

ОАО «РЖД»  
Иркутский государственный университет  
Путей сообщения

Ю.Л. Ломухин, Н.Н. Климов.

Линии автоматики телемеханики и  
связи на железнодорожном транспорте.

Учебное пособие по дисциплине  
«Линии автоматики, телемеханики и связи на железно-  
дорожном транспорте»

Иркутск

## Оглавление

Введение.....	5
Глава I. Основы электродинамики направляющих систем.....	8
1.1. Типы направляющих систем и их пропускная способность.....	8
1.2. Основные уравнения электромагнитного поля. Волновые уравнения.....	13
1.3. Волновые процессы в свободном изотропном пространстве. Плоские волны..	16
1.4. Распространение волн в диэлектрических и проводящих средах.....	18
1.5. Баланс электромагнитной среды.....	20
1.6. Электромагнитные волны в линиях передачи.....	21
1.7. Режимы передачи сигналов по направляющим системам.....	25
1.8. Особенности электромагнитных процессов в направляющих системах.....	26
1.9. Полное внутреннее сопротивление одиночного провода.....	27
1.10. Уравнения двухпроводной линии .....	32
1.11. Первичные параметры цепей воздушных линий.....	36
1.12. Первичные параметры цепей симметричных кабелей.....	37
1.13. Волновые параметры симметричных цепей воздушных и кабельных линий...	41
1.14. Волны в коаксиальной линии .....	42
1.15. Передача сигналов по волноводной линии.....	46
1.16. Контрольные вопросы к главе №1.....	49
Глава II. Волоконно-оптические линии связи.....	50
2.1. Структурная схема волоконно-оптической системы связи.....	50
2.2. Волокно со ступенчатым профилем. Лучевой метод.....	54
2.3. Электродинамический (волновой) подход.....	56
2.4. Групповая и фазовая скорости волн в оптическом волокне.....	62
2.5. Распространение волн в градиентном волокне. Лучевой подход.....	63
2.6. Параметры передачи волоконных световодов.....	66
2.7. Контрольные вопросы к главе №2.....	72
Глава III Конструкции и свойства линий автоматики телемеханики и связи.....	73
3.1. Воздушные линии связи и высоковольтные линии автоблокировки .....	73
3.2. Высоковольтно-сигнальные линии автоблокировки.....	83
3.3. Линий ДПР и ПР.....	87
3.4. кабельные линии АТС.....	87

3.5.	Кабели связи.....	90
3.6.	Элементы конструкции электрических кабелей связи.....	92
3.7.	Скрутки жил симметричных кабелей в группы.....	93
3.8.	Кабели связи, применяемые на ж/д транспорте.....	94
3.9.	Низкочастотные кабели многоканальной связи.....	96
3.10.	Кабели местной связи.....	97
3.11.	Коаксиальные кабели.....	97
3.12.	Оптические кабели связи.....	99
3.13.	Волоконно-оптические кабели связи для ж/д дорог России.....	101
3.14.	Сигнально-блокировочные кабели.....	102
3.15.	Кабели для сигнализации и блокировки с гидрофобным заполнением.....	103
3.16.	Силовые и контрольные кабели.....	105
Глава IV. Кабельные линии, магистрали и сети .....		108
4.1.	Виды кабельных линий.....	108
4.2.	Кабельные магистрали связи.....	110
4.3.	Кабельные сети связи на станциях.....	111
4.4.	Кабельные сети напольных устройств автоматики и телемеханики на станциях.....	112
4.5.	Кабельные линии централизованной автоблокировки на перегонах.....	114
4.6.	Контрольные вопросы к главе №3 и №4.....	117
Глава V. Электромагнитная совместимость в линиях АТС.....		117
5.1.	Электрическое и магнитное влияние.....	117
5.2.	Влияющие цепи.....	119
5.3.	Особенности внешнего влияния на однопроводные и двухпроводные цепи.....	122
5.4.	Методика определения индуцированных напряжений и токов при взаимном влиянии.....	124
5.5.	Коэффициенты электромагнитной связи между двухпроводными цепями при взаимном влиянии.....	127
5.6.	Параметры взаимной связи между однопроводными воздушными линиями с учетом земли.....	129
5.7.	Внешнее влияние на цепи АТС. Меры защиты.....	130
5.8.	Предельно-допустимые значения опасных и мешающих влияний.....	134
5.9.	Меры защиты от опасных и мешающих внешних влияний.....	135
5.10.	Взаимное влияние между цепями на воздушных и кабельных линиях.....	139
5.11.	Переходное затухание и защищенность.....	142

5.12. Зависимость переходного затухания от длины линии и частоты тока при непосредственном влиянии.....	144
5.13. Косвенное влияние.....	147
5.14. Влияние между коаксиальными цепями.....	147
5.15. Меры защиты от взаимных влияний. Скрещивание цепей воздушных линий.....	148
5.16. Переходное затухание между скрещенными цепями.....	150
5.17. Скрутка кабельных жил.....	152
5.18. Переходное затухание между цепями в кабельных линиях.....	153
5.19. Симметрирование кабельных линий.....	154
5.20. Меры защиты подземных кабелей от коррозии.....	160
5.21. Защита от атмосферного электричества.....	163
5.22. Контрольные вопросы к главе №5.....	169
Глава VI. Структурированные кабельные системы (СКС).....	170
6.1. Общие сведения о СКС.....	170
6.2. Структура СКС. Топология СКС.....	171
6.3. Понятие классов и категорий и их связь с длинами кабельных трасс.....	175
6.4. Электрические компоненты СКС.....	177
6.5. Передача электрических сигналов по витым парам.....	180
6.6. Первичные электрические параметры витой пары.....	181
6.7. Вторичные параметры кабелей из витых пар.....	183
6.8. Контрольные вопросы к главе №6.....	188
Глава VII. Основы проектирования ВОЛС.....	189
7.1. Содержание технического задания.....	189
7.2. Процесс проектирования.....	189
7.3. Выбор оптического кабеля.....	191
7.4. Методика инженерного расчета параметров оптического линейного тракта (ОЛТ) цифровой волоконно-оптической линии связи – ЦВОЛС.....	192
7.5. Расчет длины регенерационного участка (РУ).....	193
7.6. Расчет быстродействия ВОЛС.....	194
7.7. Определения минимального допустимого уровня приема-порога чувствительности.....	195
7.8. Определение уровня передачи источника оптического излучения.....	195
7.9. Пример расчета оптического линейного тракта.....	195
7.10. Контрольные вопросы к главе №7.....	199

## Введение

### Характеристика сетей АТС на железнодорожном транспорте. Первичная и вторичная сеть связи. Каналы телемеханики

Для обеспечения большой пропускной способности ж/д участков при одновременном повышении безопасности движения необходима сложная разветвленная сеть связи.

Впервые подземный кабель связи с изоляцией из гуттоперчи был проложен П.Л. Шиллингом (русский ученый) в 1851 г. вдоль ж/д дороги Петербург-Москва.

В 1854 подземный кабель был заменен воздушной телеграфной линией. Позже на ж/д стали применять и телеграфную связь, как по воздушным, так и кабельным линиям.

В настоящее время все шире применяются волоконно-оптические кабели для цифровых систем передачи информации.

Внедрение на транспорте систем перегонного регулирования движения поездов приводит к необходимости увеличения числа цепей для устройств автоматики и телемеханики. Внедрение и распространение электрической централизации стрелок и сигналов на станциях обусловило использование весьма разветвленных кабельных станционных сетей:

- кабельных линий светофоров;
- кабельных линий стрелок;
- кабельных линий рельсовых цепей
  - а) линии питающих трансформаторов,
  - б) кабельная сеть релейных трансформаторов.

Следует также отметить, что электроснабжение перегонных устройств автоматики и телемеханики и других линейных потребителей на перегонах и малых станциях осуществляется с помощью специальных высоковольтных линий. К данным линиям относятся:

- высоковольтно-сигнальные линии автоблокировки;
- высоковольтные линии продольного электроснабжения потребителей;
- тяговая цепь 3,3 Кв постоянного тока и 27,5 Кв переменного тока.

Перечисленные линии, включая кабельные и воздушные линии связи и автоматики, располагаются в пределах отведенной полосы  $\approx 100$  м в окрестности ж/д полотна.

Укажем коротко назначение и устройство линий ж/д.

- а) Сети связи

Сеть связи МПС включает в себя первичную сеть линий и узлов связи, а также вторичные сети связи.

Первичная сеть линий и узлов связи дает возможность связи МПС со всеми управлениями дорог, а через них – с отделениями и важнейшими ж.д. станциями.

Ко вторичным сетям относят сети многоканальной телефонной и телеграфной связи, сети оперативно-технологической связи, сети передачи данных автоматической системы управления железнодорожным транспортом (АСУЖТ).

Вторичные сети связи делятся на магистральные (от МПС до управления дорог и последних между собой), дорожные (от управлений дорог до подчиненных и последних между собой) и отделенческие, соединяющие отделения дорог с входящими в них станциями и станции между собой.

В систему оперативно-технологической связи входят:

- поездная диспетчерская (ПДС) – связь, в которую включены телефоны дежурных по станциям и в депо на участках в 100-200 км;
- поездная межстанционная (МЖС), связывающая дежурных по двум соседним станциям;
- постанционная (ПС), используемая работниками станции для переговоров;
- линейно-путевая (ЛПС), служащая для переговоров линейных работников дистанции пути между собой и с руководством дистанции;
- перегонная (ПГС), обеспечивающая возможность включения в нее переносного телефонного аппарата для связи бригады остановившегося на перегоне поезда или ремонтных путевых бригад.

По каналам телемеханики передаются сигналы диспетчерской централизации, диспетчерского контроля и других систем автоматики и телемеханики.

На воздушных линиях используют полосу частот от 0 до 150 кГц (16 телефонных каналов тональной частоты по одной паре проводов (1 канал 4,5 кГц)), на симметричных кабелях используют полосу от 0 до 34 МГц (480 каналов по двум парам жил, находящимся в разных кабелях). Коаксиальные кабели уплотняют в диапазоне до 60 МГц (10 800 тел. каналов по двум коаксиальным парам в одном кабеле).

При использовании оптического диапазона возможна организация сотен тысяч телефонных или сотен телевизионных каналов (1 телев. канал  $\approx$  6 МГц).

Увеличение объема информации, передаваемой по линиям на ж.д., особенно цифровой, требует непрерывного усовершенствования линий автоматики, телемеханики и связи.

