опорами, в том числе с железобетонными приставками	1050	1000	1500	2000
Воздушная с железобетонными или металлическими опорами	120	160	240	320
Кабельная без ДП усилителей или ДП по системе «провод — провод»	$U_{исп}$			
Кабельная с ДП усилителями по системе «провод — земля»	$U_{исп} - U_{он} / \sqrt{2}$			
Городские кабельные без ДП	$U_{исп}$			

*Продольной ЭДС (E)* называют разность потенциалов между точками в начале и конце участка сближения на проводнике связи, возникающую в результате влияния высоковольтных линий.

*Гальванически неразделенным* называется участок цепи ЛС, не содержащий трансформаторов, усилителей, фильтров.

Под испытательным напряжением  $U_{исп}$  понимается напряжение, принятое для данного типа кабеля при испытании изоляции жил по отношению к экрану или металлической оболочке.

*Допустимая продольная ЭДС* на проводах кабельной ЛС на длине гальванически неразделенного участка при влиянии симметричных ВЛ должна быть не более 36 В в условиях нормального режима и 100 В в условиях вынужденного режима менее 2 ч. При передаче по кабельным цепям напряжения дистанционного питания  $U_{он}$  допустимая величина наведенного напряжения снижается, что учитывается нормами табл. 11.4.

Опасность поражения человека электрическим током зависит от многих факторов, важнейшими из которых являются: величина тока, протекающего через тело человека, продолжительность действия тока, пути прохождения тока по телу человека, индивидуальные свойства организма. При установлении допустимых норм обычно исходят из величины тока, при которой человек может самостоятельно освободиться от захвата токонесущего провода. Согласно правилу защиты устройств связи от опасного влияния линий электропередачи разрядный ток, проходящий через тело человека, который коснулся провода линий связи, подверженного влиянию линии с изолированной нейтралью, при замыкании фазового провода на землю не должен превышать 10 мА. При этом напряжение провода ЛС по отношению к земле допускается не более 200 В действ.

Нормой допустимого мешающего напряжения на цепи связи являются: для ВЧ каналов 1,1 мВ на один усилительный участок в точке с

относительным уровнем полезного сигнала на входе усилителя -10 дБ (-0,8 Нп); для телефонных каналов ТЧ 2,1 мВ на длину канала связи, имеющего сближение с высоковольтной линией 400 км при относительном уровне полезного сигнала на зажимах оконечной станции или станции переприема -10 дБ (-0,8 Нп).

При одновременном влиянии на ЛС со стороны высоковольтной линии электропередачи и эл. ж. д. общая норма помех  $U_{ш}$  подсчитывается по квадратичному закону. При этом норму напряжения шума для ВВЛ принимают равной  $0,6U_{ш}$  а для эл. ж. д.  $0,8 U_{ш}$ . Допустимое напряжение шума на один усилительный участок определится по формуле

$$U'_{ш} = U_{ш} / \sqrt{N}, \quad (11.2)$$

где  $N$  — число усилительных участков на длине сближения с влияющей линией.

Указанные нормы напряжения шума относятся к линейным зажимам цепей с волновым сопротивлением 600 Ом, согласованно нагруженным. Если входное сопротивление  $Z_{в}$  отличается от 600 Ом, то допустимое напряжение шума должно быть пересчитано по формуле  $U''_{ш} = U'_{ш} \sqrt{Z_{в}/600}$ . Допустимое напряжение помехи от влияния радиостанций принято для кабельных линий равным 0,5 мВ и для воздушных 1 мВ в точке с относительным уровнем -10 дБ.

#### 11.1.8. РАСЧЕТ ОПАСНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЛИЯНИЯ

Влияние высоковольтных линий (ЛЭП, эл. ж. д.) на ЛС может быть определено по аналогии с взаимным влиянием между цепями связи (см. гл. 6) через параметры электрической и магнитной связей:

$$K_{12} = I_2/U_1 = g + i\omega k; \quad M_{12} = -E_2/I_1 = r + i\omega k, \quad (11.3)$$

где  $I_2$  и  $E_2$  - соответственно ток и ЭДС, наводимые в цепи связи;  $I_1$   $U_1$  - ток и напряжение во влияющей цепи (ЛЭП, эл. ж. д.). Активные составляющие ( $g$  и  $r$ ) применительно к рассматриваемым процессам можно не учитывать.

Опасные электрические напряжения могут возникать в воздушных ЛС из-за влияния ЛЭП с изолированной нейтралью при заземлении одной из фаз, а также в других случаях появления неуравновешенных напряжений на ЛЭП. При внешнем влиянии ВВЛ на ЛС необходимо определить потенциал проводника ЛС относительно земли.

Электростатическое поле земли может быть представлено в виде зеркального отображения, влияющего провода (рис. 11.10). Результирующий потенциал проводника ЛС относительно земли определяется в виде суммы потенциалов влияющего провода ВВЛ и зеркального отражения земли:

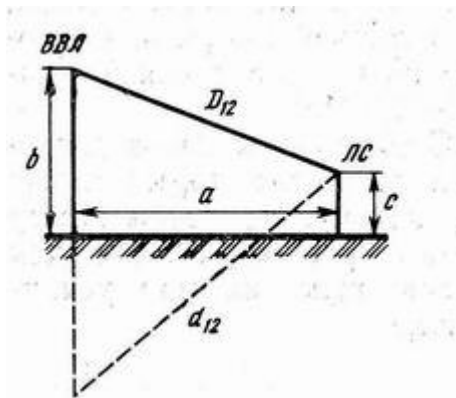


Рис. 10.11. К расчету электростатического влияния

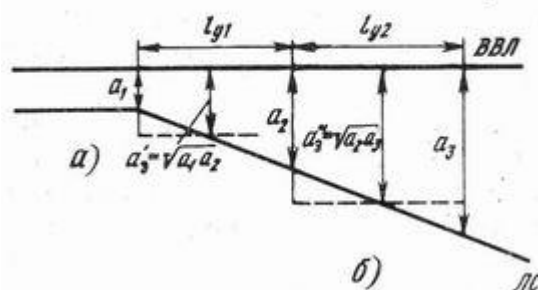


Рис. 11.11. Параллельное (а) и косое (б) сближения ВВЛ с ЛС

$$U = \frac{q}{\epsilon} \ln(d_{12}/D_{12}), \quad (11.4)$$

где  $q$  - заряд влияющего провода; при  $D_{12} = d_{12}$  т. е. когда проводник связи находится на земле, его потенциал равен нулю:  $U = 0$ .

Решая данную задачу через потенциальные коэффициенты для трехфазной ЛЭП и двухпроводной ЛС, получаем формулу расчета электрического влияния. Потенциал проводника ЛС относительно земли за счет электрического влияния, В;

$$U_2 = 0,25U_1 [bc/(a^2 + b^2 + c^2)] S_n, \quad (11.5)$$

где  $U_1$  - напряжение ЛЭП в нормальном режиме работы (в случае аварийного режима при заземлении одной из фаз величина  $U_1$  возрастает в  $\sqrt{3}=1,103$  раза);  $S_n$  - экранирующее действие соседних проводов связи, среднее значение которого принимается 0,10; значения  $a, b, c$  даны на рис. 10.10. Анализируя эту формулу, видим, что электрическое влияние возрастает с увеличением габаритов линии (высоты, подвески проводов  $b$  и  $c$ ) и уменьшается при разnose линий (а).

Данная формула справедлива, если ЛЭП и ЛС проходят параллельно. В реальных условиях часто имеют место сложная трасса сближения и косое взаимное расположение трасс ЛЭП и ЛС (рис. 11.11). В этом случае участок сближения разбивают на несколько эквивалентных параллельных участков, определяют влияние на каждом участке по эквивалентным расстояниям и затем суммируют все эти влияния.

Длина эквивалентного участка выбирается таким образом, чтобы отношение максимальной ширины сближения к минимальной по концам участка не превышало трех, т. е.  $a_2/a_1 < 3$ ,  $a_3/a_2 < 3$  и т.д. Эквивалентная ширина сближения определяется как средняя геометрическая величина:



$$a_3' = \sqrt{a_1 a_2}; \quad a_3'' = \sqrt{a_2 a_3}.$$

При сложной трассе сближения расчет электрического влияния можно производить по формуле

$$U_2 = 0,25U_1 \sum_{n=1}^n \frac{bc}{a^2 + b^2 + c^2} S_n \frac{l_y^n}{l}, \quad (11.6)$$

где  $l_y$  - длина расчетного участка;  $l$  - общая длина сближения.

### 11.1.9. РАСЧЕТ ОПАСНОГО МАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ

Опасные магнитные влияния создают несимметричные системы (ЛЭП, эл. ж. д.) как в нормальном, так и аварийном режиме их работы, а также симметричные системы (ЛЭП) в аварийном режиме. Магнитным воздействиям подвержены и кабельные и воздушные линии.

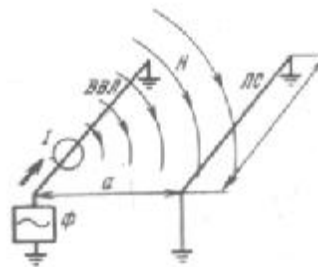


Рис. 7.12. К расчету магнитного влияния

Рис. 11.12. К расчёту магнитного влияния.

Продольная ЭДС в линиях связи за счет магнитного поля (рис. 11.12) может быть определена по формуле

$$E_2 = \omega m I_1 l S_K S_T. \quad (11.7)$$

Здесь  $I_1$  — влияющий ток;  $l$  — длина участка сближения;  $S_K$  — коэффициент экранирования кабельной линии;  $S_T$  — коэффициент экранирования троса, рельсов (0,4... 0,6);  $m$  — магнитная связь между ВВЛ и ЛС, определяемая по формуле, Гн/км,

$$m = \left[ \ln \frac{2}{1,75 \kappa a} + 1 \right] 10^{-4}, \quad (11.8)$$

где  $\kappa = \sqrt{\omega \mu_3 \sigma_3}$ ;  $\mu_3, \sigma_3$  — магнитная проницаемость и проводимость земли;

$a$  — расстояние между ВВЛ и ЛС.

В случае сложной трассы сближения продольная ЭДС рассчитывается по эквивалентным участкам сближения и затем производится суммирование:

$$E_2 = \omega \cdot I_1 \sum_{n=1}^n m l S_K S_T . \quad (11.9)$$

Из приведенных формул видно, что влияние растет с увеличением длины линии, силы и частоты влияющего тока. Расчет опасного влияния обычно производится при 50 Гц, а мешающего — при 800 Гц.

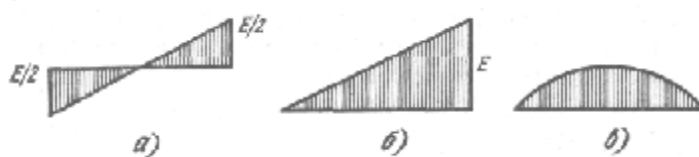


Рис. 11.13. Продольная ЭДС в ЛС при различных режимах использования линии:  $a$  — полная изоляция от земли;  $б$  — заземление с одной стороны;  $в$  — заземление с обеих сторон.

Для облегчения расчетов в практике пользуются номограммами, позволяющими по известным значениям полосы сближения и удельной проводимости земли определить  $m$  на частотах 50 и 800 Гц (рис. 11.13 и 11.14). В зависимости от режима работы линии связи наводимая продольная ЭДС будет иметь различные значения по длине. На рис. 11.13 показан характер изменения ЭДС вдоль ЛС при изолированных и заземленных ее концах. Наибольшую опасность для обслуживающего персонала и устройств связи представляет случай, показанный на рис. 11.13, б, так как здесь на изолированном конце будет действовать полная индуцированная ЭДС.

При определении влияний и выборе средств защиты необходимо суммировать все виды влияний; для кабельных линий — магнитное и гальваническое, для воздушных линий — электрическое и магнитное.

#### 11.1.10. РАСЧЕТ МЕШАЮЩИХ ВЛИЯНИЙ

Рабочие напряжения и токи всех видов ВВЛ (как на переменном, так и на постоянном токе) содержат гармоники в диапазоне частот 0,1—150 кГц, причем наибольшие амплитуды имеют гармоники в диапазоне тональных частот. Шум в телефонных каналах ТЧ рассчитывают на частоте 800 Гц, поэтому при определении мешающего влияния рабочее напряжение (ток) влияющей цепи со всеми составляющими гармониками пересчитывается на эквивалентное мешающее напряжение (ток) с частотой 800 Гц, величина

которого по своему действию на телефонную цепь эквивалентна действию рабочего напряжения (тока) и всех его гармоник.

Эквивалентное мешающее напряжение

$$U_{\text{Э}} = \kappa_n F_U U_1, \quad (11.10)$$

и соответственно эквивалентный мешающий ток

$$I_{\text{Э}} = \kappa_n F_I I_1, \quad (11.11)$$

где  $F_U = U_{\text{нсоф}}/U_1$ ;  $F_I = I_{\text{нсоф}}/I_1$  - телефонные формфакторы соответственно напряжения и тока;  $\kappa_n$  — поправочный коэффициент, зависящий от типа воздушной линии, ширины сближения и проводимости земли (приведен в справочниках).

При расчете мешающего влияния целесообразно рассматривать отдельно влияние токов прямой и нулевой последовательностей и соответственно фазовых напряжений и остаточных напряжений относительно земли. Следует также учитывать, что помехи в двухпроводной цепи возникают как в результате непосредственного влияния ВЛ на цепь ЛС вследствие асимметричного расположения проводов последней по отношению к проводам ВЛ, так и в результате влияния через третьи цепи типа «два провода—земля» вследствие наличия асимметрии (продольной и поперечной) цепи ЛС относительно земли. Принимая во внимание раздельное определение составляющих магнитного и электрического полей, при расчете помех от ВЛ в общем случае необходимо учитывать восемь составляющих:  $U_{M,\phi_1}, U_{\text{Э},\phi_1}$  — составляющие соответственно магнитного и электрического влияний, обусловленные фазовым напряжением (током прямой последовательности) и асимметрией проводов ЛС по отношению к проводам ВЛ;  $U_{M,01}, U_{\text{Э},01}$  — то же, только обусловленные остаточным напряжением ВЛ по отношению к земле (током нулевой последовательности);  $U_{M,\phi_2}, U_{\text{Э},\phi_2}$  — составляющие соответственно магнитного и электрического влияний, обусловленные фазовым напряжением (током прямой последовательности) и асимметрией проводов ЛС относительно земли;  $U_{M,02}, U_{\text{Э},02}$  — то же, только обусловленные остаточным напряжением ВЛ по отношению к земле (током нулевой последовательности).

Результирующее напряжение помех в телефонной цепи определяется по формуле

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{U_{M,\phi_1}^2 + U_{\text{Э},\phi_1}^2 + U_{M,01}^2 + U_{\text{Э},01}^2 + U_{M,\phi_2}^2 + U_{\text{Э},\phi_2}^2 + U_{M,02}^2 + U_{\text{Э},02}^2}, \quad (11.12)$$

а отдельных составляющих в зависимости от типа цепей — по формулам (11.2) и (11.3). Удельный вес отдельных составляющих выражения неодинаков

и зависит от типа влияющей цепи и цепи, подверженной влиянию, а также характера их сближения. Так, при влиянии трехфазной ВВЛ с заземленной нейтралью в нормальном режиме работы на воздушную ЛС достаточно учитывать от трех до одной составляющей:

$$U_{ш} = \sqrt{U_{M.O2}^2 + U_{M.\phi2}^2 + U_{Э.\phi2}^2} \text{ при } a < 50\text{м}; \quad (11.13)$$

$$U_{ш} = \sqrt{U_{M.O2}^2 + U_{M.\phi2}^2} \text{ при } 50 < a < 200\text{м}; \quad (11.14)$$

$$U_{ш} = U_{M.O2} \text{ при } a > 200\text{м}, \quad (10.15)$$

т.е. при больших расстояниях между взаимовлияющими цепями определяющим является магнитное влияние тока нулевой последовательности через третью цепь.

Как уже отмечалось выше, кабели связи с металлической оболочкой практически не испытывают электрического влияния, т. е. в выражении (11.13 – 11.15) отсутствуют все составляющие  $U_{Э}$ . Кроме того, вследствие скрутки жил очень мала асимметрия жил в двухпроводной цепи по отношению к проводам воздушной ЛС, следовательно, в (11.13 – 11.15) отсутствуют составляющие  $U_{M.O1}$  и  $U_{M.\phi1}$ . Таким образом, для кабелей с металлической оболочкой результирующее напряжение шума определяется только влиянием через третьи несимметричные цепи и подсчитывается по формуле

$$U_{ш} = \sqrt{U_{M.\phi2}^2 + U_{M.O2}^2}. \quad (11.16)$$

Допустимые величины мешающих влияний приведены в 11.1.10.

### 11.1.11. ВЛИЯНИЕ РАДИОСТАНЦИЙ НА ЛИНИИ СВЯЗИ

Радиостанции оказывают мешающее влияние на высокочастотные каналы связи, если их рабочие частоты совпадают с диапазоном ВЧ систем.

На ЛС оказывают непосредственное влияние радиостанции сверхдлинноволнового диапазона (частоты 3 ...30 кГц), длинноволнового (30 ...300 кГц) и средневолнового (300 ...3000 кГц). Больше всего подвержены влиянию радиостанций вертикальные провода (вводы цепей в станцию). Наиболее мощными радиостанциями являются вещательные, работающие на большие расстояния.

Степень мешающего влияния радиостанций на цепи связи зависит от многих причин: излучаемой мощности, расположения трассы линии связи по отношению к влияющей радиостанции, проводимости земли, коэффициента чувствительности цепи связи к помехам.

Природа влияния радиостанций на ЛС состоит в следующем .

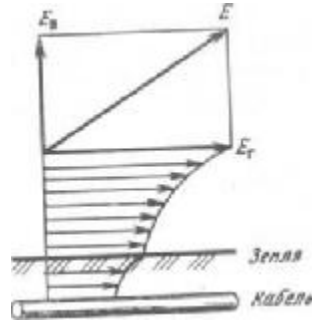


Рис. 11.14. Природа влияния радиостанции на линию связи.

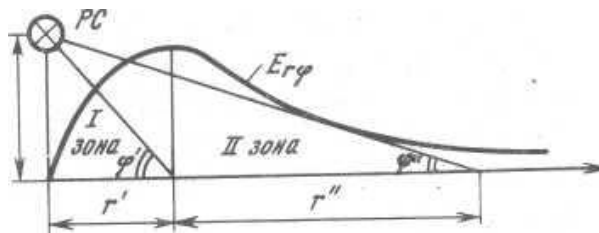


Рис. 11.15. Влияние радиостанции на линию связи при различных длинах линии.

Радиостанции создают вертикальную составляющую электромагнитного поля, мВ/м, затухающую по закону

$$E_B = \frac{2,45\sqrt{P_{ИЗ}}}{r} F e^{-\kappa_D r}, \quad (11.17)$$

где  $P_{ИЗ}$  — мощность, излучаемая радиопередатчиком;  $\kappa_D = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$  — коэффициент распространения в воздухе;  $F$  — коэффициент ослабления поля за счет земли;  $r$  — расстояние от радиостанции до линии.

За счет конечной проводимости земли появляется горизонтальная составляющая поля, мВ/м;

$$E_r = E_B / \sqrt{60\lambda\sigma_3}, \quad (11.18)$$

где  $\lambda$  — длина волны, м;  $\sigma_3$  — проводимость земли, Ом/м. Эта горизонтальная составляющая поступает в линию и является источником помех (рис. 11.14). Чем выше частота и меньше проводимость грунта, тем больше  $E_r$  и мешающее влияние в кабеле. Наибольшее влияние оказывается при прохождении кабеля в грунтах с большим сопротивлением (песке, суглинке, скальных породах).

Существенно сказывается взаимное расположение ЛС и радиостанции. Этот фактор принципиально может быть оценен формулой  $E_{r\varphi} = E_r \cos \varphi$ , где  $\varphi$  — угол взаимного расположения РС и ЛС.

При перпендикулярном расположении ЛС относительно РС влияние минимально. Максимальное влияние происходит при прохождении трассы кабеля в створе действия РС.

В общем виде при любом расположении трассы кабеля относительно РС влияние может быть определено по формуле

$$E_{r\varphi} = (2,45 \sqrt{P_{ИЗ}} / \sqrt{60 \lambda \sigma_3}) [r / (r^2 + a^2)] F e^{-\kappa(r^2/l)}, \quad (11.19)$$

где  $a$  — кратчайшее расстояние от РС до ЛС;  $r$  — длина ЛС.

На рис. 11.15 показано изменение влияния радиостанции  $E_{r\varphi}$  на линию связи в зависимости от ее длины. На графике видны две зоны влияния: зона I охватывает углы  $\varphi'$  от 90 до 50°, зона II — углы  $\varphi''$  от 40 до 0°. В первой зоне ( $r < a$ ), как видно из формулы, с увеличением  $r$  величина  $E_{r\varphi}$  и соответственно влияние растут. Физически это объясняется тем, что здесь линия близка к перпендикулярному расположению относительно РС. Во второй зоне ( $r > a$ ) с увеличением  $r$  величина  $E_{r\varphi}$  и влияние уменьшаются. В этом случае линия близка к радиальному расположению относительно РС и чем дальше от нее рассматриваемый участок линии, тем меньше влияние. Максимальное влияние имеет место на стыке двух зон при  $\varphi = 40 \dots 50^\circ$ .

Различные типы ЛС в зависимости от конструкции и их экранирующих свойств в разной степени подвержены влияниям. Установлены примерно следующие зоны мешающего влияния РС на различные типы линий,

Воздушная: крюковой профиль - 1200 м.

Траверсный — 500 м.

Симметричный кабель с оболочкой: -свинцовой - 10 км.

алюминиевой - 1,3 км.

стальной- 3,3 км.

Коаксиальный кабель, не более- 1 км.

## 11.2. ЗАЩИТА СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ

### 11.2.1. МЕРЫ ЗАЩИТЫ СООРУЖЕНИЙ СВЯЗИ ОТ ВНЕШНИХ ВЛИЯНИЙ

Для предохранения сооружений связи от внешних электромагнитных влияний проводится комплекс защитных мер как на влияющих линиях (ЛЭП, эл. ж. д., радиостанции), так и на ЛС, подверженных влиянию. Перечень основных мероприятий приведен в табл. 11.5.

Таблица 11.5

Источник внешнего влияния	Характер влияния	Мероприятия, проводимые на линиях	
		влияющих	связи
ЛЭП	Опасные и мешающие поля Е и Н	1. Автоматика 2. Сглаживающие фильтры 3. Экранирующие тросы	1. Относ трассы 2. Каблирование 3. Скрещивание и симметрирование 4. Экранирование 5. Разрядники и предохранители 6. Заземление 10. Нейтрализующие и редуцирующие трансформаторы
Эл. ж. д.	Опасное и мешающее поле Н	1. Сглаживающие фильтры 2. Отсасывающие трансформаторы 3. Увеличение проводимости и изоляции рельсов	1. Относ трассы 2. Каблирование 3. Скрещивание и симметрирование 4. Экранирование 5. Разрядники и предохранители 6. Заземление
Гроза	Опасное поле Е	—	1. Каблирование 2. Молниеотводы на воздушных ЛС 3. Тросы на кабельных ЛС 4. Каскадная защита 5. Разрядники и предохранители 6. Заземление
РС	Мешающие поля Е и Н	1. Выбор несущей частоты 2. Относ радиостанции	1. Относ трассы 2. Каблирование 3. Скрещивание и симметрирование 4. Фильтры и запирающие катушки

Ниже рассматриваются основные мероприятия, проводимые в первую очередь на линиях и установках связи.

### 10.2.2. СХЕМЫ ЗАЩИТЫ, РАЗРЯДНИКИ И ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Для защиты обслуживающего станционного персонала и аппаратуры

связи применяются защитные устройства, состоящие из разрядников и предохранителей. Эти устройства устанавливаются на входе в станцию. Схемы устройств различны в зависимости от типа линии и ожидаемой величины влияния (рис. 11.16). Из анализа влияний и схем защиты можно сделать вывод, что наибольшей защиты требуют воздушная линия и сеть ГТС. На междугородной кабельной линии для защиты устанавливается лишь один разрядник.

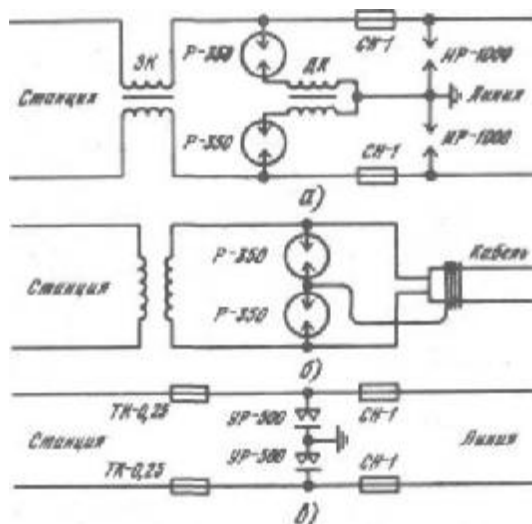


Рис. 11.16. Схемы защиты при воздушной (а) и кабельной (б) линиях и на ГТС (в): Р-350 и ИР-1000 - разрядники; СН-1 и ТК-0,25 — предохранители; ЗК - запирающая катушка; ДК - дренажная катушка.

Разрядники делятся на газонаполненные и искровые. Для сетей с дистанционным электропитанием применяются вилитовые разрядники, а на сетях ГТС — угольные. Наибольшее применение получили на междугородных кабельных линиях связи разрядники Р-35, РВ-500, Р-4 и на городских сетях — УР-500. На воздушных линиях применяются разрядники Р-350, РВ-280 и Р-35.

Основные характеристики разрядников приведены в табл. 11.6. Как видно, наиболее мощными разрядниками являются РВ-280 (для воздушных линий), а самыми слабыми — Р-4 (малогабаритный разрядник для усилителей кабельных линий).

Таблица 11.6

Параметр	Р-35	РВ-280	РВ-500	Р-350	УР-500
Напряжение пробоя, В	350±40	280±30	500±100	350±40	500±100
Напряжение погасания, В	40...80	40	10	—	40...120
Допустимый ток, А	15	30	10	3	3



Сопротивление изоляции, МОм	5000	40	60	5000	—
Долговечность, число разрядов	25	5	—	5	—
Габаритные размеры, мм	105x22	200x96	52x60	65x35	25x65

Газонаполненный разрядник типа Р-350 (рис. 11.17, а) состоит из стеклянной трубки диаметром 35 мм и длиной 65 мм, внутри которой помещены два электрода (никелевые или стальные). Последние имеют форму полусферических чашечек, входящих друг в друга, активизированных окисью бария, способствующих увеличению мощности разрядника. Стеклянная трубка наполнена аргоном.

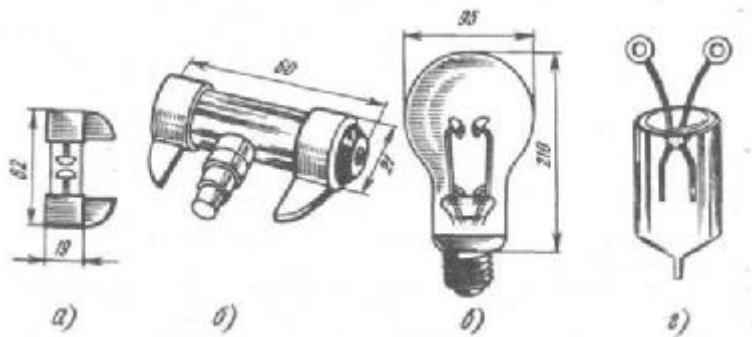


Рис. 11.17. Разрядники: а — двухэлектродный Р-350; б — трехэлектродный Р-35; в — двухэлектродный бариевый РВ-280; г — малогабаритный Р-4.

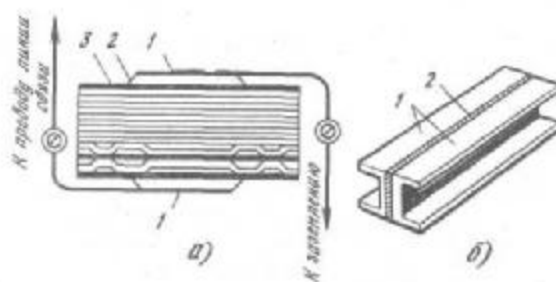


Рис. 11.18. Разрядники: а — вилитовый; б — угольный.

Газонаполненный разрядник типа Р-35 (рис. 11.17, б) имеет три электрода. Он заменяет два двухэлектродных, что является его преимуществом. Кроме того, при установке трехэлектродных разрядников значительно уменьшается опасность возникновения так называемого акустического удара.

Вилитовые разрядники типов РВ-500 и РВ-1000 устанавливаются на цепях с дистанционным питанием. Разрядник состоит из двух латунных дисков 1 (рис. 11.18, а), между которыми образуется искровой промежуток. Диски

отделены слюдяной прокладкой 2. Вилитовый диск 3 изготавливается из смеси порошкообразного корбонда, жидкого стекла и мела.

Угольные разрядники типа УР-500 имеют номинальное напряжение зажигания 500 В. Угольные разрядники используются на сетях городской и сельской связи (рис. 11.18, б). В состав разрядника входят две угольные колодки 1 с изолирующей прокладкой 2.

Для защиты от ВВЛ применяются двухэлектродные бариевые разрядники типа РБ-280 (рис. 11.17, в) на напряжения 280 В. Эти разрядники выдерживают большой разрядный ток в течение длительного времени.

Для защиты от перенапряжений в схемах усилителей используются малогабаритные разрядники Р-4. В состав разрядника входят два стальных электрода, покрытых вольфрамом. Электроды заключены в стеклянный баллон, наполненный аргоном (см. рис. 11.17, г).

Применяемые схемы защиты зависят от вида влияния, наличия дистанционного электропитания и типа аппаратуры. На рис. 11.19 показана схема защиты аппаратуры на транзисторах типа К-60П. В схеме защиты кроме разрядников Р-4 имеются Фильтры, предназначенные для защиты от посторонних напряжений и токов, наводимых в цепях ДП, работающих по схеме «провод — земля». Для повышения надежности защиты и сохранения газонаполненных разрядников от разрушения перед последними устанавливают искровые разрядники, которые монтируют на держателях газонаполненных разрядников. Пробивное напряжение разрядников зависит от величины искрового промежутка.

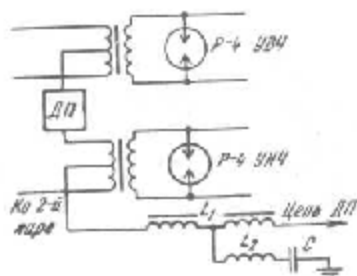


Рис. 11.19. Схема защиты аппаратуры на транзисторах.

Для защиты стационарной аппаратуры и разрядников от опасных токов, возникающих при случайных соприкосновениях провода линии связи с проводом линии сильного тока, применяются предохранители на номинальный ток 1 и 0,15 А типа СН — спиральные с ножевыми наконечниками (рис. 11.20, а) или типа СК — с коническими наконечниками.

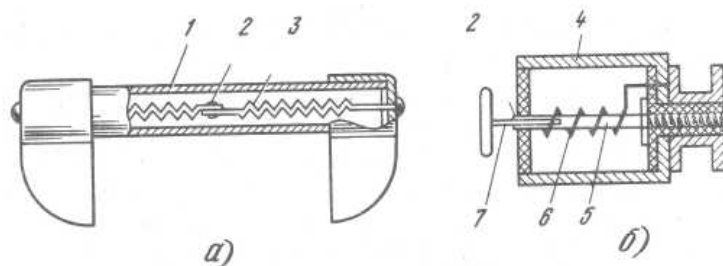


Рис. 11.20. Предохранители типа СН (а) и термическая катушка ТК (б): 1 — стеклянная трубка; 2 — легкоплавкий металл; 3 — пружина; 4 — металлический чехол; 5 — латунный стержень; 6 — изолированный провод; 10 — латунный штифт.

На городских телефонных станциях в качестве предохранителей используются термические катушки ТК-0,25 (предохранитель на номинальный ток 0,25 А). Термическая катушка (рис. 11.20, б) состоит из корпуса, внутри которого помещен латунный стержень с обмоткой. Один конец обмотки соединен с корпусом, а другой с помощью легкоплавкого сплава — со стержнем.

### 11.2.3. КАСКАДНАЯ ЗАЩИТА И МОЛНИЕОТВОДЫ

При прямых ударах молнии в воздушную ЛС в проводах появляются очень большие напряжения (до 1200 кВ). Схемы защиты с одним разрядником не могут обеспечить надежную защиту аппаратуры связи от таких больших напряжений. Поэтому в целях снижения величины опасных напряжений применяют дополнительную, так называемую *каскадную* (ступенчатую) *защиту*. При такой защите через определенные расстояния на подходе воздушной линии (рис. 11.21) к защищаемому сооружению подключают искровые разрядники ИР-10, ИР-10 и т. д. (цифра указывает величину воздушного промежутка между электродами). При появлении перед искровыми разрядниками электромагнитной волны с большой амплитудой срабатывает первый искровой разрядник ИР-20, рассчитанный на очень высокое напряжение, и затем в зависимости от амплитуды волны — последующие разрядники, что значительно уменьшает амплитуду падающей волны и ограничивает поступающее на станцию напряжение.

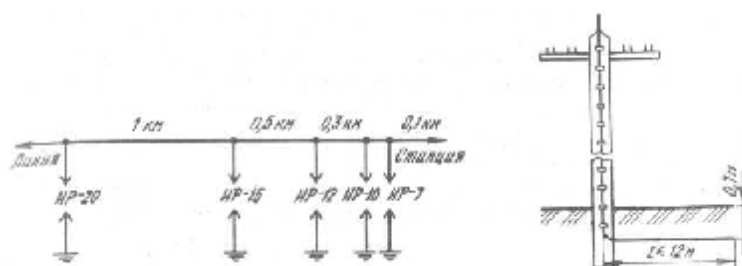


Рис. 11.21. Каскадная защита молниеотвода.      Рис. 11.22. Устройство молниеотвода.

Опоры воздушных ЛС защищают от разрушений при прямых ударах молнии стержневыми молниеотводами, которые устанавливают на вводных, кабельных, контрольных, разрезных, переходных опорах, а также на опорах, заменяемых вследствие повреждения грозowymi разрядами. Для молниеотвода используют стальную линейную проволоку диаметром 4 ... 5 мм, нижний конец которой отводится. Этот отвод называют заземлителем. Длина отвода проволоки заземлителя (рис. 11.22) зависит от характера грунта и может быть равна 1 ... 12 м. Глубина залегания заземлителя равна 0,10 м. Чем больше удельное сопротивление грунта, тем больше должна быть длина отвода заземлителя. На промежуточных и угловых опорах обычно не делают отвода, а доводят проволоку до комля столба.

Опоры, на которых установлены искровые или газонаполненные разрядники, также защищаются молниеотводами. По условиям техники безопасности на опорах, имеющих пересечение или сближение с ВЛ, на высоте 30 см от земли на молниеотводе делается разрыв, создающий искровой промежуток длиной 50 мм.

Эффективность молниеотвода тем больше, чем выше он расположен. Зона защитного действия молниеотвода определяется примерно по формуле  $S=\pi h^2$ , где  $h$  — высота молниеотвода.

#### 11.2.4. ЗАЩИТА ОТ ГРОЗЫ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ

Необходимость грозозащиты подземного кабеля определяют расчетом по ожидаемому числу повреждений от ударов молнии на 100 км трассы. Ожидаемое число повреждений может быть определено в зависимости от числа грозowych дней в году для каждой местности (см. 11.1.2).

Защитная способность кабелей связи от воздействия грозы, т. е. их грозостойкость, характеризуется параметром добротности,  $A \cdot \text{км}$ :

$$Q=U/R, \quad (11.20)$$

где  $U$  — электрическая прочность кабеля, В;  $R$  — сопротивление оболочки постоянному току, Ом/км. Чем больше  $U$  и меньше  $R$ , тем выше грозостойкость кабеля.

Для различных типов кабелей грозостойкость характеризуется следующими данными (табл. 11.10).

Таблица 11.10

Параметр	Тип кабеля						
	симметричный					коаксиальный	
	МКС	МКСА	МКСС	МКП	МКПА	КМ	КМА
$u$ , В	1,3	1,3	1,3	25	25	3,10	3,10
$R$ , Ом/км	2,1	0,4	2,5	2,1	0,4	1,5	0,3
$Q$ , А/км	0,62	3,24	0,52	12	62,5	2,46	12,3

Из приведенных данных следует, что наибольшей грозостойкостью обладают кабели со сплошной полиэтиленовой изоляцией в алюминиевой оболочке. Такие кабели имеют высокую электрическую прочность и малое сопротивление оболочки (высокое экранирующее действие).

Из представленных в таблице кабелей лучше других симметричный кабель МКПА ( $Q = 62,5$ ) и коаксиальный КМА ( $Q = 12,3$ ). Принято считать кабели грозостойкими, если их добротность достигает 50. При более высокой добротности — порядка 80 и больше — кабель считается полностью защищенным от воздействия грозовых разрядов.

Если грозостойкость кабелей недостаточна, то их дополнительно защищают с помощью медных, биметаллических или стальных тросов.

Если кабельная трасса проходит вблизи отдельных деревьев или вдоль леса при расстоянии между трассой и деревьями менее 15 м (удельное сопротивление грунта  $\rho \leq 300 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ ) и менее 50 м ( $\rho \geq 300 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ ), между кабелем и деревьями (лесом), прокладывают заземленные стальные тросы на всем протяжении участка.

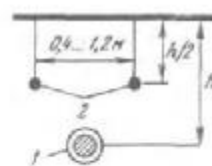
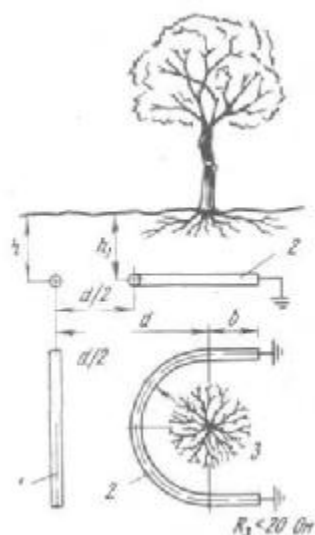


Рис. 7.26. Устройство грозозащитных тросов: 1 — кабель; 2 — тросы

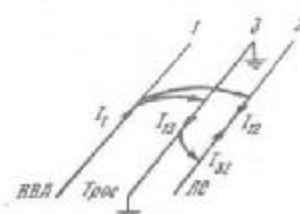


Рис. 11.23. Перехват токов молнии, попавших в дерево.

Рис. 11.24. Принцип экранирующего действия троса (рельса) 1 — кабель; 2 — защитный трос; 3 — дерево.

Для отдельных деревьев трос укладывают полудугой (рис. 11.23). Глубина прокладки троса около 80 см. При прокладке кабеля на опушке леса следует соблюдать оптимальное расстояние до деревьев, указанное в 10.2.3.

В случае прокладки кабеля вдоль полотна эл. ж. д. или вдоль металлического трубопровода на расстоянии не более 8 м от них защиты от ударов молнии можно не применять независимо от грозовой активности и удельного сопротивления грунта.

Защиту кабелей от ударов молнии осуществляют с помощью медных, биметаллических или стальных тросов. Тросы прокладывают выше кабеля на глубине, равной половине глубины его залегания, но не менее 0,4 м (рис. 11.24). Расстояние между тросами 0,4 ... 1,2 м. Тросы по всей длине через определенные интервалы должны иметь заземления. Число защитных проводов или тросов определяют расчетным путем.

Хорошую грозозащиту дает также установка малогабаритных разрядников непосредственно в соединительных муфтах кабеля.

### 11.2.5. ЭКРАНИРУЮЩИЕ ТРОСЫ

Радикальным средством защиты кабелей связи от воздействия высоковольтных линий (ЛЭП, эл. ж. д.), грозы и РС является применение экранирующих оболочек. Они полностью локализуют электростатическое влияние и существенно снижают магнитное влияние (см. 10.1.2).

Наряду с экранирующими оболочками защитное действие оказывают также тросы, подвешиваемые на линиях (влияющих и подверженных влиянию), и рельсовые пути эл. ж. д.

Принцип экранирующего действия троса и рельса виден из рис. 11.24. При прохождении по ВВЛ тока в тросе и в ЛС индуцируются соответственно токи  $I_{13}$  и  $I_{12}$ .

В свою очередь, ток  $I_{13}$  наводит в линии связи ток  $I_{32}$ , который находится в противофазе с током  $I_{12}$  и уменьшает его:  $I_{рез} = I_{12} - I_{32}$ .

Таким образом, влияние при наличии троса ( $I_{рез} = I_{12} - I_{32}$ ) меньше, чем без троса ( $I_{рез} = I_{12}$ ). Эффективность использования троса тем выше, чем меньше его сопротивление и лучше он заземлен.

Экранирующее действие троса имеет порядок 0,5...0,6, а рельсов — 0,4...0,5. Суммарное экранирующее действие кабельной оболочки  $S_o$ , троса  $S_T$  и рельсов  $S_p$  определяется в виде  $S = S_o S_T S_p$

### 11.2.6. РЕДУКЦИОННЫЕ И ОТСАСЫВАЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Редукционные трансформаторы (РТ) являются эффективным средством защиты от влияния высоковольтных линий (ЛЭП и эл. ж. д.). Первичная I и вторичная II обмотки РТ имеют одинаковое число витков и намотаны на замкнутый железный сердечник. Первичная обмотка включается в разрез металлического покрова (оболочку, броню, экран) защищаемого кабеля 1—1, а

вторичная — в разрез жил кабеля 2—2 (рис. 10.25). Первичная обмотка РТ обычно выполняется из медного изолированного проводника, поперечное сечение которого не меньше общего эквивалентного поперечного сечения металлического покрова кабеля. Вторичная обмотка представляет собой пучок изолированных друг от друга жил, по конструкции одинаковых с жилами защищаемого кабеля.

Принцип действия РТ ясен из рис. 11.25. Ток высоковольтной линии  $I_1$  индуцирует ЭДС и токи в жилах кабеля ( $I_{12}$ ) и оболочке ( $I_{13}$ ). Ток в оболочке  $I_{13}$  в свою очередь через редуционный трансформатор наводит в жилах кабеля дополнительный ток  $I_{P.T.}$ , противоположно направленный по отношению к токам влияния в жилах кабеля.

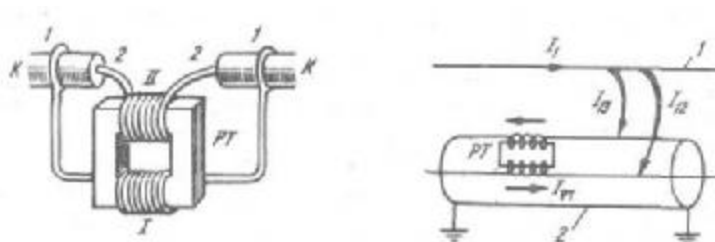


Рис. 11.25. Редуционный трансформатор.

Рис. 11.26. Принцип действия редуционного трансформатора: 1 — ВВЛ; 2 — кабель.

Таким образом, за счет РТ ток помех в кабеле снижается на величину тока трансформации:  $I_{рез} = I_{12} - I_{P.T.}$ .

Экранирующий эффект ( $S$ ) РТ зависит от их числа: при одном РТ  $S = 0,3$ ; при двух —  $0,2$ ; при трех —  $0,15$ . Без РТ величина  $S$  составляет  $0,8 \dots 0,9$ . Отсюда следует, что наличие одного РТ дает снижение помех в 3 раза, а при трех РТ помехи снижаются в 6 раз. Дальнейшее увеличение числа РТ не дает существенной выгоды.

Экранирующий эффект РТ может быть определен по формуле

$$S = S_{об} / \left[ 1 + nZ_{P.T.} / (Z_{об}l) \right], \quad (10.21)$$

где  $S_{об}$  — экранирующее действие кабельной оболочки ( $0,8 \dots 0,9$ );  $n$  — число РТ;  $Z_{P.T.}$  — сопротивление первичной обмотки РТ, Ом;  $Z_{об}$  — сопротивление кабельной оболочки, Ом;  $l$  — длина линии, км.

Конструктивно РТ выполнен в виде металлического герметичного ящика и устанавливается в земле на глубине прокладки кабеля. Масса РТ  $100 \dots 500$  кг.

Отсасывающие трансформаторы (ОТ) используются для уменьшения магнитного влияния контактной сети эл. ж. д. переменного тока. Первичная

обмотка трансформаторной подстанции (ТП) включается последовательно в контактный провод, вторичная обмотка — либо в отдельный, обратный провод, подвешиваемый на опорах контактной сети, либо последовательно в рельсы (рис. 11.27). Ток контактной сети, протекая по первичной обмотке индуцирует во вторичной обмотке почти противоположно направленный ток.

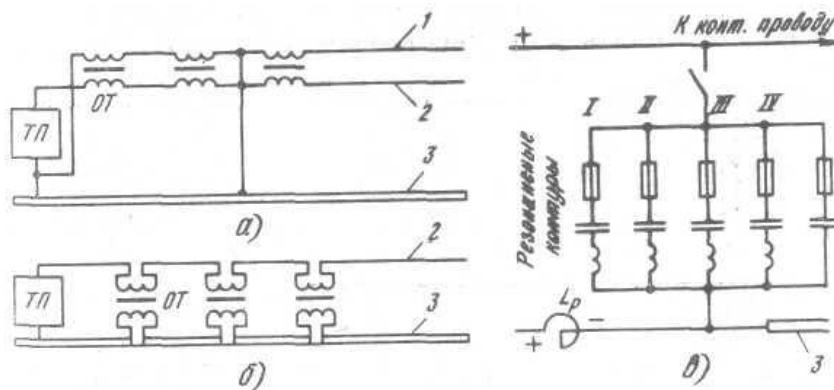


Рис. 11.27. Схема включения отсасывающего трансформатора с обратным проводом (а) и без него (б); включение сглаживающих устройств (в): 1 — обратный провод; 2 — контактный провод; 3 — рельсы.

Благодаря этому ток, возникающий в обратном проводе, индуцирует в подверженных влиянию цепях связи токи противоположного знака, и тем самым результирующее влияние снижается. При включении вторичной обмотки в рельсы ток значительно возрастает, что приводит к увеличению защитного действия рельсов.

Для сглаживания пульсации напряжения на эл. ж. д. постоянного тока используются реакторы с резонансными контурами, которые включаются на подстанциях по схеме, показанной на рис. 11.27, в. Реактор состоит из соединенных последовательно витков медного провода, укрепленных в бетонных стойках. Активное сопротивление реактора во избежание больших потерь электрической энергии должно быть как можно меньше, индуктивное — больше. Резонансные контуры настраиваются в резонанс на соответствующие гармоники пульсирующего напряжения и замыкают накоротко цепи прохождения токов этих гармоник.

### 11.2.7. УСТРОЙСТВО ЗАЗЕМЛЕНИЙ

Заземление — это устройство, состоящее из заземлителей и проводников, соединяющих заземлители с электрическими установками. Заземлителем называют проводник или группы проводников, выполненных из проводящего материала и находящихся в непосредственном соприкосновении с грунтом. (Заземлители могут быть любой формы — в виде трубы, стержня, полосы, листа, проволоки и т. д.)

В зависимости от выполняемых заземлениями функций различают рабочее, защитное и линейно-защитное заземления.



В технике связи рабочим заземлением называют устройство, предназначенное для соединения аппаратуры с землей, служащей одним из проводников электрической цепи. К защитным относятся заземления, предназначенные для соединения с землей приборов защиты (молниеотводов, разрядников), а также металлических частей силового оборудования. Линейно-защитными заземлениями называют устройства для заземления металлических оболочек и экранов кабелей.

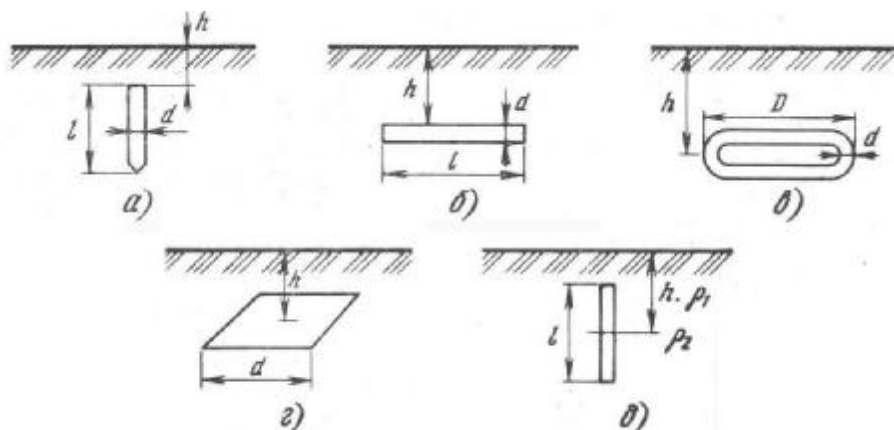


Рис. 11.28. Конструкции заземлителей: а — вертикальный; б — горизонтальный; в — кольцевой; г — пластинчатый; д — глубинный.

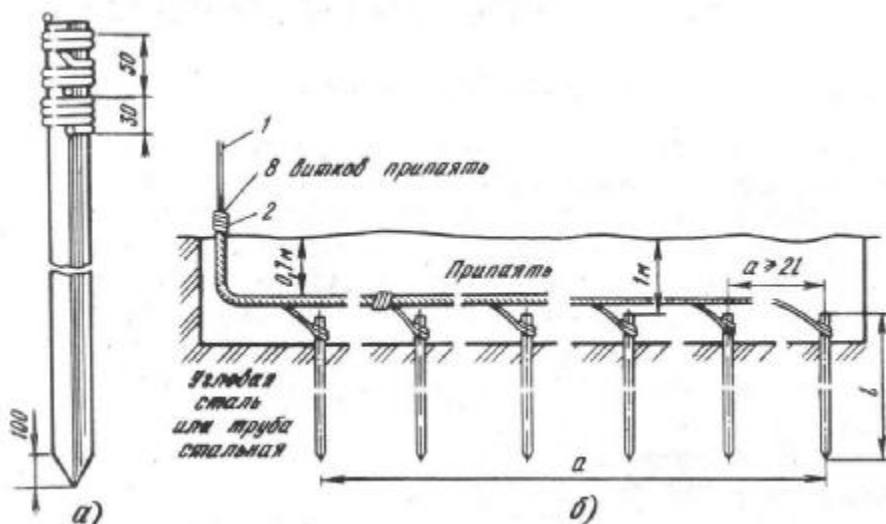


Рис. 11.29. Устройство трубчатых заземлений: а — одиночного; б — многоэлектродного: 1 — проволока стальная диаметром 4... 5мм; 2 — проволока перевязочная диаметром 2мм.

Отношение потенциала заземлителя к стекающему с него току называется сопротивлением заземления:  $R_3 = U_3 / I_3$ . Величина сопротивления заземления зависит от удельного сопротивления грунта и площади соприкосновения заземлителей с землей. Нормы сопротивления заземлений для различных установок проводной связи приведены в ГОСТ 464—68.

По своей конструкции заземлители разделяются на вертикальные, стержневые, горизонтальные, протяженные, кольцевые, пластинчатые и глубинные (рис.11.28). Чаще всего применяются вертикальные заземлители

трубчатого типа (рис. 11.28, а). Исходя из требуемых величин сопротивления заземлителей, необходимости получения достаточной механической прочности и удобства обычно используют трубы диаметром 2,5 ... 5см и длиной 1,5... 3м. Если сопротивление одного заземлителя, на пример при одной трубе, велико, то заземлитель устраивают из нескольких труб, соединенных между собой. Такой заземлитель называют многоэлектродным (рис. 11.28, б).

Общее сопротивление многоэлектродного заземлителя уменьшается не совсем пропорционально числу единичных заземлителей, соединенных параллельно, поэтому при расчете вводится поправочный коэффициент  $\eta$ . В этом случае  $R_{3N} = R_3 / N \cdot \eta$ , где  $N$  — число труб;  $\eta$  — поправочный коэффициент использования заземлителей, зависящий от расстояния между заземлителями и их взаимного расположения ( $\eta = 0.19... 0.92$ ).

### 11.3. ЭКРАНИРОВАНИЕ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ

#### 11.3.1. ПРИМЕНЕНИЕ ЭКРАНОВ

Наиболее радикальным средством защиты коаксиальных и симметричных кабельных цепей от помех является их экранирование. По конструкции и принципу действия различают экраны, защищающие от внешних и от внутренних (взаимных) помех. Для защиты от внешних помех кабель поверх сердечника покрывается металлическими оболочками. Они, как правило, имеют сплошную цилиндрическую конструкцию и выполняются из свинца, алюминия или стали (рис.11.30). Известны также конструкции двухслойных экранирующих оболочек типа алюминий — свинец, алюминий — сталь и др. Применяются также экраны ленточного типа преимущественно из алюминиевых, медных, стальных лент, накладываемых спирально или продольно вдоль кабеля, и оплеточные экраны преимущественно из плоских и круглых проволок.

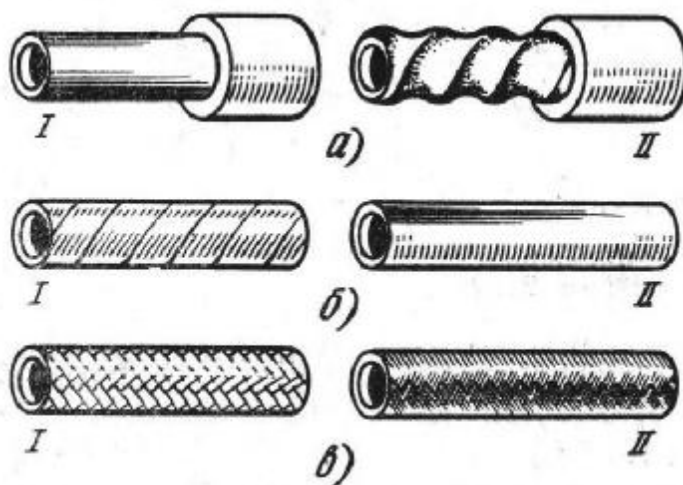


Рис. 11.30. Металлические оболочки — экраны кабелей связи: а — сплошные (I — гладкий; II — гофрированный); б — ленточные (I —

спиральный; II — продольный); в — оплеточные (I — из плоских проволок; II — из круглых проволок).

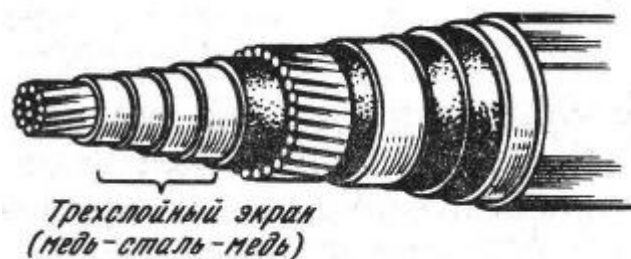


Рис.11.31. Экранированный кабель однокабельной связи

Экраны, защищающие от взаимных помех, являются составным элементом самого кабельного сердечника. В этом случае цепи с высоким уровнем передачи размещаются внутри экрана и обеспечивается возможность организации высокочастотной связи по однокабельной системе (прокладывается один кабель). При однокабельной связи экраны электрически делят цепи прямого и обратного направлений и исключают взаимные помехи.

В коаксиальных кабелях для обеспечения требуемых норм помехозащищенности при однокабельной связи внешний проводник выполняется биметаллическим (медь — сталь).

На рис. 11.31 показан симметричный кабель однокабельной связи с разделенным экраном для системы К-60. Экран имеет трехслойную ленточную конструкцию (медь — сталь — медь) с толщиной слоев по 0,1мм.

В радиочастотных кабелях антенно-фидерного назначения применяются экраны гибкой конструкции типа оплетки из медных или стальных проволок.

### 11.3.2. ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В реальных условиях экранирования приходится считаться с воздействием как магнитных, так и электрических полей, причем в отдельных условиях может преобладать та или иная компонента поля. Обычно поле имеет выраженный характер электрического или магнитного вблизи своего источника — на расстоянии порядка длины волны. Для частоты  $10^9$  Гц длина волны составляет 0,3м, а для частоты  $10^6$  Гц — 300м. Поэтому во многих случаях экранирования приходится иметь дело с преимущественным влиянием электрического или магнитного поля.

На расстоянии примерно более пяти -шести длин волн от источника поле принимает плоскую конфигурацию и распространяется в виде плоской волны. Особенностью плоской волны является то, что энергия в ней разделена на равные части между электрической и магнитной компонентами.

Сильные магнитные поля, как правило, присущи цепям с низким волновым сопротивлением, большим током и малым перепадом напряжений.

Интенсивные электрические поля создаются в цепях с большим сопротивлением, высоким напряжением и малым током.

Для плоской волны в свободном пространстве волновое сопротивление равно  $Z_{д}^{EH} = Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon} = 376,7 \text{ Ом}$ . Для поля с преобладающей электрической компонентой волновое сопротивление существенно больше ( $Z_{д}^E > Z_0$ ), а для магнитного поля существенно меньше ( $Z_{д}^H < Z_0$ ) значения волнового сопротивления для плоской волны.

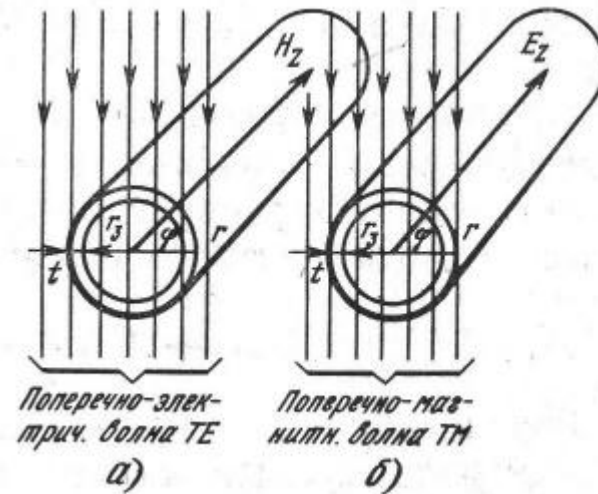


Рис. 11.32. Экранирование полей: а — электрического; б — магнитного.

Для изучения процессов электромагнитного экранирования в широком диапазоне частот необходимо исходить из полных уравнений электродинамики с учетом токов смещения и учитывать два типа волн высшего порядка (рис. 11.32) — волну  $E$  (поперечно-магнитную  $TM$ ) и волну  $H$  (поперечно-электрическую  $TE$ ). Волна  $TM$  характеризует экранирование магнитного поля, а волна  $TE$  — экранирование электрического поля. Коэффициент экранирования определяется по следующим формулам: для магнитного поля

$$S^H = \frac{1}{ch(k_M \Delta)} \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{Z_0}{Z_M} i \pi k_{д} r_{\text{Э}} J_n(k_{д} r_{\text{Э}}) H_n(k_{д} r_{\text{Э}}) th(k_M \Delta)}; \quad (11.22)$$

для электрического поля

$$S^E = \frac{1}{ch(k_M \Delta)} \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{Z_0}{Z_M} i \pi k_{д} r_{\text{Э}} J_n'(k_{д} r_{\text{Э}}) H_n'(k_{д} r_{\text{Э}}) th(k_M \Delta)}. \quad (11.23)$$

В технике связи и радиоэлектронике принято оценивать экраны не через коэффициент экранирования  $S$ , а через экранное затухание  $A_{\text{Э}}$ ,

характеризующее величину затухания, вносимого экраном:  $A_э = 20\lg|1/S|$ , дБ, или  $A_э = \ln|1/S|$ , Нп. Тогда для магнитного поля затухание экранирования, дБ, определится формулой (при  $n=1$ )

$$A_э^H = 20\lg\left|\frac{1}{S^H}\right| = 20\lg|ch(k_M\Delta)| + 20\lg\left|1 + \frac{1}{2} \frac{Z_0}{Z_M} i\pi k_D r_э J_1(k_D r_э) H_1(k_D r_э) th(k_M\Delta)\right|. \quad (11.24)$$

Для электрического поля (при  $n=1$ )

$$A_э^E = 20\lg\left|\frac{1}{S^E}\right| = 20\lg|ch(k_M\Delta)| + 20\lg\left|1 + \frac{1}{2} \frac{Z_0}{Z_M} i\pi k_D r_э J_1'(k_D r_э) H_1'(k_D r_э) th(k_M\Delta)\right|, \quad (11.25)$$

где  $k_m = \sqrt{i\omega\mu\sigma}$  — коэффициент распространения в металле (коэффициент вихревых токов);  $k_D = \omega\sqrt{\omega\varepsilon}$  — коэффициент распространения в диэлектрике;  $\Delta$  — толщина экрана;  $r_э$  — радиус экрана;  $J_1$  и  $H_1$  — цилиндрические функции первого (Бесселя) и третьего (Хенкеля) родов;  $J_1'$  и  $H_1'$  — производные этих функций;  $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$  — волновое сопротивление диэлектрика плоской волны;  $Z_M = \sqrt{i\omega\mu/\sigma}$  — волновое сопротивление металла.

Сравнивая выражения для  $A_э^H$  и  $A_э^E$ , видим, что они имеют принципиально одинаковую структуру. Это дает основание принять единую формулу расчета экранного затухания электрического и магнитного полей в следующем виде:

$$A_э = 20\lg|ch(k_M\Delta)| + 20\lg\left|1 + \frac{1}{2} \frac{Z_D}{Z_M} th(k_M\Delta)\right|. \quad (11.26)$$

Разница будет лишь в значениях волновых сопротивлений диэлектрика  $Z_D$ : для магнитного поля  $Z_D^H = Z_0 i\pi k_D r_э J_1(k_D r_э) H_1(k_D r_э) th(k_M\Delta)$ , для электрического поля  $Z_D^E = Z_0 i\pi k_D r_э J_1'(k_D r_э) H_1'(k_D r_э) th(k_M\Delta)$ . Остальные значения одинаковы для электрических и магнитных полей.

Формула расчета  $A_э$  справедлива в широком диапазоне частот от нуля до СВЧ и при любом режиме использования экранов (электромагнитостатическом, электромагнитном, волновом). Анализируя полученный результат, можно отметить, что формула расчета экранного затухания состоит из двух частей  $A_э = A_n + A_0$ , где  $A_n = 20\lg|ch(k_M\Delta)|$  — затухание поглощения,

$A_0 = 20\lg\left|1 + \frac{1}{2} \frac{Z_D}{Z_M} th(k_M\Delta)\right|$  — затухание отражения.

Затухание поглощения обусловлено тепловыми потерями на вихревые

токи в металле экрана. Чем выше частота и толще экран, тем больше  $A_n$ . Затухание отражения связано с несоответствием волновых характеристик металла, из которого изготовлен экран ( $Z_M$ ), и диэлектрика, окружающего экран ( $Z_D$ ). Чем больше различие между  $Z_M$  и  $Z_D$ , тем сильнее эффект затухания отражения. Величина затухания поглощения  $A_{II}$  практически не зависит от вида поля и имеет однозначное значение для всего диапазона частот — от 0 до СВЧ. Затухание отражения  $A_0$  и в первую очередь — волновое сопротивление диэлектрика  $Z_D$  различны для разных режимов и частотных диапазонов использования экранов.

Из приведенных формул видно, что частотная зависимость волновых сопротивлений диэлектриков для магнитного и электрического полей имеет принципиально различный характер. Величина  $Z_D^H$  растет, а  $Z_D^E$ , имея бесконечность при  $f=0$ , затем падает. По абсолютной величине  $Z_D^E > Z_0 > Z_D^H$ . В волновой зоне свыше  $10^9$  Гц значения  $Z_D^E$  и  $Z_D^H$  имеют колебательный характер. Волновое сопротивление металла  $Z_M = \sqrt{i\omega\mu/\sigma}$  растет по закону корня из частоты, а волновое сопротивление плоской волны постоянно и равно  $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon} = 376,7 \text{ Ом}$ .

В диапазоне частот до  $10^8 \dots 10^9$  Гц формулы расчета могут быть упрощены. При малом аргументе ( $x < 0,25$ ) функции  $J_1$  и  $N_1$  преобразуются:  $J_1(x) = x/2$  и  $N_1(x) = 2/(\pi x)$ . Тогда получим

$$Z_D^H = Z_0 i k_D r_3 = \sqrt{\mu/\varepsilon} i \omega \sqrt{\mu \varepsilon} r_3 = i \omega \mu r_3; \quad (11.27)$$

$$Z_D^E = Z_0 \frac{1}{i k_D r_3} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{i \omega \sqrt{\mu \varepsilon} r_3} = \frac{1}{i \omega \varepsilon r_3}. \quad (11.28)$$

Частотные зависимости затуханий отражения магнитного ( $A_0^H$ ) и электрического ( $A_0^E$ ) полей принципиально аналогичны зависимостям  $Z_D^H$  и  $Z_D^E$  соответственно.

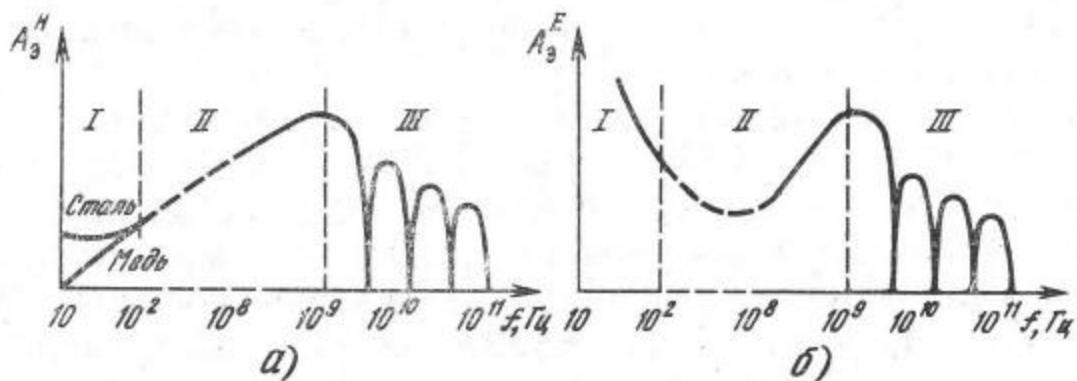


Рис. 11.33. Частотная зависимость экранного затухания полей: а —

магнитного; б — электрического.

На рис. 11.33 приведены результаты расчета экранного затухания магнитного ( $A_3^H$ ) и электрического ( $A_3^E$ ) полей. На графиках видны три характерные частотные области, соответствующие различным режимам работы экранов:

низкочастотная, соответствующая электромагнитостатическому режиму работы;

высокочастотная, соответствующая электромагнитному режиму;

сверхвысокочастотная область, соответствующая волновому режиму.

Рассмотрим более подробно принцип действия экранов и их основные характеристики при использовании в различных режимах.

### 11.3.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТОСТАТИЧЕСКОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ

Электромагнитостатический режим характеризует стационарные и статические поля и распространяется на диапазон частот до 4 кГц. В этой частотной области экраны действуют по принципу замыкания соответствующих полей вследствие повышенной электро- и магнитопроводности металлов. В данном случае для расчета экранов могут быть использованы уравнения Максвелла в стационарном режиме  $\text{rot}H = \sigma E$  и  $\text{rot}E = 0$ .

Электростатическое и магнитостатическое экранирования имеют принципиальное различие.

Электростатическое экранирование обеспечивает экранирующий эффект, равный бесконечности при постоянном поле ( $f=0$ ), который с ростом частоты уменьшается. Это обусловлено частотной зависимостью волнового сопротивления диэлектрика относительно электрического поля  $Z_d^E = \frac{1}{i\omega\epsilon_3}$  и природой экранирования статического электрического поля.

Электростатическое экранирование состоит в замыкании электрического поля на поверхности металлической массы экрана и передаче электрических зарядов на землю или корпус прибора. Если, например, между проводом *a*, несущим помеху, и проводом *б*, подверженным влиянию, поместить экран, соединенный с землей и корпусом прибора, то экран будет перехватывать электрические силовые линии, защищая провод *б* от помех (рис. 11.34).

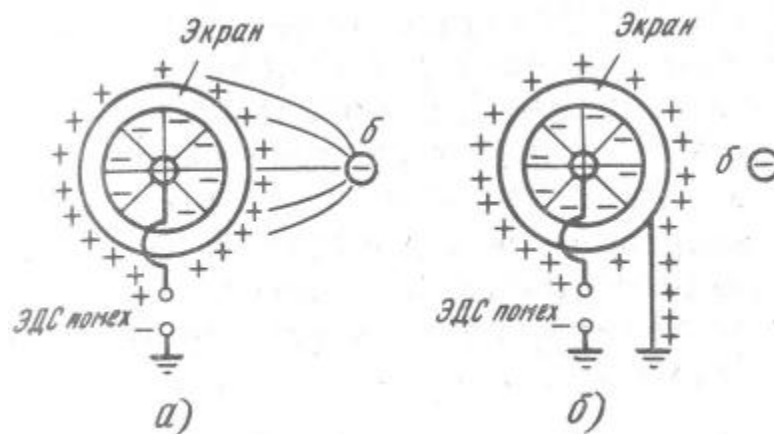


Рис. 11.34. Электростатическое экранирование: *а* — экран не заземлен; *б* — экран заземлен.

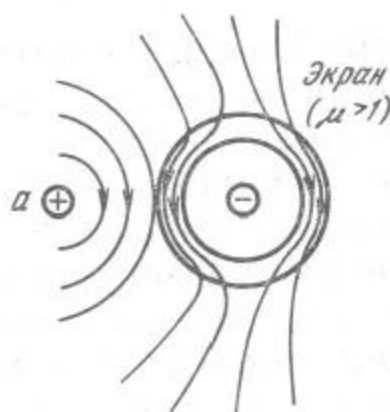


Рис. 11.35. Магнитостатическое экранирование

Обязательным условием высокой эффективности электростатического экранирования является металлизация экрана, т. е. соединение его с корпусом прибора или землей. Исходя из природы электростатического экранирования, любой металлический экран (медь, сталь, алюминий, свинец) одинаково полно локализует поле помех и играет роль электрического экрана. Причем здесь не предъявляется особых требований к типу металла, его толщине и проводимости.

Относительно магнитостатических полей стальной и медный экраны ведут себя совершенно по-разному. Это связано с природой магнитостатического экранирования.

Магнитостатическое экранирование основано на замыкании магнитного поля в толще экрана, происходящем вследствие его повышенной магнитопроводности. Как видно из рис. 11.35, магнитный поток, создаваемый проводом *а*, несущим помехи, замыкается в толще магнитного экрана и лишь частично проникает в экранированное пространство. Эффективность магнитостатического экранирования тем больше, чем больше его магнитная проницаемость  $\mu$  и больше толщина экрана  $\Delta$ . С увеличением радиуса магнитостатического экрана  $r_3$  его эффективность снижается.

Для получения надежного магнитостатического экранирования стенки экрана приходится делать сравнительно толстыми или применять составной



экран из нескольких слоев металлов с большой магнитной проницаемостью ( $\mu \gg 1$ ). Немагнитные металлы (медь, алюминий, свинец) не способны концентрировать магнитные силовые линии и не могут играть роль магнитоэлектростатического экрана.

Магнитоэлектростатические экраны эффективны лишь при постоянном токе и в диапазоне низких частот. С увеличением частоты возрастает роль вихревых токов в экране, происходит вытеснение магнитного поля из толщи экрана и его повышенная магнитопроводность теряет свое значение. В области высоких частот магнитный (стальной) экран меняет режим своей работы с магнитоэлектростатического на электромагнитный, действующий по принципу возникновения вихревых токов в толще экрана. Немагнитный (медный) экран во всем диапазоне частот от нуля действует в электромагнитном режиме, поэтому его эффективность в области низких частот весьма мала.

#### 11.3.4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ

Рассмотренные выше электростатические и магнитоэлектростатические экраны, действующие по принципу замыкания соответствующих полей вследствие повышенной электро- и магнитопроводности их материалов, эффективны лишь в области низких частот. Действие электромагнитных экранов может быть представлено как многократное отражение электромагнитных волн от поверхности экрана и затухание высокочастотной энергии в металлической толще экрана. Затухание энергии в экране обусловлено тепловыми потерями на вихревые токи в металле. Отражение энергии связано с несоответствием волновых характеристик диэлектрика и металла, из которого изготовлен экран. Чем больше отличаются между собой волновые сопротивления диэлектрика и металла, тем сильнее эффект экранного затухания за счет отражения. Это объяснение соответствует физической сущности рассматриваемого процесса экранирования.

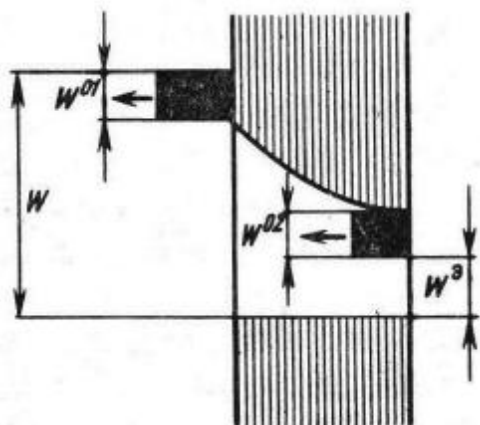


Рис. 11.36. Прохождение электромагнитной энергии через экран:  $W$  - поле помех;  $W^{01}$  и  $W^{02}$  - отраженные поля;  $W^3$  - поле за экраном.

Как видно из рис. 11.36, электромагнитная энергия  $W$ , достигнув экрана, частично проходит через него, затухая при этом в толще экрана, и частично

отражается от него  $W^{01}$  (первая, граница «диэлектрик — экран»). На второй границе (экран-диэлектрик) энергия вторично отражается ( $W^{02}$ ) и лишь оставшаяся часть проникает в экранированное пространство. Следовательно, энергия при прохождении через экран уменьшается от  $W$  до  $W^0$ . Нужно иметь в виду, что в данном примере явление отражения представлено несколько упрощенно. В действительности будет иметь место процесс многократного отражения энергии от границ (диэлектрик-экран-диэлектрик).

Электромагнитное экранирование может осуществляться с помощью немагнитных и магнитных оболочек, но из-за потерь, вносимых экраном в цепь передачи, немагнитным металлам (медь, алюминий) отдается предпочтение. В определенной области частот наилучший эффект дают многослойные комбинированные экраны, состоящие из последовательно чередующихся слоев магнитных и немагнитных металлов.

Электромагнитное экранирование охватывает частотный диапазон от  $10^3 \dots 10^4$  до  $10^8 \dots 10^9$  Гц. Для этой частотной области справедливы уравнения Максвелла в квазистационарном режиме (без учета токов смещения):  $rot \bar{H} = \sigma \bar{E}$  и  $rot \bar{E} = -i\omega \mu \bar{H}$ .

Расчет электромагнитных экранов можно осуществлять по следующим формулам:

$$A_{\Sigma} = A_{\Pi} + A_0 = 20 \lg |ch(k_M \Delta)| + 20 \lg \left| 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{Z_D}{Z_M} + \frac{Z_M}{Z_D} \right) th(k_M \Delta) \right|, \quad (11.28)$$

где  $Z_D$  — волновое сопротивление диэлектрика; для электрического поля  $Z_D^E = \frac{1}{i\omega \varepsilon r_{\Sigma}}$ , для магнитного поля  $Z_D^H = i\omega \mu r_{\Sigma}$  и для плоской волны  $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ . В случае, если экран является электрически толстым, т. е. его затухание  $A_{\Pi}$  превышает 13 дБ, второй границей отражения ( $\frac{Z_M}{Z_D}$ ) можно пренебречь и формула экранного затухания отражения упростится:

$$A_0 = 20 \lg \left| 1 + \frac{Z_D}{2Z_M} th(k_M \Delta) \right|. \quad (11.29)$$

Формула экранного затухания состоит из двух частей: экранного затухания поглощения ( $A_{\Pi} = 20 \lg |ch(k_M \Delta)|$ ) и экранного затухания отражения ( $A_0$ ).

В табл. 11.8 приведены результаты расчета (в децибелах) экранирующего действия оболочек из меди, стали, алюминия и свинца для различных типов

волн (магнитной, электрической и плоской).