Эти линии должны удовлетворять не только потребности телефонной связи, но и потребности в передаче данных для вычислительных центров, кодов управления и контроля устройств автоматики и телемеханики.

При строительстве и эксплуатации линий связи на ж/д приходится решать ряд проблем. Поскольку, как уже отмечалось, линейные сооружения расположены на ограниченной территории, то возникает необходимость разрабатывать мероприятия по уменьшению взаимного влияния. По этой причине целесообразно переходить на кабельные линии, к тому же, кабельные линии обладают большей пропускной способностью, чем воздушные и они более надежны при эксплуатации.

Линейные сооружения – это дорогие устройства. Поэтому при проектировании необходимо сочетание экономической целесообразности с практической потребностью.

Основы электродинамики направляющих систем

[1, 2, 3, 24, 26, 28, 15, 23]

1.1 Типы направляющих систем и их пропускная способность

Направляющими системами называют устройства, канализирующие электромагнитную энергию в заданном направлении.

Электромагнитная энергия – это энергия, связанная с электромагнитным полем, которое определяется как особый вид материи, обладающей массой (при движении), импульсом и проявляющееся в силовом воздействии на заряды и электрические токи.

Направляющими системами, канализирующими электромагнитное поле, несущего информацию в виде сигналов (модулированных по частоте, амплитуде и т.д.) являются цепи воздушных и кабельных проводных линий, металлические и диэлектрические волноводы (открытые и закрытые), направляющие поверхности и т.д.

Направляющие системы можно разделить на две группы:

1. Направляющие системы, в которых процесс распространения сигналов подчиняется телеграфным уравнениям. Эти системы называют цепями. В данных системах выполняется условие  $\lambda \gg D$ , где  $\lambda$  – длина волны колебаний тока или напряжения,  $D$  – характерный размер системы – чаще всего поперечный размер.

2. Направляющие системы, в которых имеет место условие  $\lambda \approx D$ .

Рассмотрим кратко каждую группу:

Общий признак систем первой группы – это наличие не менее чем двух проводов.

Симметричная двухпроводная цепь (рис. 1.1). Эта система распространена на воздушных и кабельных линиях.

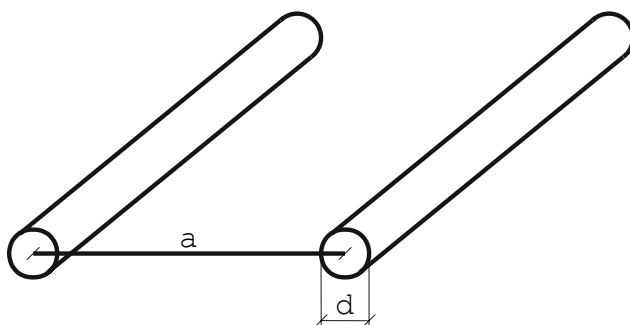


Рис. 1.1



Несимметричная цепь (рис. 1.2). Вторым проводом здесь часто служит земля.

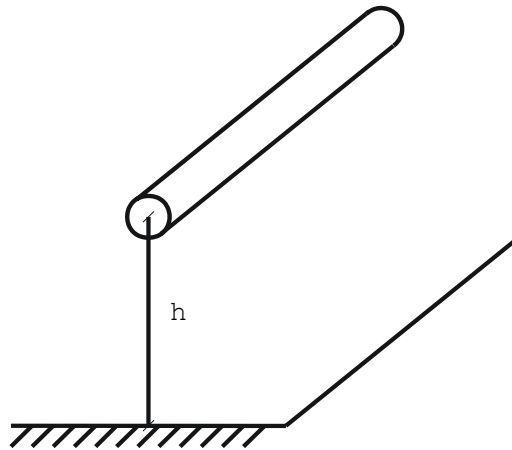


Рис.1.2

Искусственные (фантомные) или наложенные цепи (рис. 1.3. а, б).

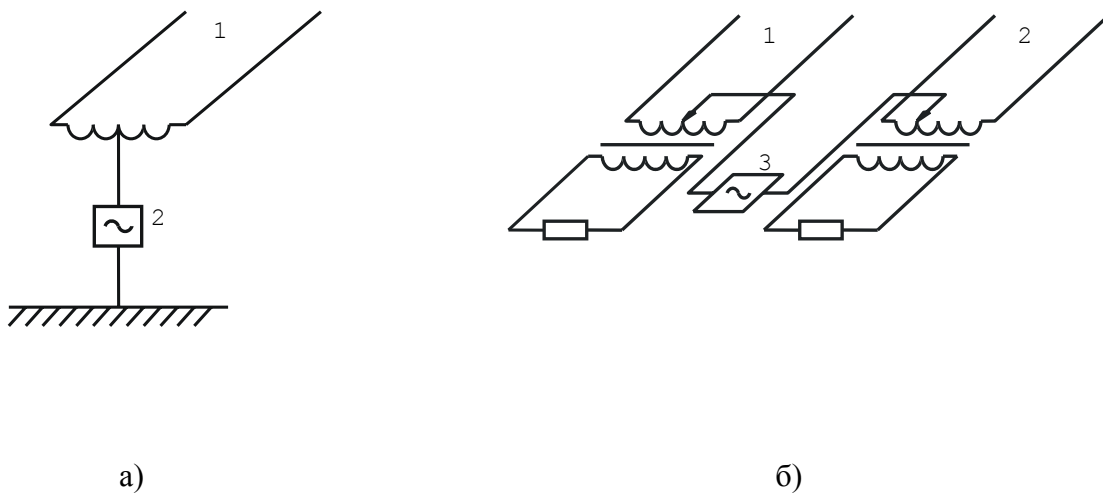


Рис. 1.3

На рис. 1.3 (а,б) цепи 1 и 2 – это основные цепи, цепь 3 – искусственная, образованная двумя проводами, роль которых играют цепи 1 и 2. На рис. 1.3 (б) цепь 1 – основная, 2 – искусственная двухпроводная цепь в качестве проводов используется цепь 1 и земля.

Несимметричная полосковая линия (рис. 1.4 (а)) и симметричная полосковая линия (рис. 1.4 (б)).

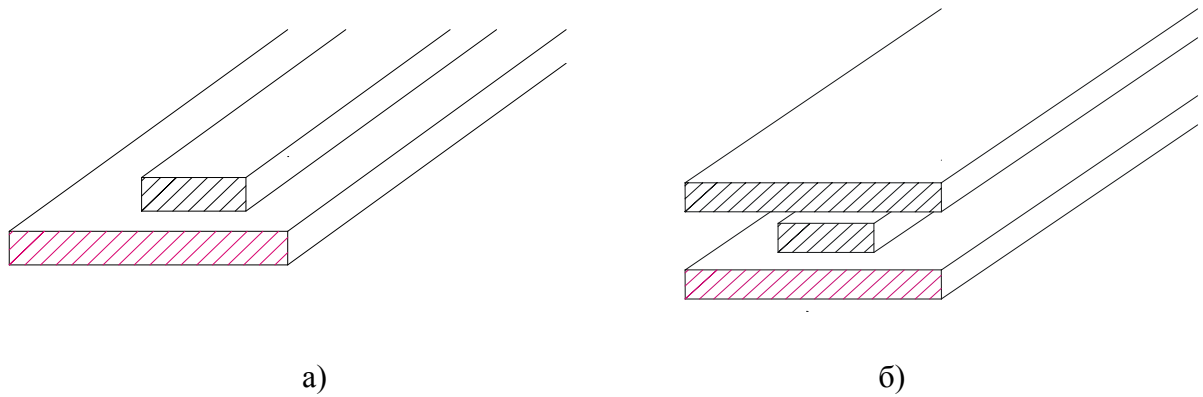


Рис. 1.4

Ширина внешних полос должна быть не менее, чем в 2,5-3 раза больше внутренней, поскольку, только в этом случае поле будет сосредоточено внутри структуры.

Коаксиальная линия (рис. 1.5). Эта линия может быть получена из симметричной плосковой (рис. 1.4 (б)), если замкнуть внешние полоски.

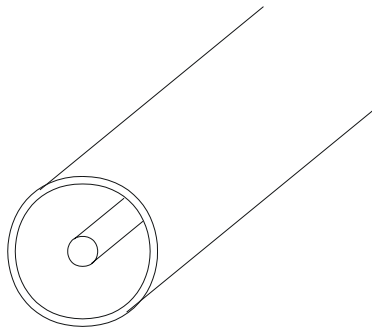


Рис. 1.5

Трехфазные цепи, воздушные и кабельные (рис. 1.6).

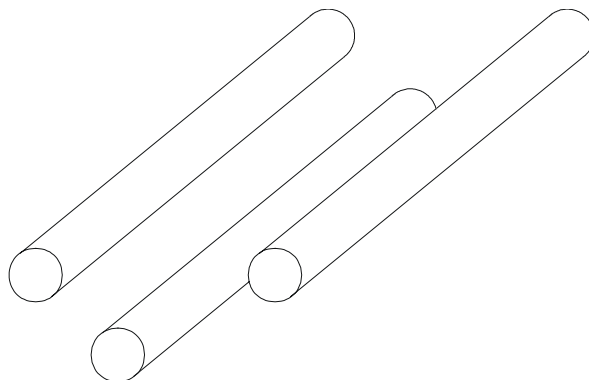


Рис. 1.6

Эти устройства часто используются, как линии электропередач.

Вторая группа – это направляющие системы, характерным отличием которых является наличие одного направляющего элемента.

Металлические волноводы (рис. 1.7 (а, б)). Эти системы представляют из себя полые трубы различного поперечного сечения.

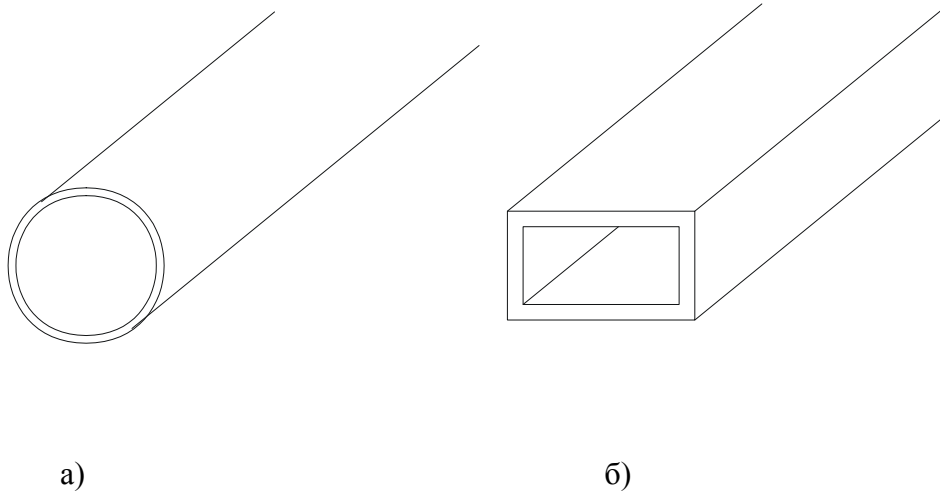


Рис. 1.7

Диэлектрические волноводы (рис. 1.8).