Таблица 11.8

f, Гц	Медь						
	$A_{\Pi}$	$A_0^H$	$A_0^E$	$A_0^{EH}$	$A_3^H$	$A_3^E$	$A_3^{EH}$
$10^3$	0	1,56	255,4	119,9	1,56	255,4	119,9
$10^4$	0	10,9	234,6	119,9	10,9	234,6	119,9
$10^5$	0,110	26,10	213,6	119,9	26,9	213,8	120,1
$10^6$	6,5	41,2	1810,6	114,10	410,10	194,1	121,2
$10^{10}$	35,2	50,4	156,4	104,2	85,6	191,6	139,4
$10^8$	125	59,9	1210,10	93,8	184,9	252,10	218,8
$10^9$	404	101,2	106	83,4	4105,2	510	4810,4
f, Гц	Сталь ( $\mu=100$ )						
	$A_{\Pi}$	$A_0^H$	$A_0^E$	$A_0^{EH}$	$A_3^H$	$A_3^E$	$A_3^{EH}$
$10^3$	0	0	236,4	111,8	0	236,4	111,8
$10^4$	0,26	0	215,4	111,8	0,26	215,10	112,1
$10^5$	8,6	6,10	189,4	95,6	15,3	198	104,2
$10^6$	40,5	13,2	1108	85,1	53,10	218,5	125,6
$10^{10}$	141,6	22	128,6	104,10	163,6	2100,2	216,3
$10^8$	469	31,10	98,1	65,1	500,10	5610,1	534,1
$10^9$	1459	42,6	68,6	54,10	1501,6	15210,5	1513,10
f, Гц	Алюминий						
	$A_{\Pi}$	$A_0^H$	$A_0^E$	$A_0^{EH}$	$A_3^H$	$A_3^E$	$A_3^{EH}$
$10^3$	0	0,9	249,2	115,5	0,9	249,2	115,5
$10^4$	0	4,4	229,4	115,5	4,4	229,4	115,5
$10^5$	0	24	208,4	115,5	24	208,4	115,5
$10^6$	3,5	41,8	189,4	114,10	45,3	192,8	118,0
$10^{10}$	26	410,2	153,8	100,8	103,1	1109,8	126,8
$10^8$	94,10	58,2	1105,1	91,2	152,9	219,8	185,9
$10^9$	312	68,6	95,6	81,6	380,6	4010,6	393,6
f, Гц	Свинец						
	$A_{\Pi}$	$A_0^H$	$A_0^E$	$A_0^{EH}$	$A_3^H$	$A_3^E$	$A_3^{EH}$
$10^3$	0	1	232,8	99	0	232,8	99
$10^4$	0	1,10	212	98,1	1,10	212	98,1
$10^5$	0	6,1	192	98,1	6,1	192	98,1
$10^6$	0	25	1102	98,1	25	1102	98,1
$10^{10}$	5,0	40,5	1410,10	93,8	45,5	152,10	98,8
$10^8$	30,9	50,4	116,4	83,4	1410,3	114,3	114,3
$10^9$	109,8	59,9	86,5	103,0	169,10	196,3	182,8

### 11.3.5. ВОЛНОВОЙ РЕЖИМ ЭКРАНИРОВАНИЯ

Волновой режим экранирования распространяется на диапазон сверхвысоких частот: от  $10^9 \dots 10^{10}$  Гц и выше, охватывая область дециметровых,

сантиметровых и миллиметровых волн. Пределом разграничения электромагнитного и волнового режимов является соизмеримость длины волны  $X$  с диаметром экрана  $D_{\text{Э}}$ . При  $\lambda \leq D_{\text{Э}}$  наступает волновой режим экранирования. В этом случае наряду с токами проводимости надлежит учитывать также токи смещения и исходить из полных уравнений электродинамики:  $\text{rot}E = i\omega\mu H$  и  $\text{rot}H = \sigma E + i\omega\epsilon E$ .

Если при рассмотрении электромагнитных экранов надлежит оперировать основной волной  $T$ , то для экранов в волновом режиме необходимо учитывать волны высшего порядка  $E$  и  $H$ . Особенностью волнового режима является колебательный волновой характер изменения экранного затухания от частоты. Это связано с природой электромагнитного поля сверхвысоких частот, когда  $\lambda \leq D_{\text{Э}}$ .

Расчет экранов в волновом режиме относительно электрических и магнитных полей производится по полной формуле  $A_{\text{Э}} = A_{\text{П}} + A_0$ . В этой формуле экранное затухание поглощения  $A_{\text{П}} = 20 \lg |ch(k_M \Delta)|$  одинаково для электрического и магнитного полей. Экранное затухание отражения  $A_0$  за счет разницы в значениях  $Z_{\text{Д}}^H$  и  $Z_{\text{Д}}^E$  различно для электрического и магнитного полей. На рис. 10.37 приведены значения экранного затухания магнитного ( $A_{\text{Э}}^H$ ) и электрического ( $A_{\text{Э}}^E$ ) полей. Из приведенных данных видно, что изменения затуханий экранирования  $A_{\text{Э}}$  и отражения  $A_0$  в диапазоне свыше  $10^9$  Гц носят колебательный характер. Физически данное явление связано с резонансными явлениями при  $\lambda \leq D_{\text{Э}}$  и свидетельствует о волновой природе электромагнитного поля на СВЧ. Математически это обусловлено наличием в формулах расчета  $A_{\text{Э}}$  (СВЧ) цилиндрических функций первого ( $J_1$ ) и третьего ( $H_1$ ) родов. Они придают затуханию колебательный характер. При этом в определенных точках, соответствующих нулевым координатам функции  $J_1$  провалы характеристики достигают минус бесконечности.

### 11.3.6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАГНИТНЫХ И НЕМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ

Магнитные экраны при постоянном токе в области низких частот действуют как магнитоэлектростатические по принципу замыкания магнитного поля в толще экрана вследствие повышенной магнитопроводности последнего ( $\mu=100$  и выше). С ростом частоты возрастает роль вихревых токов, магнитное поле вытесняется из толщи экрана и его повышенная магнитопроводность теряет свое значение. Экран переходит в электромагнитный режим работы и действует так же, как немагнитный экран, — за счет вихревых токов в толще экрана. Немагнитные экраны во всем частотном спектре действуют как электромагнитные, т. е. по принципу возникновения в них вихревых токов. При постоянном токе они не обладают электромагнитными экранирующими свойствами. С ростом частоты экранирующий эффект возрастает.

График частотной зависимости экранного затухания магнитного и

немагнитного экранов приведен на рис. 11.37.

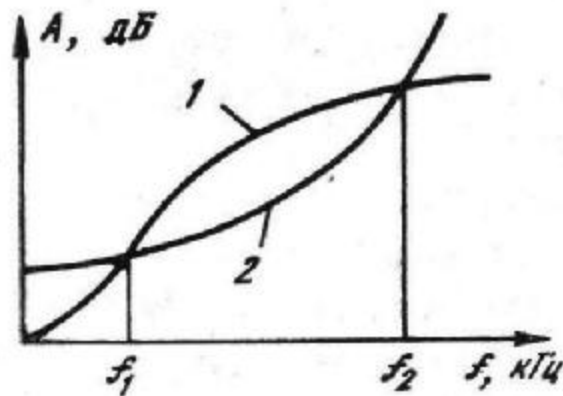


Рис. 11.37. Эффективность экранирования немагнитных (1) и магнитных (2) экранов.

На графике видны три характерные частотные зоны. В первой зоне от 0 до  $f = 3 \dots 10$  кГц магнитный экран работает в магнитоэлектростатическом режиме и обладает лучшими экранирующими свойствами, чем немагнитный экран. Во второй и третьей зонах оба экрана находятся в электромагнитном режиме. Но во второй зоне от  $f_1$  до  $f_2 = 10^6$  Гц немагнитный экран имеет больший экранирующий эффект, чем магнитный, а в третьей зоне от  $f_2 > 10^6$  Гц и выше из графика явно видно превосходство стального экрана. Это обусловлено тем, что магнитные экраны хорошо поглощают энергию и очень плохо отражают ее ( $A_{\text{П}} > A_{\text{О}}$ ). У немагнитных материалов, наоборот,  $A_{\text{О}} > A_{\text{П}}$ . Частота 0,8 ... 1 МГц является частотой раздела, ниже которой преобладает затухание отражения над затуханием поглощения ( $A_{\text{О}} > A_{\text{П}}$ ), а выше — наоборот ( $A_{\text{П}} > A_{\text{О}}$ ). Поэтому в нижней области частот, где экранирующий эффект определяется затуханием отражения, медный экран заметно эффективнее стального. В области высоких частот (0,8...1 МГц и выше), где начинает преобладать затухание поглощения, лучше применять стальной экран. Это положение наглядно иллюстрируется рис. 10.41, где приведен расчет значений  $A_{\text{П}}$ ,  $A_{\text{О}}$ ,  $A_3$  для медного и стального экранов толщиной 0,1 мм.

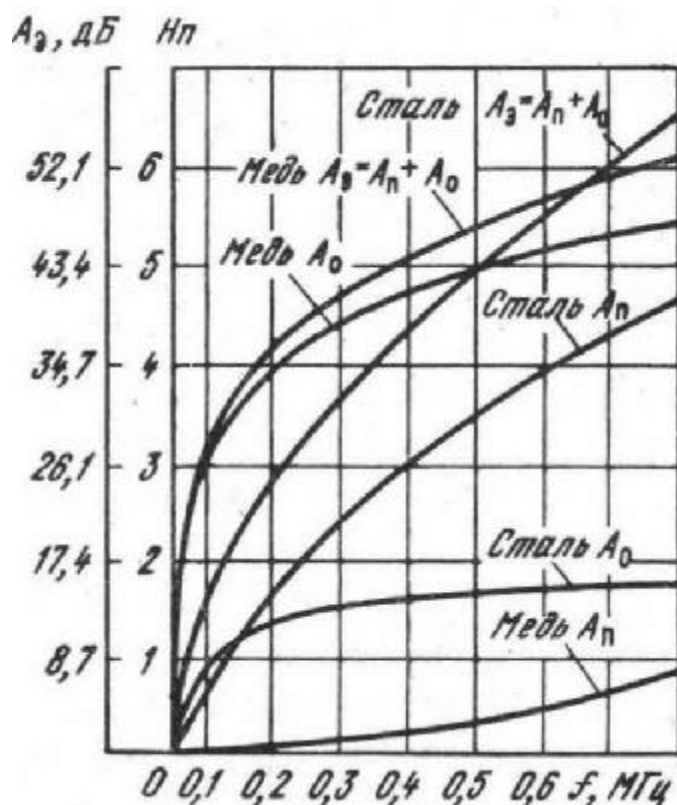


Рис. 11.38. Экранное затухание поглощения  $A_n$  и отражения  $A_0$  медного и стального экрана.

### 11.3.7. ЭКРАНИРУЮЩИЙ ЭФФЕКТ С УЧЕТОМ ПРОДОЛЬНЫХ ТОКОВ

Выше рассматривалось действие экранов относительно поперечных электромагнитных полей и создаваемых ими вихревых токов в толще экрана. Учитывался суммарный эффект от поглощения энергии в толще экрана и отражения на границах «металл—диэлектрик» ( $A_{\text{э}} = A_{\text{П}} + A_0$ ). В реальных условиях использования кабелей связи необходимо учитывать также действие продольных токов, обусловленных наличием третьей цепи (рис 11.39): экран (оболочка) — земля ( $A_{\text{пр}}$ ).

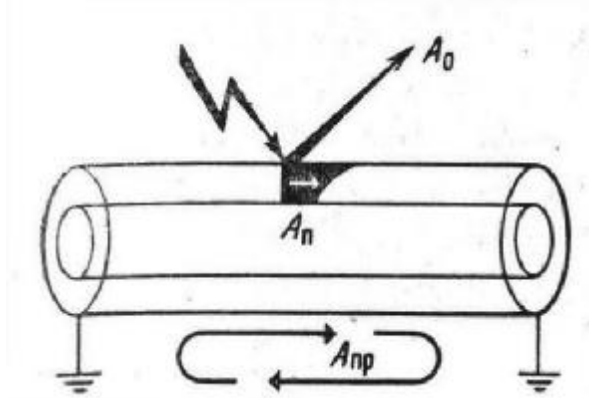


Рис. 11.39. Составляющие экранирования с учетом продольных токов  $A_{\text{пр}}$

Отличие процесса экранирования при непосредственном влиянии от влияния через третьи цепи заключается в следующем: в первом случае в экране происходят микропроцессы — наведение вихревых токов, поэтому несущественны условия нагрузки и заземления экрана; во втором случае в экране происходят макропроцессы — наведение продольных токов в цепях экран (оболочка) — земля, поэтому здесь весьма существенны параметры цепей, их нагрузки и условия заземления.

Следует различать эффективность экранов, предусмотренных для защиты от внешних источников помех и от взаимных влияний между цепями, расположенными в общем кабеле. При защите от внешних помех существенное значение играют третьи цепи (оболочка — земля). Здесь велика роль составляющей продольных токов и надо учитывать действие как вихревых ( $A_{\text{Э}}$ ), так и продольных ( $A_{\text{ПР}}$ ) токов. Для цепей, расположенных в общем кабеле, превалирует эффект вихревых токов, и в первом приближении он и определяет защитное действие экрана.

В общем случае к третьим цепям относятся не только экраны и оболочки, но и тросы, рельсы, соседние проводники и другие протяженные металлические устройства. Схематично принцип действия третьих цепей состоит в следующем. Ток помех  $I_1$ , протекающий в первой цепи, индуцирует во второй цепи ток  $I_{12}$  и в третьей цепи ток  $I_{13}$ . Последний в свою очередь индуцирует во второй цепи ток обратного направления  $I_{32}$ . В результате во второй цепи будет действовать разностный ток  $I_{12} - I_{32}$ , который меньше, чем ток без третьей цепи ( $I_{12}$ ).

Следует иметь в виду, что в общем случае третьи цепи могут как уменьшать, так и увеличивать мешающее влияние. Это зависит от соотношения фазовых параметров, с которыми складываются токи в цепи, подверженной влиянию ( $I_{12}$  и  $I_{32}$ ). Как правило, положительный эффект экранирования третьих цепей для защиты от внешних помех достигается при их хорошем заземлении, малом электрическом сопротивлении и наличии хорошей взаимной индуктивности между цепями. Установлено, что кабельные оболочки всегда улучшают экранирующий эффект, и тем больше, чем меньше величина сопротивления связи  $Z_{12}$  и чем лучше выполнено заземление оболочки по длине. Таким образом, результирующее экранное затухание  $A_{\text{Э,рез}}$  определяется экранированием от вихревых ( $A_{\text{Э}}$ ) и продольных ( $A_{\text{ПР}}$ ) токов, протекающих в оболочке кабеля. Формулы расчета  $A_{\text{Э}}$  приведены выше. Величина  $A_{\text{ПР}}$ , дБ, может быть рассчитана по формуле

$$A_{\text{ПР}} = 20 \lg \left| 1 + \frac{i\omega L_{\text{вн}}}{Z_{\text{об}}} \right|. \quad (11.30)$$

где  $L_{\text{вн}}$  — внешняя индуктивность цепи оболочка - земля равная

примерно  $2 \cdot 10^{-6}$  Гн/м;  $Z_{OB} = \frac{Z_M}{2\pi r \operatorname{th}(k\Delta)}$  — сопротивление оболочки, Ом/м, где

$Z_M = \sqrt{i\omega\mu/\sigma}$ ;  $r$  — радиус оболочки;  $k = \sqrt{i\omega\mu\sigma}$ ;  $\Delta$  — толщина оболочки.

Для низких частот сопротивление оболочки равно сопротивлению постоянного тока  $Z_{OB} = Z_0 = 1/2\pi r\sigma\Delta$ . Эта формула справедлива для немагнитных экранов примерно до 10 кГц, а для магнитных — до 1 кГц.

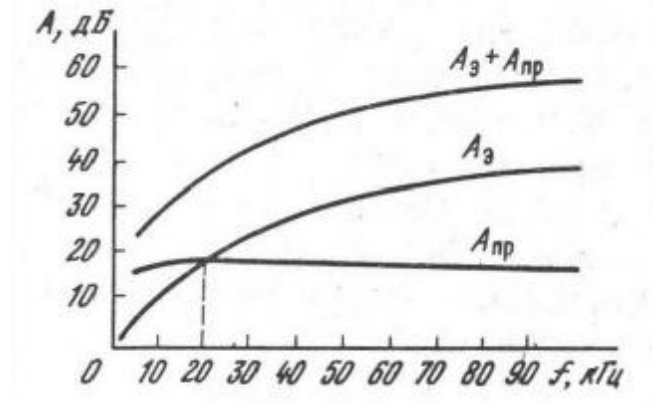


Рис. 11.40. Экранирующее действие поперечных  $A_э$  и продольных  $A_{пр}$  токов.

На рис. 11.40 приведены расчетные значения экранного затухания продольных токов  $A_{пр}$ . Здесь же для сравнения даны значения  $A_э$  для медного экрана. Из рисунка видно, что с увеличением частоты величины  $A_{рез}$  и  $A_э$  возрастают, а  $A_{пр}$  медленно уменьшается и по абсолютной величине составляет 16...20дБ.

Расчеты показывают, что примерно до частот 15... 20 кГц превалирует затухание за счет продольных токов  $A_{пр}$ , выше этого диапазона — вихревых токов  $A_э$ .

Учитывая, что защита от внешних помех определяется результирующим экранирующим эффектом  $A_{рез} = A_э + A_{пр}$ , а при защите от взаимных помех достаточно в первом приближении учитывать лишь  $A_э$ , можно признать, что экранирующая оболочка в режиме защиты от внешних помех эффективнее, чем в режиме защиты от взаимных помех.

### 11.3.8. ЭКРАНИРУЮЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОСЛОЙНЫХ ЭКРАНОВ

Электромагнитные экраны комбинированной многослойной конструкции применяются в том случае, когда необходимо высокое экранирующее действие. Они состоят преимущественно из последовательно чередующихся немагнитных (медь, алюминий) и магнитных (сталь, пермаллой) слоев. Особенностью таких экранов являются высокая экранирующая эффективность и сравнительно малые потери энергии в экране. Эти преимущества объясняются следующим.



При рассмотрении электромагнитного действия однородных экранов было установлено, что экранирующий эффект определяется совместным действием экранирования поглощения  $A_n$  и экранирования отражения  $A_o$  на границах диэлектрик—металл—диэлектрик. Эффект отражения обусловлен несоответствием волновых характеристик сопрягаемых сред ( $Z_D$  и  $Z_M$ ), и чем больше это несоответствие, тем больше экранирующее действие. В данном случае энергия помех, встречая на своем пути такое электрическое несоответствие ( $Z_D \neq Z_M$ ), частично отражается и лишь частично проходит в экранированное пространство. Это явление послужило исходным моментом для конструирования и применения многослойных комбинированных экранов. В многослойном экране, составленном из металлов с различными волновыми сопротивлениями  $Z_M$ , действует целая система таких многократных отражений от границ электрических несоответствий ( $Z_{M1} \neq Z_{M2} \neq Z_{M3} \neq Z_{M4}$  и т. д.). Поэтому экран, состоящий из нескольких тонких слоев различных металлов, будет обладать большей эффективностью экранирования по сравнению с однородным экраном эквивалентной толщины.

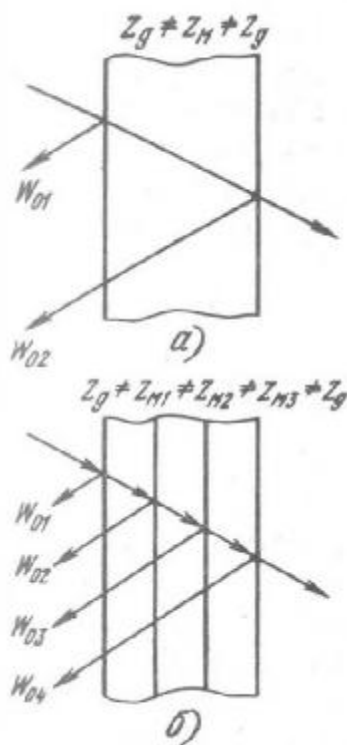


Рис. 11.41. Эффект отражения в экранах: а — однослойном; б — трехслойном.

Как видно из рис. 11.41, в однослойном экране имеются две границы отражения (воздух—металл и металл—воздух), а в трехслойном таких границ четыре, добавляются еще две границы между различными металлическими слоями. Существенными являются порядок расположения слоев, их электрическое сочетание, соотношение толщин слоев, а также место по отношению к влияющей цепи. Так, сочетание сталь—медь—алюминий дает

заметно меньший эффект, чем медь—сталь—алюминий. Если внешние слои многослойного экрана выполнены из немагнитных материалов, то потери в нем сравнительно невелики.

Для двухслойного экрана с коэффициентами экранирования слоев  $S_1$ ,  $S_2$  и коэффициентами реакции  $P_1$ ,  $P_2$  экранирующий эффект определится формулой

$$S_{12} = S_1 S_2 / (1 - P_1 P_2). \quad (11.31)$$

Аналогично характеристики трехслойных экранов определяются формулой

$$S_{123} = S_1 S_2 S_3 / [(1 - P_1 P_2) (1 - P_2 P_3) - P_1 P_2 S_2^2]. \quad (11.32)$$

Частотные зависимости экранного затухания трехслойных экранов для различных сочетаний металлов (меди, стали, алюминия, свинца) приведены на рис. 11.45. Толщина слоев 0,1 мм. Из графиков видно, что наибольший эффект дает экран, составленный из немагнитных и магнитных материалов. Лучшие результаты имеют сочетания медь—сталь—медь, затем алюминий—сталь—алюминий и на последнем месте свинец—сталь—свинец.

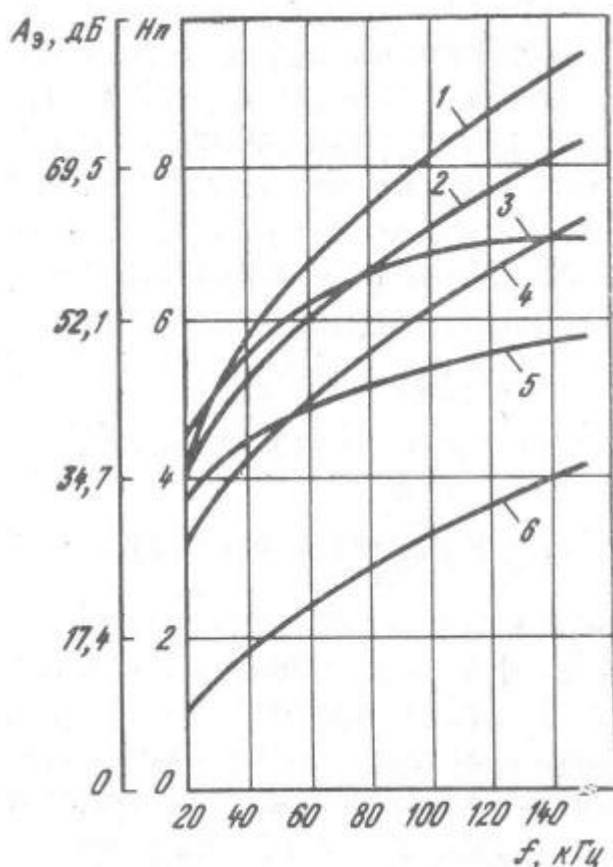


Рис. 11.42. Частотная зависимость экранного затухания трехслойных экранов: 1 — медь-сталь-медь ( $\mu = 200$ ); 2 — медь-сталь-медь ( $\mu = 100$ ); 3 — алюминий-сталь-алюминий; 4 — медь-свинец-медь; 5 — медь-алюминий-медь; 6 — свинец-сталь-свинец.

## 12. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

### 12.1. ВВЕДЕНИЕ

Исследование и использование полосковых линий передачи (ПЛП) и элементов, создаваемых на их основе, связано с бурным развитием электронных интегральных устройств и телекоммуникационных систем диапазонов СВЧ и КВЧ. В качестве примера здесь можно привести системы радиорелейной и спутниковой связи, устройства для контроля технологических процессов; приборы для медицинской электроники и т.д. При переходе от более низкочастотных диапазонов к диапазону СВЧ, с увеличением рабочей частоты происходит замена двухпроводных линий передачи (коаксиальные и симметричные кабели) металлическими волноводами. Однако использование волноводов имеет ряд недостатков: возможность распространения большого числа типов волн, густой спектр собственных колебаний, трудности в сопряжении с активными и пассивными элементами, громоздкость и большая металлоемкость конструкции. Альтернативой волноводам является разработка и применение ПЛП. Их использование, несмотря на ряд недостатков (более высокие потери, открытый характер линии и возможность паразитных электролитических связей) позволяет реализовать и большие преимущества по сравнению с волноводами (существенно меньшие габариты и вес, возможность формирования на подложке большого числа элементов, узлов в едином технологическом цикле и, таким образом, организации массового, промышленного производства, дешевизна изготовления).

К настоящему времени предложено, исследовано и практически осваивается большое количество ПЛП. Можно выделить следующие основные классы ПЛП:

- 1) несимметричная полосковая линия (НПЛ) или микрополосковая линия передачи (МПЛ),
- 2) симметричная полосковая линия передачи (СПЛ),
- 3) несимметричная щелевая линия (НЩЛ),
- 4) симметричная щелевая линия (СЩЛ),
- 5) копланарная полосковая линия (КПЛ).

В свою очередь каждый из вышеназванных классов имеет от 6 до 18 модификаций и конструктивных разновидностей в зависимости от числа сигнальных проводников или щелей, наличия или отсутствия экрана, количества слоев в диэлектрической подложке и т.д. Наибольшее применение среди перечисленных выше ПЛП получила несимметричная полосковая линия.

Освоение и совершенствование технологии производства, а именно: вакуумного напыления и травления металлов, процессов фотолитографии, разработка новых высококачественных диэлектрических материалов, используемых для подложек, позволяет создавать на основе ПЛП миниатюрные, дешевые, с хорошими характеристиками базовые элементы для микроэлектронных устройств и систем СВЧ и КВЧ диапазонов. К настоящему времени стало ясно, что полосковые линии передачи, а также элементы

(резонаторы, фильтры, направленные ответвители, делители мощности и т.д.), создаваемые на их основе, составляют элементарную базу современных устройств и систем диапазонов СВЧ и КВЧ. Использование ПЛП и элементов позволяет решить основные задачи при разработке интегральных и монолитных схем диапазонов СВЧ и КВЧ: уменьшение габаритов и массы, повышение надежности, уменьшение экономических затрат, улучшение ряда электрических характеристик СВЧ узлов. В интегральных схемах (ИС) диапазонов СВЧ и КВЧ на базе ПЛП формируют элементы с распределенными параметрами, которые используются вместе с элементами с сосредоточенными параметрами. Считается, что использование элементов с сосредоточенными параметрами целесообразно в тех частотных диапазонах, где выполняется неравенство  $l < (\lambda_g / 10)$ , где  $l$  – наибольший геометрический размер элемента,  $\lambda_g$  – длина волны. Другими словами, их размеры должны быть значительно меньше длины волны в соответствующей линии передачи, что обычно наблюдается на низких частотах. С ростом частоты, при переходе в диапазоны СВЧ и КВЧ, величина  $\lambda_g$  значительно уменьшается, что предопределяет необходимость использования элементов с распределенными параметрами. На частотах более 10 ГГц элементы с сосредоточенными параметрами, как правило, имеют более высокие потери и низкую добротность по сравнению с элементами с распределенными параметрами, а также обладают паразитными связями. Поэтому на высоких частотах применяются главным образом элементы с распределенными параметрами, которые составляют фундамент ИС СВЧ и КВЧ.

Ниже рассмотрены возможности реализации, конструкции и основные характеристики пассивных элементов (емкости, резисторы, индуктивности и т.д.), формируемых с использованием полосковых линий передачи. Вносимые конструктивно изменения в регулярную конструкцию полосковых линий передачи приводят к появлению так называемых нерегулярностей, имеющих уже статус элементов с соответствующими характеристиками. На базе полосковых линий передачи создаются также и более сложные элементы и устройства (резонаторы, фильтры, направленные ответвители и др.), которые широко используются для создания систем связи и обработки сигналов в диапазонах СВЧ и КВЧ

## 12.2. СИММЕТРИЧНАЯ ПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ

До освоения ИС СВЧ симметричная полосковая линия занимала доминирующее положение среди других полосковых линий передачи. По существу, такая линия является развитием коаксиального волновода, если его сечению придать прямоугольную форму, а боковые стенки «отнести в бесконечность».

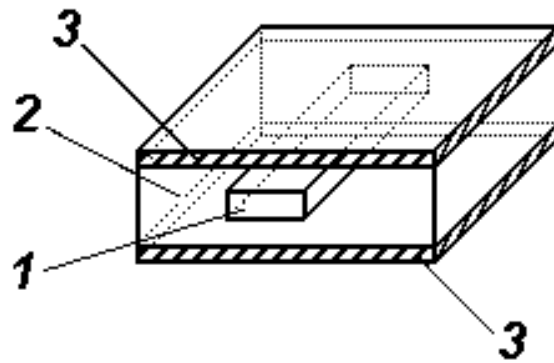


Рис. 12.1. Конструкция симметричной полосковой линии передачи.

В СПЛ (рис. 12.1, 12.2, а) центральный проводник (1) заключен внутри диэлектрической пластины (2) или подложки, на обе стороны которой нанесена общая металлизация (3), что обеспечивает хорошую экранировку и малые потери на излучение. Такие линии, однако, сложны в настройке, требуют строгого соблюдения геометрической симметрии. Они используются в устройствах, для которых микроминиатюризация не играет решающей роли.

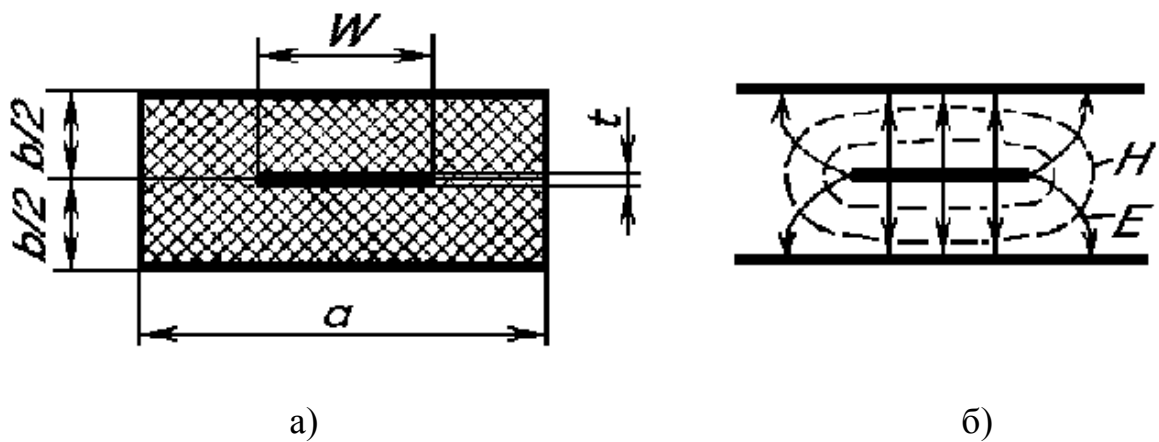


Рис. 12.2. Конструкция симметричной полосковой линии передачи (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля (б).

Распределение электрического и магнитного полей в линии показано на рис. 12.2, б. В СПЛ критическая частота ближайшего высшего типа колебаний, являющаяся одновременно предельной частотой для данной полосковой линии, определяется из приближенного соотношения

$$f_{кр} \approx 300 / (\sqrt{\epsilon_r}) \cdot [2 \cdot W + \pi \cdot b / 2] \quad (12.1)$$

где значения ширины полоскового проводника  $W$  и толщины подложки  $b$  выражены в мм, а значения  $f_{кр}$  - в ГГц.

Для СПЛ волновое сопротивление  $Z_B$  находится методом конформных отображений:

$$Z_B = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \frac{K(r)}{K(r^*)}, \quad (12.2)$$

где  $r = \operatorname{sech} h\left(\frac{\pi \cdot W}{2 \cdot b}\right)$ ;  $r^* = \sqrt{1 - r^2}$

$$y = \operatorname{sech}(x) = \frac{2}{e^x + e^{-x}} \text{ - (секанс гиперболический)}$$

где  $\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость однородного материала, полностью заполняющего поперечное сечение СПЛ,  $W$  – ширина полоскового проводника,  $b$  – толщина слоя диэлектрика,  $k^* = (1 - k^2)^{1/2}$ ,  $K(r)$ ,  $K(r^*)$  – полные эллиптические интегралы первого рода, для вычисления которых получены следующие приближенные формулы, дающие погрешность вычисления не более  $10^{-5}$ .

1) при  $0,5 \leq r^2 \leq 1$

$$\frac{K(r)}{K(r^*)} = \frac{\ln\left[\frac{2 \cdot (1 + \sqrt{r})}{(1 - \sqrt{r})}\right]}{\pi}, \quad (12.3)$$

2) при  $0 \leq r^2 \leq 0,5$

$$\frac{K(r)}{K(r^*)} = \frac{\pi}{\ln\left[\frac{2 \cdot (1 + \sqrt{r^*})}{(1 - \sqrt{r^*})}\right]}, \quad (12.4)$$

Коэффициент затухания, обусловленный потерями в диэлектрике, определяется по формуле

$$\alpha_\delta = 91 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} \cdot f \cdot \operatorname{tg} \delta ; \text{ [дБ/м]} \quad (12.5)$$

где  $\operatorname{tg} \delta$  – тангенс угла диэлектрических потерь, а  $f$  – частота, [ГГц].

Определение потерь в проводниках можно выполнить по формуле

$$\alpha_R = \frac{4,34 \cdot R_s}{Z_B \cdot W}, \text{ [дБ/м]} \quad (12.6)$$

где  $R_s$  – поверхностное сопротивление металла, из которого выполнена полосковая линия передачи.

Как следует из вышеизложенного, характеристики симметричной полосковой линии (критическая частота, волновое сопротивление, затухание)

зависят от конструктивных размеров: высоты линии  $b$ , ширины полоскового проводника  $W$ . Кроме того, следует отметить, что для поддержания «чистой» Т - волны (отсутствия высших типов волн)  $b$  и  $W$  должны быть меньше  $\lambda_v/2$ . Ширина основания выбирается из условия  $a \geq W + 2 \cdot b$ , при котором электрическое поле у кромки основания незначительно.

### 12.3. НЕСИММЕТРИЧНАЯ ПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ

Несимметричная полосковая линия передачи или микрополосковая линия (рис. 12,3, 12.4, а) представляет собой полосковую линию, у которой проводник (1) отделен от общей металлизации (3) слоем диэлектрика (2). Такая линия легко изготавливается с использованием современных технологических процессов, имеет малые габариты, низкую стоимость при серийном производстве, высокую надежность. Распределение линий напряженности электрического и магнитного полей показано на рис. 12.4, б. Несмотря на очевидную простоту конструкции, точный анализ характеристик микрополосковой линии, имеющей неоднородную диэлектрическую среду, достаточно сложен. Характеристики линии рассчитываются, как правило, в предположении о распространении квази Т-волны. Строго говоря, в линии распространяется смешанная волна, обладающая заметной дисперсией, что обуславливает изменение ее параметров от частоты. Точное определение частотно-зависимых параметров возможно при решении краевой задачи численными методами на ЭВМ.

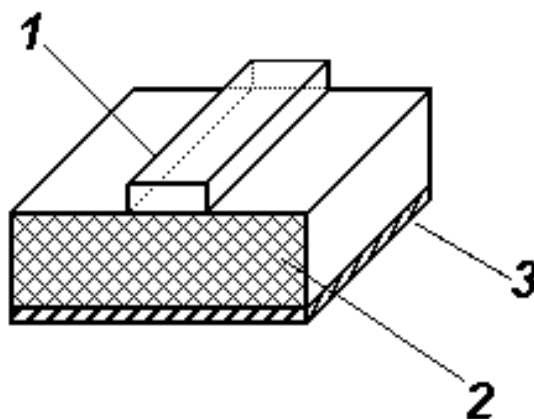


Рис. 12.3. Конструкция несимметричной полосковой линии передачи

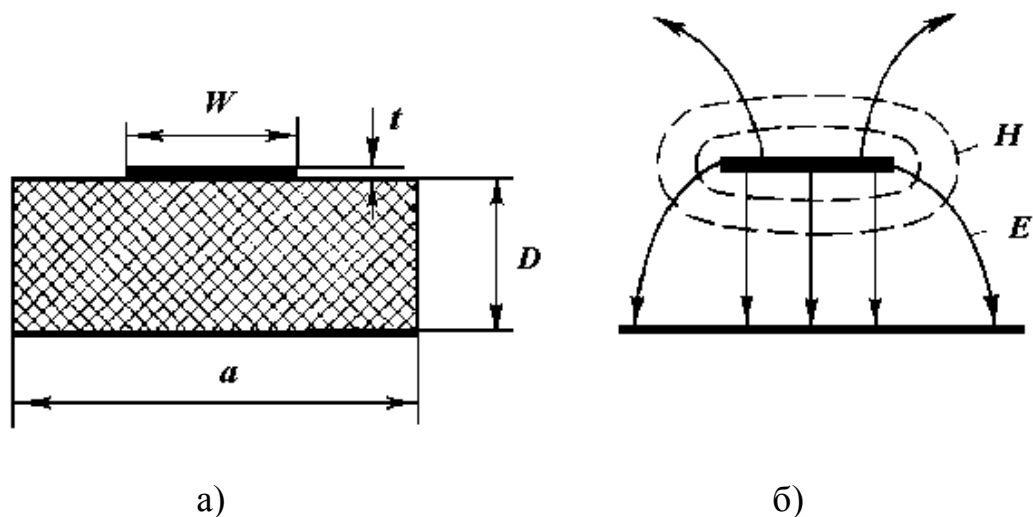


Рис. 12.4. Конструкция несимметричной полосковой линии передачи (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля (б).

Для НПЛ расчет волнового сопротивления и других параметров представляет собой более сложную задачу, чем для СПЛ. Основное отличие состоит в том, что НПЛ представляет собой открытую структуру, и построение ее строгой теории оказалось связанным с решением ряда сложных проблем математической теории дифракции и вычислительной электродинамики. Вместе с тем для целого ряда приложений оказались весьма полезными различные приближенные результаты. Один таких подходов связан с использованием так называемой модели Олинера. Эта модель основана на сравнении волновых сопротивлений реальной линии, имеющую относительную диэлектрическую проницаемость материала подложки  $\epsilon_r$  и однородно заполненного волновода с магнитными боковыми стенками. Причем заполнение этого волновода имеет величину  $\epsilon_{эфф}$  – эффективную относительную диэлектрическую проницаемость отличную от  $\epsilon_r$ . Величина  $\epsilon_{эфф}$  определяет равенство фазовых скоростей в обеих линиях. Эффективная ширина  $W_{эфф}$  НПЛ для модели Олинера определяется из равенства волновых сопротивлений исходной линии и модели.

Получен ряд приближенных соотношений для определения волнового сопротивления  $Z_B$  и эффективной относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{эфф}$  в квазистатическом приближении. Так, волновое сопротивление  $Z_B$  можно рассчитать с низкой погрешностью ( $\pm 1\%$ ) для  $1 < \epsilon_r < 16$  и геометрических размеров в области  $0,05 \leq W / D \leq 20$ .

Для широких проводников ( $W / D > 1$ )

$$Z_{\epsilon} = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{эфф}} [W / D + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(W / D + 1,444)]}, \quad (12.7)$$

и для узких проводников ( $W / D < 1$ )



$$Z_e = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} \cdot \ln\left(8 \cdot \frac{D}{W} + \frac{W}{4 \cdot D}\right), \quad (12.8)$$

где параметр  $\varepsilon_{\text{эфф}}$  равен:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot R}, \quad (12.9)$$

$$R = \sqrt{1 + \frac{10 \cdot D}{W}}. \quad (12.10)$$

Потери в МПЛ принято делить на потери в диэлектрике подложки, в металлических элементах линии и на излучение в окружающее пространство за счет поверхностных и пространственных типов волн. Для расчета потерь в металле и диэлектрике подложки известны достаточно простые расчетные соотношения. Потери на излучение связаны обычно с наличием разного рода неоднородностей в ПЛП. Так, это может быть обрыв линии, или её изгиб; отверстие в центральном проводнике; расположенная рядом другая линия (в этом случае говорят о связанных ПЛП).

Коэффициент затухания  $\alpha_\delta$  обусловленный потерями в диэлектрике определяется по следующим формулам:

$$\alpha_\delta = 91 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \cdot f \cdot \text{tg} \delta_{\text{эфф}}; \quad [\text{дБ/м}] \quad (12.11)$$

где  $\text{tg} \delta_{\text{эфф}} = \frac{\text{tg} \delta}{1 + \frac{(R-1)}{\varepsilon_r \cdot (R+1)}}$ , где  $f$  - частота [ГГц].

При учете конечной толщины проводника вместо отношения  $W/D$  надо подставлять величину  $W^*/D$ :

1) при  $W/D \leq 0,16$

$$W^*/D = \frac{W}{D} + \frac{t[1 + \ln(\frac{\pi \cdot W}{t})]}{\pi \cdot D}, \quad (12.12)$$

2) при  $W/D > 0,16$

$$W^*/D = \frac{W}{D} + \frac{t \cdot [1 + \ln(\frac{2 \cdot D}{t})]}{\pi \cdot D}. \quad (12.13)$$

Зависимость  $Z_B$  от отношения  $W/D$  при разных значениях  $\varepsilon_r$  (кривая 1 соответствует  $\varepsilon_r = 2,2$ ; кривая 2 -  $\varepsilon_r = 4,0$ ; кривая 3 -  $\varepsilon_r = 6,0$ ; кривая 4 -  $\varepsilon_r = 9,6$ ) можно показать кривыми, изображенными на рис. 12.5. Анализ этих кривых показывает, что величина  $Z_B$  в МПЛ уменьшается при увеличении  $W$ ,  $\varepsilon_r$  и при

уменьшении толщины подложки  $D$ .

Расчёты показывают, что при значениях параметров МПЛ  $W = 1$  мм,  $D = 1$  мм, изготовленной на базе поликора с  $\epsilon_r = 9,6$ , её волновое сопротивление составляет приблизительно 50 Ом.

Более строгий анализ показывает, что в МПЛ распространяется не чистая Т-волна, поэтому волновое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость зависит от рабочей частоты. Такая зависимость называется дисперсией. В расчетных соотношениях, представленных выше, при учете дисперсии необходимо произвести замену  $\epsilon_{эфф}$  на  $\epsilon_{эфф}(t)$ .

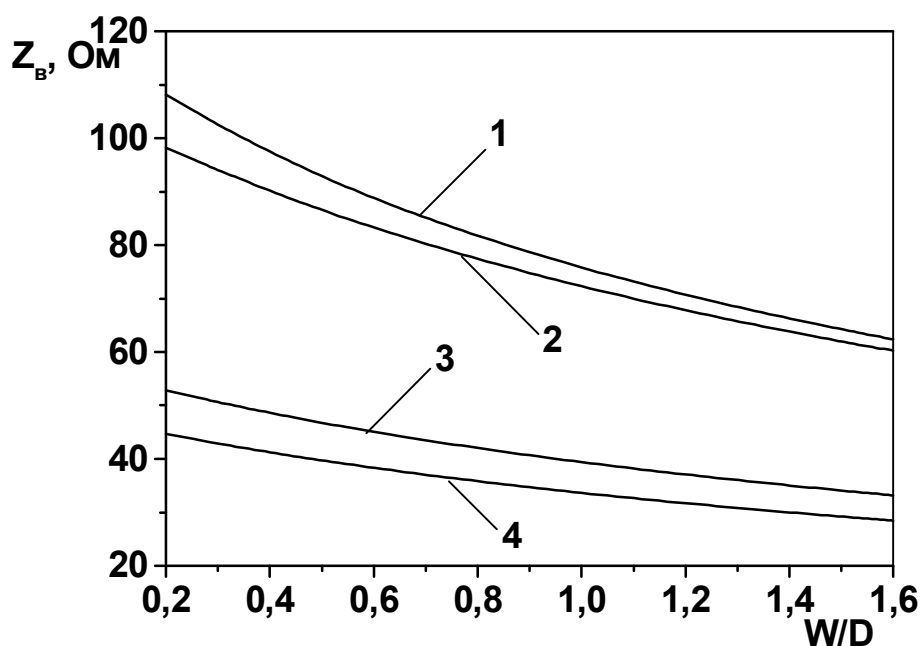


Рис. 12.5. Зависимость величины волнового сопротивления от конструктивных параметров и размеров.

На основе обобщения многочисленных экспериментальных данных получена следующая эмпирическая формула, позволяющая учесть зависимость  $\epsilon_{эфф}$  от частоты:

$$\epsilon_{эфф} = \left\{ \left[ \frac{(f / f_w)^2 + 1}{(f / f_w)^2 + \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{эфф}}}} \right]^2 \right\} \cdot \epsilon_r, \quad (12.14)$$

где

$$f_w = 3.5 + \frac{16,2 \cdot \epsilon_r^{0.25}}{1 + \frac{0,12 \cdot W \cdot \epsilon_r^{0.35}}{D}} [\Gamma\Gamma\mu], \quad (12.15)$$

где  $f$  - рабочая частота [размерность в ГГц], размерность  $W$  и  $D$  в соизмеримых величинах.

Точность расчётов по формулам (12.14) и (12.15) не хуже 2% при  $\varepsilon_r < 12$  и  $D < 1$  мм.

Коэффициент затухания  $\alpha_m$  в металле определяется по следующим приближенным формулам:

1) при  $W/D \leq 0,16$

$$\alpha_m \approx \frac{0,0114 \cdot N \cdot S}{\pi \cdot W \cdot D} \left\{ p + D \cdot \left[ \ln \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot W}{t} \right) + \frac{t}{W} \right] \right\}, \quad (12.16)$$

2) при  $0,16 < W/D \leq 2$

$$\alpha_m \approx \frac{0,0114 \cdot N \cdot S \cdot l_1}{D} = \frac{0,0114 \cdot \sqrt{q \cdot f} \cdot S \cdot l_1}{Z_B \cdot D} \quad (12.17)$$

где  $q = \sqrt{\frac{\sigma_x}{\sigma_m}}$ , а  $\sigma_x$  - проводимость материала, используемого для изготовления проводников микрополосковой линии,  $\sigma_m$  - проводимость меди.

3) при  $W/D > 2$

$$\alpha_m \approx \frac{0,0716 \cdot N \cdot l_1}{D} \cdot \frac{\left[ \frac{W^*}{D} + \frac{W^*}{\pi \cdot D \cdot M} \right]}{\left[ \frac{W^*}{D} + \frac{2 \cdot \ln(17,08 \cdot M)}{\pi} \right]^2} \quad (12.18)$$

где  $M = \frac{W^*}{2 \cdot D} + 0,94$ ;  $l_1 = p + \frac{D \left[ \ln \left( \frac{2 \cdot D}{t} \right) - \frac{t}{D} \right]}{\pi \cdot W^*}$ ;  $p = 1 + \frac{D}{W}$ ;  $N = \frac{\sqrt{q \cdot f}}{Z_B}$ ;

$$S = 1 - \left[ \frac{W^*}{4 \cdot D} \right]^2.$$

На рис. 12.6 представлены зависимости коэффициента затухания микрополосковой линии передачи от частоты при значениях параметров  $\varepsilon_r = 9,6$ ,  $D = 1$  мм,  $Z_B = 75$  Ом (кривая 1) и  $Z_B = 50$  Ом (кривая 2.) Видно, что с ростом частоты коэффициент затухания возрастает по закону  $\sim \sqrt{f}$ . С ростом волнового сопротивления потери также возрастают при равенстве всех остальных параметров. Реальные микрополосковые схемы размещаются в экранирующем корпусе. При этом идеализированное представление о проводящих границах, расположенных на бесконечном расстоянии от полоски,

в ряде случаев оказывается неточным. Однако считается, что если экранирующий корпус располагается на расстоянии больше, чем  $10 \cdot W$ , тогда параметры такой линии передачи можно определять по представленным выше формулам для линий без экранирования.

В реальных микрополосковых линиях затухание повышается из-за шероховатости подложки, конечной толщины адгезионного подслоя между проводником и подложкой, а также из-за ряда других факторов неучтенных выше.

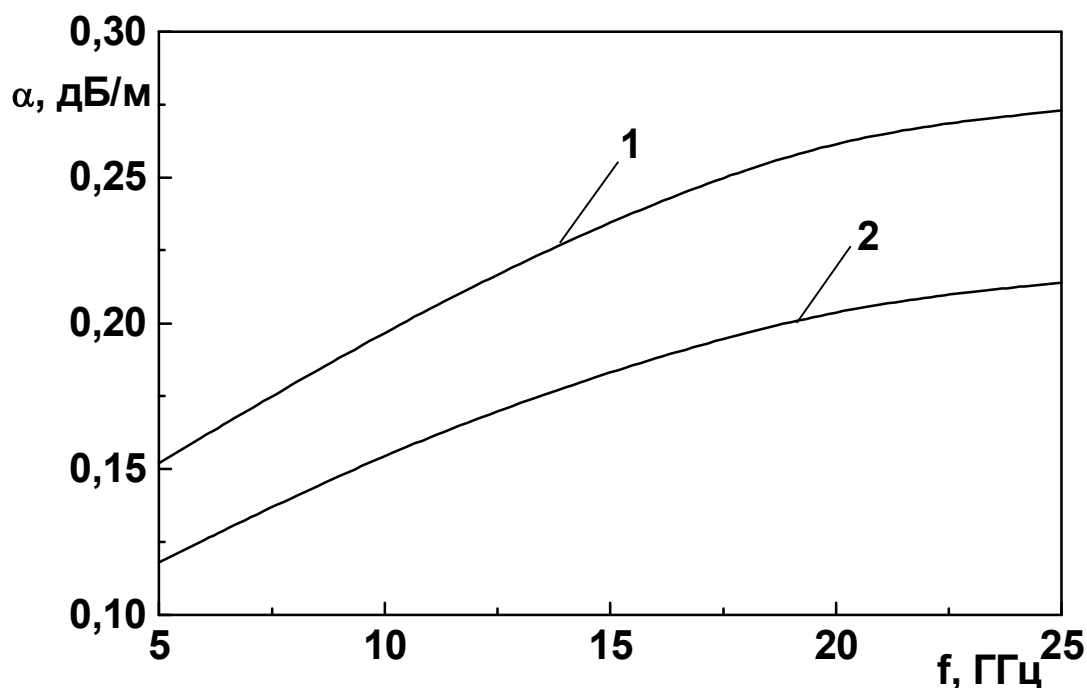


Рис. 12.6. Зависимость затухания микрополосковой линии передачи от частоты.

Верхний предел рабочего диапазона частот микрополосковой линии определяется условием интенсивного возбуждения паразитных поверхностных волн. Частота интенсивного возбуждения таких поверхностных волн, являющаяся верхней предельной частотой использования микрополосковой линии, находится из соотношения

$$f_{кр} = c/4 \cdot D \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1} = 75/\sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (12.19)$$

где величина  $f_{кр}$  выражена в ГГц, а  $D$  - в мм.

В режиме непрерывных колебаний потери в микрополосковой линии, а также интенсивность отвода тепла от подложки, определяют электрическую

прочность. Ориентировочные значения предельной средней мощности для линии с сапфировой подложкой составляют 80 - 100 Вт, а предельной импульсной мощности (при скважности сигнала более 50) - несколько киловатт.

Из вышесказанного ясно, что электрические характеристики микрополосковой линии определяются ее геометрическими размерами. Уменьшение толщины подложки обеспечивает: малые потери на излучение, снижение вероятности возбуждения поверхностных волн, увеличение плотности монтажа. Однако при прочих равных условиях для сохранения постоянного волнового сопротивления необходимо уменьшать  $W$ , что, в свою очередь, приводит к увеличению потерь в проводниках. Кроме того, при малых значениях параметров  $D$  и  $W$  требуемые технологические допуски для обеспечения удовлетворительных электрических характеристик могут оказаться трудно реализуемыми. Компромиссным решением при выборе  $D$  является принятый ряд стандартных значений толщины подложки для микрополосковых линий:  $D = 0,25; 0,5; 1$  мм.

Остановимся на определении еще одного геометрического размера микрополосковой линии - толщины проводника. Ток в проводнике микрополосковой линии протекает в основном по стороне проводника, обращенной к подложке, и концентрируется в слое, толщина которого равна примерно толщине скин-слоя  $\delta_c$ . Для обеспечения малых потерь в проводнике необходимо, чтобы толщина проводника и заземленной пластины составляла примерно 3 -5 толщин скин-слоя.

#### 12.4. ЩЕЛЕВАЯ ЛИНИЯ

Эта линия представляет собой узкую щель или зазор в тонком проводящем слое, выполненном на одной стороне диэлектрической подложки с высоким значением  $\epsilon_r$  (рис. 12.7, а).

Электромагнитная волна распространяется вдоль щели, формируя распределение полей, которое показано на рис. 12.7, б. Основными достоинствами щелевой линии является наличие эллиптической поляризации магнитного поля, что позволяет использовать ее для построения невзаимных устройств, простота изготовления, низкие потери, удобство монтажа дискретных элементов, возможность получения высокого волнового сопротивления.

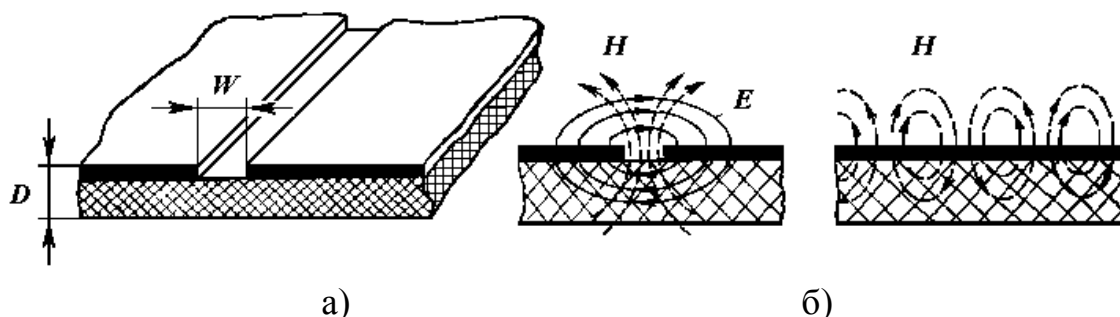


Рис. 12.7. Конструкция симметричной щелевой линии (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля в симметричной щелевой линии передачи (б).

При Т-приближении волновое сопротивление щелевой линии определяется следующим образом:

$$Z_B = 533 \cdot \left[ \sqrt{1 + \epsilon_r} / \epsilon_r \right] \cdot [K'(r)/K(r)] \quad (12.20)$$

где  $r = th(\pi \cdot W / 4 \cdot D)$ ; а  $K'(r), K(r)$  - полные эллиптические интегралы первого рода от модуля  $r$ ;

$$K'(r) = K(r'); r' = \sqrt{1 - r^2} \quad (12.21)$$

В щелевой линии часть электрического поля находится в воздухе, в связи с чем эффективная диэлектрическая проницаемость примерно равна полусумме диэлектрических проницаемостей подложки и воздуха  $\epsilon_{эф} \approx [(\epsilon_r + 1)/2]$ .

## 12.5. КОПЛАНАРНАЯ ПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ

Конструкция копланарной линии передачи показано на рис.12.8, а. Она состоит из центрального проводника и двух параллельных ему проводников, расположенных в той же плоскости по обе стороны от центрального проводника. Электромагнитная волна распространяется вдоль щелей между проводящими поверхностями. Распределение щелей в линии показано на рис. 12.8, б. Перечисленные выше достоинства щелевой линии справедливы и для копланарной линии.

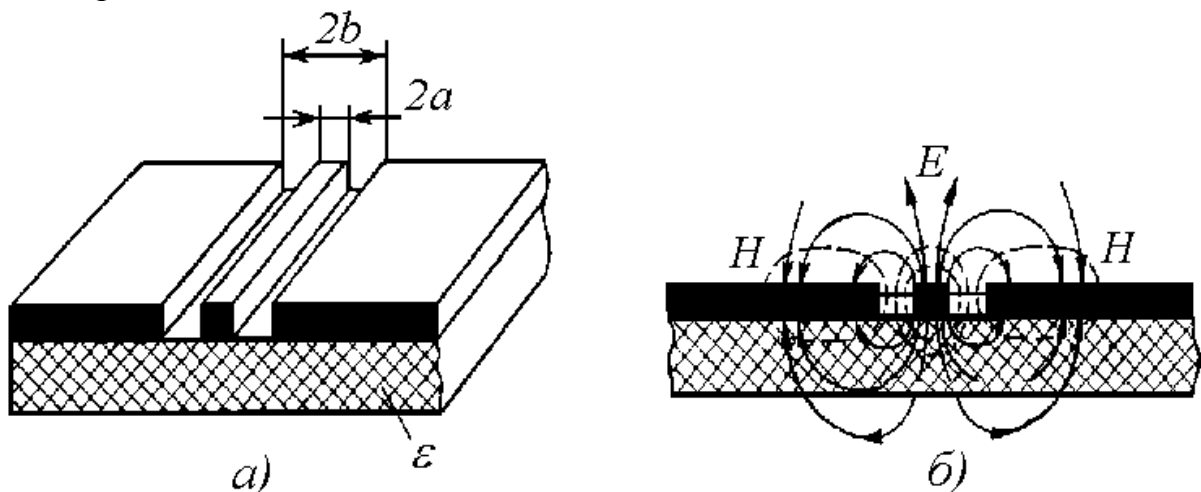


Рис. 12.8. Конструкция копланарной полосковой линии передачи (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля (б).

Волновое сопротивление копланарной линии, вычисленное с помощью квазистатического приближения, равно

$$Z_B \sqrt{\varepsilon + 1} = 133,2 K'(R) / K(R), \quad (11.22)$$

где  $R = [1 + (b - a) / a]^{-1}$ ;  $2a$  - ширина центрального проводника;  $2b$  - расстояние между двумя заземленными пластинами.

Волновое сопротивление копланарной линии практически не зависит от толщины подложки. Влияние экранирующего корпуса, в который, как правило, помещается микросхема, оказывается незначительным, если его внутренняя поверхность располагается относительно поверхности проводников на расстоянии, большем, чем удвоенная ширина щели.

## 12.6. СВЯЗАННЫЕ ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Связанными линиями называют две или несколько линий передачи, между которыми имеется непрерывная распределенная по длине электромагнитная связь. Они широко применяются в различных схемах фильтров, резонаторов, направленных ответвителей, фазовращателей и т. д.

Рассмотрим широко используемую в СВЧ микросхемах пару связанных полосковых линий передачи (рис. 12.9, а) при возбуждении их с двух входов одинаковыми по амплитуде волнами напряжений: синфазно (четное возбуждение) и противофазно (нечетное возбуждение). На рис. 12.9, б, в изображена конфигурация электрического поля в поперечном сечении, получаемая соответственно при четном и нечетном видах возбуждения.

При четном виде возбуждения токи в обоих проводниках равны и одинаково направлены, а при нечетном виде возбуждения - равны и противоположно направлены. Электромагнитное поле, окружающее и связывающее линии, частично находится в воздухе, а частично в диэлектрике подложки (рис. 12.9).

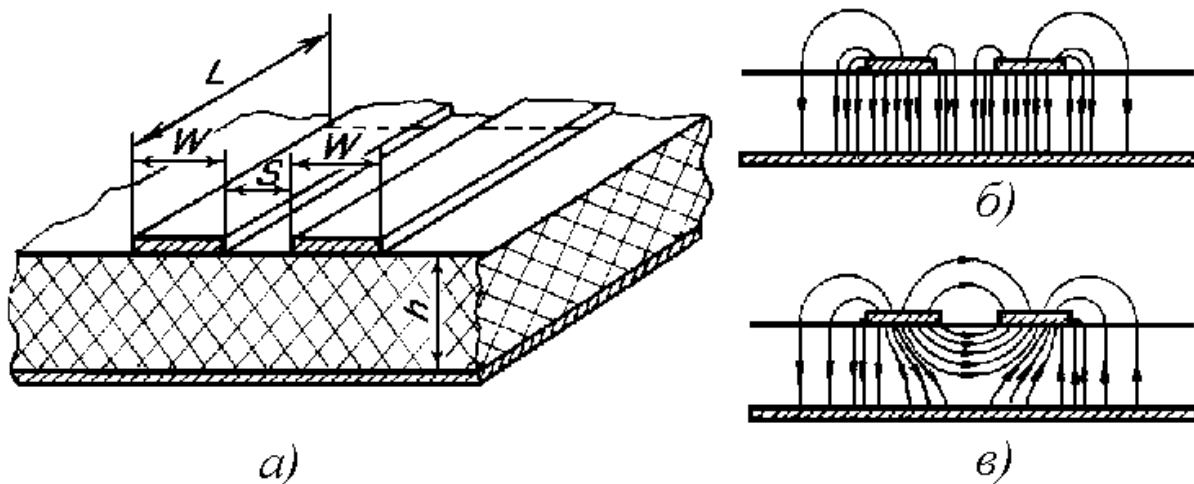


Рис. 12.9. Связанные полосковые линии передачи (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля при чётном (б) и

нечётном (в) возбуждении.

При четном виде возбуждения распределение электромагнитного поля показано на рис. 12.9, б, а при нечетном виде возбуждения - на рис. 12.9, в. Важным результатом исследования связанных линий при таком возбуждении является то, что очень сложный анализ пары взаимодействующих между собой линий может быть эквивалентно заменен достаточно простым рассмотрением изолированных линий, работающих при четном и нечетном видах возбуждения. При этом вводятся параметры  $Z_{ве}$  и  $Z_{во}$  - волновые сопротивления каждой линии соответственно при четном и нечетном видах возбуждения.

Сопротивления  $Z_{ве}$  и  $Z_{во}$  позволяют связать электрические характеристики линий с их конструктивными размерами. Эти сопротивления, так же как и волновое сопротивление  $Z_B$  одиночной линии, могут быть выражены через емкости  $C_{ве}$  и  $C_{во}$  на единицу длины линии:

$$Z_{ве} = 1/v_{\phi e} C_{ве} , \quad (12.23)$$

- для линии с четным видом возбуждения;

$$Z_{во} = 1/v_{\phi o} C_{во} , \quad (12.24)$$

- для линии с нечетным видом возбуждения;

$$Z_B = 1/v_{\phi} C_B , \quad (12.25)$$

- для одиночной линии.

Известен анализ величин емкостей  $C_{во}$  и  $C_{ве}$  и соответствующих им волновых сопротивлений. При четном виде возбуждения (рис. 12.9, б) емкость  $C_{ве}$  каждого проводника относительно заземленных оснований меньше, а при нечетном (рис. 12.9, в)  $C_{во}$  - больше, чем емкость  $C_B$  проводника одиночной линии такого же размера. Следовательно, волновые сопротивления находятся в следующем соотношении:  $Z_{ве} > Z_B > Z_{во}$ .

Связанные микрополосковые линии нашли широкое применение в интегральных схемах фильтров, направленных ответвителей, резонаторов диапазонов СВЧ и КВЧ.



## 13. КОНСТРУКЦИИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИЙ СВЯЗИ

### 13.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ СВЯЗИ

#### 13.1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И МАРКИРОВКА КАБЕЛЕЙ

*Кабелем* называется электротехническое изделие, содержащее изолированные проводники, объединенные в единую конструкцию и заключенные в общую металлическую или пластмассовую оболочку и защитные покровы (рис. 13.1).

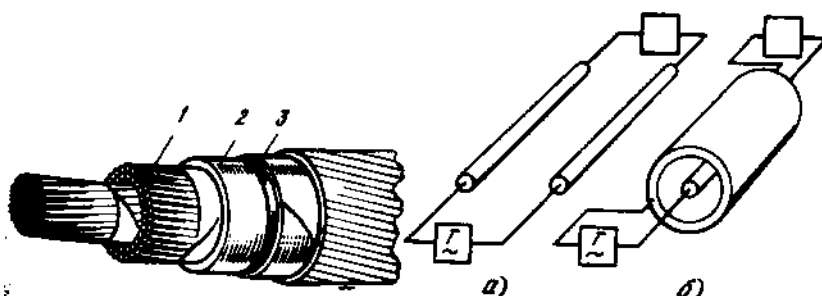


Рис. 13.1. Общий вид кабеля:  
1- сердечник; 2- оболочка;  
3- броневого покров.

Рис. 13.2. Кабельные цепи:  
а — симметричная; б — коаксиальная.

Современные кабели связи классифицируются по ряду признаков: в зависимости от назначения, области применения, условий прокладки и эксплуатации, спектра передаваемых частот, конструкции, материала и формы изоляции, системы скрутки, рода защитных покровов.

В зависимости от области применения кабели связи разделяются на магистральные, зонавые (внутриобластные), сельские, городские, подводные, а также кабели для соединительных линий и вставок. Изготавливаются также радиочастотные кабели для фидеров питания антенн радиостанций и монтажа радиотехнических установок.

В зависимости от условий прокладки и эксплуатации кабели разделяются на подземные, подводные, подвесные и кабели для протяжки в телефонной канализации.

По спектру передаваемых частот кабели связи делятся на низкочастотные (тональные) и высокочастотные (от 12 кГц и выше).

По конструкции и взаимному расположению проводников цепи кабели подразделяются на симметричные и коаксиальные.

*Симметричная цепь* состоит из двух совершенно одинаковых в электрическом и конструктивном отношении изолированных проводников (рис. 13.2, а). *Коаксиальная цепь* представляет собой два цилиндра с совмещенной осью, причем один цилиндр — сплошной проводник концентрически расположен внутри другого цилиндра — полого (рис. 13.2, б).

Кроме того, различают кабели в зависимости от: состава входящих в него элементов — однородные и комбинированные; материала и структуры изоляции — с воздушно-бумажной, кордельно-бумажной, кордельно-стирофлексной (полистирольной), сплошной полиэтиленовой, пористо-полиэтиленовой, баллонно-полиэтиленовой, шайбовой полиэтиленовой, фторопластовой и другой изоляцией;

вида скрутки изолированных проводников в группы — парной и четверочной (звездной), в сердечник — повивной и пучковой скрутки.

Наконец, кабели делятся по виду оболочек: металлические (свинец, алюминий, сталь), пластмассовые (полиэтилен, поливинилхлорид), металлопластмассовые (альпэт, стальпэт), а также по виду защитноброневых покровов (ленточная или проволоочная броня, джутовый или пластмассовый покров).

Для удобства классификации и пользования кабелями им присваивается определенное условное обозначение — марка кабеля. Магистральные и междугородные кабели маркируются буквой М; буквы КМ обозначают коаксиальные магистральные. Телефонным городским кабелям присваивается буква Т. Если кабель имеет стирофлексную (полистирольную) изоляцию, то дополнительно вводится буква С, полиэтиленовую изоляцию — буква П. В кабелях с алюминиевой оболочкой еще добавляется буква А, а со стальной — буква С.

В зависимости от вида защитных покровов кабели маркируются буквами: Г — голые (освинцованные), Б — с ленточной юней и К — с круглопроволочной броней. Наличие наружной пластмассовой оболочки обозначается буквой П (полиэтиленовая) или В (поливинилхлоридная).

Соответственно междугородные симметричные кабели в свинцовой оболочке с кордельно-бумажной изоляцией имеют марки МКГ, МКБ, МКК, с кордельно-стирофлексной изоляцией — МКСГ, МКСБ, МКСК, с полиэтиленовой изоляцией — МКПГ, МКПБ, МКПК. Симметричные кабели со стирофлексной изоляцией в алюминиевой оболочке: МКСАШп, МКСАБпШп, МКСАКпШп. Симметричные кабели в стальной оболочке имеют марку МКССШп.

Коаксиальные магистральные кабели маркируются КМГ, КМБ, КМК (в свинцовой оболочке), КМА, КМАБ, КМАК (в алюминиевой оболочке). Комбинированные коаксиальные магистральные кабели имеют, кроме того, дробный индекс, обозначающий число больших пар 2,6/9,5 мм (числитель) и малых пар 1,2/4,6 мм (знаменатель) (например, КМБ-8/6, КМБ-6/4 и др.). Малогабаритные коаксиальные кабели имеют марки МКТС: МКТСБ (в свинцовой оболочке), МКТАШп (в алюминиевой оболочке и в полиэтиленовом шланге).

Однокоаксиальные кабели с пористо-полиэтиленовой изоляцией для внутриобластной связи с алюминиевым внешним проводом маркируются ВКПАП и ВКПАПт (букла «т» означает наличие встроенного троса).

Городские телефонные кабели парной скрутки в свинцовой оболочке маркируются буквами ТГ, ТБ, ТК. Городским телефонным кабелям с

полиэтиленовой изоляцией и в пластмассовой оболочке присвоены марки ТПП, ТППБ (полиэтилен) и ТПВ, ТПВБ (поливинилхлорид). Влагостойкие кабели с герметизированным заполнением маркируются ТППЗ.

Кабели звездной скрутки для соединительных линий и узлов связи обозначаются марками ТЗГ, ТЗБ и т. д. (с кордельно-бумажной изоляцией) и ТЗПП, ТЗППБ и т. д. (с пористо-полиэтиленовой изоляцией). Кабели в алюминиевой оболочке с защитой полиэтиленовым шлангом маркируются ТЗАШп и ТЗАБпШп. Одночетверочные кабели зонной связи маркируются ЗКП (в полиэтиленовой оболочке) и ЗКПАп (в алюминиевой оболочке и полиэтиленовом шланге).

Кабели сельской связи с полиэтиленовой изоляцией и в пластмассовой оболочке имеют марки КСПП, КСППБ, КСППК (одно- и двухчетверочные с диаметром жил 0,9 и 1,2 мм). Однопарные кабели маркируются ПРВПМ и ПРВПА. Буква А означает наличие алюминиевых жил вместо медных.

Для сельского радиовещания применяются магистральные фидерные кабели МРМ-1х2 и абонентские кабели ПРПГЩ-1х2.

Последнее время широко используются оптические кабели (ОК), которые содержат вместо медных проводников тонкие волокна из кварцевого стекла — световоды. Эти кабели предназначаются для междугородной, городской и подводной связи. Имеются также монтажные оптические кабели. В конструктивном отношении ОК подразделяются на три группы: повивные, с профилированным сердечником и плоские ленточного типа. Оптические кабели изготавливаются с числом волокон 2, 4, 6, 8, 10 и т. д., которое указывается в марке ОК, например ОК-4 означает наличие четырех волокон.

### 13.1.2. ПРОВОДНИКИ

Токопроводящие жилы (обычно круглой формы) кабелей должны обладать высокой электрической проводимостью, гибкостью и достаточной механической прочностью. Наиболее распространенными материалами для изготовления кабельных жил являются медь и алюминий.

*Медь*, как правило, применяется отожженная, мягкая, марки ММ с удельным сопротивлением  $0,01754 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$  и температурным коэффициентом сопротивления постоянному току 0,004. Прочность на разрыв  $260 \text{ Н}/\text{мм}^2$  с относительным удлинением 25% (Для жил диаметром 1 ... 1,5 мм). Удельный вес  $8,89 \text{ г}/\text{см}^3$ . *Алюминий* имеет удельное сопротивление  $0,0295 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$ , т. е. в 1,65 раза больше, чем у меди. Температурный коэффициент 0,0042. Удельный вес  $2,72 \text{ г}/\text{см}^3$ .

Медная проволока используется диаметром 0,122; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7 мм для кабелей городских телефонных сетей и 0,8; 0,9; 1,0; 1,1; 1,2 мм для междугородных кабелей. На городских сетях наиболее широко применяются кабели с жилами диаметром 0,5 мм, а для междугородной связи — с жилами диаметром 1,2 мм.

Алюминиевые жилы, применяемые в производстве кабелей связи, имеют диаметры 1,15; 1,55; 1,8 мм. Эти жилы аналогичны по электрической

проводимости медным с диаметром 0,9; 1,2; 1,4 мм соответственно. По механическим характеристикам лучшие результаты дают алюминиевые сплавы, содержащие присадку из магния, железа и других металлов.

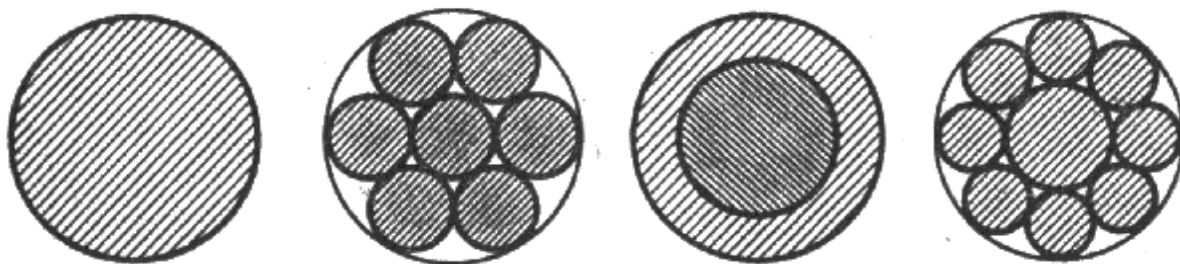


Рис. 13.3. Конструкция кабельных проводников: а — сплошной; б — гибкий; в — биметаллический; г — для подводных кабелей.

Наряду со сплошными цилиндрическими проводниками используются также проводники несколько более сложной конструкции (рис. 13.3). В тех кабелях, где требуются повышенная гибкость и механическая прочность, токопроводящая жила скручивается в группу из нескольких проволок (чаще 7, 12, 19 и т. д.). Имеются также биметаллические проводники конструкции алюминий — медь. В подводных кабелях применяется многопроволочная жила, состоящая из проволок разного сечения. В центре такой жилы размещается толстый проводник, а повив состоит из тонких проволок.

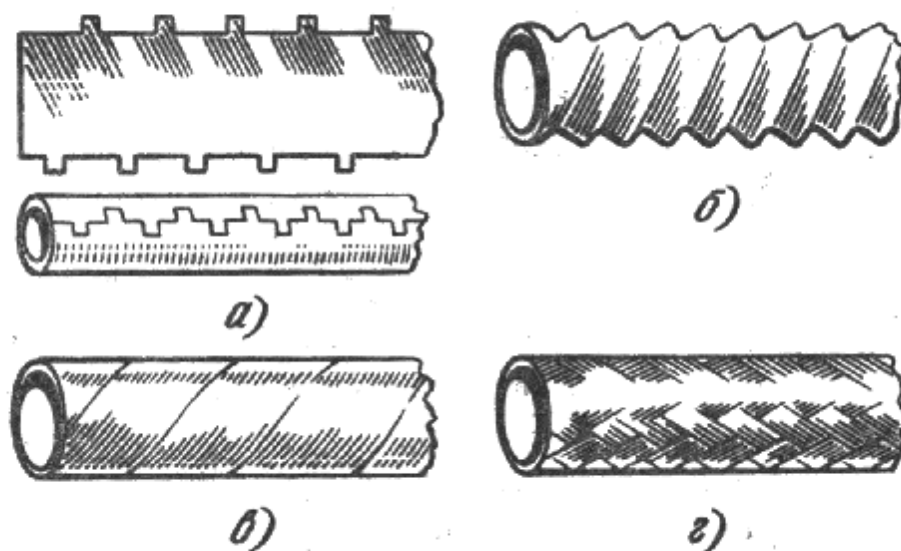


Рис. 13.4. Конструкция внешних проводников коаксиальных кабелей: а — молния; в — гофрированный; в — спиральный; г — оплеточный.

Указанные токопроводящие жилы используются для симметричных кабелей и в качестве внутреннего проводника коаксиального кабеля. Внешний проводник коаксиального кабеля, имеющий форму полового

цилиндра, изготавливается в виде тонкой трубки из меди и алюминия. В электрическом отношении наилучшей формой внешнего проводника коаксиального кабеля является однородная по всей длине трубка. Однако изготовить достаточно длинный гибкий кабель со сплошным цилиндрическим внешним проводником крайне затруднительно. Промышленное применение имеют конструктивные разновидности гибких внешних проводников коаксиального кабеля, приведенные на рис. 13.4.

Наибольшее применение в коаксиальных кабелях дальней связи получила конструкция внешнего проводника типа «молния», как более технологичная и обеспечивающая требуемую электрическую однородность по длине.

Основные характеристики кабельных проводниковых материалов приведены в табл. 13.1.

Таблица 13.1

Наименование материала	Плотность, г/см <sup>3</sup>	Удельное сопротивление при 20° С, Ом×мм <sup>2</sup> /м×10 <sup>-6</sup>	Предел прочности при растяжении		Относительное удлинение, %	Температурный коэффициент сопротивления на 1°С
			МПа	кгс/мм		
Медь ММ	8,9	0,01754	270	27	25	0,0012912
Медь МТ	8,9	0,01820	1290	129	1	0,0012912
Алюминий АМ.	2,7	0,0295	750	75	15	0,004212
Алюминий АТ	2,7	0,00295	160	16	1,5	0,004212
Алюминий АТ	7,8	6,12180	1250...5	125...5	8	0,00455
Сталь	12,4	0,2210	00	0	50	0,00412
Свинец			14...16	1,4...1,6		

### 13.1.3. ИЗОЛЯЦИЯ

Материал, применяемый для изоляции кабельных жил, должен обладать высокими и стабильными во времени электрическими характеристиками, быть гибким, механически прочным и не требовать сложной технологической обработки. В электрическом отношении свойства изоляции определяются следующими параметрами: электрической прочностью  $U$ , при которой происходит пробой изоляции; удельным электрическим сопротивлением  $\rho$ , характеризующим ток утечки в диэлектрике; диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ , характеризующей степень смещения (поляризации) зарядов в диэлектрике при воздействии на него электрического поля; тангенсом угла диэлектрических потерь (или величиной диэлектрических потерь)  $tg\delta$ , характеризующим потери высокочастотной энергии в диэлектрике.