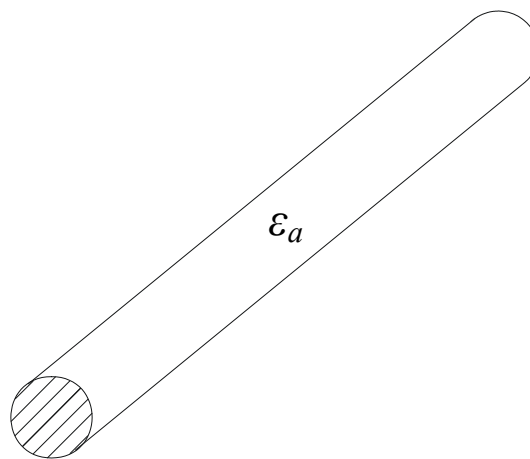


Рис.1.8

Эти устройства, представляющие из себя длинные стержни, выполненные из диэлектрика с  $\epsilon_a > 0$ ,  $\epsilon_a$  – диэлектрическая проницаемость.

Линии поверхностной волны (рис. 1.9).

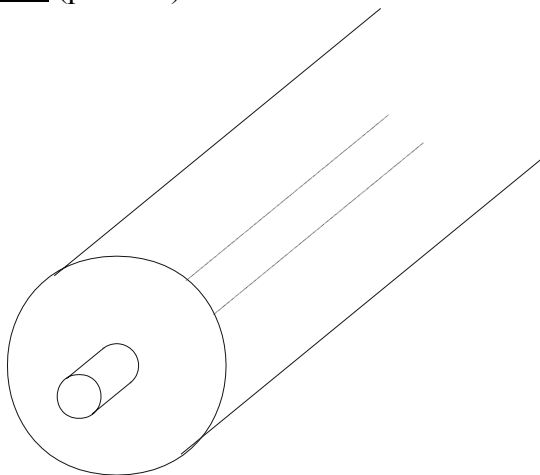


Рис.1.9

Данная система представляет из себя металлический провод, покрытый слоем диэлектрика, она носит название линии Губо.

Оптические волноводы или световоды (рис. 1.10).

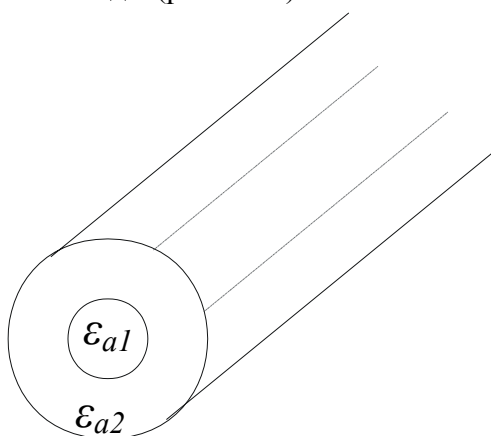


Рис. 1. 10

Оптические волноводы (ОВ) представляют из себя конструкцию, состоящую из двух диэлектриков, часто цилиндрической формы с различными диэлектрическими проницаемостями. На рис. 1.9 центральный цилиндр – сердцевина, имеет  $\epsilon_{a1}$ , внешний цилиндр – оболочка, имеет  $\epsilon_{a2}$ , при этом обязательно выполняется условие  $\epsilon_{a1} > \epsilon_{a2}$ .

Двухпроводные цепи широко используются на воздушных и кабельных линиях АТС. Однопроводная несимметричная цепь – это тяговая линия.

Полосковые линии используются в радиотехнических СВЧ-устройствах: печатные платы, плоские кабели и др.

Коаксиальные цепи позволяют создать большие пучки каналов и применяются в магистральных кабелях.

Волноводы чаще всего используются в радиотехнических системах (радиолокационных установках, радиорелейных линиях и др.)

Световоды предназначены для передачи больших объемов информации на большие расстояния. Укажем диапазоны частот, в которых направляющие системы работают наиболее эффективно (рис. 1.11).



Рис.1.11

## 1.2. Основные уравнения электромагнитного поля.

### Волновые уравнения

Передача информации по направляющим системам осуществляется с помощью электромагнитных колебаний, возбужденных в данных системах. Электромагнитные колебания представляют из себя изменяющиеся во времени и пространстве значения тока и напряжения в проводниковых структурах или колебания электромагнитного поля в волноводах и диэлектрических направляющих структурах.

Источником возбуждается электромагнитное поле в направляющей структуре. В зависимости от вида направляющей структуры формируются определенные типы электромагнитных волн, распространяющихся вдоль структуры.

Все электромагнитные процессы в природе, в том числе, и распространение электромагнитных колебаний в направляющих системах подчиняются основным уравнениям, которые являются теоретической основой электродинамики, имеющим вид (система СИ).

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{j} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}, \quad (1.1)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \quad (1.2)$$

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0, \quad (1.3)$$

$$\operatorname{div} \bar{D} = \rho, \quad (1.4)$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \operatorname{div} \bar{j} = 0, \quad (1.5)$$

Уравнения (1.1) и (1.2) – это основные уравнения Максвелла. Уравнения (1.3), (1.4), (1.5) являются следствием основных (1.1) - (1.2).

Уравнение (1.3) указывает на непрерывность магнитного поля, т.е. его силовые линии являются замкнутыми петлями или оно выражает факт отсутствия в природе магнитных зарядов. Уравнение (1.4) – это теорема Гаусса. Соотношение (1.5) носит название уравнения непрерывности и отражает закон сохранения заряда. Из уравнения (1.4) следует, что силовые линии электрического поля начинаются и заканчиваются на электрических зарядах. В (1.1)-(1.5)

$\bar{H}$  - напряженность магнитного поля  $\left[ \frac{A}{M} \right]$ ,  $\bar{E}$  - напряженность электрического поля  $\left[ \frac{B}{M} \right]$ ,

$\bar{B}$  - индукция магнитного поля  $\left[ \frac{B\sigma}{M^2} \right]$ ,  $\bar{D}$  - индукция (смещение) электрического поля  $\left[ \frac{K}{M^2} \right]$ ,

$\bar{j}$  - объемная плотность тока проводимости  $\left[ \frac{A}{M^3} \right]$ ,  $\rho$  – объемная плотность свободных

зарядов  $\left[ \frac{K}{M^3} \right]$ .

Уравнения (1.1) и (1.2) являются неполными. Поэтому к ним добавляются, так называемые, материальные соотношения, связывающие  $\bar{D}$  с  $\bar{E}$ ,  $\bar{H}$  с  $\bar{B}$  и  $\bar{j}$  с  $\bar{E}$ . Для изотропных сред имеем

$$\bar{D} = \varepsilon_a \bar{E}, \quad (1.6)$$

$$\bar{B} = \mu_a \bar{H}, \quad (1.7)$$

$$\bar{j} = \sigma \bar{E}. \quad (1.8)$$

Здесь  $\varepsilon_a$  - абсолютная диэлектрическая проницаемость среды,  $\frac{\Phi}{M}$ ;  $\mu_a$  - абсолютная магнитная проницаемость среды,  $\frac{\Gamma_H}{M}$ ;  $\sigma$  - удельная проводимость среды,  $\frac{CM}{M}$ .

Параметры  $\varepsilon_a = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ ,  $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ , где  $\varepsilon_r, \mu_r$  - относительные диэлектрические и магнитные проницаемости,

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \frac{\Phi}{M}, \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\Gamma_H}{M}.$$

На ряду с уравнениями (1.1) - (1.5) в дифференциальной форме часто используются уравнения в интегральной форме:

$$\oint \bar{H} d\bar{e} = \int_s \left( \bar{j} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \right) d\bar{S}, \quad (1.9)$$

$$\oint \bar{E} d\bar{e} = - \frac{\partial}{\partial t} \int_s \bar{B} d\bar{S}, \quad (1.10)$$

$$\oint_s \bar{B} d\bar{S} = 0, \quad (1.11)$$

$$\oint_s \bar{D} d\bar{S} = q, \quad (1.12)$$

$$\frac{\partial q}{\partial t} + \oint_s \bar{j} d\bar{S} = 0. \quad (1.13)$$

Здесь  $d\bar{S} = dS \bar{n}$ ,  $\bar{n}$  - нормаль к поверхности. В левой части уравнений (1.9) и (1.10) записаны циркуляции соответственно векторов  $\bar{H}$  и  $\bar{E}$  по замкнутым контурам, в правой – потоки соответственно векторов полного тока и магнитного поля через поверхности, опирающиеся на данные контуры. В левой части уравнений (1.11) и (1.12) стоят потоки векторов  $\bar{B}$  и  $\bar{D}$  через замкнутую поверхность,  $q$  – полный заряд в пространстве, окруженном поверхностью  $S$ ,  $\oint_s \bar{j} d\bar{S}$  - поток вектора  $\bar{j}$  через замкнутую поверхность.

При решении системы (1.1)-(1.5) должны быть учтены граничные и предельные условия. В частности, если имеется граница раздела между двумя средами, то

$$\begin{aligned} D_{n1} - D_{n2} &= \sigma_{нов}, E_{tg1} - E_{tg2} = 0, \\ B_{n1} - B_{n1} &= 0, H_{tg1} - H_{tg2} = J_{нов}. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Здесь  $D_n, B_n$  – нормальные составляющие векторов  $\bar{B}$  и  $\bar{D}$  к границе,  $E_{tg}$  и  $H_{tg}$  – касательные составляющие векторов  $\bar{H}$  и  $\bar{E}$  к границе раздела.  $\sigma_{нов}$  и  $J_{нов}$  – соответственно поверхностная плотность заряда и тока на границе.