Наилучшим диэлектриком является воздух ( $\epsilon_r = 1$ ;  $p \rightarrow \infty$  и  $tg\delta \rightarrow 0$ ). Однако создать изоляцию только из воздуха практически невозможно. Поэтому кабельная изоляция, как правило, является комбинированной и содержит как воздух, так и твердый диэлектрик, причем количество твердого диэлектрика должно быть минимальным и определяться требованием устойчивости изоляции и жесткости ее конструкции. Изоляция должна предохранять токопроводящие жилы от соприкосновения между собой и строго фиксировать взаимное расположение жил в группе по всей длине кабеля.

В качестве диэлектриков в кабелях связи широко используются полимеризационные пластмассы типа полистирол (стирофлекс), полиэтилен, фторопласт, полихлорвинил и др. Сочетание высоких электрических характеристик в широком спектре частот, влагостойкости к различным агрессивным средам и сравнительно несложной технологической обработки обеспечило пластмассам широкое применение в кабелях связи в качестве изоляции и защитных оболочек.

При оценке пригодности того или иного типа кабеля следует иметь в виду, что ширина полосы частот, передаваемой по кабелю, обусловлена качеством используемого диэлектрика ( $\epsilon$ ,  $tg\delta$ ) и в первую очередь — величиной диэлектрических потерь. Потери высокочастотной энергии в диэлектрике кабеля  $a_d$  непосредственно связаны с величиной  $tg\delta$  и прямолинейно возрастают с ростом частоты. Для сравнения укажем, что при частоте 1 МГц величина  $tg\delta$  кордельно-бумажной изоляции составляет  $400 \cdot 10^{-4}$ , а полиэтилена — не более  $5 \cdot 10^{-4}$ . С ростом частоты эта разница в потерях линейно возрастает, и для высокочастотных кабелей становятся пригодными лишь определенные пластмассы.

Основные физико-механические и электрические свойства указанных материалов приведены в табл. 13.2.

Таблица 13.2

Материал	Плотность, г/см <sup>3</sup>	Предел прочности при растяжении		Относительное удлинение при разрыве, %	Теплостойкость, °С	Диэлектрическая проницаемость	$tg\delta \cdot 10^{-4}$ при частоте 1 кГц
		МПа	кгс/см <sup>2</sup>				
Кабельная бумага	0,7	80	800	2	—	2...2,5	80
Полистирол	1,05	120.. .50	1200... 500	1,5...12,5	70	2,5...2,7	2
Сплошной полиэтилен	0,92	12... 18	120... 180	150...600	120	2,28...2,1 20	12

Пористый полиэтилен	0,47	2,5... 5	25... 50	1200	120	1,45...1,5 0	4
Поливинилхлорид	1,26... 1,40	10... 22	100... 220	150...400	—	12...6	1200...10 00

*Бумага*, предназначенная для изоляции жил НЧ кабелей, вырабатывается из сульфатной целлюлозы. Для междугородных кабелей применяется бумага толщиной 0,12 и 0,17 мм. Для удобства монтажа бумагу окрашивают в разный цвет: красный, синий, зеленый.

*Бумажный кордель* представляет собой нить, скрученную из кабельной бумаги диаметром 0,6; 0,76 и 0,85 мм. Прочность бумажного корделя равна 70 МПа (7 кгс/мм<sup>2</sup>).

*Полистирол* (стирофлекс) вырабатывают из жидкого стирола, исходным сырьем для которого является нефть или каменный уголь. Полистирол прозрачный, гибкий и негигроскопичный материал, из которого вырабатывают ленты толщиной 0,045 мм и шириной 10... 12 мм и кордель диаметром 0,8 мм для изоляции жил высокочастотных кабелей связи.

Полистирол имеет различную расцветку - красную, синюю, зеленую. Недостатком полистирола является его низкая теплостойкость, находящаяся в пределах 65 ... 80° С.

*Полиэтилен* получают путем полимеризации жидкого этилена. Полиэтилен представляет собой молочно-белый (иногда желтовато-белый) материал, на ощупь напоминающий парафин. При поджигании загорается медленно и горит синеватым пламенем без копоти. Полиэтилен термопластичен, температура его размягчения около 120° С. При обычной температуре на него не действуют кислоты и щелочи.

Существуют два способа получения полиэтилена: при высоком давлении (150... 1250 МПа, или 1500... 12500 ат) и температуре 200° С и при низком давлении (0,12 ... 0,4 МПа, или 12 ... 4 атм.) и температуре 70° С. Полиэтилен низкого давления отличается большей плотностью (до 0,97 г/см<sup>3</sup>) и более кристаллической структурой, чем полиэтилен высокого давления. Полиэтилен выпускается в виде мелких частиц-гранул размером 12 мм.

*Пористый полиэтилен* получается введением в состав композиции полиэтилена газообразователей или порофоров, способных при определенных температурах переходить в газообразное состояние.

*Поливинилхлорид* получается путем полимеризации винилхлорида. Чтобы получить из поливинилхлорида мягкий материал, его смешивают с пластификатором. Поливинилхлорид весьма устойчив к действию химических реагентов, однако сравнительно легко разлагается при нагревании, выделяя хлористый водород. Важным свойством его является негорючесть, поэтому он нашел широкое применение в качестве оболочек стационарных кабелей связи.

Существенным недостатком поливинилхлорида является сравнительно низкая теплостойкость (не выше 70°C). При низких температурах пластикат теряет прочность, а при высоких резко ухудшает свои электрические свойства.

На основе указанных диэлектриков в настоящее время разработаны и применяются различные конструкции изоляционных покрытий. В основном в кабелях связи используются следующие типы изоляции:

трубчатая, выполняемая в виде бумажной или пластмассовой ленты, наложенной в виде трубки (рис. 13.5, а);

кордельная, состоящая из нити корделя, расположенного открытой спиралью на проводнике, и ленты, которая накладывается поверх корделя (рис. 13.5, б);

сплошная, выполняемая из сплошного слоя пластмассы (рис. 13.5, в);

пористая, образуемая из слоя пенопласта (рис. 13.5, г);

баллонная, представляющая собой тонкостенную пластмассовую трубку, внутри которой свободно располагается проводник. Трубка периодически в точках или по спирали обжимается и надежно удерживает жилу в центре изоляции (рис. 13.5, д, е);

шайбовая, выполняемая в виде шайб из твердого диэлектрика, насаживаемых на проводник через определенные промежутки (рис. 13.5, ж);

спиральная (геликоидальная), представляющая собой равномерно распределенную по длине проводника пластмассовую спираль, имеющую прямоугольное сечение (рис. 13.5, з).

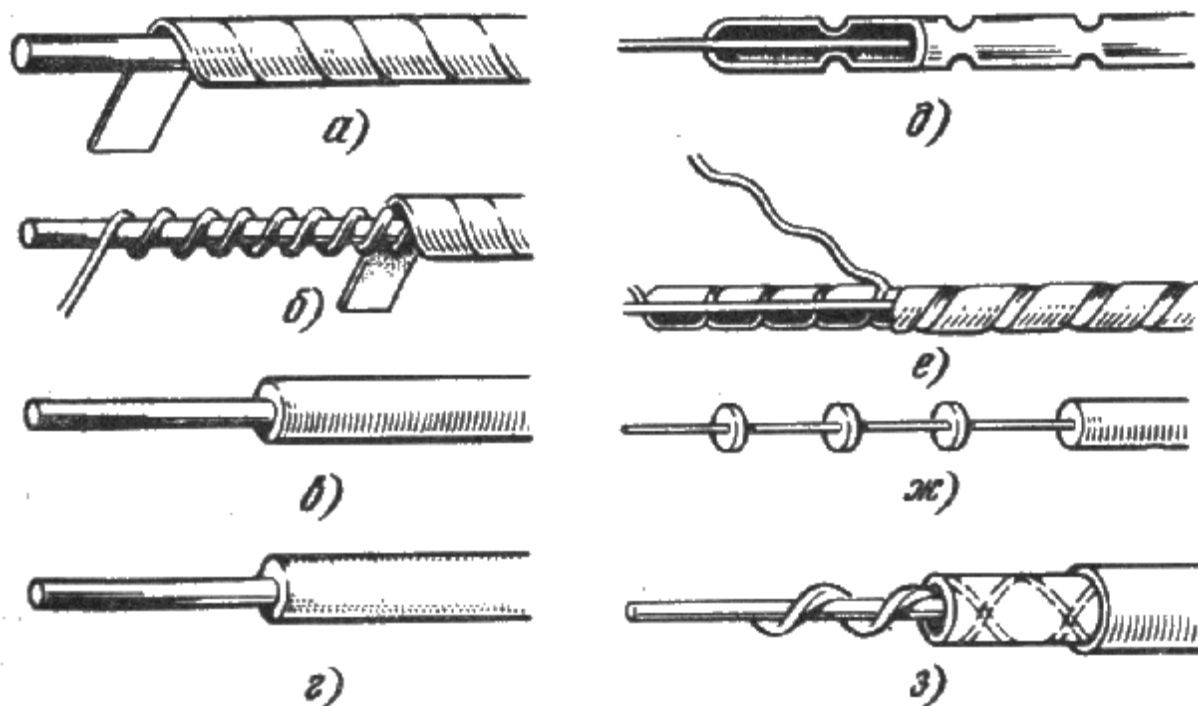


Рис. 13. 5 . Конструкции и типы изоляции проводников

Известна также кордельно-трубчатая изоляция, состоящая из



пластмассовых корделя и трубки.

Из различных диэлектриков и конструктивных форм изоляции наибольшее применение в настоящее время получили:

для кабелей городской и сельской связи — трубчатая, выполненная в виде обмотки бумажными лентами, сплошная полиэтиленовая, пористая бумажная или полиэтиленовая;

для симметричных кабелей междугородной связи — кордельно-стирофлексная, баллонная, кордельно-трубчатая или пористая из полиэтилена;

для коаксиальных кабелей — шайбовая, баллонная, геликоидальная и пористая (во всех случаях диэлектриком является полиэтилен);

для подводных коаксиальных кабелей — сплошная полиэтиленовая изоляция.

#### 13.1.4. ТИПЫ СКРУТОК В ГРУППЫ

Отдельные жилы обычно скручивают в группы, называемые элементами симметричного кабеля. В результате жилы цепи ставятся в одинаковые условия. При этом снижаются электромагнитные связи между цепями и повышается защищенность их от взаимных и внешних помех. Кроме того, скрутка облегчает взаимное перемещение жил при изгибах кабеля и обеспечивает ему более устойчивую и круглую форму. Существует несколько способов скрутки жил в группы.

*Парная скрутка (П)* — две изолированные жилы скручивают вместе в пару с шагом скрутки не более 1200 мм (рис. 13.6, а).

*Скрутке, четверочная или звездная* — четыре изолированные жилы, расположенные по углам квадрата, скручивают с шагом скрутки примерно 150...1200 мм; разговорные пары в этой скрутке образуются из диагональных жил. Так, жилы *a* и *b* образуют одну пару, а жилы *c* и *d* — другую (рис. 13.6, б).

*Скрутка двойная пара (ДП)* — две предварительно свитые разговорные пары (*a, b* и *c, d*) скручивают между собой в четверку (рис. 13.6, в). Шаги скрутки пар должны быть отличными как один от другого, так и от шага скрутки самой четверки. Шаг скрутки пар принимается в пределах 400... 800 мм, а шаг скрутки четвертки — в пределах 150 ... 1200 мм.

*Скрутка двойной звездой (ДЗ)* — четыре предварительно свитые пары вновь скручивают вместе по способу звезды, образуя восьмерку (рис. 13.6, г). Шаги скрутки пар, составляющих восьмерку, делают различными и берут обычно в пределах 150...250 мм, а шаг скрутки восьмерки — в пределах 200...400 мм. Направления скрутки пар и скрутки восьмерки должны быть противоположными.

*Восьмерочная скрутка (В)* — восемь жил группы располагаются концентрически вокруг сердечника из изолированного материала, например стирофлексного (полиэтиленового) корделя (рис. 13.6, д). Из восьми жил могут быть образованы две четверки: первая — с нечетными номерами, а вторая — из жил с четными номерами. Всего может быть получено четыре

основные пары и две фантомные с одинаковыми параметрами передачи.

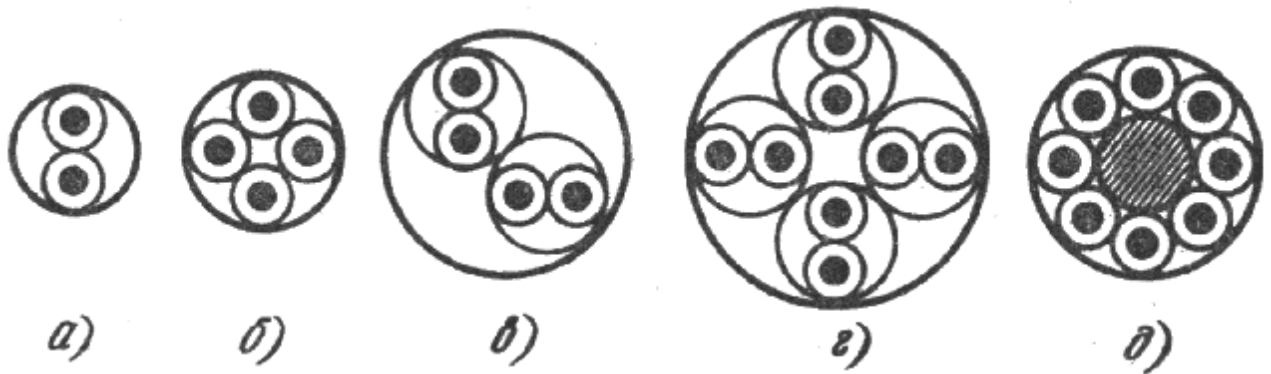


Рис. 13.6. Скрутка жил в группу.

Для уменьшения влияния между цепями систематически меняют (в муфтах) взаимное расположение жил по длине.

При скрутке элементы кабеля с воздушно-бумажной изоляцией деформируются, изоляция обжимается и группы несколько западают друг в друга. Поэтому кроме понятия диаметра описанной вокруг группы окружности (*расчетный диаметр*) существует понятие *эффективный диаметр группы*. Значения расчетного и эффективного диаметров групп, выраженные через диаметр изолированной жилы  $d_1$  приведены в табл. 13.3.

Таблица 13.3

Скрутка	Диаметр	
	расчетный	Эффективный
Парная $d_{II}$	$1,71 d_1$	$1,65 d_1$
Звездная $d_3$	$2,42 d_1$	$2,2 d_1$
Двойная парная $d_{д.п.}$	$2,72 d_1$	$2,6 d_1$
Двойная звездная $d_{д.з.}$	$12,98 d_1$	$12,9 d_1$
Восьмерочная $d_B$	$12,60 d_1$	$12,54 d_1$

Наиболее экономичной, обеспечивающей лучшую стабильность по электрическим параметрам является звездная скрутка. Эта скрутка получила преимущественное применение в междугородных кабелях связи. Парная скрутка — наиболее простая в производстве и используется в основном при изготовлении городских телефонных кабелей. Скрутки ДП и ДЗ не получили широкого применения в современных конструкциях кабелей связи.

### 13.1.5. ПОСТРОЕНИЕ СЕРДЕЧНИКА КАБЕЛЯ

Скрученные в группы изолированные жилы систематизируют по определенному закону и объединяют в общий кабельный сердечник. В

зависимости от характера образования сердечника различают две системы скрутки: повивную и пучковую. При *пучковой скрутке* группы сначала скручивают в пучки, содержащие по несколько десятков групп (наиболее распространены пучки из 50 или 100 групп), после чего пучки, скручиваясь вместе, образуют сердечник кабеля (рис. 13.7, а). Пучковая скрутка применяется лишь для низкочастотных кабелей городских сетей.

Основным методом общей скрутки в современных кабелях дальней связи является *повивная скрутка* (рис. 13.7, б). Группы располагают последовательными концентрическими слоями (повивами) вокруг центрального повива, состоящего из одной — пяти групп. Смежные (рядом расположенные) повивы скручиваются в противоположные стороны с целью уменьшения взаимного влияния между группами смежных повивов и придания кабельному сердечнику большей механической устойчивости. Такое расположение повивов облегчает также отделение их друг от друга при монтаже кабеля.

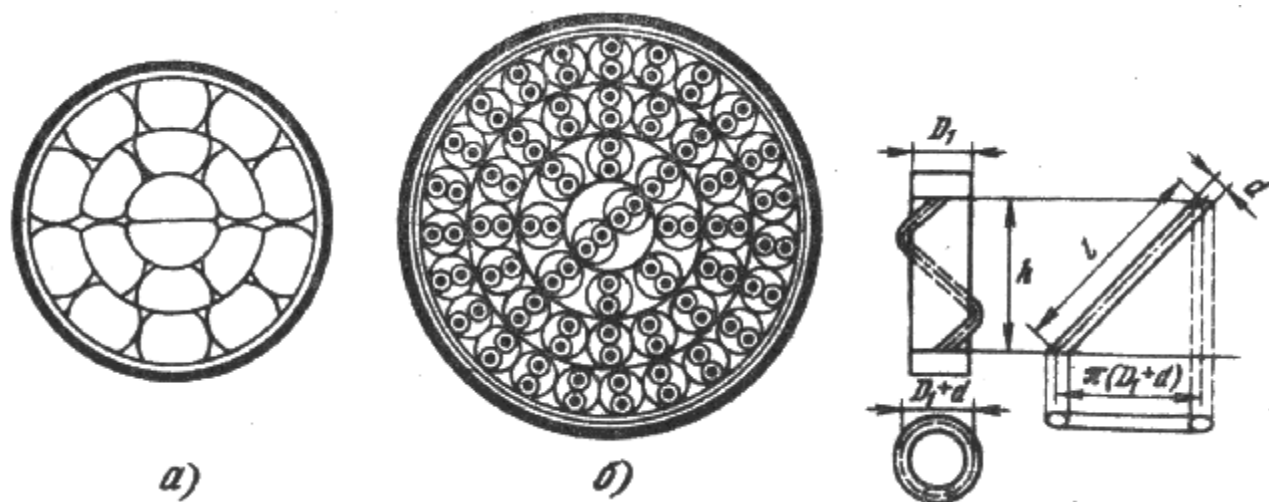


Рис. 13.7. Скрутка групп в сердечник: а — пучковая; б — повивная

При однородной кабельной скрутке для образования повивов в кабеле применяют пять различных форм скрутки с одной—пятью группами в центральном повиве. Диаметр центрального повива при различном числе групп определяют по формуле

$$D = d[1 + 1/\sin(180/n)], \quad (13.1)$$

где  $d$  — диаметр группы;  $n$  — число групп в центральном повиве (две—пять). При  $n=1$ , т. е. когда в центре имеется одна группа, диаметр равен диаметру этой группы ( $D=d$ ); при  $n=2$   $D=2d$ ; при  $n=3$   $D=2,155d$ ; при  $n=4$   $D=2,4d$ ; при  $n=5$   $D=2,7d$ .

Зная число групп (элементов) в центральном повиве, можно определить их число в последующих повивах. Так, если имеется какая-либо кабельная скрутка, у которой, считая от центра, повив имеет  $m$  групп, то в следующем повиве будет  $m' = m + 2\pi \approx m + 6$  групп.

Следовательно, при повивной скрутке число групп (элементов) в каждом последующем повиве увеличивается на шесть по сравнению с предыдущим. Исключением из этого правила является второй повив в том случае, когда в первом (центральном) повиве имеется лишь одна группа. Тогда во втором повиве увеличение будет не на шесть, а на пять групп.

Так как группы каждого последующего повива накладываются на предыдущий по винтовой линии, то длина жил кабеля увеличивается по сравнению с длиной кабеля. Удлинение жил кабеля учитывается через коэффициент укрутки, определяемый по формуле  $\chi = 1/\sin \alpha = \sqrt{1 + \pi^2 (D/h)^2}$ , где  $D = D' + d$ . Параметр  $\chi = 1,02 \dots 1,07$ .

### 13.1.6. ЗАЩИТНЫЕ ОБОЛОЧКИ

Сердечник кабеля, состоящий из скрученных по определенной системе групп, покрывают поясной изоляцией и заключают в герметичную оболочку, предохраняющую кабель от влаги и возможных механических воздействий, которые могут возникнуть в процессе транспортировки, прокладки и эксплуатации кабеля. В кабельной промышленности применяют следующие кабельные оболочки: металлические, пластмассовые и металло-пластмассовые.

К *металлическим оболочкам* относятся главным образом свинцовые, алюминиевые и стальные.

Свинцовые оболочки накладывают на кабель методом опрессования в горячем виде. Чтобы свинцовая оболочка имела большую твердость и вибростойкость, ее изготавливают из легированного свинца с присадкой 0,4... 0,8% сурьмы. Толщина свинцовых оболочек в зависимости от диаметра кабеля приведена в табл. 13.4.

Таблица 13.4

Диаметр кабеля под оболочкой, мм	Номинальная толщина оболочки, мм, кабелей			Диаметр кабеля под оболочкой, мм	Номинальная толщина оболочки, мм, кабелей		
	голых	с ленточной броней Б	с кругло й броней К		голых	с ленточно й броней Б	с круглой броней К
До 9	1,2	1,1	-	29...122	1,9	1,6	2,2
9...121	1,12	1,15	1,9	122...125	2	1,7	2,12
121... 16	1,4	1,2	1,9	125...128	2,1	1,8	2,12
16...20	1,5	1,25	2	128...41	2,2	1,9	2,4
20 ... 212	1,6	1,12	2	41...44	2,12	2	2,5
212... 26	1,7	1,4	2	44...47	2,4	2,1	2,6

Алюминиевые оболочки выпрессовывают в горячем виде или изготавливают холодным способом из ленты со сварным продольным швом. Известны методы сварки оболочки из алюминиевых лент высокочастотными токами или способом холодной сварки, давлением. Для больших диаметров кабеля (свыше 20...120 мм) применяют алюминиевые оболочки гофрированной конструкции.

Использование алюминиевых оболочек является делом весьма прогрессивным. Алюминиевая оболочка легкая, дешевая и обладает высокими экранирующими свойствами. Однако алюминий весьма подвержен электрохимической коррозии, и поэтому его надежно защищают полиэтиленовым шлангом с предварительно наложенным слоем битума. Толщины алюминиевых оболочек приведены в табл. 13.5.

Таблица 13.5

под оболочкой, мм	Выпрессованные оболочки, мм		Сварные оболочки, мм	
	гладкие	Гофрированные	гладкие	гофрированные
До 1,6	1,1	-	0,95	-
16...20	1,2	-	1	-
20...212	1,125	-	1,1	0,65
212...26	1,45	-	-	0,75
26...1212	1,45	-	-	0,85
1212...126	1,55	-	-	-
126...40	1,7	1,4	-	-

Стальные оболочки изготавливают путем сварки лент толщиной 0,12...0,5 мм, свернутых в трубку. Для повышения гибкости стальные оболочки подвергают гофрированию, а с целью защиты от коррозии покрывают полиэтиленовым шлангом с предварительно наложенным слоем битума. Стоимость стальных оболочек составляет 50% стоимости свинцовой оболочки и 64% -алюминиевой. Такие оболочки не требуют дополнительной механической защиты.

Из *пластмассовых оболочек* наибольшее распространение получили полиэтилен, поливинилхлорид и полиизобутиленовые композиции. Пластмассовые оболочки выгодно сочетают влагостойкость, стойкость против электрической и химической коррозии и придают кабелю легкость, гибкость и вибростойкость. Однако через пластмассу постепенно диффундируют водные пары, что приводит к падению сопротивления изоляции кабеля. Поэтому пластмассовые оболочки применяют главным образом в кабелях с негигроскопической изоляцией типа полиэтилена, фторопласта, поливинилхлорида и др. Толщины пластмассовых оболочек из полиэтилена и поливинилхлорида приведены в табл. 13.6.

В настоящее время известна целая серия комбинированных металлопластмассовых оболочек: «алпэт», «сталпэт», «свипэт», состоящих соответственно из алюминия, стали, свинца и полиэтилена.

Сопоставляя различные конструкции защитных оболочек, следует отметить как наиболее перспективные алюминиевые и стальные, надежно защищенные полиэтиленовым шлангом.

Таблица 13.6

Диаметр кабеля под оболочкой, мм	4 ... 6	6 ... 8	8... 10	10... 15	15 ... 20	20 ... 25
Толщина оболочки, мм*	0,6/1, 2	0,9/1,5	1,2/1, 5	1,5/1, 8	1,7/2,2	1,9/2,2

Окончание табл. 13.6

Диаметр кабеля под оболочкой, мм	25 120	120 ... 40	40 ... 50
Толщина оболочки, мм*	1,9/12	2,1/12	2,12/4

\* В числителе дано значение для нормальных условий прокладки и эксплуатации, а в знаменателе — для тяжелых условий.

### 13.1.7. ЗАЩИТНЫЕ БРОНЕПОКРОВЫ

Снаружи кабеля поверх оболочек располагаются бронепокровы, защищающие кабель от механических повреждений. Основные конструкции защитных покровов металлических оболочек кабелей связи и области их применения приведены в табл. 13.7.

В зависимости от механических воздействий на кабель в процессе прокладки и эксплуатации применяют две разновидности брони: две стальные ленты (Б) и повив из круглых стальных проволок (К). Кроме того, используется усиленная двойная броня, состоящая из комбинации различных типов брони (БК, КК).

Кабели в свинцовой оболочке имеют защитные покровы марок Б, Бв, К и Кл, т. е. состоят из стальных лент или круглых проволок и двух волокнистых покровов, расположенных под и над броней. Нижний слой, обычно называемый «подушкой», предназначен для уменьшения давления, производимого на свинцовую оболочку броневым слоем. Волокнистые покровы представляют собой кабельную пряжу (джут), пропитанную битумным составом.

Таблица 13.7

Тип защитного покрова	Конструкция защитного покрова	Область применения кабеля (место прокладки)
Г	Голый	В канализации
Б	Броня из двух стальных лент, с наружным покровом	В земле
БГ	Броня из двух стальных лент, без наружного покрова	В коллекторах, тоннелях и шахтах
Бв	То же, с усиленной подвшкой	В агрессивных грунтах
Бр	Броня из двух стальных лент, с полиэтиленовым шлангом и наружным покровом из кабельной пряжи	В грунтах всех категорий
Бл	Слой поливинилхлоридного пластика, броня из двух стальных лент, с наружным защитным покровом из кабельной пряжи	В агрессивных грунтах
БпШп	Броня из двух стальных лент, с наружным полиэтиленовым шлангом	То же, в районах с повышенной грозодеятельностью
Шп	Полиэтиленовый шланг с подклеивающим слоем	В канализации, коллекторах, тоннелях, по мостам, а также в районах с незначительными внешними электромагнитными влияниями
К	Броня из круглых проволок	В реках и районах вечной мерзлоты
Кл	То же, со слоем поливинилхлоридного пластика	То же, в агрессивных грунтах и водах
КпШп	То же, с наружным полиэтиленовым шлангом	То же, при наличии больших растягивающих усилий

В кабелях с алюминиевыми и стальными оболочками, которые сильно подвержены коррозии, применяются усиленные влагозащитные покровы (Шп), состоящие из вязкого подклеивающего слоя, наносимого непосредственно на оболочку, и полиэтиленового шланга. Поверх полиэтиленового шланга может быть наложен дополнительный покров из стальных лент или круглых проволок. С целью защиты от коррозии стального покрова и сохранения на многие годы необходимой величины коэффициента защитного действия применяется дополнительный наружный

полиэтиленовый шланг.

Броня типа Б изготавливается из стальных лент толщиной 0,12...0,8 мм и шириной 25...45 мм, типа К — из стальных проволок диаметром 4 мм, накладываемых с большим шагом на подушку. Наружный защитный слой состоит из кабельной пряжи, пропитанной битумным компаундом, противогнилостным составом и меловым раствором, предохраняющим кабель от слипания витков на барабане. В настоящее время ведутся работы по созданию брони в виде стальной сварной гофрированной трубки взамен двух спирально накладываемых стальных лент.

Тип	Конструкция	Тип	Конструкция
Г	Свинцовая оболочка	БпГ	Стальные ленты, Битум, Полиэтил. шланг, Алюм. оболочка
Б	Джут, Стальные ленты, Подушка, Свинцовая оболочка	БпШп	Стальные ленты, Битум, Полиэтил. оболочка, Алюм. оболочка
БГ	Подушка, Стальные ленты, Свинцовая оболочка	Шп	Полиэтил. оболочка, Битум, Стальная или алюм. оболочка
Бв	Стальные ленты, ПВХ лента, Оболочка, Джут, Шланг, Битум	К	Круглые проволоки, Оболочка, Джут, Подушка
Бп	Стальные ленты, ПВХ лента, Алюм. оболочка, Джут, Полиэтил. шланг, Битум	Кл	Круглые проволоки, ПВХ лента, Оболочка, Джут, Подушка
Бл	Стальные ленты, ПВХ лента, Джут, Подушка, Оболочка	КлШп	Круглые проволоки, Битум, Полиэтил. шланг, Полиэтил. шланг, Алюм. оболочка

Рис. 13.8. Типы броневых покровов и оболочек

### 13.1.8. МЕЖДУГОРОДНЫЕ КОАКСИАЛЬНЫЕ КАБЕЛИ

В табл. 13.8 приведены марки изготавливаемых в настоящее время коаксиальных кабелей.

Наибольшее применение имеют кабели среднего (2,6/9,5) и малогабаритного (1,2/4,6) типов. В ряде случаев используют комбинированные конструкции кабелей, состоящие из 4, 6, 8 сигнальных пар среднего типа и 4, 6 малогабаритных пар. Средне коаксиальные пары предназначены для организации мнोकанальной связи и телевидения на



большие расстояния между оконечными пунктами и крупными узлами связи, а по малогабаритным парам организуются распределительные каналы между промежуточными пунктами и городскими, расположенными по трассе магистрали. В России применяются коаксиальные кабели среднего типа КМ-4, малогабаритные МКТ-4 и комбинированные КМ-8/6 (в числителе указано число коаксиальных пар среднего типа, в знаменателе — число малогабаритных пар). Оболочки изготавливаются из свинца и алюминия.

Таблица 13.8

Марка кабеля	Материал оболочки	Число коаксиальных пар			Тип защитных покровов
		2,6/9,5	1,2/4,6	2,1/9,7	
КМ-4	Свинец	4	-	-	Г, Б, БГ, Бл, БШп; К Шп, Бп, БпШп Г, Б, БГ, Бл, К
КМА-4	Алюминий	4	-	-	
КМЭ-4	Алюминий и свинец	4	-	-	
КМ-8,6	Свинец	8	6	-	Г, Б, БГ, Бл, К
МКТС-4	Свинец	-	4	-	
МКТА-4	Алюминий	-	4	-	Г, Б, Бп, БГ, Бл, К Шп, Бп, БпШп
МКТА-4	Пластмасса	-	4	-	
ВКПАШп-1	Алюминий	-	-	1	Б, К Шп, КШп; БпШп

Известны также конструкции микрокоаксиальных кабелей, которые содержат 4, 7, 19 и более тонких коаксиальных пар (0,7/2,9) и используются для организации 1200 аналоговых каналов до 1,12 МГц или 120—120 цифровых каналов в диапазонах 2... 8,5 Мбит/с. Микрокабели предназначены для городской и пригородной связи. Большие коаксиальные пары представляют собой, как правило, одну пару большого размера (7/27, 12/40 и др.). Они используются по двухкабельной системе и предназначаются для организации большого числа каналов на главных направлениях связи. Кабели предполагается использовать для систем передачи на 50 000 или 100 000 телефонных каналов в диапазоне 1200 и 600 МГц соответственно.

Подводные коаксиальные кабели предназначены для устройства связи через моря и океаны. Кабели, как правило, имеют однокоаксиальную конструкцию большого размера — 5/18; 8,4/25,4 и др. и рассчитаны на передачу по 48, 60, 120, 1200 и 2700 и больше каналов связи.

Рассмотрим более подробно коаксиальные кабели среднего типа (2,6/9,5 мм), малогабаритные кабели (1,2/4,6 мм), а также комбинированные коаксиальные кабели (2,6/9,5 и 1,2/4,6мм).

*Магистральный коаксиальный кабель* КМ-4 типа 2,6/9,5 содержит четыре коаксиальные пары и пять звездных четверок (рис. 13.9). Каждая коаксиальная пара состоит из внутреннего медного проводника диаметром 2,6

мм и внешнего проводника в виде медной трубки диаметром 9,5 мм с одним продольным швом.

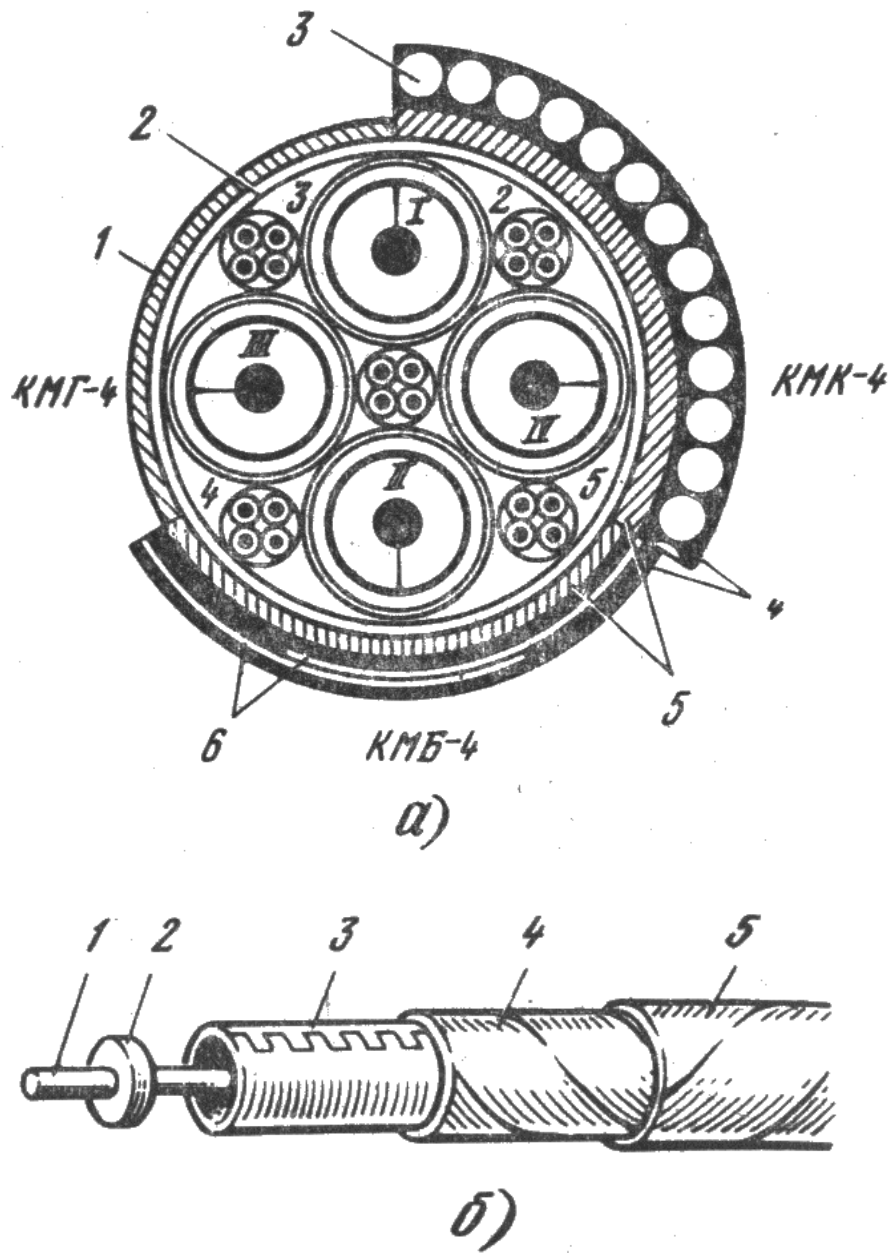


Рис. 13.9. Коаксиальный кабель типа КМ-4: а — поперечный разрез: 1 — свинцовая оболочка; 2 — поясная изоляция; 3 — бронепроволока; 4 — наружный покров (джут); 5 — подушка; 6 — две бронеленты; б — коаксиальная пара 2,6/9,5: 1 — внутренний проводник; 2 — шайба; 3 — внешний проводник; 4 — экран; 5 — бумажные ленты.

Коаксиальная пара имеет изоляцию из полиэтиленовых шайб толщиной 2,2 мм с расстоянием между ними 25 мм. Поверх внешнего проводника расположен дополнительный экран в виде двух мягких стальных лент толщиной 0,15... 0,2 мм, который покрывается одним-двумя слоями кабельной бумаги. Кабель имеет свинцовую оболочку и обычные бронепокрова и маркируется КМБ, КМГ, КМК. Кабель типа 2,6/9,4

используется в основном по однокабельной системе. По кабелю КМ-4 можно организовать две системы К-1920 с Расстоянием между усилителями 6 км или две системы К-12600 или К-5400 с расстоянием между усилителями 12 км. Возможно также применение цифровых систем передачи ИКМ-480 и ИКМ-1920.

Расстояние между усилительными пунктами равно 6 км при передаче в диапазоне до 8,5 МГц и 12 км при передаче до 18 МГц. Усилительные пункты получают электропитание дистанционно от обслуживаемых пунктов, расположенных через 120...240км на кабельной магистрали. Аппаратура дает усиление до 48,4 дБ. Максимальная дальность связи 12 500 км. Основные электрические характеристики коаксиальной пары 2,6/9,4; номинальное волновое сопротивление  $Z_B \sim 75$  Ом; внутренняя неоднородность (коэффициент отражения)  $p=2 \cdot 10^{-12}$ ; переходное затухание  $A_o=122$  дБ при частоте 1200 кГц; коэффициент затухания  $\alpha$  на частоте 1 МГц равен 2,48 дБ/км; испытательное напряжение — 3,0 кВ постоянного тока.

Частотные характеристики вторичных параметров кабеля приведены в табл. 13.10. Первичные параметры коаксиального кабеля КМ-4 приведены в табл. 13.12.