Уравнения Максвелла для изотропных среды ( $\varepsilon=const, \mu=const$ ) и для гармонических колебаний ( $\bar{E} = E_0 e^{i\omega t}$ ,  $\bar{H} = H_0 e^{i\omega t}$ ,  $\omega$  - круговая частота,  $t$  – время) имеют вид:

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \sigma \bar{E} + i\omega \varepsilon_a \bar{E} = i\omega \varepsilon_k \bar{E}, \quad (1.15)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -i\omega \mu_a \bar{H}, \quad (1.16)$$

$$\operatorname{div} \bar{H} = 0, \quad (1.17)$$

$$\operatorname{div} \bar{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_a} e^{-i\omega t}, \quad (1.18)$$

где  $\varepsilon_k = \varepsilon_a - i \frac{\sigma}{\omega}$  - комплексная диэлектрическая проницаемость среды,

$$\varepsilon_k = \varepsilon_a \left( 1 - i \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_a} \right) = \varepsilon_a (1 - itg\delta), \quad tg\delta = \frac{\operatorname{Im} \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_a}}{\operatorname{Re} \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_a}}, \quad \delta - \text{угол потерь.}$$

Если от уравнения (1.15) взять  $\operatorname{rot}$  и учесть (1.16), то получим

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \bar{H} = i\omega \varepsilon_k (-i\omega \mu_a \bar{H})$$

или

$$\operatorname{grad} \operatorname{div} \bar{H} - \Delta \bar{H} = i\omega \varepsilon_k (-i\omega \mu_a \bar{H})$$

учитывая, что  $\operatorname{div} \bar{H} = 0$ , получим

$$\Delta \bar{H} - k^2 \bar{H} = 0. \quad (1.19)$$

Здесь

$$k = \pm \sqrt{i\omega \mu_a (\sigma + i\omega \varepsilon_a)}. \quad (1.20)$$

Если на обе части уравнения (1.16) действовать оператором  $\operatorname{rot}$ , подставить в (1.15) и учесть, что  $\varepsilon_a = \text{const}$ , получим

$$\Delta \bar{E} - k^2 \bar{E} = 0, \quad (1.21)$$

здесь  $\Delta$  – оператор Лапласа.

Уравнения (1.19) и (1.21) носят название волновых.

### 1.3. Волновые процессы в свободном изотропном пространстве.

#### Плоские волны

В качестве примера применения волновых уравнений рассмотрим простейший волновой процесс в свободном однородном изотропном пространстве.

В этом случае решение уравнений (1.19) и (1.21) можно искать в виде

$$\bar{H} = \bar{H}_1 e^{(i\omega t - \gamma z)}, \quad \bar{E} = \bar{E}_1 e^{(i\omega t - \gamma z)}, \quad (1.22)$$



Здесь  $z$  – координата вдоль которой наблюдаем электромагнитный процесс,  $\bar{H}_1$  – известная функция-амплитуда,  $\gamma$  также неизвестный параметр – коэффициент распространения. Подставляя (1.22) в (1.19) и (1.21), получим

$$\gamma^2 = k^2$$

или

$$\gamma_{1,2} = \pm ik,$$

где  $k$  дается выражением (1.20).

Представим

$$k = \alpha + i\beta \quad (1.23)$$

и подставим в (1.22), получим

$$\bar{E}_1 = \bar{E} e^{-\alpha z} e^{i(\omega t \pm \beta z)}, \bar{H}_1 = \bar{H} e^{-\alpha z} e^{i(\omega t \pm \beta z)}. \quad (1.24)$$

Соотношения (1.24) – это плоские неоднородные волны, распространяющиеся в двух противоположных направлениях.

Рассмотрим основные свойства и характеристики волнового процесса в виде (1.24). Многие из них являются общими для других направляющих систем и волн, распространяющихся в них.

Из (1.24) видно, что действительная часть (1.23) –  $\alpha$  связана с ослаблением волн. Этот параметр носит название коэффициента ослабления.

Мнимая часть  $k$  в (1.23) называется коэффициентом фазы и характеризует пространственный масштаб изменения электромагнитного поля.

В (1.24) множитель  $e^{-\alpha z}$  указывает на то, что в средах, в общем случае, волны затухают по экспоненциальному закону. Выражение

$$\omega t \pm \beta z$$

называется фазой волны. Найдем поверхность, на которой фаза постоянна, т.е.

$$\omega t \pm \beta z = const. \quad (1.25)$$

Отсюда следует, что это будет плоскость. Поэтому волны (1.24) называются плоскими. Из (1.25) также следует, что плоскости с определенным значением фазы двигаются вдоль оси  $z$  с определенной скоростью, которую найдем, если продифференцируем (1.25) по времени:

$$\omega \pm \beta \frac{dz}{dt} = 0.$$

Отсюда

$$\frac{dz}{dt} = V_\phi = \pm \frac{\omega}{\beta}. \quad (1.26)$$

Скорость  $V_\phi$  называется фазовой скоростью волны в среде. Характеристики среды входят в параметр  $\beta$ .

Для передачи информации применяются сложные сигналы – колебания со сложной временной зависимостью. Эти колебания можно представить, как суперпозицию гармонических плоских волн с различными частотами. В результате реальный сигнал несущий информацию, представляет собой группу волн и поэтому характеризуется групповой скоростью:

$$V_{gp} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta}. \quad (1.27)$$

Имеет место соотношение

$$V_{gp} = V_\phi - \lambda \frac{dV_\phi}{d\lambda}, \quad (1.28)$$

где  $\lambda$  – длина волны электромагнитных колебаний.

Известно, что количество информации, переданное по каналу связи (в данном случае в свободном пространстве) пропорционально частоте электромагнитных колебаний.

Из (1.24) видно, что пропускная способность свободного пространства определяется параметром  $\alpha$ . Его явное выражение имеет вид

$$\alpha = \omega^2 \mu_a \varepsilon_a \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_a}\right)^2} \sin \left[ \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_a} \right].$$

Если учесть, что  $\mu_a \varepsilon_a, \sigma$  могут зависеть от частоты колебаний, то  $\alpha$  сложным образом зависит от частоты. Во всяком случае при  $\sigma = 0, \alpha = 0$ , т.е. среда будет прозрачной. С ростом  $\sigma$  ослабление увеличивается. При конечных  $\sigma$  чаще всего  $\alpha$  растет с увеличением частоты.

#### 1.4. Распространение волн в диэлектрических и проводящих средах

Как мы уже видели, направляющие системы могут быть металлическими (одно и многопроводные линии и т.д.) и диэлектрическими (диэлектрические волноводы, световоды и т.д.). Поэтому коротко рассмотрим особенности распространения волн в диэлектрических и проводящих средах.

Прежде всего уточним понятие диэлектрических и проводящих сред. Обратимся к выражению (1.20) для  $k$ , в которое входят параметры среды.

Если  $\sigma \gg \omega \varepsilon_a$ , то среда считается проводящей, если  $\sigma \ll \omega \varepsilon_a$ , то среда – диэлектрик.

Учитывая эти критерии, в случае идеального диэлектрика имеем

$$k = \alpha + i\beta = i\omega \sqrt{\mu_a \varepsilon_a}, \alpha = 0, \beta = \omega \sqrt{\mu_a \varepsilon_a}.$$

Среда в данном случае будет прозрачной. Фазовая скорость волн в среде

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a \mu_a}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{C}{n},$$

$C$  - скорость света,  $C = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$  - соотношение Максвелла.

$\sqrt{\epsilon_r \mu_r} = n$  - коэффициент преломления среды.

Среды и направляющие системы, в которых распространяется электромагнитное поле характеризуется волновым сопротивлением. Физический смысл волнового сопротивления заключается в том, что среды, в том числе, направляющие структуры оказывают сопротивление волновому процессу. Общее определение волнового сопротивления следующее

$$Z_{\epsilon} = \frac{E}{H},$$

где  $E$  и  $H$ , соответственно, электрическое и магнитное поля в направляющих структурах. В частности, в случае плоских волн, волновое сопротивление свободного пространства есть

$$Z_{\epsilon} = \frac{E_x}{H_y} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}}.$$

Для вакуума  $\epsilon_r=1$   $\mu_r=1$ , поэтому  $Z_{\epsilon} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \text{ Ом}$ .

В случае проводящей среды

$$\kappa = \alpha + i\beta = \sqrt{i\omega\mu_a\sigma} = (1+i)\sqrt{\frac{\omega\mu_a\sigma}{2}}.$$

Отсюда

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega\mu_a\sigma}{2}} = \sqrt{\pi f \mu_a \sigma}, \omega = 2\pi f.$$

Таким образом, в проводнике  $\alpha \neq 0$ , поэтому всегда волны (поле) затухают по мере распространения в среде по закону  $e^{-\alpha z}$ .

Вводится величина эффективной глубины проникновения поля в металл - скин-слой. Это глубина, на которой амплитуда затухает в  $e$  раз. Нетрудно показать, что толщина скин-слоя может быть подсчитана следующим образом:

$$\theta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_a \sigma}}, \text{ м}$$

Например для меди  $\sigma = 57 \text{ См/мм}^2$  ( $\rho = 0,0175 \text{ Ом мм}^2/\text{м}$ ),  $\mu_r = 1$ ,  $\theta = 66,7/\sqrt{f}$ , мм.

Волновое сопротивление проводящих неограниченных сред в случае плоских волн мало:

$$Z_{\epsilon} = \frac{E_x}{H_y} = \sqrt{\frac{\omega\mu_a}{\sigma}} e^{-i\frac{\pi}{4}}.$$

Фазовая скорость плоской волны в проводящей среде

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu_a \sigma}}.$$

Как видно фазовая скорость в данном случае зависит от частоты, что всегда приводит к дисперсии распространяющегося сложного сигнала. Этим проводящие среды существенно отличаются от непроводящих.

### 1.5. Баланс электромагнитной энергии

Остановимся коротко на законе сохранения электромагнитной энергии. Запас энергии электромагнитного поля в объеме  $V$  изотропной однородной среды есть

$$W = W_{\varepsilon} + W_{\mu} = \int_V \left( \varepsilon_a \frac{\bar{E}^2}{2} + \mu_a \frac{\bar{H}^2}{2} \right) dV.$$

Из уравнения Максвелла можно записать, что

$$-\frac{\partial}{\partial t} \int_V \left( \varepsilon_a \frac{\bar{E}^2}{2} + \mu_a \frac{\bar{H}^2}{2} \right) dV = \int_S [\bar{E}\bar{H}] d\bar{S} + \int_V \sigma \bar{E}^2 dV. \quad (1.29)$$

Это теорема Умова-Пойтинга, описывающая баланс энергии электромагнитного поля в объеме  $V$ .

Первое слагаемое в правой части (1.29) описывает мощность излучения из объема  $V$ , проходящего через поверхность, окружающую  $V$ . Этот поток носит название вектора Пойтинга:

$$\bar{P} = [\bar{E}\bar{H}]. \quad (1.30)$$

Второе слагаемое связано с тепловыми потерями в объеме  $V$ .

В рассматриваемом объеме  $V$  может иметь место приток энергии от сторонних источников, расположенных в данном объеме. Эта энергия может быть оценена как

$$W_{cm} = - \int_V \bar{j}_{cm} \bar{E} dV,$$

где  $\bar{j}_{cm}$  - объёмная плотность сторонних токов. С учетом сторонних источников теорема Умова-Пойтинга принимает вид

$$\int_V \bar{j}_{cm} \bar{E} dV = \frac{\partial W}{\partial t} + \int_V \sigma \bar{E}^2 dV + \int_S [\bar{E}\bar{H}] d\bar{S}. \quad (1.31)$$

При гармонических колебаниях часто оперируют со средними за период значениями мощностей. Усредняя за период выражение (1.31), получим

$$\frac{1}{2} Re \int_V \bar{j}_{cm} \bar{E}^x dV = \frac{1}{2} Re \int_V \bar{E} \bar{E}^* dV + \frac{1}{2} Re \int_S [\bar{E}\bar{H}^*] d\bar{S}.$$

Звездой обозначено комплексно-сопряженное значение векторов. Символ  $Re$  означает необходимость вычисления вещественной части соответствующих выражений, стоящих справа.

### 1.6. Электромагнитные волны в линиях передачи

Направляющие системы – это чаще всего среды неограниченные в одном направлении и ограниченные в поперечных к данному направлению. Поэтому их анализ удобно проводить в цилиндрической системе координат. Пусть ось  $z$  направлена вдоль линии, координаты  $r$  и  $\varphi$  фиксируют положение точки наблюдения в поперечной плоскости.

Волновые уравнения (1.19), (1.21) должны быть записаны в цилиндрической системе координат. Структура полей в данной системе состоит из векторов напряженностей электрического и магнитного полей имеющих компоненты соответственно  $E_z, E_r, E_\varphi$  и  $H_z, H_r, H_\varphi$ . Таким образом, векторные уравнения (4) и (5) распадаются на 6 скалярных уравнений, которые нужно решать с соответствующими граничными условиями. Однако можно показать, что достаточно определить распределение в системе продольных компонент  $E_z$  и  $H_z$  из уравнений

$$\Delta E_z - k^2 E_z = 0, \quad (1.32)$$

$$\Delta H_z - k^2 H_z = 0. \quad (1.33)$$

Остальные компоненты векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в силу уравнений Максвелла выражаются через  $E_z$  и  $H_z$ .

Уравнение (1.32) аналогично и (1.33) в цилиндрической системе координат имеет вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} - k^2 E_z = 0. \quad (1.34)$$

Распространение волн в направляющих системах происходит вдоль оси  $z$ , поэтому решение данного уравнения целесообразно искать в виде

$$E_z = E_{z0} e^{-\gamma z}.$$

Подставляя в (1.34), получим

$$\frac{\partial^2 E_{z0}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_{z0}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_{z0}}{\partial \varphi^2} + g^2 E_{z0} = 0, \quad (1.35)$$

$g^2 = \gamma^2 - k^2$ ,  $\gamma$  – коэффициент распространения волн вдоль линии.

Поперечные составляющие векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  находятся из соотношений:

$$\begin{aligned} E_r &= -\frac{1}{g^2} \left( \gamma \frac{\partial E_{z0}}{\partial r} + \frac{i\omega\mu_a}{r} \frac{\partial H_{z0}}{\partial \varphi} \right), H_r = \frac{1}{g^2} \left( -\gamma \frac{\partial H_{z0}}{\partial r} + \frac{i\omega\epsilon_\kappa}{r} \frac{\partial E_{z0}}{\partial \varphi} \right), \\ E_\varphi &= \frac{1}{g^2} \left( \frac{\gamma}{r} \frac{\partial E_{z0}}{\partial \varphi} + i\omega\mu_a \frac{\partial H_{z0}}{\partial r} \right), H_\varphi = -\frac{1}{g^2} \left( \frac{\gamma}{r} \frac{\partial H_{z0}}{\partial \varphi} + i\omega\epsilon_\kappa \frac{\partial E_{z0}}{\partial r} \right). \end{aligned} \quad (1.36)$$

Таким образом, в зависимости от типа направляющей системы в ней могут возбуждаться поля и волны отличающиеся набором компонент векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$ , следовательно картиной силовых линий.

Различают следующие основные типы колебаний или моды:

1. ТЕМ, Т – поперечно электромагнитные,  $E_z=H_z=0$
2. ТМ, Е – электрические или поперечно магнитные,  $H_z=0, E_z \neq 0$
3. ТЕ, Н – магнитные или поперечно электрические,  $H_z \neq 0, E_z=0$
4. ЕН, НЕ – гибридные или смешанные.

Волны ТЕМ легко возбуждаются в направляющих системах первой группы. Например, в двухпроводных линиях, свободном пространстве. Картина силовых линий в данном случае выглядит следующим образом:

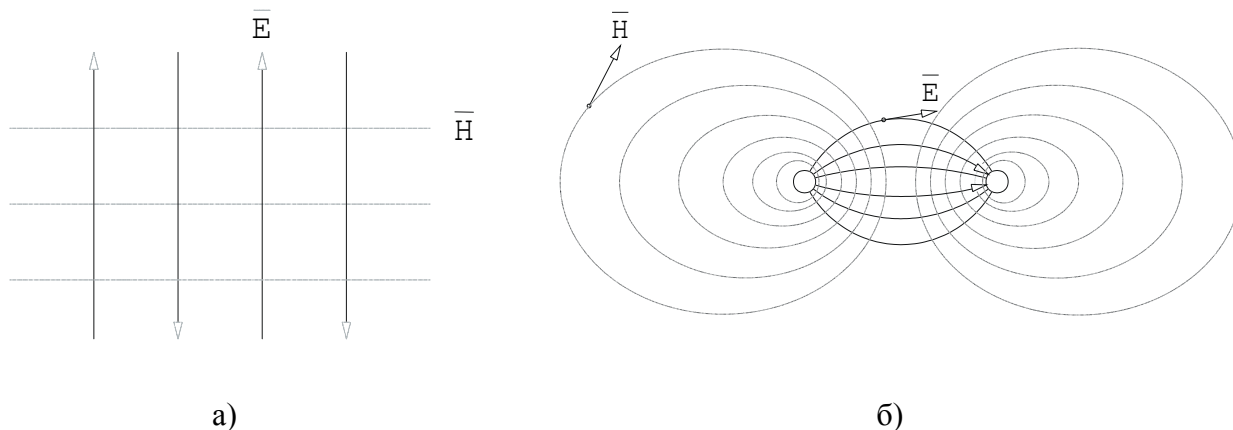


Рис. 1.12

На рис 1.12 (а, б) показаны силовые линии, соответствующие ТЕМ модам в свободном пространстве и вблизи двухпроводной цепи.

Волны Е и Н возбуждаются в системах второй группы, например, в металлических волноводах.

В световодах возбуждаются смешанные моды.

Рассмотрим свойства различных мод.

1. Пусть имеем в системе ТЕМ-волны, тогда из (1.36) следует, что для них  $g=0$  или коэффициент распространения равен

$$\gamma = \pm \kappa = \pm \sqrt{i\omega\mu(\sigma + i\omega\epsilon_a)} = \alpha + i\beta,$$

т.е. будем иметь плоские неоднородные волны. Если среда без потерь, т.е.  $\sigma=0$ , тогда

$$\gamma = \pm i\beta, \beta = \omega\sqrt{\mu_a \varepsilon_a}, \quad a = 0,$$

и мы имеем распространение поля вдоль линии в виде плоских незатухающих волн.

Волновые сопротивления ТЕМ-волнам

$$Z_{\sigma}^T = \sqrt{\frac{i\omega\mu_a}{\sigma + i\omega\varepsilon_a}}, \text{ в среде без потерь } Z_{\sigma}^T = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}}.$$

Фазовая скорость Т-волн

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{C}{n}, n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}, C = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}.$$

Групповая скорость

$$V_{gp} = V_{\phi} - \lambda \frac{dV_{\phi}}{d\lambda} = V_{\phi} = \frac{C}{n}.$$

2. Пусть имеем систему, в которой возбуждены волны типа Е или Н. Тогда  $g \neq 0$  и поэтому

$$\gamma = \pm \sqrt{\kappa^2 + g^2}.$$

Если  $\sigma=0$ , то

$$\gamma = \pm \sqrt{g^2 - \beta^2} = \sqrt{g^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2}, \beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\mu_a \varepsilon_a},$$

$\lambda$  – длина волны в (среде) линии.

Видно, что если  $g > \frac{2\pi}{\lambda}$ , то  $\gamma$  – вещественно и волны в системе будут затухать. Если

$g < \frac{2\pi}{\lambda}$ , то  $\gamma$  – мнимое, тогда будет иметь место распространение волн.

Для волн тип Е и Н существуют критические частоты или длины волн, при которых

$\gamma=0$ , т.е.  $g = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}, \lambda_{кр} = \frac{C}{f_{кр}}, f_{кр}$  – частота отсечки.

Коэффициент распространения Е и Н волн можно переписать в виде

$$\gamma = \pm i\beta \sqrt{1 - \left(\frac{f_{кр}}{f}\right)^2},$$

Отсюда видно, что при  $f=f_{кр}, \gamma=0$ . Если  $\lambda > \lambda_{кр}$  волны в системе будут затухать, при  $\lambda < \lambda_{кр}$  будет иметь место волновой процесс. Таким образом, пропускная способность мод в системах, где возбуждаются Е или Н волны определяется  $\lambda_{кр}$ .