Таблица 13.9

Марка кабеля	Оболочка		Кабель		
	Толщина, мм	Масса, кг/мм	Диаметр, мм	Масса, кг/км	Масса меди, кг/км
КМГ-4	1,8	2010	31,8	2970	592
КМБ-4	1,5	1680	40,2	3880	592
КМК-4	2,1	2400	48,6	7330	592
КМГ-8/6	2,3	3950	48,0	6260	1293
КМБ-8/6	2,0	3410	56,4	7530	1293
КМК-8/6	2,5	4320	64,4	12100	1293

Таблица 13.10

$f$ , МГц	$\alpha$ , дБ/км	$ Z_B $ , Ом	$-\varphi_B$ , град	$\beta$ , рад/км	$v$ , $10^3$ км/с
0,01	0,326	80,5	6,2	0,25	250
0,03	0,457	78,6	3,5	0,71	266
0,05	0,553	77,8	3,1	1,15	272
0,1	0,8	76,8	2,2	2,31	274
0,3	1,353	75,7	1,2	6,85	276
0,5	1,755	75,4	1,0	12,36	277
1,0	2,477	75	0,4	22,6	278
1,5	3,031	74,8	0,3	33,82	278
2	3,499	74,6	—	46,9	279
3	4,276	74,6	—	67,46	279

5	5,538	74,5	—	122,24	280
8,6	7,278	74,4	—	192,64	280
10	7,856	74,3	—	224,13	280
15	9,652	74,25	—	336	280
17	10,287	74,25	—	381	280
20	12,169	74,2	—	448	280
25	12,521	74,2	—	560	280

Таблица 13.12

$f$ , МГц	$R$ , Ом/км	$L$ , мГ/км	$C$ , нФ/км	$G$ , мкСм/км
0	5	0,29	48	$10^{-4}$
0,3	24	0,276	48	6
1	43	0,27	48	20,1
3	73,8	0,267	48	60,3
5	95,1	0,266	48	100,5
10	134,1	0,265	48	201
15	164,5	0,265	48	301,4
20	190	0,264	48	401,8
25	212,5	0,264	48	507,3
50	300,5	0,264	48	1004,7

Коаксиальные кабели в алюминиевых оболочках КМА-4 и КМЭ-4 отличаются от кабелей КМ-4 только типом оболочки. В кабелях КМА-4 применяется алюминиевая оболочка толщиной 1,5 мм, а в кабелях КМЭ-4 — комбинированная двойная оболочка, состоящая из алюминиевой толщиной 1 мм и свинцовой толщиной 1,3 мм, наложенной непосредственно поверх алюминиевой оболочки. Эти кабели имеют повышенные экранирующие свойства и предназначены для прокладки в районах высокой грозодеятельности и на участках сближения с ЛЭП эл. ж. д. Коэффициент защитного действия этих кабелей составляет 0,1... 0,14 мм.

*Малогабаритные коаксиальные кабели 1,2/4,6* предназначены для строительства кабельных магистралей ограниченной протяженности, рокадных линий между магистралями, устройства глубоких вводов радиорелейных линий и обеспечения областных связей. Достоинствами этих кабелей являются простота конструкции, дешевизна и технологичность их изготовления.

Наибольшее применение получил четырехкоаксиальный малогабаритный кабель. Он может изготавливаться в свинцовой (МКТС-4) и алюминиевой (МКТА-4) оболочках. Сердечник кабеля во всех случаях идентичный.

Конструктивные данные кабелей МКТС-4 приведены в табл. 13.12.

Таблица 13.12

Марка кабеля	Материал	Оболочка		Кабель		
		Толщина, мм	Масса, кг/км	Диаметр, мм	Масса, кг/км	Масса меди, кг/км
МКТС Б-4	Свинец	1,25	910	29	2180	167
МКТС К-4	»	2,0	1510	37,5	4880	167
МКТА Шп-4	Алюминий	1,2	215	25,0	790	167
МКТА Бп-4	»	1,2	215	24,5	1700	167

На рис. 13.10 показан малогабаритный кабель типа МКТС-4. Внутренний проводник этого кабеля — медный, диаметром 1,2 мм. Изоляция — воздушно-полиэтиленовая, баллонного типа. Внешний проводник — медный, с продольным швом, толщиной 0,1 мм.

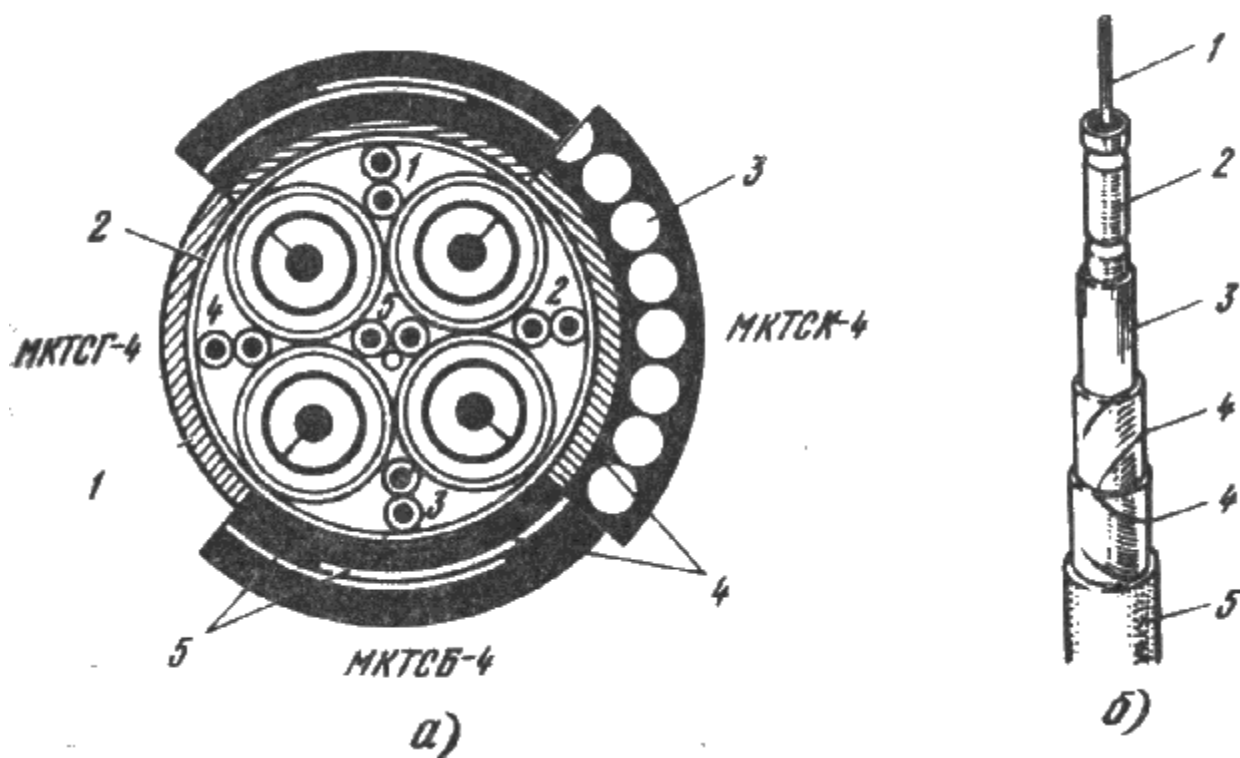


Рис. 13.10. Коаксиальный кабель типа МКТС-4: а — поперечный разрез: 1 — свинцовая оболочка; 2 — поясная изоляция; 3 — бронепроволока; 4 — наружный покров (джут); 5 — подушка; б — коаксиальная пара 2,6/9,5: 1 — внутренний проводник; 2 — шайба; 3 — внешний проводник; 4 — экран; 5 — бумажные ленты.

Экран — из двух стальных лент толщиной по 0,1 мм. Четыре коаксиальные пары скручивают вместе с пятью сигнальными парами диаметром 0,5 мм и покрывают поясной изоляцией. Снаружи располагаются

свинцовая оболочка и соответствующий броневой покров. Строительная длина 500 м. Разрывная прочность кабеля не меньше 1260 Н. Волновое сопротивление кабеля 75 Ом. Коэффициент отражения  $(3...5) \cdot 10^{-3}$ . Коэффициент затухания на частоте 1 МГц равен 5,33 дБ/км. Переходное затухание на ближнем и дальнем концах строительной длины на частоте 60 кГц не менее 104 дБ. Электрическая прочность изоляции переменному току 2000 В. Частотная зависимость электрических характеристик кабеля 1,2/4,6 приведена в табл. 13.13 и 13.14.

Таблица 13.13

$f$ , МГц	$\alpha$ , дБ/км	$ Z_B $ , Ом	$\beta$ , рад/км	$v$ , $10^3$ км/с
0,06	1,589	80	1,5	250
0,1	1,898	79	2,47	254
0,2	2,501	77,4	4,86	259
0,3	2,974	76,7	7,17	264
0,5	3,755	75,9	77,85	266
1	5,342	75	23,4	269
1,3	6,105	74,6	30,4	270
2	7,545	74	46,8	270
3	9,229	73,7	69,5	271
4	10,652	73,6	92,6	272
5	12,908	73,4	124	274
6	13,047	73,2	138	274
7	14,097	73,1	161	274
8	15,074	73	183,50	274
9	15,996	72,8	207	275
10	16,87	72,7	229	275

Таблица 13.14

$f$ , кГц	$R$ , Ом/км	$L$ , мГн/км	$C$ , нФ/км	$G$ , мкСм/км
0	21,2	0,3	49,6	$10^{-4}$
60	22	0,286	49,6	1
500	62	0,284	49,6	8
1000	87,7	0,282	49,6	15,5
1300	100	0,281	49,6	20,3
10000	274	0,275	49,6	156

Кабель МКТ-4 применяется для 300-канальной системы высокочастотной связи (К-300) в диапазоне 60... 1300 кГц. Система питания — дистанционная. Необслуживаемые пункты устанавливаются через 6 км, обслуживаемые — через 120 км. Система связи — четырехпроводная, однополосная. Энергетический потенциал аппаратуры К-300 до 44 дБ. Применяются также цифровые системы ИКМ-480. Известны конструкции малогабаритных коаксиальных кабелей, имеющих одну, четыре, шесть, восемь, двенадцать пар.

Комбинированные коаксиальные кабели содержат средние пары 2,6/9,5 мм, малогабаритные коаксиальные пары 1,2/4,6 мм и симметричные группы. Комбинированные кабели позволяют: организовывать мощные пучки телефонных каналов и телевизионную передачу на большие расстояния по коаксиальным парам 2,6/9,5 мм с помощью систем передачи К-1920 и К-3600;

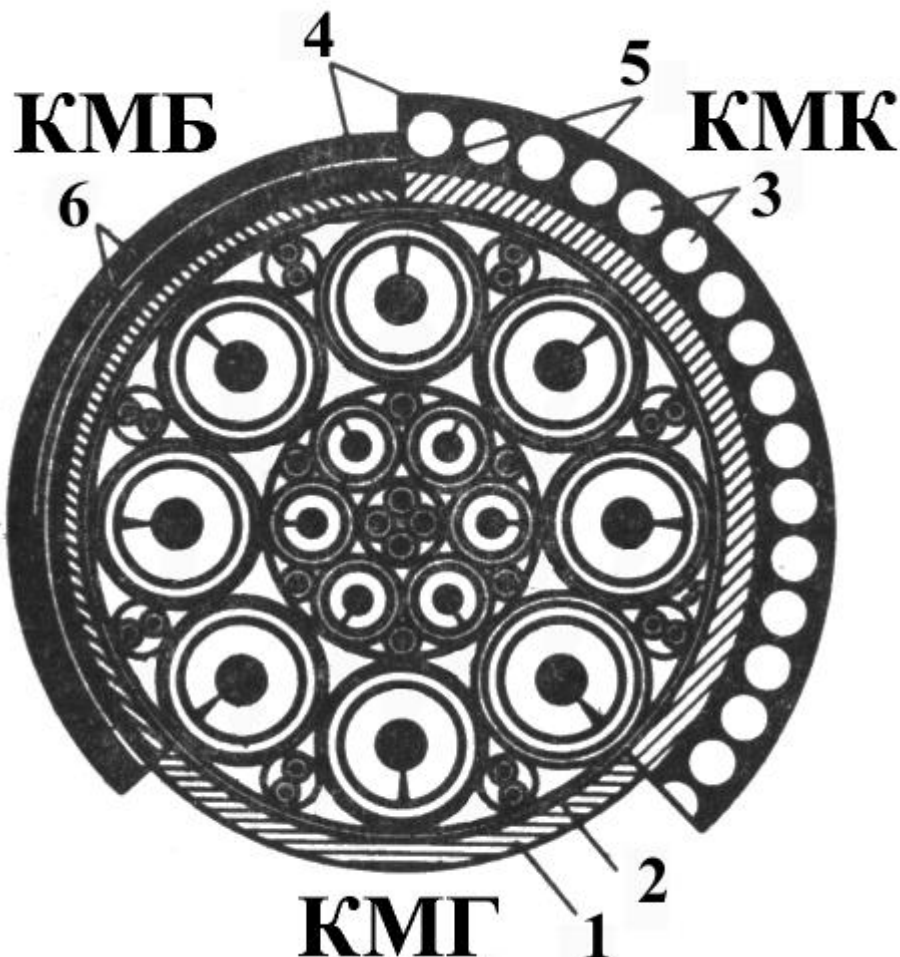


Рис. 13.11. Коаксиальный кабель типа КМ-8/6:

1 – свинцовая оболочка, 2 – поясная изоляция, 3 - бронепроволка, 4 наружный покров (джут), 5 – подушка, 6 – 2 бронеленты.

обеспечивать распределительные каналы для связи между городами и промежуточными пунктами, расположенными по магистрали, по коаксиальным парам 1,2/4,6 мм с помощью системы К-300 и системы ИКМ-480;

обеспечивать выделение необходимого числа каналов в любом пункте трассы с помощью систем передачи К-300 и К-24;

организовывать служебную связь и телесигнализацию по симметричным парам и четверкам.

Кабель КМ-8/6 содержит: восемь коаксиальных пар 2,6/ 9,5 мм; шесть коаксиальных пар 1,2/4,6 мм; одну четверку; восемь симметричных пар и шесть отдельных жил. Сечение кабеля КМ-8/6 показано на рис. 12.11.

Все симметричные пары, четверки и отдельные проводники имеют

медные жилы диаметром 0,9 мм с трубчато-полиэтиленовой изоляцией. Конструктивные данные кабелей КМ-8/6 приведены в табл.13.9.

В табл. 13.15 приведены данные о числе каналов, которые можно организовать по комбинированным коаксиальным кабелям.

Таблица 13.15

Кабель	Число каналов организованных с помощью систем передачи по кабелю КМ-8/6				Общее число каналов
	2,6/9,5 мм		1,2/4,6 мм		
	К-1920	К-3600	К-10800	К-300	
КМ-8/6	7680	—	—	900	8580
	—	14400	—	900	15300
	—	—	43200	900	44 100

Электрические характеристики коаксиальных пар комбинированных кабелей аналогичны характеристикам кабеля КМБ-4 для пар 2,6/9,5 и кабеля МКТ-4 для пар 1,2/4,6.

### 13.1.9. МЕЖДУГОРОДНЫЕ СИММЕТРИЧНЫЕ КАБЕЛИ

Междугородные симметричные кабели по виду изоляции подразделяются на кордельно-бумажные МК, кордельно-полистирольные (стирофлексные) МКС и полиэтиленовые МКП. Наружные оболочки изготавливаются из свинца, алюминия или стали.

Для междугородной связи применяется в основном 4x4 и 7x4 конструкции кабелей, а для зоновой (внутриобластной связи)— конструкции 1x4. Кабели предназначены для систем передачи К-60 в спектре до 252 кГц при напряжении дистанционного питания 1000В постоянного тока (690 В переменного тока). Расстояние между НУП 20 км, между ОУП 160...250 км. Максимальная дальность связи 12 500 км. Кроме того, эти кабели используются для цифровой системы передачи ИКМ-120 и аналоговой системы К-20С.

Наибольшее применение имеют кабели с кордельно-полистирольной стирофлексной изоляцией МКС. В зависимости от типа оболочки они классифицируются: МКС — в свинцовой оболочке; МКСД — в алюминиевой оболочке; МКСС — в стальной оболочке. Во всех случаях сердечник кабеля идентичен. Кабели типа МКС изготавливаются 7x4, 4x4 и 1x1, строительная длина 825м.

Конструкция наиболее распространенного симметричного кабеля с кордельно-полистирольной изоляцией МКС-4x4 приведена на рис. 13.12. Диаметр медных жил 1,2 мм. Токопроводящие жилы высокочастотных четверок изолируются разноцветным полистирольным корделем диаметром 0,8 мм и полистирольной лентой толщиной 0,05 мм с перекрытием 25... 30%. Первая пара каждой четверки состоит из жил красного и желтого цветов,



вторая пара — из жил синего и зеленого цветов. Центр четверки заполняется стиролфлексным корделем диаметром 1,1 мм. Шаги скрутки всех четверок различны, взаимно согласованы и лежат в пределах 125 ...275 мм.

Кабели со свинцовой оболочкой и соответствующей броней имеют марки МКСГ, МКСБ и МКСК. Толщина свинцовой оболочки у кабеля МКСБ 1,25 мм, а у остальных— 1,4 мм.

Кабели с алюминиевой оболочкой имеют поверх алюминия антикоррозийный защитный покров в виде битума и полиэтиленового шланга. Такие кабели имеют в названии дополнительные буквы «АШ» и маркируются МКСАШп, МКСАБпШп, МКСАКпШп и т. д. Толщина алюминиевой оболочки при высокочастотной сварке 1,0 мм, при прессовании— 1,3 мм.

Кабели в стальной оболочке маркируются МКССШп. Толщина стальной оболочки 0,4 мм, для большей гибкости она гофрируется по всей длине. Поверх стали наносится антикоррозийный покров в виде битума и полиэтиленовый шланг (рис. 13.13).

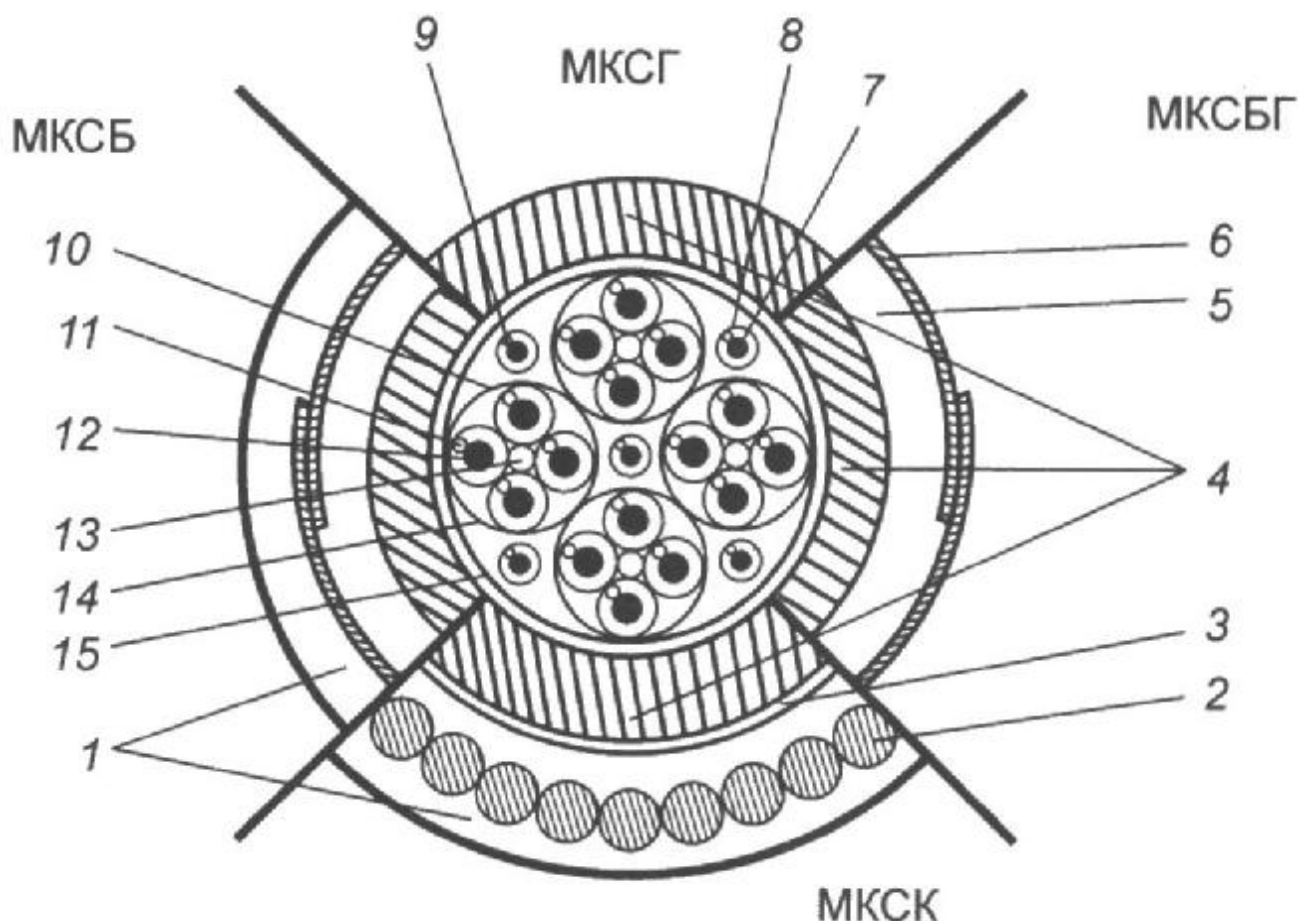


Рис. 13.12. Симметричный кабель типа МКС-4х4:

1 — наружный покров (джут), 2 — бронепроволока, 3- две ленты крепированной бумаги, 4 — свинцовая оболочка, 5 — подушка, 6 — две бронеленты, 7 — медная проволока диаметром 0,9 мм, 8, 14 — полистирольная лента, 9, 11 — кордель диаметром 0,4 и 0,8 мм соответственно, 10 — цветная хлопчатобумажная пряжа, 12 — жила диаметром 1,2 мм, 13 — кордель диаметром 1,1 мм, 15 — поясная изоляция.

Конструктивные данные кабелей МКС приведены в табл. 13.17.

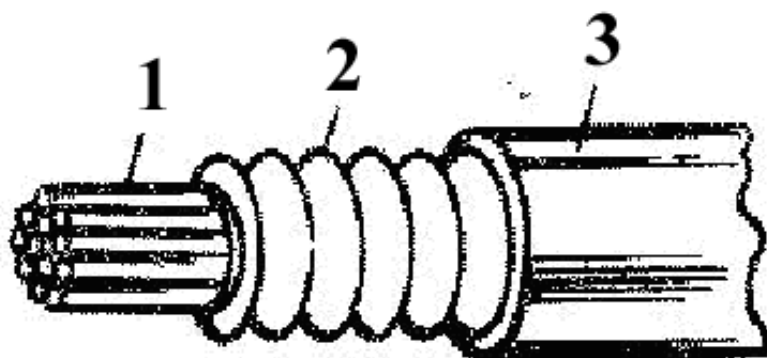


Рис. 13.13. Антикоррозийный покров для симметричного кабеля типа МКСБ-4х4.

Для кабелей типа МКС нормированы следующие электрические характеристики: сопротивление цепи постоянному току 31,7 Ом/км; сопротивление изоляции не менее 10000 МОм\*км; емкость 24,5±1,0 нФ/км; переходное затухание на ближнем конце не менее 61,7 дБ/сд; защищенность на дальнем конце не менее 73,8 дБ/сд; электрическая прочность изоляции между жилами 1500 В. Первичные и вторичные параметры кабелей МКСА в алюминиевой оболочке приведены в табл. 13.18 и 13.19.

Кабели в свинцовой и стальной оболочках имеют затухание на 2 ... 3 % больше.

Таблица 13.17

Марка кабеля	Материал	Оболочка		Кабель		Масса меди, кг/км
		Толщина, мм	Масса, кг/км	Диаметр, мм	Масса, кг/км	
МКСБ 4х4	Свинец	1,25	800	29,0	1840	163
МКСАШп 1х4	Алюминий	0,95	93	16,4	270	41
МКСАБп 4х4	Алюминий	1,0	160	32,2	1430	163
МКССШп 4х4	Сталь гофрированная	0,4	250	28,5	780	163

Таблица 13.18

$f$ , кГц	$\alpha$ , дБ/км	$\beta$ , рад/км	$ Z_B $ , Ом	$-\varphi_B$ , град	$\alpha_\alpha \cdot 10^{-3}$
10	0,738	0,283	190	16,45	3,58

30	0,956	0,800	175,6	7,83	2,94
50	1,153	1,31	172,4	5,78	2,56
70	1,335	1,83	170,8	5,80	2,34
100	1,588	2,60	169,2	4,00	2,22
150	1,935	3,88	167,6	3,25	2,17
200	2,225	5,18	166,7	2,9	2,15
250	2,497	6,45	166,5	2,7	2,14
300	2,707	7,75	166,2	2,56	2,13
400	3,108	10,32	166,1	2,23	2,07
500	3,459	12,85	166	1,95	2,06
550	3,621	14,15	165,6	1,8	—

Таблица 13.19

$f$ , кГц	$R$ , Ом/км	$L$ , мГн/км	$C$ , нФ/км	$G$ , мкСм/км
0	31,7	0,88	24	$10^{-4}$
12	34,4	0,85	24	0,7
50	43,6	0,82	24	4,6
100	64	0,8	24	9,4
150	78	0,78	24	14
200	93	0,76	24	18,8
250	102,4	0,74	24	23,4

### 13.1.10. ЗОНОВЫЕ (ВНУТРИОБЛАСТНЫЕ) КАБЕЛИ

Для зоновой связи, т. е. связи областного центра с районными, используются следующие типы кабелей:

одночетверочные различных модификаций, с полиэтиленовой и кордельно-полистирольной изоляцией, с системой передачи К-60 по двухкабельной системе;

однокоаксиальные типа ВКПАШп-1 (с парой 2,1/9,7), с системой передачи К-120 по однокабельной системе.

*Одночетверочный кабель* предназначен для зоновой связи, а также для междугородной связи с предельной дальностью 1000 км при применении аппаратуры К-60 в диапазоне 12... ..252 кГц или аппаратуры К-24 в диапазоне 12...108 кГц. Прокладываются обычно два кабеля, позволяющие получать 120 (при К-60) или 48 (при К-24) телефонных каналов. Длины усилительных участков при этом соответственно равны 12 и 20 км.

Известно несколько модификаций одночетверочных кабелей:

ЗКП-1х4 с полиэтиленовой изоляцией в полиэтиленовой оболочке;

ЗКПАШп-1х4 с полиэтиленовой изоляцией в алюминиевой оболочке и шланге;

МКСАШп-1х4 с кордельно-полистирольной изоляцией в алюминиевой

оболочке и шланге;

МКССШх-1х4 с кордельно-полистирольной изоляцией в стальной оболочке и шланге.

Наиболее распространенными кабелями являются ЗКП-1х4 и МКСАШп-1х4.

На рис. 13.14 показана конструкция одночетверочного кабеля с полиэтиленовой изоляцией и оболочкой ЗКП-1х4.

Кабель ЗКП-1х4 имеет медные жилы диаметром 1,2 мм, изолированные сплошным полиэтиленом толщиной  $1,1 \pm 0,1$  мм. Четыре изолированные жилы скручиваются с шагом 130..150 мм вокруг центрального корделя. На скрученную четверку накладывают полиэтиленовое заполнение, а поверх — экрана из алюминиевых или медных лент. Внешняя оболочка выполнена из полиэтилена или алюминия. Строительная длина 1000м. Выпускается также бронированный вариант кабеля ЗКПБ-1х4. Он имеет поверх пластмассовой оболочки броню из двух стальных лент толщиной 0,2... 0,3 мм. Конструктивные данные кабелей ЗКП-1х4 приведены в табл. 12.20.

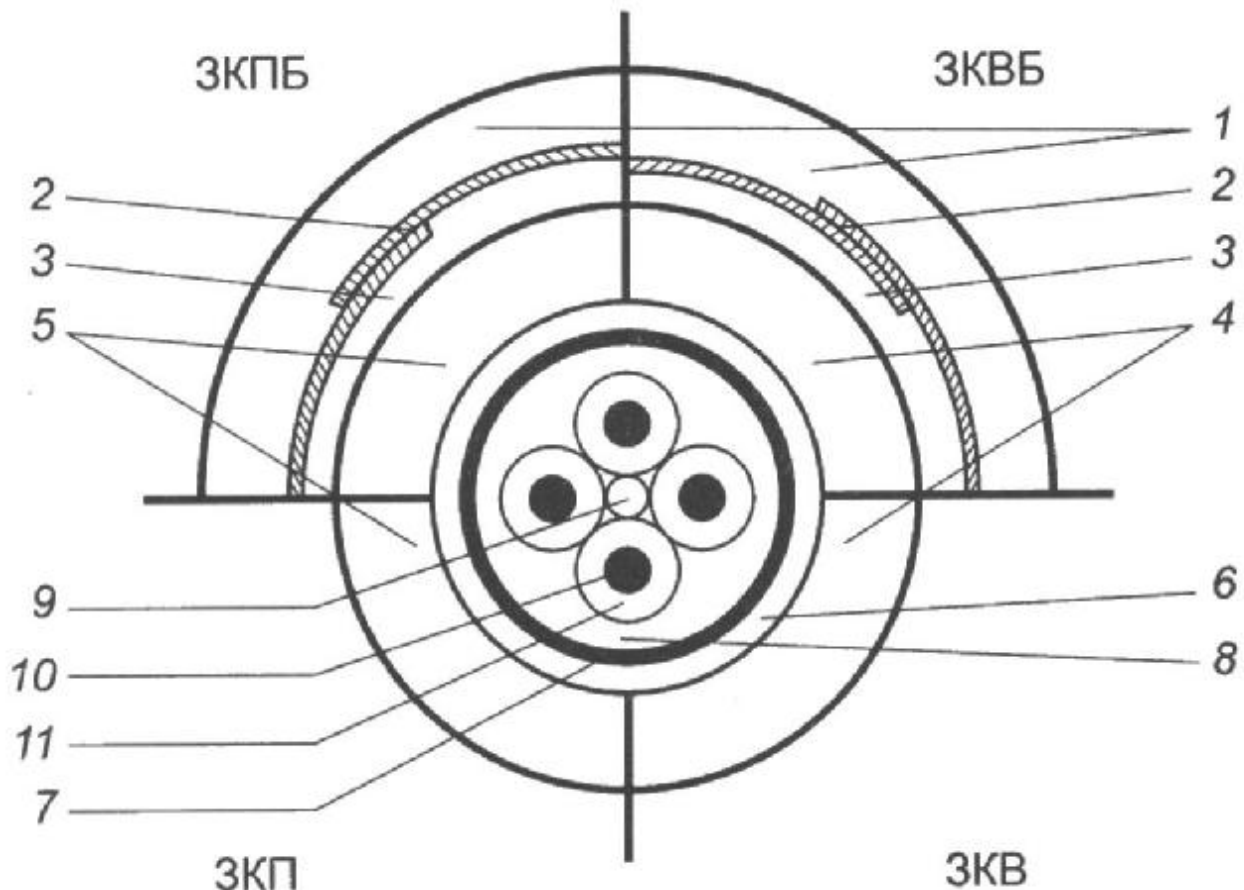


Рис. 13.14. Симметричный кабель типа ЗКП-1х4х1,2:

1- наружный покров, 2 – броня из двух стальных лент, 3 – подушка, 4 – наружная оболочка из ПВХ-пластиката, 5 – наружная оболочка из светостабилизированного полиэтилена, 6 – вязкий подклеивающий слой, 7 – экран из двух лент алюминиевой фольги, 8 – заполнение из композиционной смеси, 9 полиэтиленовый кордель, 10 - токопроводящая жила, 11 – полиэтиленовая изоляция.

Таблица 13.20

Марка кабеля	Материал оболочки	Оболочка		Кабель		Масса меди, кг/км
		Толщина, мм	Масса, кг/км	Диаметр, мм	Масса, кг/км	
ЗКПБ-1х4	Полиэтилен	2,2	94	24,1	790	41
ЗКПА1Ш-1х4	Алюминий	1,2	130	18,9	400	41
ЗКП-1х4	Полиэтилен	2,2	94	17	260	41

Для кабелей типа ЗКП-1х4 нормируются следующие параметры:

Сопротивление постоянному току, Ом/км	.....31,7
Сопротивление изоляции, МОм*км, не менее.....	10000
Емкость, нФ/км	.....35
Переходное затухание на ближнем конце, дБ/сд, не менее.....	65,
Защищенность на дальнем конце, дБ/км, не менее	.....73,8
Испытательное напряжение, В, не менее.....	2000

Частотная зависимость параметров кабеля ЗКП-1х4 приведена в табл. 13.21. Кабель ЗКПАШп-1х4 (в алюминиевой оболочке) имеет примерно аналогичные электрические характеристики.

Кабель МКСАШп-1х4 имеет медные жилы диаметром 1,2мм. Изоляция — кордельно-полистирольная. Первая пара четверки состоит из жил красного и желтого цветов, вторая пара — из жил синего и зеленого цветов. В центре четверки находится полистирольный кордель толщиной 1,1 мм. Кабель имеет алюминиевую оболочку толщиной 1,0 мм, поверх которой наложена полиэтиленовая антикоррозийная оболочка толщиной 1,5 мм.

Таблица 13.21

$f$ , кГц	$\alpha$ , дБ/км	$\beta$ , рад/км	$ Z_B $ , Ом	$-\varphi_B$ , град	$\alpha_\alpha \cdot 10^{-3}$ , 1/град
10	0,958	0,35	166	16,2	3,39
30	1,191	1	147,8	8	2,82
50	1,38	1,66	144,5	5,6	2,49
70	1,558	2,3	142,7	4,5	2,31
100	1,8	3,28	141,1	3,6	2,2
150	2,152	4,9	140,1	2,6	2,13
200	2,454	6,5	139,8	2,1	2,1
250	2,723	8,12	139,8	1,6	2,08

Электрические характеристики кабеля МКСАШп-1х4:

Сопротивление постоянному току, Ом/км.....	31,7.
Сопротивление изоляции, МОм-км, не менее .....	10000
Емкость, нФ/км.....	25
Переходное затухание на ближнем конце, дБ/сд, не менее.....	61,7
Защищенность на дальнем конце, дБ/км, не менее.....	73,8
Электрическая прочность изоляции, В.....	1500
Коэффициент затухания, дБ/км, на частоте, кГц	
10.....	0,782
100.....	1,82
250.....	2,91

Однокоаксиальный кабель ВКПАШп-1 (2,1/9,7) предназначен для организации зонной связи на 120 телефонных каналов с расстоянием до 600 км. Кабель используется в диапазоне 0,06... 1,3 МГц аппаратурой К-120 по двухполосной схеме: 60 ... 552 кГц — в прямом и 728 ... 1320 кГц — в обратном направлениях. Расстояние между усилителями 10 км. Возможно выделение 12-канальных групп в любом НУП с общим числом 60 каналов.

По этому кабелю работает также система передачи К-420 по двухполосной схеме в диапазоне 312...4584 кГц с расстоянием между усилителями 6 км.

Конструктивно кабель выполняется в двух вариантах (рис. 13.15): подземный ВКПАШп-1 и подвесной самонесущий с встроенным тросом ВКПАШпт-1. Длина пролета подвесного кабеля 50... 65 м.

Внутренний проводник кабеля ВКПАШп-1 выполнен из медной проволоки диаметром 2,1 мм, изоляция — из пористого полиэтилена с внешним диаметром 9,7 мм, внешний проводник — алюминиевая прессованная трубка толщиной 0,8 мм. Эта же трубка играет роль экрана. Защитная оболочка выполнена из светостойкого полиэтилена толщиной 2,2 мм.

В общую полиэтиленовую оболочку подвесного кабеля ВКПАШпт-1 вмонтирован стальной трос из 49 оцинкованных стальных проволок диаметром 0,34 мм.

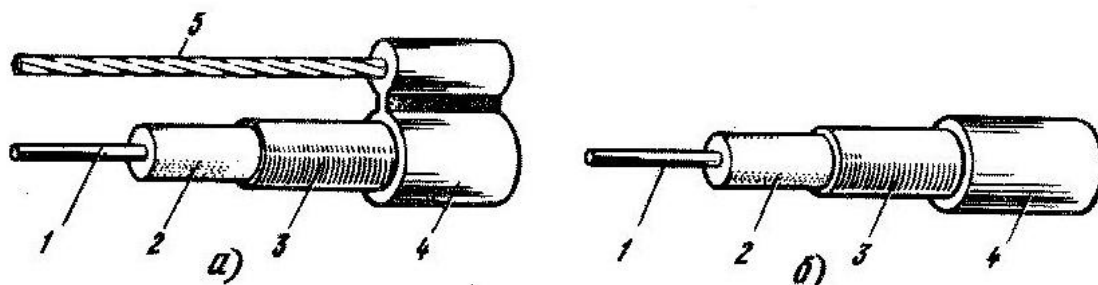


Рис. 13.15. Коаксиальный кабель типа ВКПАШп.

В поперечном сечении подвесной кабель имеет форму восьмерки. Разрывное усилие троса 6800 Н. Механическая прочность на разрыв

подземного кабеля 2900 Н. Имеется также бронированный вариант конструкции кабеля с круглопроволочной броней (ВКПАКпШп-1).

Конструктивные данные однокоаксиальных кабелей типа ВКПА приведены в табл. 13.22. Электрические характеристики кабеля ВКПА-1:

Сопротивление провода, Ом/км:

внутреннего.....	5,2
внешнего.....	2,6
ёмкость, нФ/км.....	56
Электрическая прочность изоляции, В.....	3000
Волновое сопротивление, Ом.....	75
Коэффициент неоднородности.....	0,008

Таблица 13.22

Марка кабеля	Масса внешнего проводника, кг/км	Кабель		Масса меди, кг/км
		Диаметр, мм	Масса, кг/км	
ВКПАШп-1	100	17,2	280	32
ВКПАШпт-1	100	17,2	365	32
ВКПАШп-ут-1	100	18,2	420	32
ВКПАКпШп-1	100	28,3	1490	32

Частотная зависимость однокоаксиального кабеля ВКПА-1 приведена в табл. 13.23.

Таблица 13.23

$f$ , МГц	$\alpha$ , дБ/км	$ Z_B $ , Ом	$-\varphi_B$ , град	$\beta$ , рад/км	$v$ , $10^3$ км/с
0,06	0,762	77,8	2,45	1,64	231
0,1	0,968	77,1	2,12	2,70	234
0,3	1,607	75,8	1,24	8,95	237
0,5	2,058	75,25	1,02	13,19	238
0,8	2,639	75,1	0,5	21	239
1	2,953	75,05	0,44	26	240
1,3	3,373	75	0,39	34	240
1,5	3,627	74,9	0,35	39,2	240

### 13.1.11. ГОРОДСКИЕ ТЕЛЕФОННЫЕ КАБЕЛИ

Для устройства сетей ГТС используются кабели двух назначений: абонентские, дающие связь от станций (АТС) к абонентам, и соединительные, связывающие АТС между собой и с МТС. Для АЛ применяются многопарные

телефонные кабели емкостью до 2400x2, для СЛ кроме телефонных используются также кабели междугородного типа, симметричные МКС-7x4 или коаксиальные МКТ-4 с многоканальными системами передачи.