Волновое сопротивление для волн типа Е есть

$$Z_{\epsilon}^E = \frac{\gamma}{i\omega\epsilon_{\kappa}}.$$

При  $\sigma=0$

$$Z_{\epsilon}^E = Z_{\epsilon}^T \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кп}}}{f}\right)^2}.$$

Для примера покажем, как может быть выполнен расчет волнового сопротивления для Н волны ( $E_z=0$ ). Из (1.36) имеем

$$E_r = -\frac{i\omega\mu_a}{g^2 r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi}, E_{\varphi} = \frac{i\omega\mu_a}{g^2} \frac{\partial H_z}{\partial r},$$

$$H_r = -\frac{\gamma}{g^2} \frac{\partial H_z}{\partial r}, H_{\varphi} = -\frac{\gamma}{g^2 r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi}.$$

Исключая  $\frac{\partial H_z}{\partial \varphi}$  и  $\frac{\partial H_z}{\partial r}$ , получим

$$E_r = \frac{i\omega\mu_a}{\gamma} H_{\varphi}, E_{\varphi} = -\frac{i\omega\mu_a}{\gamma} H_r.$$

По определению

$$Z_{\epsilon}^H = \frac{\sqrt{E_r^2 + E_{\varphi}^2}}{\sqrt{H_r^2 + H_{\varphi}^2}} = \frac{i\omega\mu_a}{\gamma} = \frac{Z_{\epsilon}^T}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кп}}}{f}\right)^2}}.$$

Зависимость  $Z_{\epsilon}^T, Z_{\epsilon}^E, Z_{\epsilon}^H$  от частоты показана на рис. 1.13

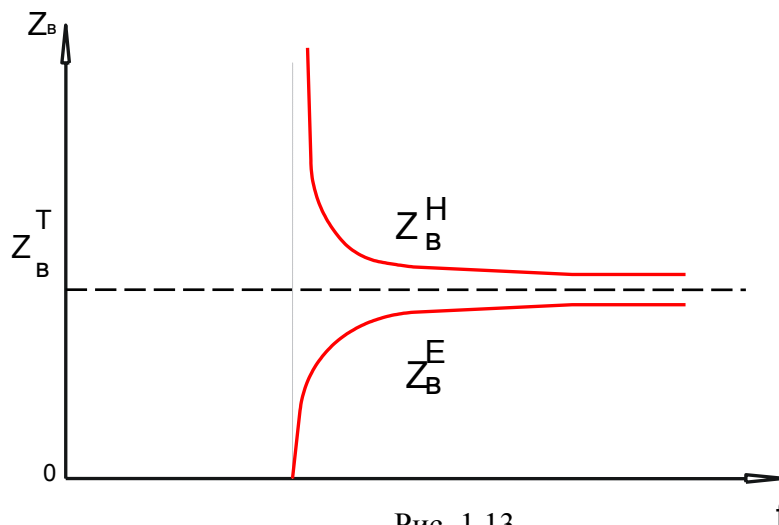


Рис. 1.13.



Фазовая скорость мод типа Е или Н

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{\beta \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}} = \frac{C}{n \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}},$$

т.е. она всегда больше или равна  $C$ ,  $C$  – скорость света.

Групповая скорость

$$V_{\text{гп}} = \frac{C}{n} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}, V_{\text{гп}} < C.$$

### 1.7. Режимы передачи сигналов по направляющим системам

В зависимости от используемых частот, а также среды, в которой происходит распространение электромагнитной энергии, выделяют пять режимов передачи.

1. Статический режим. Этот режим относится к процессам электростатики и магнито-статики. Уравнения Максвелла для данного режима имеют вид:

$$\begin{aligned} \text{rot}\bar{H} &= 0; \text{rot}\bar{E} = 0; \bar{D} = \varepsilon_a \bar{E}. \\ \text{div}\bar{D} &= \rho; \text{div}\bar{B} = 0; \bar{B} = \mu_a \bar{H}. \end{aligned}$$

В технике линий связи на основе данных уравнений определяют емкость проводников.

2. Стационарный режим. Данный режим относится к случаю передачи по проводникам постоянного тока, который возбуждает магнитное поле. Уравнения Максвелла в этом случае есть

$$\begin{aligned} \text{rot}\bar{H} &= \bar{j} = \sigma \bar{E}; \text{rot}\bar{E} = 0. \\ \text{div}\bar{D} &= \rho; \text{div}\bar{B} = 0. \end{aligned}$$

3. Квазистационарный режим. При этом режиме в уравнениях Максвелла не учитывают токи смещения, считая что  $\bar{j}_{\text{нр}} > \bar{j}_{\text{см}}$ . Это действительно, когда  $\sigma > \varepsilon_a \omega$ . Таким образом, уравнения Максвелла имеют вид:

$$\begin{aligned} \text{rot}\bar{H} &= \sigma \bar{E}; \text{rot}\bar{E} = -i\omega \mu_a \bar{H}. \\ \text{div}\bar{D} &= \rho; \text{div}\bar{B} = 0. \end{aligned}$$

Этот режим справедлив в том случае, когда  $\lambda > D$ , где  $\lambda$  – длина волны,  $D$  – поперечный размер направляющей системы. Условие  $\lambda > D$  и  $\sigma > \varepsilon_a \omega$  хорошо реализуются в случае проводных систем (воздушные линии, симметричные коаксиальные кабели) в диапазоне частот до  $10^9$  Гц.

4. Волновой и квазиоптический режимы. Эти режимы характерны для процессов в диэлектрике и свободном пространстве, когда токи смещения доминируют над токами прово-

димости ( $\bar{j}_{см} \gg \bar{y}_{np}$  и  $\omega\varepsilon_a \gg \sigma$ ). Этот режим охватывает диапазон частот до  $10^{12}$  и выше. В этом случае выполняется условие  $\lambda < D$ .

Уравнения Максвелла имеют вид

$$\begin{aligned} \text{rot}\bar{H} &= i\omega\varepsilon_a\bar{E}; \text{rot}\bar{E} = -i\omega\mu_a\bar{H}. \\ \text{div}\bar{D} &= \rho; \text{div}\bar{H} = 0. \end{aligned}$$

5. Электродинамический режим. Охватывает область высоких и сверхвысоких частот. В этом режиме осуществляется передача по волноводам, световодам, радиочастотным линиям. Для этого режима характерны резонансные явления. Здесь длина волны меньше или соизмерима с поперечными размерами направляющих систем. Уравнения Максвелла используются в полной форме (1.15), (1.16), (1.17), (1.18).

## 1.8. Особенности электромагнитных процессов в направляющих системах

1. Все направляющие системы обладают потерями. В общем случае для системы, содержащей проводящие элементы, диэлектрики (изоляция, защитные покрытия), коэффициент потерь можно представить как

$$\alpha = \alpha_{np} + \alpha_{диэл} + \alpha_{изл}.$$

$\alpha_{np}$  - коэффициент учитывает потери на тепло из-за омического сопротивления. Эти потери пропорциональны  $\sqrt{f}$ .

$\alpha_{диэл}$  - потери, возникающие из-за поляризации диэлектрика, помещенного в электромагнитное поле. Эти потери растут линейно с частотой.

$\alpha_{изл}$  - фактор, учитывающий потери на излучение. Эти потери пропорциональны  $f^2$  (рис. 1.14).

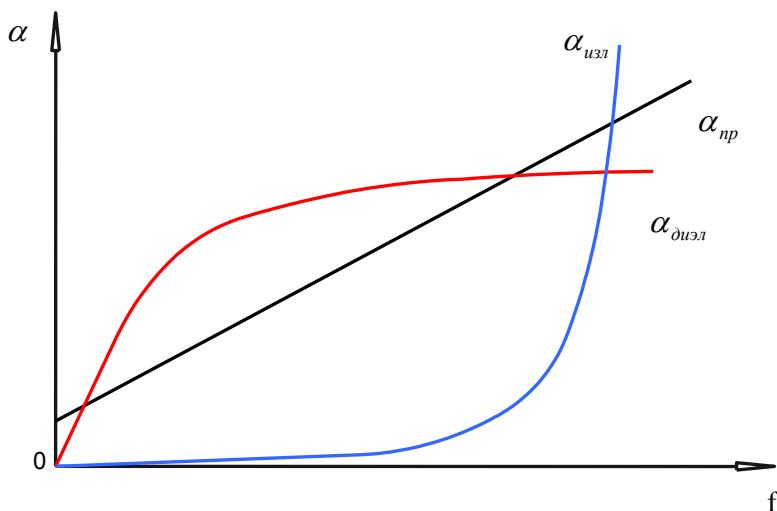


Рис. 1.14

В различных системах могут присутствовать или отсутствовать или превалировать те или иные потери.

2. При переменном токе наблюдается поверхностный эффект – неравномерное распределение плотности тока по поперечному сечению проводника. Этот эффект приводит к увеличению сопротивления проводника.

3. Имеет место эффект близости, при котором индуцируются заряды в одном проводнике из-за зарядов в другом (перераспределение плотности зарядов в близко расположенных заряженных проводниках). Этот эффект также приводит к увеличению сопротивления проводника.

4. Известен эффект сверхпроводимости. Это переход веществ в сверхпроводящее состояние, при котором исчезает сопротивление электрическому току. Этот переход у 23 металлов осуществляется при  $T=4\div 10^0$  К, т.е. при очень низких температурах. Есть сверхпроводники с  $T=170^*$  К – это керамики, высокотемпературные сверхпроводники [33].

При анализе процессов распространения по направляющим системам необходимо учитывать эффект экранирования, который полезен при уменьшении взаимного влияния. Он характеризуется коэффициентом экранирования:

$$K_{\text{э}} = \frac{E_{\text{э}}}{E} = \frac{H_{\text{э}}}{H}$$

или затухания

$$A_{\text{э}} = 20 \lg \left| \frac{1}{k_{\text{э}}} \right|.$$

Экранирующее действие тем сильнее, чем больше проводимость экрана, чем он толще, чем больше его магнитная проницаемость  $\mu_a$  и чем больше частота поля.

### 1.9. Полное внутреннее сопротивление одиночного провода

Круглый проводник является элементом многих направляющих систем: многопроводные линии, симметричные кабели, коаксиальные пары и др. Поэтому исследование его электродинамических свойств весьма важно, кроме того, полученные при этом результаты потребуются в дальнейшем.

Пусть имеем уединенный круглый провод, бесконечной длины (рис. 1.15).