Абонентские телефонные кабели, изготавливаемые отечественной промышленностью, подразделяются на два типа:

с бумажной (трубчатой или пористой) изоляцией и в металлической защитной оболочке (свинцовой, алюминиевой или стальной);

с пластмассовой изоляцией из сплошного полиэтилена и в пластмассовой или стальной защитной оболочке.

Общие виды городских телефонных кабелей повивной и пучковой скруток показаны на рис. 13.16.

Кабели с бумажной изоляцией имеют токопроводящие жилы диаметрами 0,4; 0,5 и 0,7 мм. Изоляция — из пористой бумажной массы или из бумажной ленты, наложенной по спирали с перекрытием в 20 ... 30%.

Кабель имеет парную скрутку групп с шагом 70... 10 и повинную скрутку сердечника. Защитная оболочка выполнена из свинца или алюминия. Номинальная радиальная толщина свинцовой оболочки 1,15 ... 3,0 мм.

Кабели выпускаются как без брони (ТГ), так и с различными броневыми покровами: стальными лентами (ТБ), круглыми проволоками (ТК) и другими вариантами брони. Кабели типа ТГ выпускаются с числом пар 5—1600, а бронированные кабели — до 600 пар.

Электрические характеристики городских кабелей бумажной изоляцией приведены в табл. 13.24.

В перспективе имеется в виду сократить ассортимент жил до трех типов: 0,32; 0,5 и 0,64 мм.

Таблица 13.24

$d$ , мм	$R$ , Ом/км	$C$ , нФ/км	$R_{из}$ , км	МОм •	$U$ , В	$\alpha$ , дБ/км (0,8 кГц)	$ Z_B $ , Ом
0,4	139	50	5000		750	1,66	1054
0,5	90	50	5000		750	1,20	972
0,7	45	45	5000		750	0,88	672

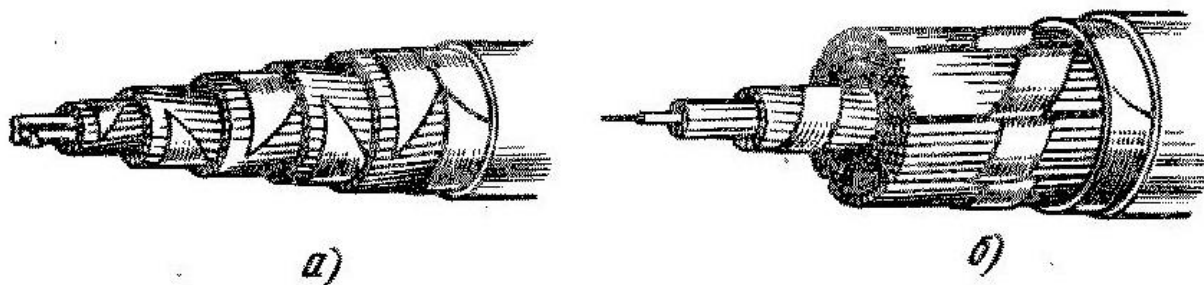


Рис. 13.16. Городские телефонные кабели повивной и пучковой скруток.

Кабели с пластмассовой изоляцией из полиэтилена изготавливаются в



полиэтиленовой (ТПП) и поливинилхлоридной (ТПВ) оболочках. Соответствующие варианты с ленточной броней маркируются ТППБ и ТПВБ. Выпускаются также кабели в стальной оболочке (ТПС).

Жилы кабелей — медные, диаметрами 0,32; 0,4; 0,5; 0,7 мм. Изоляция — из полиэтилена толщиной 0,2 ... 0,4 мм. Ассортимент изготавливаемых кабелей ТПП: с диаметром жил 0,32 и 0,4 емкостью от 10 до 2400х2; 0,5 мм — от 10 до 1200х2; 0,7 мм — от 10 до 600х2. Емкость броневых кабелей ТППБ до 600х2.

Кабели малой емкости (до 100х2) выполняются с гидрофобным наполнением, предохраняющим жилы от проникновения влаги. Такие кабели не требуют постановки под газовое давление. Они маркируются ТПЗ.

Допускаются повивная и пучковая общие скрутки *кабеля* в сердечник. При пучковой скрутке кабель комплектуется из одинаковых унифицированных пучков емкостью 50х2 и 100х2 (или 25х4 и 50х4). Эти пучки в свою очередь состоят из элементарных пучков емкостью 10х2 (5х4)- Наибольшее применение получили унифицированный пучок 100х2 (по емкости бокса) и элементарный пучок 10\*2 (по емкости распределительной коробки).

Система скрутки кабеля 100х2: (3 + 7)х(10х2) или (3+7)х(5х4). Сердечники емкостью свыше 100х2 скручиваются из 50- или 100-парных (соответственно 25- или 50-четверочных) унифицированных пучков. Так, кабель емкостью 300Х2 комплектуется из трех 100-парных (3х(100х2)) или шести 50-парных ((1+ 5)х(50х2)) пучков (рис. 3.20).

Поверх скрученного сердечника накладывается поясная изоляция из пластмассовых лент. Затем идет алюминиевый экран из лент толщиной 0,1 0,2 мм, наложенных с перекрытием продольно или спирально. На кабелях диаметром свыше 15 мм продольная лента имеет гофрированную конструкцию. По экрану располагают оболочку из полиэтилена толщиной 2 ... 4 мм.

Электрические характеристики кабелей с полиэтиленовой изоляцией приведены в табл. 13.25.

Для устройства соединительных линий АТС-АТС и АТС-МТС используются:

Таблица 13.25

$d$ , мм	$R$ , Ом/км	$C$ , нФ/км	$R_{из}$ , МОм/км	$U$ , В	$\alpha$ , дБ/км (0,8 кГц)	$ Z_B $ , Ом
0,32	216	45	5000	1500	1,92	1358
0,4	139	45	5000	1500	1,54	1264
0,5	9В	45	5000	1500	1,23	892
0,7	45	45	5000	1500	0,87	676

симметричный кабель типов МКСГ-7х4 и МКСАШп-7х4 с системой передачи КАМА. Такая система позволяет получать  $14 \times 30 = 420$  соединительных линий;

симметричный кабель любого типа с системой передачи ИКМ-30 по каждой цепи кабеля;

малогабаритный коаксиальный кабель МКТП-4 с системой передачи К-300.

В перспективе намечается использовать для соединительных линий ГТС оптические кабели с импульсно-кодовой системой передачи.

### 13.1.12. КАБЕЛИ СЕЛЬСКОЙ СВЯЗИ И ПРОВОДНОГО ВЕЩАНИЯ

Кабели сельской телефонной связи подразделяются на межстанционно-соединительные и абонентские.

Для межстанционной связи применяются высокочастотные одно- и двухчетверочные кабели типов КСПП-1х4 и КСПП-2х4. По ним работают высокочастотные системы передачи — аналоговые КНК-6 и КНК-12 и аппаратура КАМА (30 каналов) и цифровые ИКМ-15. Эти системы позволяют получать по одной четверке от 12 до 30 каналов связи. Дальность передачи по межстанционным СЛ достигает 100 км (в среднем, 40 км). Для АЛ используются обычные кабели ГТС типа ТП емкостью до 50х2, а в основном 10—20 пар. Длина АЛ не превышает 15 км (в среднем 2...3 км). Применяются также однопарные, кабели типа ПРППМ-1х2.

Кабели сельской связи имеют, как правило, медные жилы, полиэтиленовую изоляцию и полиэтиленовую оболочку. В качестве токопроводящих жил используется алюминиевый сплав или биметалл (алюминий, медь и сталь).

Для передачи программ радиовещания на селе, как правило, применяются однопарные кабели усиленной конструкции типа МРМ-1х2 и обычные кабели ПРППМ-1х2.

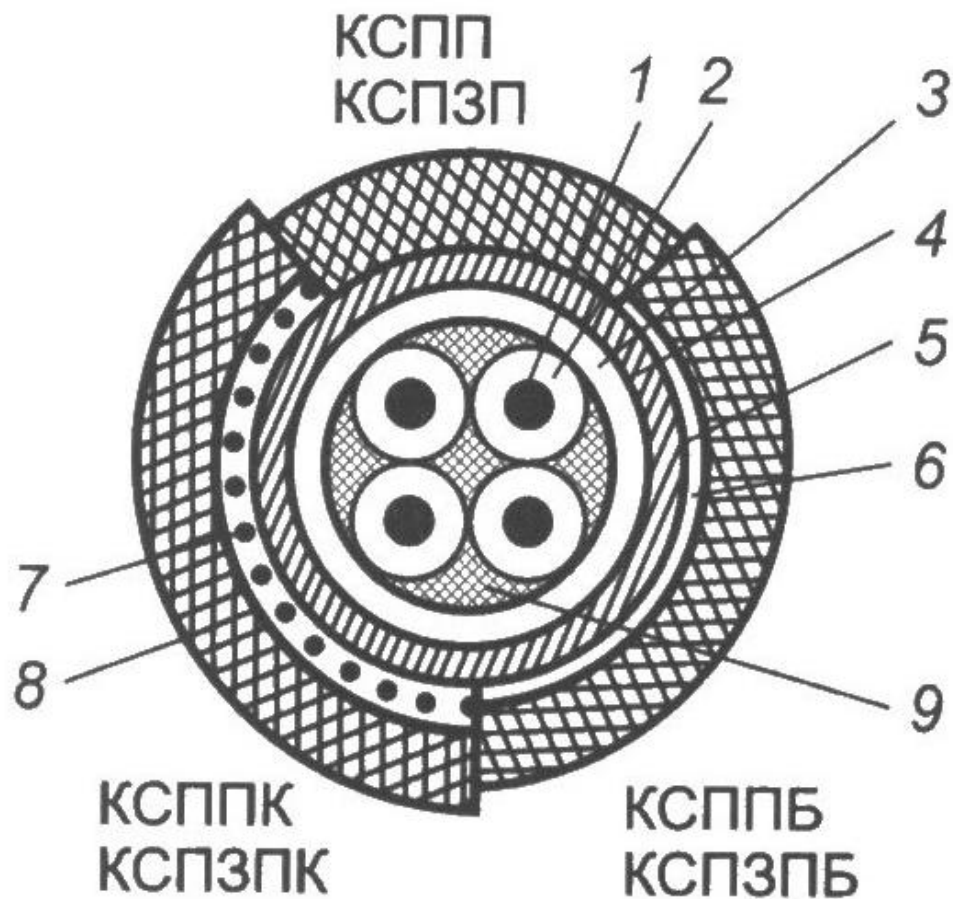
Кабели пригодны для монтажа при температуре до  $-10^{\circ}$  С и эксплуатации при температурах  $-40 \dots +50^{\circ}$  С.

*Одночетверочный высокочастотной кабель* типа КСПП-1х4 (рис. 13.17) изготавливается в нескольких модификациях: КСПП-1х4 — с полиэтиленовыми изоляцией и оболочкой; КСППБ-1х4 — с бронированной стальной лентой в полиэтиленовом защитном шланге для подземной прокладки;

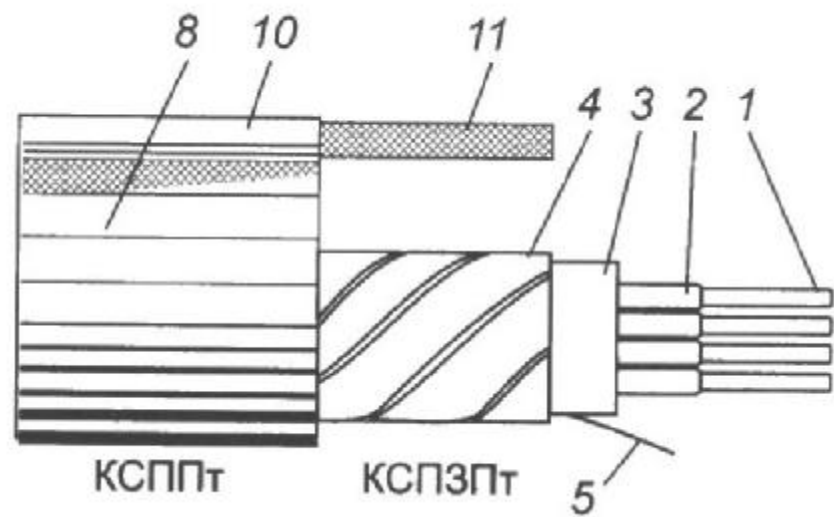
КСППК-1х4 — бронированный круглыми стальными проволоками для прокладки через реки;

КСППт и КСППБт — небронированный и бронированный со встроенным несущим тросом для подвески по опорам.

Для влагостойкости кабели могут иметь внутригидрофобное заполнение. Тогда в марке фигурирует буква З, например КСПЗП, КСПЗПБ и т. д. (рис. 13.18, 13.19, 13.20).



а



б)

Рис. 13.17. Симметричный кабель типа КСПШ-1х4.

1 – токопроводящая жила, 2 – изоляция, 3 – поясная изоляция, 4 – алюминиевый экран, 5 – экранная медная проволока, 6 – стальная ленточная броня, 7 – стальная проволочная броня, 8 – полиэтиленовая оболочка в небронированных или защитный шланг в бронированных конструкциях, 9 – гидрофобный наполнитель (в кабелях КСПЗП), 10 – несущий шланг на несущем тросе, 11 – несущий трос.

Одночетверочные кабели имеют медные жилы диаметром 0,9 или 1,2 мм, полиэтиленовую изоляцию толщиной 0,7–0,8 мм. Поверх скрутки накладывается полиэтиленовая оболочка толщиной 0,9... 1,0 мм и алюминиевый экран толщиной 0,1 мм. Наружная полиэтиленовая оболочка имеет толщину 1,2 ... 1,5 мм.

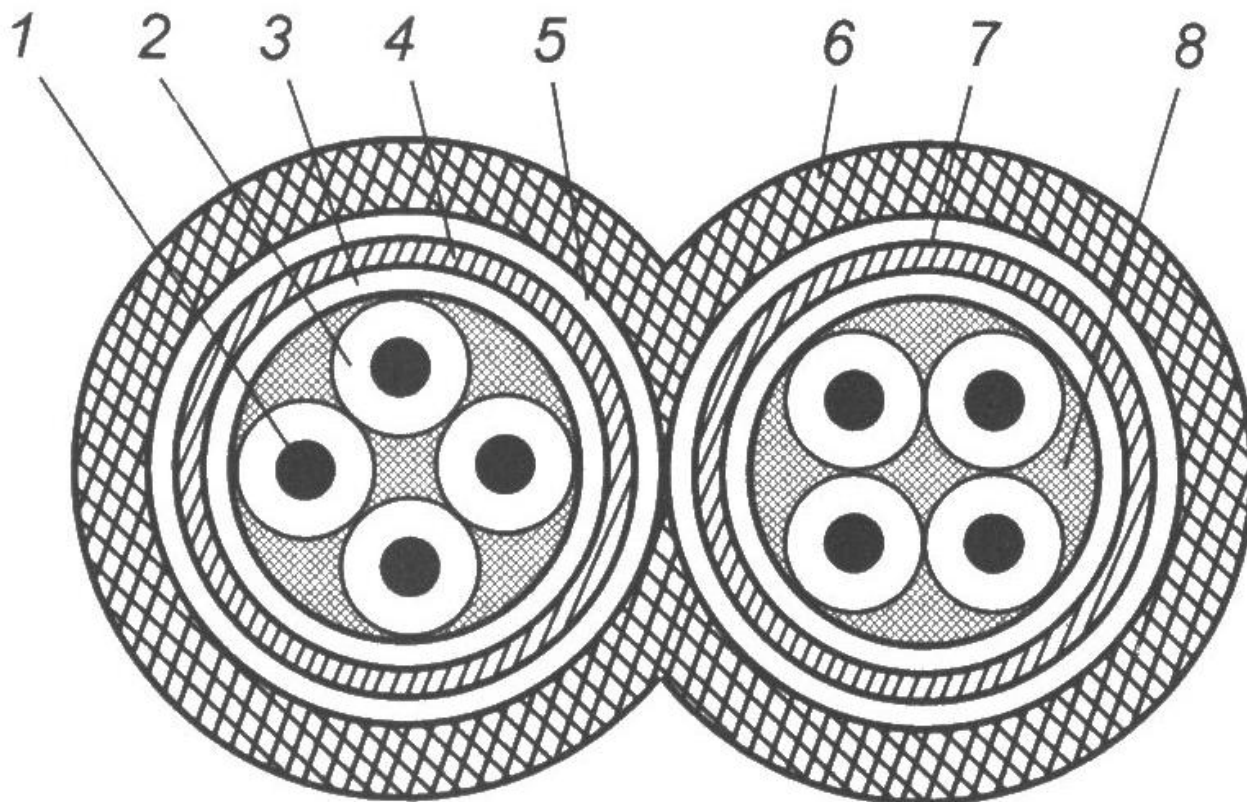


Рис. 13.18. Симметричный кабель типа КСФЗПБ-2x4x1,2:

1 – токопроводящая жила, 2 – изоляция, 3 – поясная изоляция, 4 – алюминиевый экран, 5 – стальная ленточная броня, 6 – общий защитный шланг на две четверки, 7 – экранная медная проволока, 8 – гидрофобный наполнитель.

Наружный диаметр кабелей и масса при диаметрах медной жилы 0,9 и 1,2 мм указаны в табл. 13.26. Электрические характеристики кабелей приведены в табл. 13.27.

Двухчетверочный высокочастотный кабель состоит из двух бронированных одночетверочных кабелей КСФЗПБ, имеет общий наружный полиэтиленовый шланг и в сечении представляет собой восьмерочную конструкцию.

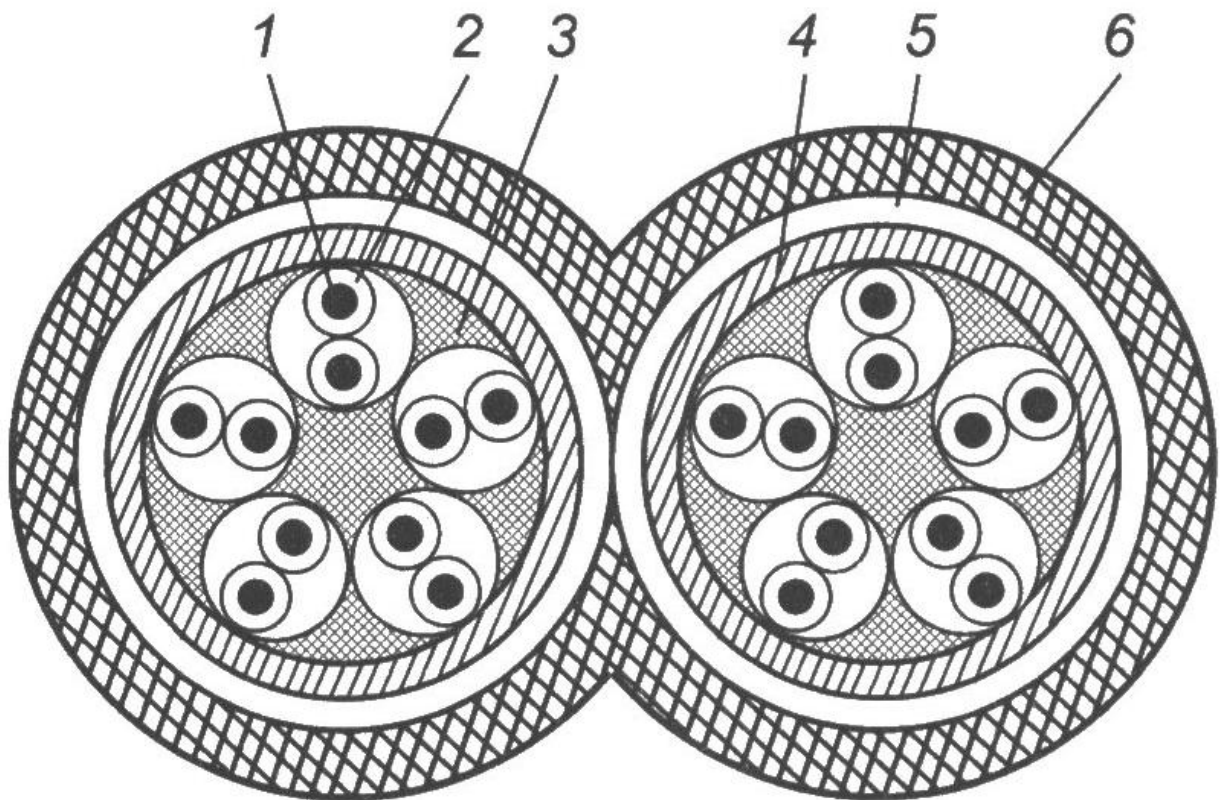


Рис. 13.19. Симметричный кабель типа КЦПЗБШп-2(5х2х0,64)

1 – медная жила, 2 полиэтиленовая изоляция, 3 – поясная изоляция, 4 – алюминиевый экран, 5 – стальная ленточная броня с битумным покрытием, 6 – общий защитный шланг на две экранированные группы.

Таблица 13.26

Кабель	$d = 0,9$ мм		$d = 1,2$ мм	
	Диаметр кабеля, мм	Масса, кг/км	Диаметр кабеля, мм	Масса, кг/км
КСПП-1х4	13	106	14	131
КСПБ-1х4	13,5	190	16	229
КСПК-1х4	16,4	210	17	265
КСПГ-1х4	14х25 13х22	—	14х25	—
КССБ-2х4	—	—	14х24	—

Таблица 13.27

Характеристика	КСПП-1х4х0,9 и 2х4х0,9	КСПП-1х4х1,2 и 2х4х1,2
Сопротивление постоянному току, Ом/км	56,8	31,6
Сопротивление изоляции, МОм • км	15000	15000
Электрическая емкость, нФ/км	38	43,5

Коэффициент затухания, дБ/км, при частоте, кГц:		
120	3,28	3,0
550	6,34	5,64
700	7,03	6,16
Волновое сопротивление, Ом	130	123
Переходное затухание на ближнем конце $A_0$ , дБ/сд	58	58
Защищенность $A_z$ , дБ/сд	66	66

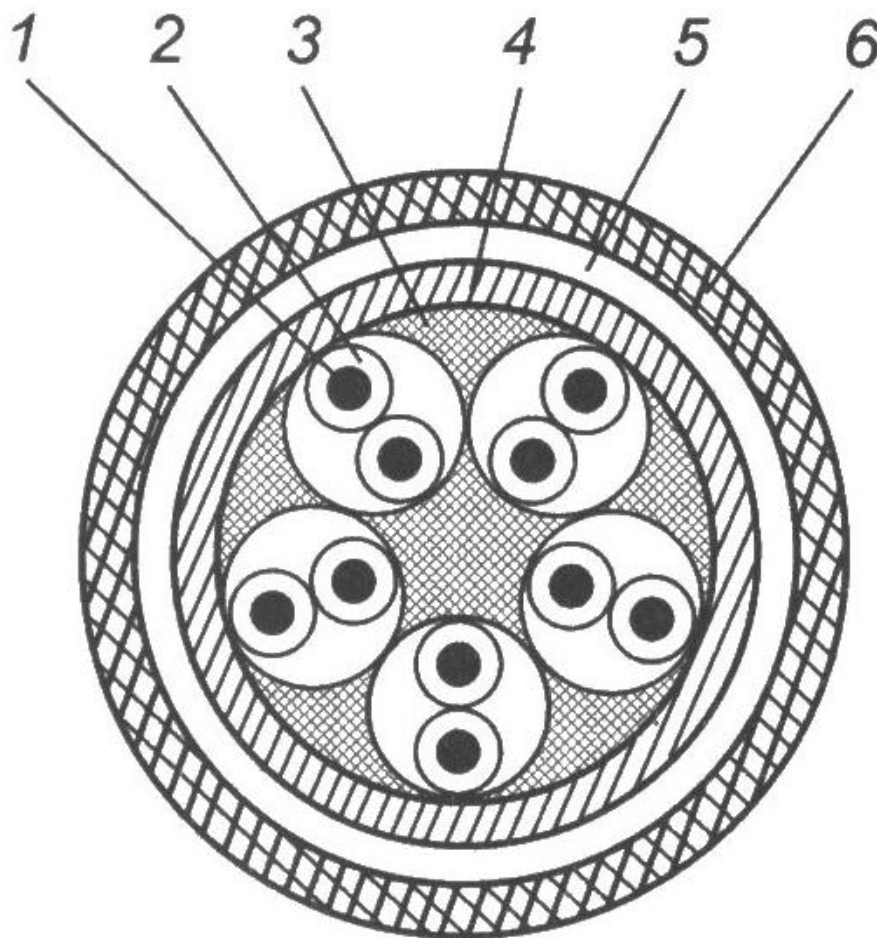


Рис. 13.20. Симметричный кабель типа КТПЗБбШп-5х2х0,64

1 – медная жила, 2 - полиэтиленовая изоляция, 3 – гидрофобный наполнитель, 4 – поясная полиэтиленовая изоляция, 5 – стальная ленточная броня с битумным покрытием, 6 – полиэтиленовая оболочка.

Учитывая, что сердечники одно- и двухчетверочного кабелей одинаковы, основные параметры передачи (сопротивление, емкость, затухание, волновое сопротивление) полностью идентичны.

Достоинством кабеля КСППВ-2х4 является высокое переходное затухание между цепями различных четверок ( $A_0 = 100... 120$  дБ/сд). Что

позволяет осуществлять двухстороннюю связь по кабелю и применять цифровые и аналоговые системы передачи.

Конструктивные и электрические характеристики двухчетверочных кабелей типа КСПП-2х4 приведены в табл. 12.26 и 12.27.

*Однопарные кабели* показаны на рис. 12.21, 12.22. Кабели имеют, как правило, медные жилы диаметром 0,8; 0,9; 1,2 мм. Изоляция - из полиэтилена. Поверх наложена оболочка из шлангового светостабилизированного полиэтилена (ПРППМ-1х2). Находят также применение конструкции кабелей с поливинилхлоридной изоляцией — ПРВПМ-1х2, однопарные кабели с алюминиевыми (ПРППА-1х2) и стальными (ПРПЖ-1х2) жилами.

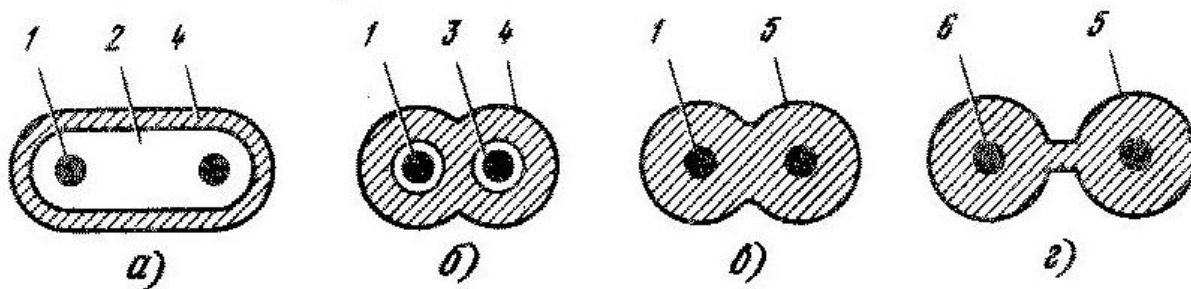


Рис. 13.21. Конструкция однопарных кабелей.

Кабели с полиэтиленовой изоляцией пригодны для работы при температурах —40... 50° С. Для поливинилхлоридной изоляции диапазон отрицательных температур сокращается до —20° С. Строительная длина однопарных кабелей 500 м.

Наибольшее применение для сельской связи имеет кабель с медными жилами, полиэтиленовой изоляцией и оболочкой марки ПРППМ-1х2.

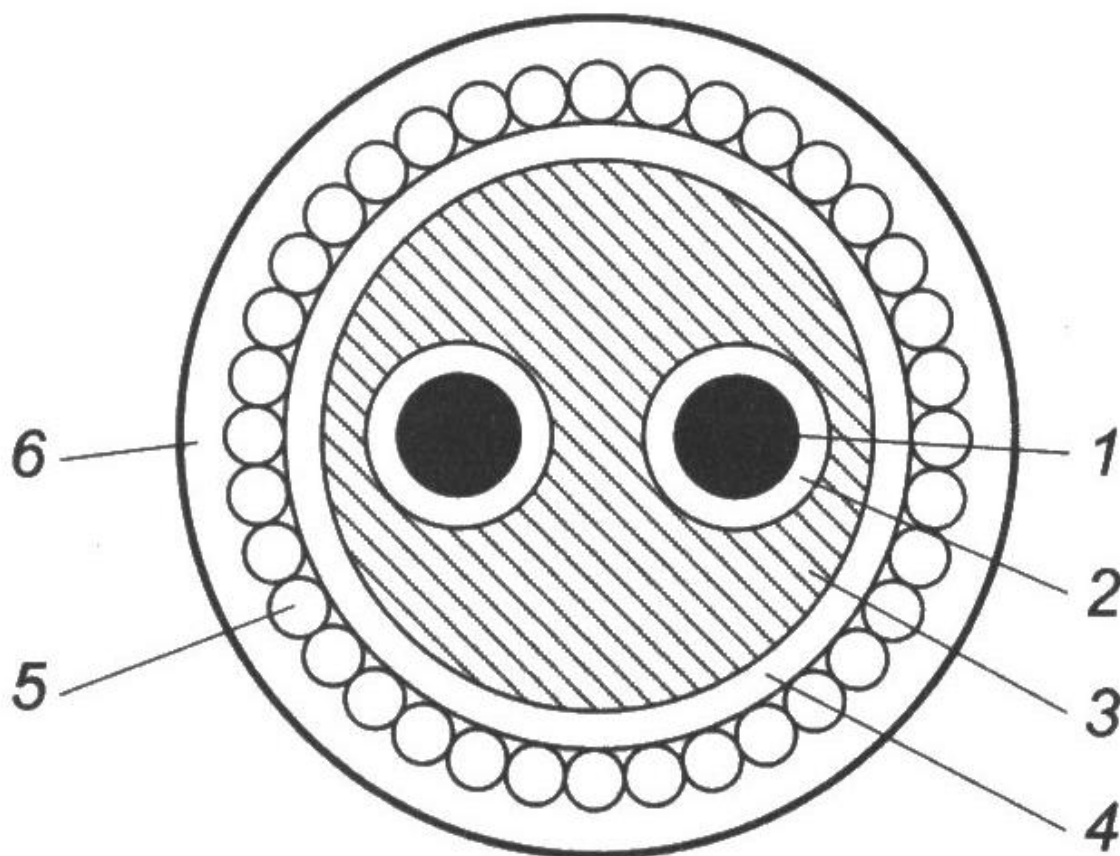


Рис. 13.22. Конструкция однопарного кабеля КАПЗоп.

1 – медная жила, 2 - полиэтиленовая изоляция, 3 – гидрофобный наполнитель, 4 – поясная изоляция, 5 – оплетка из оцинкованной проволоки, 6 – внешняя полиэтиленовая оболочка.

Кабель КАПЗоп – кабель абонентский с полиэтиленовой изоляцией жил, с гидрофобным заполнением сердечника, в оплетке из оцинкованных проволок и полиэтиленовом шланге.

Конструктивные и электрические характеристики однопарных кабелей приведены в табл. 13.28 и 13.29.

Таблица 13.28

Марка кабеля	Проводник		Изоляция	Кабель	
	Материал	Диаметр, мм		Размеры, мм	Масса, кг/км
ПРППМ-1x2	Медь	0,8	ПЭ	3,6X7,2	29,0
		0,19		3,9X7,8	36,0
		1,2		4,6X9,2	43,8
ПРПВМ-1x2	»	0,8	ПХВ	3,2X6,7	24,2
		1,0		3,8x8,1	36,4
		1,2		4,4X9,3	51,0
ПТПЖ-1x2	Сталь	0,6	ПЭ	2,0X6,0	8,6
		1,2		2,8X7,6	25,3



ПРППА- 1х4	Алюмин ий	1,8	ПЭ	3,6Х9,2	51,7
		1,6		4,6Х9,4	48,0

Таблица 13.29

Марка кабеля	$R$ , Ом/км	$L$ , мГн/км	$C$ , нФ/км	$\alpha$ , дБ/км $U$ , В	$ Z_B $ , Ом	$U$ , В	$R_{из}$ , км	МОм •
ПРППМ- 1х2х0.8	72,0	0,7	50	1,24	353	380	6000	
ПРППМ- 1х2х0.9	56,8	0,7	51	1,0	290	380	6000	
ПРППМ- 1х2х1,2	32,0	0,7	56	0,83	237	380	6000	
ПРПВМ- 1х2х1,0	47,8	0,7	58	0,9	240	360	1000	
ПРППА- 1х2х1.6	29,4	0,7	80	0,65	269	380	6000	
ПРПЖ- 1х2х1.2	280,0	0,7	56	—	—	500	1000	

Для *сельского радиовещания* применяются *магистральные фидерные кабели* МРМ-1х2 и абонентские кабели ПРППМ-1х2 (см. рис. 13.18).

Кабель МРМ имеет *однопарную конструкцию* с медными проводниками диаметром 1,2 мм. Изоляция из пористого полиэтилена значительно большей толщины, чем у кабеля ПРППМ. Благодаря этому он может применяться, для радиотрансляционных сетей с напряжением до 960 В, в то время как по кабелям типа ПРПЖ напряжение не должно превышать 360 В.

## 13.2. ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ СВЯЗИ

### 12.2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ

Оптический кабель состоит из скрученных по определенной системе оптических волокон из кварцевого стекла (световодов), заключенных в общую защитную оболочку. При необходимости кабель может содержать силовые (упрочняющие) и демпфирующие элементы.

Существующие ОК по своему назначению могут быть классифицированы на три группы: магистральные, зонавые и городские. В отдельные группы выделяются подводные, объектовые и монтажные ОК.

*Магистральные ОК* предназначаются для передачи информации на большие расстояния и значительное число каналов. Они должны обладать малыми затуханием и дисперсией и большой информационно-пропускной способностью. Используется одномодовое волокно с размерами сердцевинки и оболочки 8/125 мкм. Длина волны 1,3 ... 1,55 мкм.

*Зонавые ОК* служат для организации многоканальной связи между областным центром и районами с дальностью связи до 250 км. Используются градиентные волокна с размерами 50/125 мкм. Длина волны 1,3 мкм.

*Городские ОК* применяются в качестве соединительных между городскими АТС и узлами связи. Они рассчитаны на короткие расстояния (до 10 км) и большое число каналов. Волокна - градиентные (50/125 мкм). Длина волны 0,85 и 1,3 мкм. Эти линии, как правило, работают без промежуточных линейных регенераторов.

*Подводные ОК* предназначаются для осуществления связи через большие водные преграды. Они должны обладать высокой механической прочностью на разрыв и иметь надежные влагостойкие покрытия. Для подводной связи также важно иметь малое затухание и большие длины регенерационных участков.

*Объектовые ОК* служат для передачи информации внутри объекта. Сюда относятся учрежденческая и видеотелефонная связь, внутренняя сеть кабельного телевидения, а также бортовые информационные системы подвижных объектов (самолет, корабль и др.).

*Монтажные ОК* используются для внутри- и межблочного монтажа аппаратуры. Они выполняются в виде жгутов или плоских лент.

### 13.2.2. ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛОКНА И ОСОБЕННОСТИ ИХ ИЗГОТОВЛЕНИЯ

Основным элементом ОК является оптическое волокно (световод), выполненное в виде тонкого стеклянного волокна цилиндрической формы, по которому передаются световые сигналы с длинами волны 0,85... 1,6 мкм, что соответствует диапазону частот  $(2,3...1,2) \cdot 10^{14}$  Гц.

Световод имеет двухслойную конструкцию и состоит из сердцевинки и оболочки с разными показателями преломления ( $n_1$  и  $n_2$ ). Сердцевина служит для передачи электромагнитной энергии. Назначение оболочки — создание

лучших условий отражения на границе «сердцевина — оболочка» и защита от помех из окружающего пространства.

Сердцевина волокна, как правило, состоит из кварца, а оболочка может быть кварцевая или полимерная. Первое волокно называется кварц—кварц, а второе кварц—полимер (кремнеорганический компаунд). Исходя из физико-оптических характеристик предпочтение отдается первому. Кварцевое стекло обладает следующими свойствами: показатель преломления 1,46, коэффициент теплопроводности 1,4 Вт/мк, плотность 2203 кг/м<sup>3</sup>. Снаружи световода располагается защитное покрытие для предохранения его от механических воздействий и нанесения расцветки. Защитное покрытие обычно изготавливается двухслойным: вначале кремнеорганический компаунд (СИЭЛ), а затем — эпоксида, фторопласт, нейлон, полиэтилен или лак. Общий диаметр волокна 500–800 мкм.

В существующих конструкциях ОК применяются световоды трех типов: ступенчатые с диаметром сердцевины 50 мкм, градиентные со сложным (параболическим) профилем показателя преломления сердцевины и одномодовые с тонкой сердцевиной (6...8 мкм). По частотно-пропускной способности и дальности передачи лучшими являются одномодовые световоды, а худшими — ступенчатые.

Важнейшая проблема оптической связи — создание оптических волокон (ОВ) с малыми потерями. В качестве исходного материала для изготовления ОВ используется кварцевое стекло ( $\text{SiO}_2$ ), которое является хорошей средой для распространения световой энергии. Однако, как правило, стекло содержит большое количество посторонних примесей, таких как металлы (железо, кобальт, никель, медь) и гидроксильные группы (ОН). Эти примеси приводят к существенному увеличению потерь за счет поглощения и рассеяния света. Для получения ОВ с малыми потерями и затуханием необходимо избавиться от примесей, чтобы было химически чистое стекло.

В настоящее время наиболее распространен метод создания ОВ с малыми потерями путем химического осаждения из газовой фазы.

Получение ОВ путем *химического осаждения из газовой фазы* выполняется в два этапа: изготавливается двухслойная кварцевая заготовка и из нее вытягивается волокно. Заготовка изготавливается следующим образом (рис. 13.19).