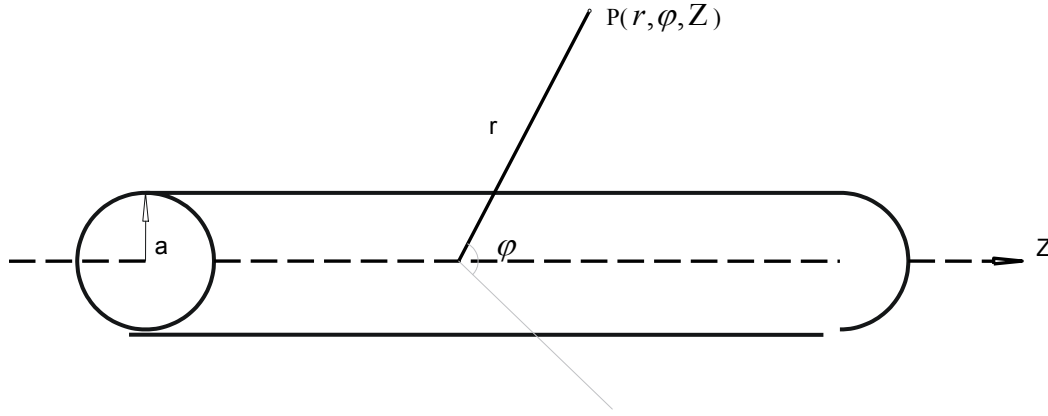


Рис. 1.15

Радиус проводника  $a$ , удельное сопротивление  $\rho_0 = \frac{1}{\sigma}$ ,  $\sigma$  - проводимость,  $\mu_a$  - магнитная проницаемость. Определим величину

$$Z = R + i\omega L, \quad (1.37)$$

где  $R$  - омическое сопротивление,  $\omega$  - круговая частота,  $L$  - внутренняя индуктивность. Внутренняя индуктивность связана с внутренним магнитным полем. Это введение позволяет рассматривать поле только внутри провода. Определим электромагнитное поле внутри провода. Для этого необходимо решать уравнения Максвелла или волновые уравнения (1.35):

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + g^2 E_z = 0. \quad (1.38)$$

Здесь  $g^2 = \gamma^2 - k^2$ ,  $k = \pm \sqrt{i\omega\mu_a(\sigma + i\omega\varepsilon_a)}$ . Для проводника выполняется условие  $|k| \gg |\gamma|$ , поэтому можно положить

$$g^2 \approx -k^2,$$

где  $k = \pm \sqrt{\frac{i\omega\mu_a}{\rho_0}}$ .

Далее считаем, что поле в проводнике симметрично по  $\varphi$ , тогда  $\frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = 0$ . Теперь имеем уравнение

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + (ik)^2 E_z = 0. \quad (1.39)$$

Целесообразно рассмотреть два случая:

1. Сильный скин-эффект (высокие частоты).

При этом поле сосредоточено вблизи поверхности. Поэтому в (1.39) можно пренебречь членом  $\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r}$ , тогда имеем

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + (ik)^2 E_z = 0. \quad (1.40)$$

Решением этого уравнения являются функции:

$$E_z(r) = A_1 e^{kr} + A_2 e^{-kr}, r \leq a. \quad (1.41)$$

Поскольку поле в проводнике концентрируется у поверхности, то в (1.41) положим  $A_2=0$ , тогда

$$E_z(r) = A_1 e^{kr}, r \leq a.$$

Определим  $A_1$ . Положим  $E_z(a) = A_1 e^{ka}$ , отсюда  $A_1 = E_z(a) e^{-ka}$ . Теперь

$$E_z(r) = E_z(a) e^{k(r-a)}.$$

Учитывая, что  $\vec{j} = \sigma \vec{E}$ , можем написать

$$\frac{E_z(r)}{E_z(a)} = \frac{j_z(r)}{j_z(a)} = e^{k(r-a)}, \text{ т.е. } j(r) = j_z(a) = e^{k(r-a)}.$$

Отсюда при  $r=a$ ,  $j(a)=j(a)$ , при  $r=0$ ,  $j(0)=j(a)e^{-ka} \approx j(a)[1-ka+\dots] < j(a)$ . Распределение тока по поперечному сечению показано на рис. 1.16.

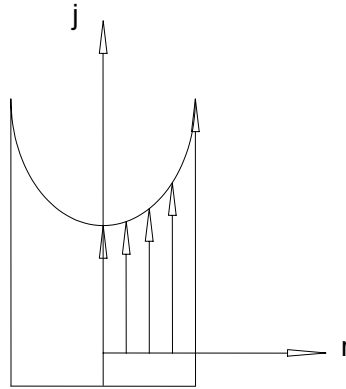


Рис. 1.16

Наблюдается увеличение плотности тока по мере приближения к поверхности. Это и есть скин-эффект.

Полный ток в проводнике есть

$$J = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^a j(r) r dr = 2\pi j(a) e^{-ka} \int_0^a r e^{kr} dr = 2\pi j(a) \frac{a}{k} \left[ 2 - \frac{1}{ka} + \frac{e^{ka}}{ka} \right] \approx 2\pi j(a) \frac{a}{k}.$$

Здесь учтено, что

$$-\frac{1}{ka} + \frac{e^{ka}}{ka} = -\frac{1}{ka} + \frac{1}{ka} (1 + ka + \dots) \approx 0, \text{ поскольку } |ka| \ll 1 \text{ и } e^{ka} \approx 1 - ka \approx 1.$$

тогда полный ток есть

$$J = \frac{2Sj(a)}{ka}, S = \pi a^2 - \text{площадь поперечного сечения.}$$

Имеем

$$Z = \frac{U}{J} = \frac{R_0 j(a) S}{J} = \frac{a R_0}{2} (1+i) \sqrt{\frac{\omega \mu_a \sigma}{2}} = R_0 + i \omega L.$$

Приравнивая действительные и мнимые части, получим

$$R = \frac{aR_0}{2} \sqrt{\frac{\omega\mu_a\sigma}{2}}, L = \frac{aR_0}{2} \sqrt{\frac{\mu_a\sigma}{2\omega}}, \quad (1.42)$$

Здесь  $R_0 = \frac{1}{\sigma\pi a^2}$  - сопротивление постоянному току.

Из (1.42) следует, что активное сопротивление растет с частотой, а индуктивность падает. Физически это свойство объясняется тем, что плотность тока вырастает у поверхности, поэтому площадь поперечного сечения через которую протекает ток уменьшается. Отсюда имеет место рост сопротивления проводника. Индуктивность уменьшается с частотой, поскольку магнитное поле "выталкивается" из проводника.

## 2. Слабый поверхностный эффект

В этом случае уравнение (1.39) нужно рассматривать в полной форме. Его решение есть

$$E_z(r) = A_1 J_0(ikr) + A_2 N(ikr),$$

$J_0(ikr), N(ikr)$  - функции Бесселя и Неймана. При  $r=0$   $N(ikr) \rightarrow \infty$ , поэтому положим  $A_2=0$ , получим

$$E_z(r) = A_1 J_0(ikr).$$

Определим  $A_1$  Имеем

$$E_z(a) = A_1 J_0(ika), \text{ отсюда } A_1 = \frac{E_z(a)}{J_0(ika)}.$$

Тогда

$$E_z(r) = E_z(a) \frac{J_0(ikr)}{J_0(ika)}.$$

Имеем

$$\frac{E_z(r)}{E_z(a)} = \frac{j(r)}{j(a)} = \frac{J_0(ikr)}{J_0(ika)}.$$

Отсюда

$$j(r) = j(a) \frac{J_0(ikr)}{J_0(ika)}.$$

Теперь нужно проинтегрировать по поперечному сечению и определить полный ток.

Но мы найдем его, используя уравнение:

$$\oint \bar{H} d\bar{e} = J$$

или

$$\oint H_\varphi a d\varphi = J$$

(1.43)

Найдем  $H_\varphi$  из (1.36):

$$H_{\varphi} = \frac{1}{i\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r} = E_z(a) \frac{ik}{i\omega\mu_a} \frac{J_0'(ikr)}{J_0(ika)}.$$

Определим полный ток, проинтегрировав (1.43) по контуру, проходящему по поверхности:

$$J = 2\pi a H_{\varphi}(a) = E_z(a) \frac{2\pi a k}{\omega\mu_a} \frac{J_0'(ika)}{J_0(ika)}.$$

Полное внутреннее сопротивление единицы длины провода:

$$Z = \frac{E_z(a)}{J} = -i \frac{k}{2\pi a \sigma} \frac{J_0(ika)}{J_0'(ika)}, \text{ так как } k = \sqrt{i\omega\mu_a\sigma}.$$

Последнее выражение можно представить в виде

$$\frac{Z}{R_0} = \frac{R}{R_0} + i \frac{L_0' \omega L}{L_0' R_0} = -i \frac{k}{2} \frac{J_0(ika)}{J_0'(ika)}.$$

Здесь  $L_0' = \frac{\mu}{8\pi}$  - внутренняя индуктивность провода при постоянном токе.  $R_0 = \frac{1}{\pi a^2 \sigma}$

- сопротивление постоянному току. Вводятся параметры:

$$k_1 = \frac{R}{R_0}; k_2 = \frac{L'}{L_0'}, \text{ где}$$

$$k_1 = \operatorname{Re} \left[ -i \frac{ka}{2} \frac{J_0(ika)}{J_0'(ika)} \right] = [1 + F(x)],$$

$$k_2 = I_m \left[ \frac{8i}{(ka)^2} \left( -\frac{ika}{2} \frac{J_0(ika)}{J_0'(ika)} \right) \right] = 4\pi Q(x) \cdot 10^{-4}.$$

Здесь  $x = |ka|$ .

Функции  $[1+F(x)]$  и  $Q(x)$  табулируются. Качественное поведение этих функций показано на рис 1.17.

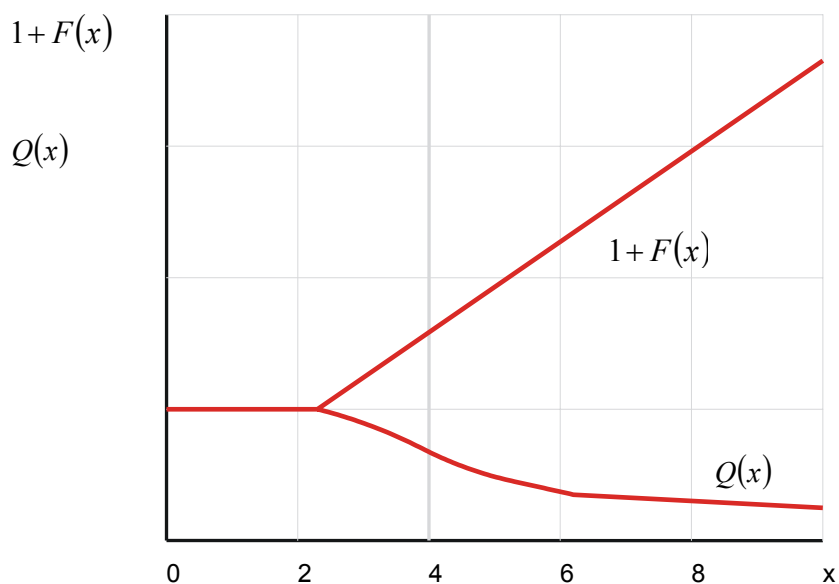


Рис. 1.17

При  $x > 10$ ,

$$1 + F(x) = \frac{x\sqrt{2} + 1}{4}, Q(x) = \frac{2\sqrt{2}}{x}$$

Таким образом, как и при сильном скин-эффекте в данном случае, также наблюдается рост омического сопротивления с частотой и уменьшение индуктивности.