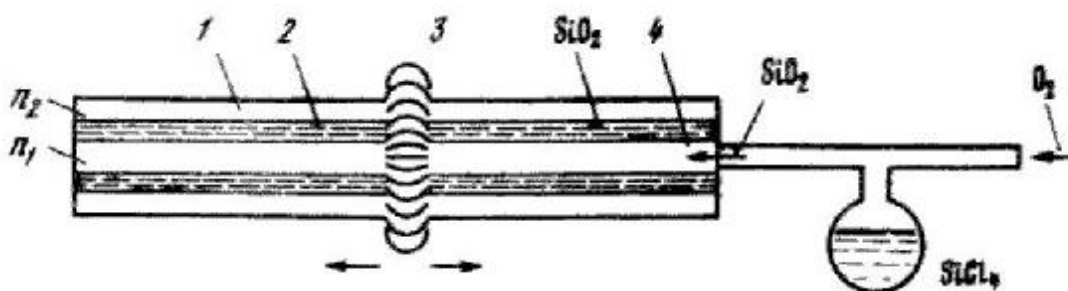


Рис. 13.19. Особенности изготовления оптического волокна.

Во внутрь полой кварцевой трубки с показателем преломления  $n_2$  длиной 0,5...2 м и диаметром 16...18 мм подается струя хлорированного кварца ( $\text{SiCl}_4$ ) и кислорода ( $\text{O}_2$ ). В результате химической реакции при высокой температуре (1500... 1700° С) на внутренней поверхности трубки слоями осаждается чистый кварц ( $\text{SiO}_2$ ). Таким образом, заполняется вся внутренняя полость трубки, кроме самого центра. Чтобы ликвидировать этот воздушный канал подается еще более высокая температура (1900° С), за счет которой происходит схлопывание и трубчатая заготовка превращается в сплошную цилиндрическую заготовку.

Чистый осажденный кварц затем становится сердечником ОВ с показателем преломления  $n_1$ , а сама трубка выполняет роль оболочки с показателем преломления  $n_2$ . Вытяжка волокна из заготовки и намотка его на приемный *барaban* производятся при температуре размягчения стекла (1800.. .2200° С). Из заготовки длиной в 1 м получается свыше 1 км оптического волокна.

Достоинством данного способа является не только получение ОВ с сердечником из химически чистого кварца, но и возможность создания градиентных волокон с заданным профилем показателя преломления. Это осуществляется за счет применения легированного кварца с присадкой титана, германия, бора, фосфора или других реагентов. В зависимости от применяемой присадки показатель преломления волокна может изменяться. Так, германий увеличивает, а бор уменьшает показатель преломления. Подбирая рецептуру легированного кварца и соблюдая определенный объем присадки в осаждаемых на внутренней поверхности трубки слоях, можно обеспечить требуемый характер изменения  $n_2$  по сечению сердечника волокна.

### 13.2.3. КОНСТРУКЦИИ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ

Конструкции ОК в основном определяются назначением и областью их применения. В связи с этим имеется много конструктивных вариантов. В настоящее время в различных странах разрабатывается и изготавливается большое число типов кабелей. Однако все многообразие существующих типов кабелей можно подразделять на три группы (рис. 13.20): 1) кабели повивной концентрической скрутки; 2) кабели с фигурным сердечником; 3) плоские кабели ленточного типа.

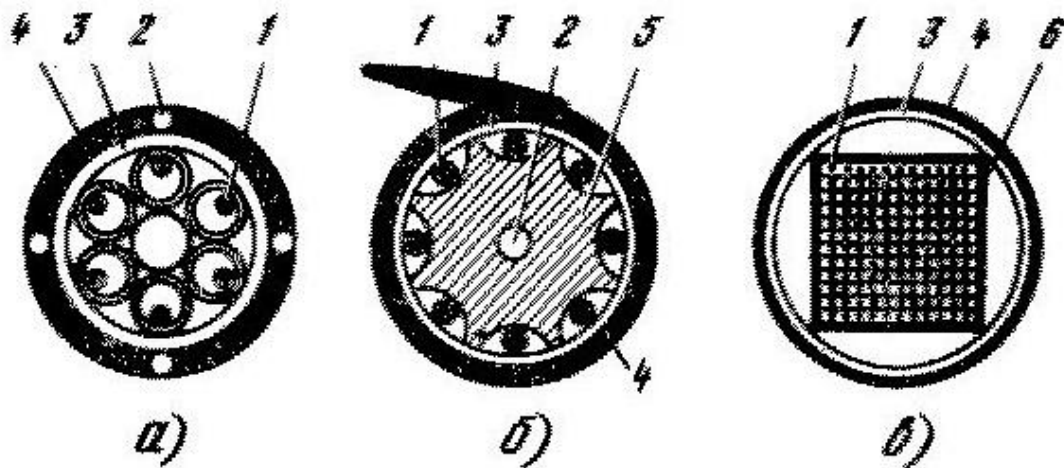


Рис. 13.20. Типы оптических кабелей.

Кабели первой группы имеют традиционную повивную концентрическую скрутку сердечника по аналогии с электрическими кабелями. Каждый последующий повив сердечника по сравнению с предыдущим имеет на шесть волокон больше. Известны такие кабели преимущественно с числом волокон 7, 12, 19. Чаще всего волокна располагаются в отдельных пластмассовых трубках, образуя модули.

Кабели второй группы имеют в центре фигурный пластмассовый сердечник с пазами, в которых размещаются ОВ. Пазы и соответственно волокна располагаются по геликоиде, и поэтому они не испытывают продольного воздействия на разрыв. Такие кабели могут содержать 4, 6, 8 и 10 волокон. Если необходимо иметь кабель большой емкости, то применяется несколько первичных модулей.

Кабель ленточного типа состоит из стопки плоских пластмассовых лент, в которые вмонтировано определенное число ОВ. Чаще всего в ленте располагается 12 волокон, а число лент составляет 6, 8 и 12. При 12 лентах такой кабель может содержать 144 волокна.

В оптических кабелях кроме ОВ, как правило, имеются следующие элементы:

силовые (упрочняющие) стержни, воспринимающие на себя продольную нагрузку на разрыв;

заполнители в виде сплошных пластмассовых нитей;

армирующие элементы, повышающие стойкость кабеля при механических воздействиях;

наружные защитные оболочки, предохраняющие кабель от проникновения влаги, паров вредных веществ и внешних механических воздействий.

В России изготавливаются различные типы и конструкции ОК. Для организации многоканальной связи применяются в основном четырех- и восьмиволоконные кабели.

Представляют интерес ОК французского производства. Они, как правило,

комплекуются из унифицированных модулей, состоящих из пластмассового стержня диаметром 4 мм с ребрами по периметру и десяти ОВ, расположенных по периферии этого стержня. Кабели содержат 1, 4, 7 таких модулей. Снаружи кабели имеют алюминиевую и затем полиэтиленовую оболочку.

Американский кабель, широко используемый на ГТС, представляет собой стопку плоских пластмассовых лент, содержащих по 12 ОВ. Кабель может иметь от 4 до 12 лент, содержащих 48—144 волокна (рис. 12.32).

В Англии построена опытная линия электропередачи с фазными проводами, содержащими ОВ для технологической связи вдоль ЛЭП, в центре провода ЛЭП располагаются четыре ОВ.

Применяются также подвесные ОК. Они имеют металлический трос, встроенный в кабельную оболочку. Кабели предназначаются для подвески по опорам воздушных линий и стенам зданий.

Для подводной связи проектируются ОК, как правило, с наружным броневым покровом из стальных проволок. В центре располагается модуль с шестью ОВ. Кабель имеет медную или алюминиевую трубку. По цепи «трубка—вода» подается ток дистанционного питания на подводные необслуживаемые усилительные пункты.

#### 13.2.4. ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА

Первое поколение ОК, созданных в 1986—1988 гг., включает кабели городской (ОК-50), зонной (ОЗКГ) и магистральной (ОМЗКГ) связи. Современные требования развития связи потребовали создания новых усовершенствованных типов ОК (второе поколение). Такими кабелями, разработанными в период 1990—1992 гг., являются: ОКК — для городской связи (прокладка в канализации), ОКЗ — для зонной и ОКЛ — для линейной магистральной связи.

Отличительные особенности ОК второго поколения:

- переход на волны 1,3 и 1,55 мкм;
- применение одномодовых волокон;
- модульные конструкции кабелей (каждый модуль на 1, 2, 4 волокна);
- наличие медных жил для дистанционного электропитания;
- разнообразие типов наружных оболочек (стальные ленты, проволоки, стеклопластик, полиэтилен, оплетка);
- широкополосность и большие длины регенерационных участков.

Кабель ОКК по сравнению с ОК-50 имеет меньшее затухание, большие дальность связи и широкополосность. Кабель ОКК состоит из градиентных и одномодовых волокон.

Новый зонный кабель ОКЗ имеет различные типы оболочек, позволяющих использовать его в различных условиях эксплуатации (земля, вода, подвеска).

Кабель междугородной связи ОКЛ по сравнению с предшествующим (ОМЗКГ) обладает большей длиной трансляционного участка и позволяет применять наиболее мощную систему передачи на 7680 каналов («Сопка-5»).

Рассмотрим конструкции отечественных ОК.

Кабель городской связи типа ОК-50 содержит четыре или восемь волокон (рис. 13.21). Волокна свободно расположены в полимерных трубках. Скрутка — повивная, концентрическая. В центре размещен силовой элемент из высокопрочных полимерных нитей. Снаружи имеется полиэтиленовая оболочка.

Четырехволоконный кабель ОК-4 имеет принципиально ту же конструкцию и размеры, что и восьмиволоконный, но только четыре волокна в нем заменены пластмассовыми стержнями. Изготавливаются также кабели, содержащие больше число волокон. Городские кабели прокладываются в телефонные каналы.

Кабель городской связи типа ОКК, прокладываемый в канализации, содержит 4, 8 или 16 волокон (рис. 13.22). Кабель имеет градиентные волокна с диаметром сердцевины 50 мкм (ОКК-50-01) или одномодовые волокна с диаметром сердцевины 10 мкм (ОКК-10-02).

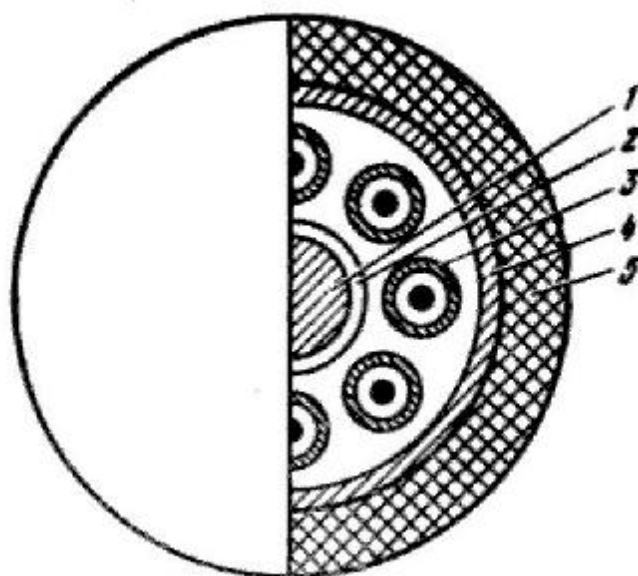


Рис. 13.21. Оптический кабель ОК-50.

Силовой центральный элемент выполнен из стеклопластиковых стержней или стального троса, изолированного полиэтиленом. Поверх наложена скрутка из восьми оптических модулей или корделей. В каждом модуле может содержаться 1, 2 или 4 ОВ. Затем наложены фторопластная лента и полиэтиленовый шланг.

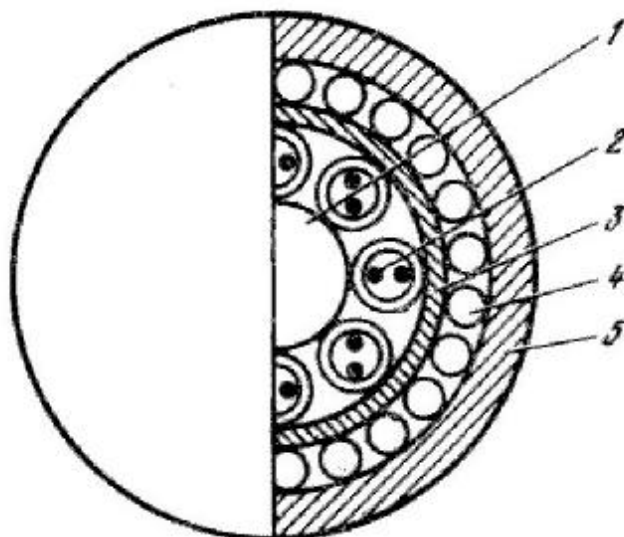


Рис. 13.22. Оптический кабель ОККС.

Кабели, предназначенные для прокладки в грунтах, зараженных грызунами или подверженных механическим воздействиям, имеют еще броневой покров из стеклопластиковых стержней, а поверх него — полиэтиленовый шланг (ОККС). Известны конструкции, в которых вместо стержней применяется оплетка (ОККО).

Для подводных речных переходов применяется кабель в алюминиевой оболочке с броневым покровом из круглых стальных проволок и полиэтиленовым шлангом (ОККАК). Для стационарных вводов и монтажа создан кабель ОКС.

Кабель зонной связи марки ОЗКГ (рис. 13.23) содержит восемь градиентных волокон, расположенных в пазах профилированного пластмассового сердечника.

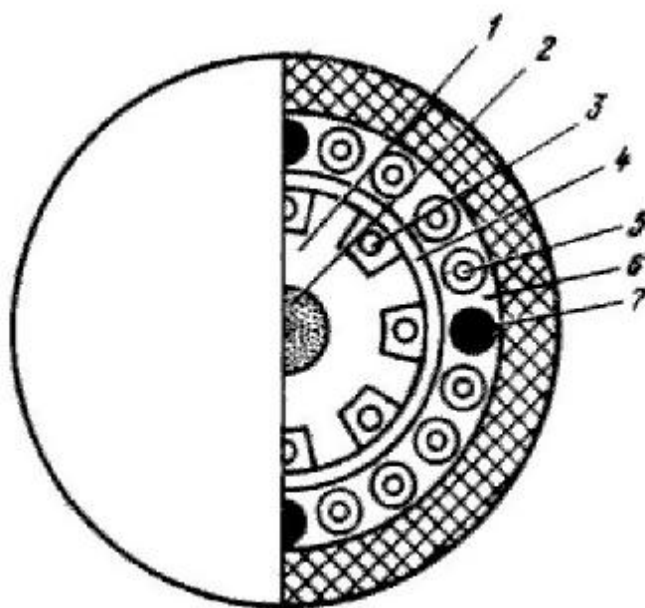


Рис. 13.23. Оптический кабель ОЗКГ.



Так как кабель предназначен для непосредственной прокладки в грунт, он имеет защитный броневой покров из стальных проволок диаметром 1,2 мм. Дистанционное электропитание регенераторов осуществляется по четырем медным изолированным проводникам диаметром 1,2 мм, расположенным в броневом покрове кабеля. Снаружи кабель имеет полиэтиленовую оболочку.

*Зональный кабель ОКЗ* содержит четыре или восемь многомодовых ОВ, расположенных в четырех модулях сердечника кабеля, покрытых снаружи полиэтиленовой оболочкой. Кабель предназначен для прокладки в грунт, поэтому имеет защитный броневой покров. Возможны различные варианты брони: стальные круглые проволоки (ОКЗК), бронеленты (ОКЗБ), стеклопластиковые стержни (ОКЗС), стальная оплетка (ОКЗО). Изготавливаются также подводные кабели с алюминиевой оболочкой и круглой стальной броней (ОКЗАК). Станционные кабели маркируются ОКС.

Дистанционное электропитание регенераторов осуществляется по четырем медным изолированным проводникам диаметром 1,2 мм, расположенным в сердечнике кабеля.

Кабель магистральной связи ОМЗКГ (рис. 13.24) содержит одномодовые волокна, обеспечивающие многоканальную связь на большие расстояния.

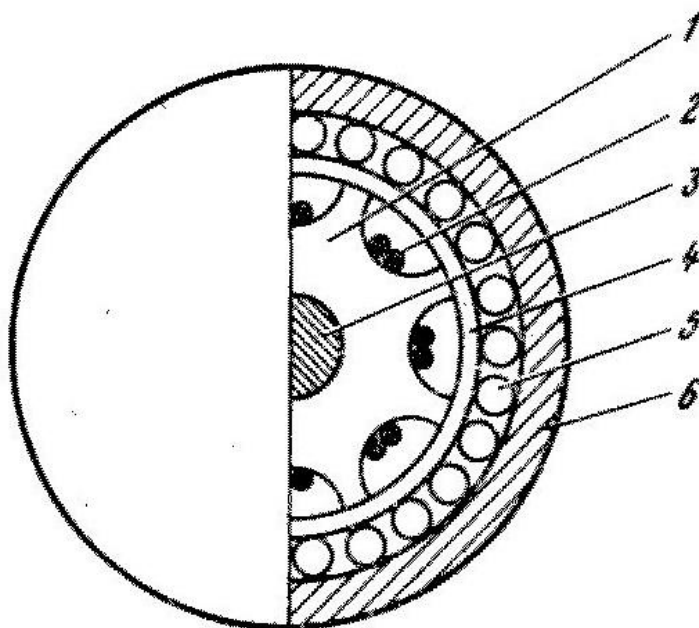


Рис. 13.24. Оптический кабель ОМЗКГ.

Кабель содержит четыре или восемь волокон, расположенных в пазах профилированного пластмассового сердечника. Защитный покров изготавливается в двух модификациях: из стеклопластиковых стержней или стальных проволок. Снаружи имеется пластмассовая оболочка. Кабель предназначен для прокладки в грунт.

Магистральный кабель ОКЛ изготавливается из одномодовых волокон с

сердцевинной диаметром 10 мкм, имеет две модификации: с медными проводниками диаметром 1,2 мм для дистанционного питания регенераторов (рис. 13.25) и без медных проводников с питанием от местной сети или автономных источников теплоэлектрогенераторов (ТЭГ).

Центральный силовой элемент выполнен из стеклопластиковых стержней. Наружный покров кабеля имеет несколько разновидностей: для прокладки в канализации — это полиэтиленовый шланг (марка ОКЛ), для подземной прокладки — броневой покров из стеклопластиковых стержней (ОКЛС), стальных лент (марка ОКЛБ), круглой проволоки (ОКЛК).

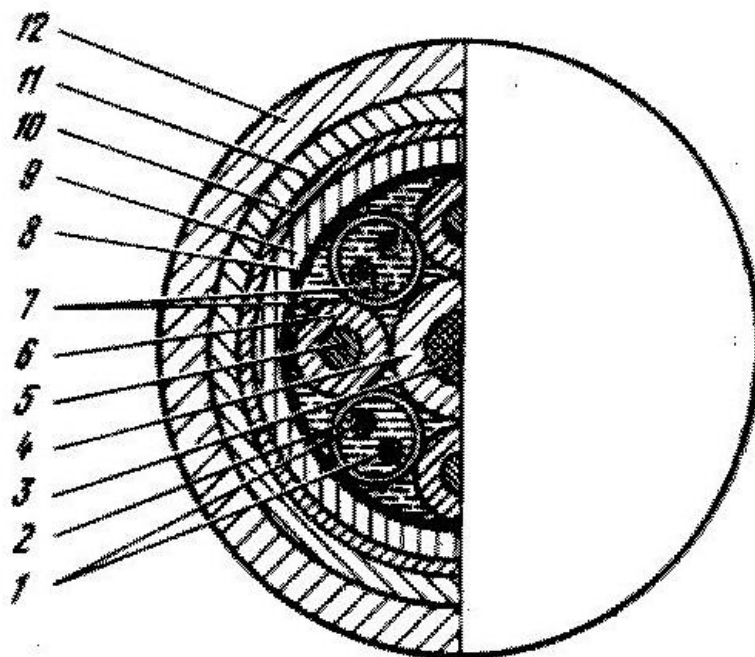


Рис. 13.25. Оптический кабель ОКЛ.

Для подводных речных переходов создан кабель с алюминиевой оболочкой и круглопроволочной броней (ОКЛАК). Для стационарных вводов и монтажа используется кабель ОКС.

Основные оптические и физико-механические свойства ОК отечественного производства приведены в табл. 13.30.

Таблица 13.30

Характеристика	ОК-50	ОКК	ОКЗГ	ОКЗ	ОМЗКГ	ОКЛ
Система передачи	«Соната-2»	ИКМ-4/5	«Сопка-3»		«Сопка-4»	«Сопка-4м», «Сопка-5»
Число цифровых каналов	120	120, 480	480	480	1920	1920; 7680
$\lambda$ , мкм	0,85	1,3	1,3	1,3	1,3	1,55

$\alpha$ , дБ/км	3	0,7 ... 1,0	0,7... 1,0	0,7... 1,5	0,7	0,3	
$\Delta F$ , МГц км	250 ... 500	1000	500... 800		5000	5000	
Длина регенерационного участка, км	12	30	30	30	40	100	
Число волокон	4 и 8	4, 8, 16	4 и 8	4 и 8	4, 8, 16	4,8, 16	
Тип волокна	МОВ	ООВ МОВ	и МОВ	МОВ	ООВ	ООВ	
Подземные	$d$ , мм $Q$ , кг/км $P$ , Н	12 ... 15 100 ... 300 1200	12... 18 120... 320 300 ... 3500	17 370 3000	18... 20 405...44 5 —	12...18 130... 400 1300...400 0	14...18 140 ... 404 1000... 3600
Водные	$d$ , мм $Q$ , кг/км $P$ , Н	— — —	24 1200 25000	— — —	20 1040 25000	— — —	25 1300 25000
Строительная длина, км	1...2		2		2		
Срок службы, лет	25		25		25		
Электропитание	Местное		ДП		Автономное, ДП		

*Примечание.*  $\Delta F$  – коэффициент широкополосности;  $Q$  – масса;  $P$  – разрывная прочность; ООВ – одномодовое, МОВ – многомодовое оптическое волокно.

Оптические кабели выпускаются в Республике Беларусь кабельным предприятием "Союз-Кабель", расположенным в г. Витебске. На рис. 13.26 – 13.31 показаны конструкции оптических кабелей, выпускаемых этим предприятием. Обозначение кабеля при макрообразовании ОКХ1Х2Х3Н1-Х4-Х5Н2-Н3 обозначает следующее:

- ОК – оптический кабель;
- Х1 – тип кабеля:
- Б(В) – бронированный стальными проволоками,
- С(С) – бронированный стальной лентой,
- А(А) – полностью диэлектрический, самонесущий, с арамидными нитями,
- Т(Т) – самонесущий, со встроенным несущим тросом.
- Х2 – исполнение наружной оболочки:
- без индекса – полиэтиленовая,
- Н(Н) – не распространяющая горение,

Г(G) - не распространяющая горение, безгалогеновая,

Т(T) – устойчивая к трекингу (электрокоррозии).

X3- дополнительные опции:

П(P) – дополнительные силовые элементы из стальных проволок,

З(Z) – защитная алюмополиэтиленовая оболочка (АЛПЭТ),

Л(L) – без внутренней оболочки, облегченного типа,

А(A) – встроенный несущий элемент в виде арамидных нитей,

С(S) - встроенный несущий элемент из стеклопластикового стержня,

Д(D) – с применением водоблокирующих элементов,

N1 – количество элементов в повиве сердечника (для кабелей с центральной трубкой индекс не указывается)

X4 – тип оптического сердечника:

Д(D) – модульный, с центральным диэлектрическим силовым элементом,

С(C) – модульный, со стальным центральным силовым элементом,

Т(T) – центральная трубка,

X5 – тип оптического волокна:

М – многомодовое ОВ с диаметром сердцевины 50 мкм,

Е – одномодовое ОВ с длиной волны нулевой дисперсии около 1310 нм,

Н - одномодовое ОВ с ненулевой смещенной дисперсией в диапазоне 1550 нм и минимизированное по затуханию в этом диапазоне,

А – одномодовое ОВ с рабочим диапазоном 1275-1620 нм.

N2 – количество оптических волокон в кабеле. В случае применения в кабеле ОВ различных типов указывают последовательно все типы и количество ОВ данного типа, разделяя их наклонной чертой,

N3 – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или эксплуатации, кН.



Рис.13.26. Конструкция оптического кабеля ОКБ-6Д-А16-7

Пример условного обозначения ОКБ-6Д-А16-7 для кабеля, конструкция которого показана на рис. 13.26, означает следующее:

ОК (1 элемент в маркировке) - оптический кабель;

Б (2 элемент в маркировке) – тип защитного бронепокрова - бронированный стальными проволоками;

6 (3 элемент в маркировке) – количество элементов сердечника - 6 оптических элементов (модулей) в сердечнике;

Д (4 элемент в маркировке) – тип сердечника – модульный, с диэлектрическим центральным силовым элементом;

А 16 (5 элемент в маркировке) – тип оптического волокна и количество оптических волокон данного типа в кабеле – 16 одномодовых волокон с рабочим диапазоном 1275 – 1620 нм.

7 (6 элемент в маркировке) – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 7 кН.



Рис. 13.27. Конструкция оптического кабеля ОКБ-Т-А12-3,5

Пример условного обозначения ОКБ-Т-А12-3,5 для кабеля, конструкция которого показана на рис. 13.27, означает следующее:

ОК (1 элемент в маркировке) - оптический кабель;

Б (2 элемент в маркировке) – тип защитного бронепокрова - бронированный стальными проволоками;

Т (3 элемент в маркировке) – тип сердечника – центральная трубка;

А 12 (4 элемент в маркировке) – тип оптического волокна и количество оптических волокон данного типа в кабеле – 12 одномодовых волокон с рабочим диапазоном 1275 – 1620 нм, один оптический модуль;

7 (5 элемент в маркировке) – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 3,5 кН.



Рис. 13.28. Конструкция оптического кабеля ОКС-6Д-А16-3,5

Пример условного обозначения ОКС-6Д-А16-3,5 для кабеля, конструкция которого показана на рис.13.28, означает следующее:

ОК (1 элемент в маркировке) - оптический кабель;

С (2 элемент в маркировке) – тип защитного бронепокрова - бронированный стальной лентой;

6Д (3 элемент в маркировке) – тип сердечника и количество его элементов — модульный, с диэлектрическим центральным силовым элементом, 6 модулей;

А 16 (4 элемент в маркировке) – тип оптического волокна и количество оптических волокон данного типа в кабеле – 16 одномодовых волокон с рабочим диапазоном 1275 – 1620 нм, один оптический модуль;

3,5 (5 элемент в маркировке) – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 3,5 кН.



Рис. 13.29. Конструкция оптического кабеля ОК-6Д-А16-3,5

Пример условного обозначения ОК-6Д-А16-3,5 для кабеля, показанного на рис. 13.29, означает следующее – ОК (1 элемент в маркировке) - оптический кабель;

2 элемент в маркировке – тип защитного бронепокрова – отсутствует, т.к. кабель предназначен для прокладки в кабельную канализацию;

6Д (3 элемент в маркировке) – тип сердечника и количество его элементов — модульный, с диэлектрическим центральным силовым элементом, содержит 6 модулей;

А 16 (4 элемент в маркировке) – тип оптического волокна и количество оптических волокон данного типа в кабеле – 16 одномодовых волокон с рабочим диапазоном 1275 – 1620 нм;

3,5 (5 элемент в маркировке) – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 3,5 кН.





Рис. 13.30. Конструкция оптического кабеля ОКТ-6Д-А16-3,5

Пример условного обозначения ОКТ-6Д-А16-3,5 для кабеля, показанного на рис. 13.30, означает следующее – ОК (1 элемент в маркировке) - оптический кабель;

2 элемент в маркировке – буква Т – означает, что этот кабель самонесущий, со встроенным стальным тросом или стеклопластиковый пруток, арамидные или иные упрочающие нити;

6Д (3 элемент в маркировке) – тип сердечника и количество его элементов — модульный, с диэлектрическим центральным силовым элементом, содержит 6 модулей;

А 16 (4 элемент в маркировке) – тип оптического волокна и количество оптических волокон данного типа в кабеле – 16 одномодовых волокон с рабочим диапазоном 1275 – 1620 нм;

3,5 (5 элемент в маркировке) – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 3,5 кН.



Рис. 13.31. Конструкция оптического кабеля ОКА-6Д-А16-3,5

Пример условного обозначения ОКА-6Д-А16-3,5 для кабеля, показанного на рис. 13.30, означает следующее – ОК (1 элемент в маркировке) - оптический кабель;

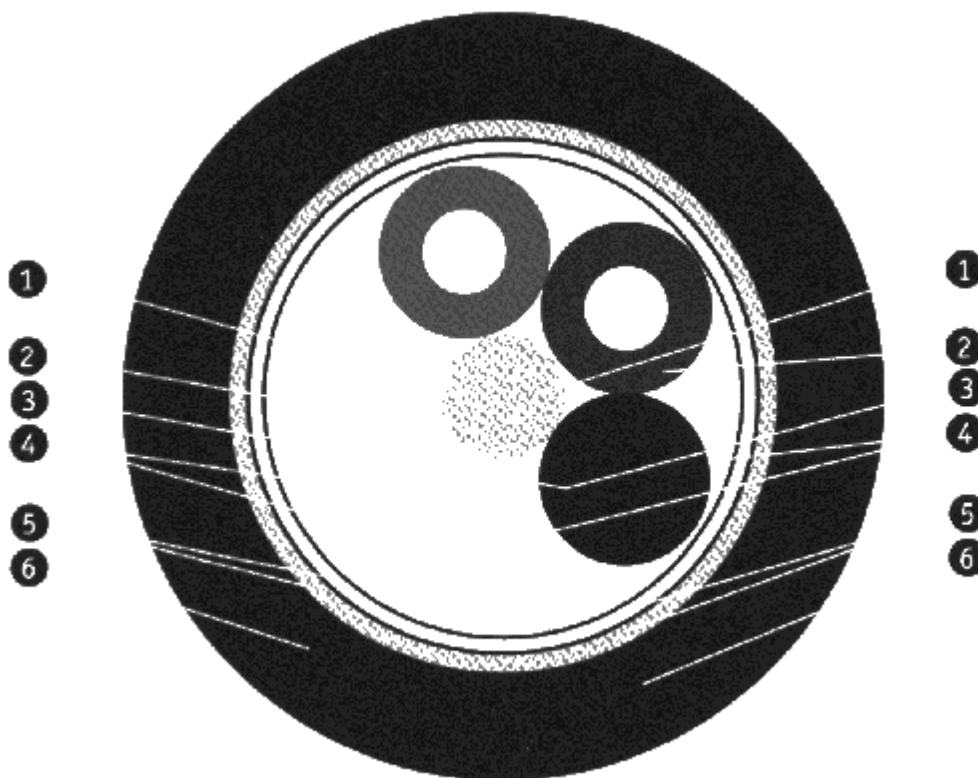
2 элемент в маркировке – буква А – означает, что этот кабель полностью диэлектрический, самонесущий, с арамидные нитями;

6Д (3 элемент в маркировке) – тип сердечника и количество его элементов — модульный, с диэлектрическим центральным силовым элементом, содержит 6 модулей;

А 16 (4 элемент в маркировке) – тип оптического волокна и количество оптических волокон данного типа в кабеле – 16 одномодовых волокон с рабочим диапазоном 1275 – 1620 нм;

3,5 (5 элемент в маркировке) – максимальное допустимое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 3,5 кН.

На рис. 13.32-13.33 показана конструкция оптического кабеля, изготовленного в России, в г. Санкт-Петербург, на кабельном заводе предприятия ЗАО "ОКС-01".



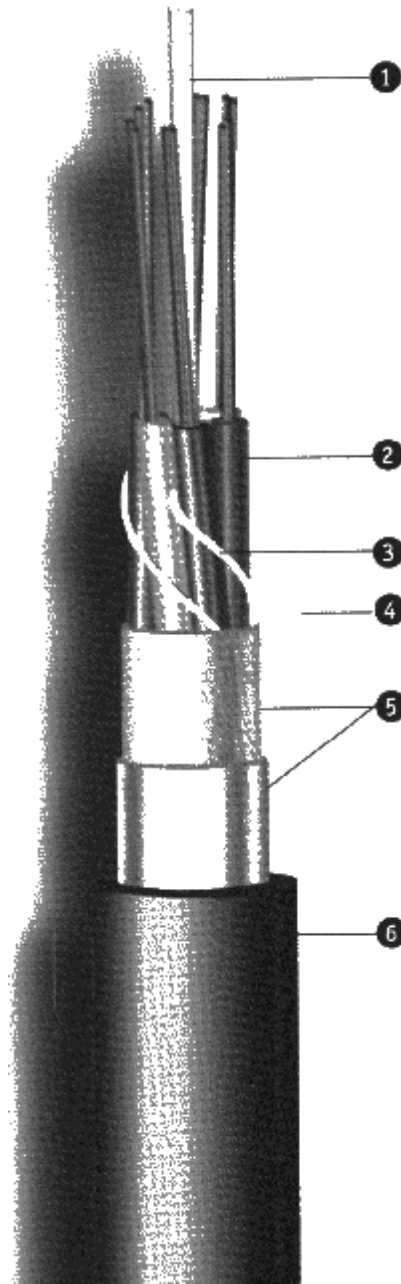
- 1 – центральный силовой элемент;
- 2 – ПБТ трубка со свободно уложенными оптическими волокнами и гидрофобный гель;
- 3 – кордель;
- 4 – гидрофобный межмодульный наполнитель;
- 5 – водоблокирующая лента и алюмополиэтиленовая ленты (для кабеля ДАО); ДПО – тоже кабель, но с внутренней полиэтиленовой оболочкой;
- 6 – внешняя полиэтиленовая оболочка

Рис. 13.32. Конструкция оптического кабеля марки ДАО-072Е12-06-1,5/0,4

Пример условного обозначения ДАО для кабеля, показанного на рис. 13.32, 13.33, означает следующее:

- Д (1 элемент в маркировке) – сердечник модульной конструкции;
- 2 элемент в маркировке – буква А – означает, что этот кабель содержит внутреннюю алюмополиэтиленовую оболочку;
- 3 элемент в маркировке – буква О означает, что кабель не содержит дополнительных внешних покровов;
- 4 элемент в маркировке – цифры 072 означают, что кабель содержит 72 оптических волокна;
- 5 элемент в маркировке – буква Е – тип волокна - одномодовое стандартное;
- 6 элемент – цифра 12 – означает количество волокон в модуле;
- 7 элемент - цифра 06 – означает число элементов (модуле) в сердечнике модульной конструкции;
- 8 элемент – цифра 1,5 – максимальное допустимое статическое растягивающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для

подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 1,5 кН;  
9 элемент – цифра 0,4 – максимальное допустимое раздавливающее усилие при прокладке или в процессе эксплуатации – для подвесных кабелей, для данного кабеля – усилие составляет 0,4 кН/см.



- 1 – центральный силовой элемент;
- 2 – ПБТ трубка со свободно уложенными оптическими волокнами и гидрофобный гель;
- 3 – кордель;
- 4 – гидрофобный межмодульный наполнитель;
- 5 – водоблокирующая лента и алюмополиэтиленовая ленты (для кабеля ДАО);
- 6 – внешняя полиэтиленовая оболочка.

Рис. 13.33. Конструкция оптический кабель марки ДАО

На рис. 13.34 и 13.35 показаны конструкции оптических полевого и объектового кабелей, соответственно.

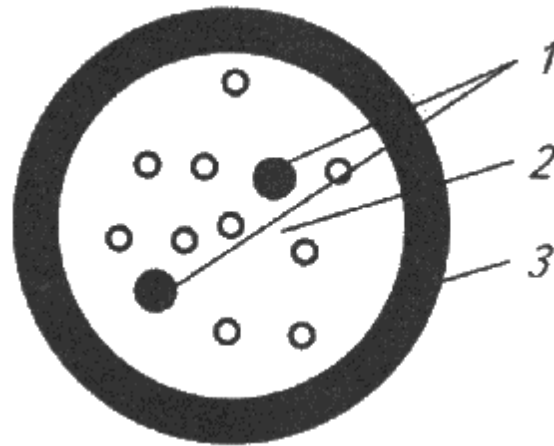
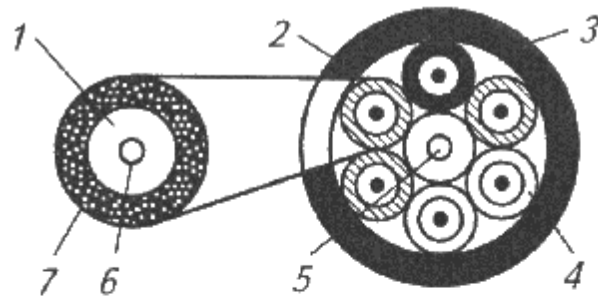
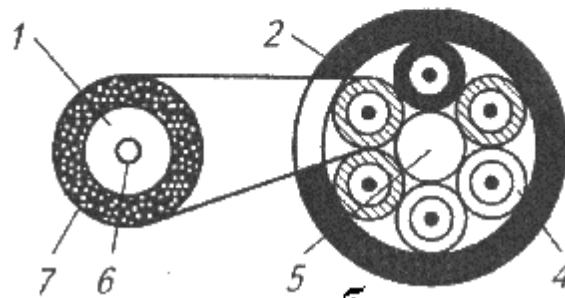


Рис. 13. 34. Конструкция полевого оптического кабеля



**а**



**б**

Рис. 13. 35. Конструкция объектового оптического кабеля

Конструкция полевого оптического кабеля (рис.13.34) содержит дополнительные элементы, которые позволяют многократно развертывать и свертывать данный кабель в полевых условиях. На рис. 13.34 показаны следующие элементы: 1 – многомодовое оптическое волокно, 2 силовой элемент – арамидные нити, 3 – защитная полимерная трубка из полиэтилена. Объектовый оптический кабель (рис. 13.35) содержит дополнительные элементы, которые увеличивают надежность работы кабеля в условиях строительных объектов. На рис. 13.35, а, б показаны следующие элементы: 1

– кевларовые нити, 2 – защитная оболочка, 3 – полистирольная лента, 4 – оптические модули (до 12 шт.), 5 - центральный силовой элемент, 6 – волокно в буфере 0,9 мм, 7 – дополнительный защитный слой (цветной). Объектовые кабели отличаются от кабелей внешней прокладки по двум основным параметрам: меньшими внешним диаметром и массой с более высокой гибкостью за счёт отсутствия гидрофобного заполнителя и внешней металлической брони, лучшими характеристиками пожарной безопасности. Эти кабели известны в двух основных конструктивных разновидностях: первая группа представляет распределительные кабели и содержит световоды в буферном покрытии 0,9 мм (рис. 13.34, а), вторая группа – отводные оптические кабели (на английском языке – breakout cable), которые ориентированы на выполнение отводов отдельных световодов без использования специальных оптических разветвительных муфт. Объектовые кабели ориентированы для формирования локальных оптических сетей, внутренних систем передачи, обладающих высокой скоростью передачи.