#### 1.10. Уравнения двухпроводной линии [15, 28, 6, 7]

Одной из наиболее распространенных направляющих систем является двухпроводная линия. Теоретической основой исследования механизма передачи электромагнитной энергии по двухпроводной линии являются телеграфные уравнения. Теория, построенная на основе телеграфных уравнений, является приближенной, она верна в том случае, когда можно пренебречь потерями на излучение, т.е. в том случае, когда поперечные размеры линии значительно меньше длины волны колебаний электромагнитного поля в линии.

Приведем вывод телеграфных уравнений, используя уравнения Максвелла в форме (1.10).

Рассмотрим бесконечно малый участок двухпроводной однородной длинной линии (рис. 1.18) [15, 28].



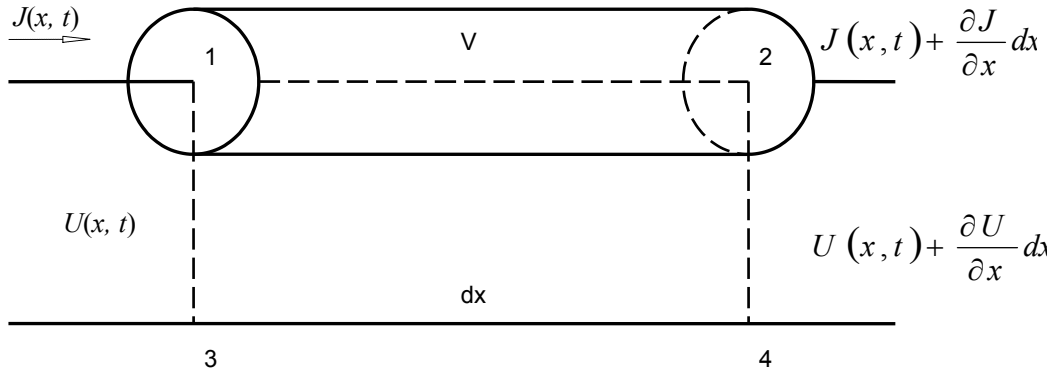


Рис. 1.18

Участок линии характеризуется параметрами  $Ldx, Cdx, Rdx, Gdx, L, C, R, G$  – погонные значения индуктивности проводов, емкости линии, омического сопротивления проводов и проводимости изоляции.

По проводам протекает ток  $J(x, t)$ . В точке 1 контура 1, 2, 3, 4 ток имеет значение  $J(x, t)$ , а в точке 2 ток меняется на величину  $dJ = \frac{\partial J}{\partial x} dx$ . Напряжение между точками 1 и 2, соответственно,  $U(x, t)$ , а между точками 2 и 3 изменяется, соответственно, на величину  $dU = \frac{\partial U}{\partial x} dx$ .

Применим уравнение (1.10) к контуру 1, 2, 3, 4.

$$\int_1^2 Ede = \frac{JRdx}{2}, \int_2^3 Ede = U(x, t) + \frac{\partial U}{\partial x} dx, \int_3^4 Ede = \frac{JRdx}{2}, \int_4^1 Ede = -U(x).$$

Тогда  $\oint \bar{E}d\bar{e} = \frac{\partial U}{\partial x} dx + JRdx$ . Распишем правую часть (1.10):

$$\int_s Bds = B_0 dx dy = \Delta\Phi = \frac{\Delta\Phi}{dx} dx = \Phi_0 dx \cdot \Phi_0 = \frac{\Delta\Phi}{dx} - \text{магнитный поток на единицу длины. В ква-}$$

зистационарном приближении можем написать  $\Phi_0 = JL$ .

Правую часть окончательно запишем

$$\frac{\partial}{\partial t} \oint \bar{B}d\bar{S} = \frac{\partial J}{\partial t} Ldx.$$

Уравнение (1.10) принимает вид

$$\frac{\partial U}{\partial t} + L \frac{\partial J}{\partial t} + RJ = 0. \quad (1.44)$$

Окружим часть провода цилиндрической поверхностью и к объему  $V$  применим уравнение непрерывности:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div} \bar{j} = 0.$$

В интегральной форме

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_V \rho dV + \oint \bar{j} d\bar{S} = 0,$$

но  $\frac{\partial}{\partial t} \int_V \rho dV = \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -\frac{\partial(CdxU)}{\partial t} = Cdx \frac{\partial U}{\partial t}$ . Расписывая  $\oint \bar{j} d\bar{S}$ , приходим к уравнению

$$\frac{\partial J}{\partial x} + C \frac{\partial U}{\partial t} + UG = 0. \quad (1.45)$$

Уравнения (1.44) и (1.45) называют телеграфными. В случае гармонических колебаний  $J_1 = J e^{i\omega t}$ ,  $U_1 = U e^{i\omega t}$  и телеграфные уравнения имеют вид

$$\frac{\partial U}{\partial x} + J(R + i\omega L) = 0, \quad (1.46)$$

$$\frac{\partial J}{\partial x} + U(G + i\omega C) = 0. \quad (1.47)$$

Исключая из этих уравнений либо  $U$ , либо  $J$  приходим к волновым уравнениям

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} - \gamma^2 U = 0 \quad (1.48)$$

$$\frac{\partial^2 J}{\partial x^2} - \gamma^2 J = 0. \quad (1.49)$$

Здесь параметр

$$\gamma = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)} \quad (1.50)$$

носит название коэффициента распространения.

Рассмотрим однородную длинную линию, которая возбуждается источником с  $U_0(t) = U_0 e^{i\omega t}$  и нагружена на сопротивление  $Z_n$  (рис. 1.19).

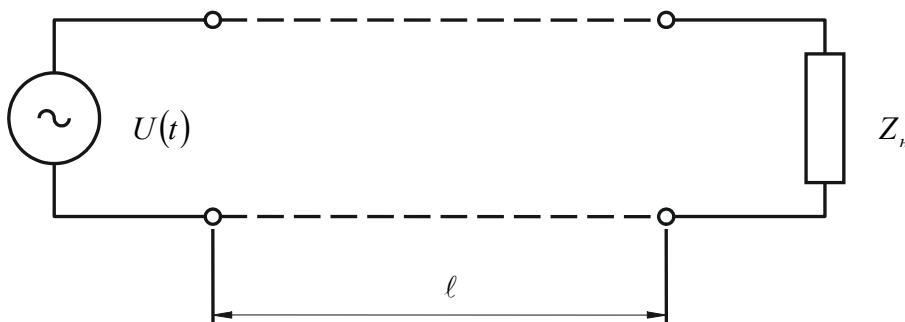


Рис. 1.19

Решение уравнений (1.44) и (1.45) при начальных условиях:

$$U(0, t) = U_0(t) + Z_r J(0, t)$$

$$U(l, t) = J(l, t) Z_n$$

имеет вид:

$$U(x,t) = F(\omega)U_0 \left[ e^{i(\omega t - i\gamma x)} + \frac{Z_H - Z_\sigma}{Z_H + Z_\sigma} e^{-2i\gamma l} e^{i(\omega t + i\gamma x)} \right], \quad (1.51)$$

$$J(x,t) = F(\omega) \frac{U_0}{Z_\sigma} \left[ e^{i(\omega t - i\gamma x)} - \frac{Z_H - Z_\sigma}{Z_H + Z_\sigma} e^{-2i\gamma l} e^{i(\omega t + i\gamma x)} \right] \quad (1.52)$$

Здесь  $F(\omega) = \frac{Z_B}{Z_B - Z_\Gamma} \sum_{k=0}^{\infty} \eta^k e^{-2i\gamma k l}$ ,  $Z_\sigma = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}}$ ,  $\eta = \frac{(Z_B + Z_\sigma)(Z_H - Z_\sigma)}{(Z_\sigma - Z_\sigma)(Z_H + Z_\sigma)}$ .

Функция  $F(\omega)$  учитывает многократное переотражение между генератором и нагрузкой. Практически часто полагают  $k=0$ , т.е. учитывают только однократное отражение от нагрузки. Параметр  $Z_\sigma$  – носит название волнового сопротивления. Из (1.51), (1.52) видно, что распределение тока и напряжения вдоль линии носит волновой характер. Первое слагаемое в квадратных скобках соответствует падающей волне, второе слагаемое – отраженные волны.

Множитель

$$\frac{Z_H - Z_\sigma}{Z_H + Z_\sigma} e^{-2i\gamma l} = \Gamma \quad (1.53)$$

имеет смысл коэффициента отражения. Если линия нагружена  $Z_H = Z_\sigma$ , то отраженного сигнала не будет, этот режим носит название согласованного. Если представить

$$\gamma = \pm(\alpha + i\beta), \quad (1.54)$$

то  $\alpha$  описывает ослабление волн, распространяющихся вдоль линии,  $\beta$  – коэффициент фазы.

Если расписать (1.54), то можно выделить два простейших случая [28]:

Линия без потерь. В этом случае считается, что  $\alpha=0$  и  $R=0$ , тогда в линии

$$\begin{aligned} V_\phi &= \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \\ Z_\sigma &= \sqrt{\frac{L}{C}}, \\ \beta &= \omega\sqrt{LC}, \\ \alpha &= 0. \end{aligned} \quad (1.55)$$

Таким образом, фазовая скорость, в данном случае, не зависит от частоты, а это означает, что в линии отсутствует дисперсия и сигнал будет распространяться без искажения. Потери в линии также отсутствуют.

Линии с "малыми" потерями. Эта линия в которой выполняются условия:

$$\begin{aligned} R &\ll \omega L, \\ G &\ll \omega C. \end{aligned}$$

Тогда имеем:

$$\begin{aligned}
V_\phi &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \left[ 1 - \frac{1}{8} \left( \frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right)^2 \right], \\
Z_\epsilon &= \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - i \left( \frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \right], \\
\beta &= \omega \sqrt{LC} \left[ 1 + \frac{1}{8} \left( \frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right) \right], \\
\alpha &\approx \frac{1}{2} \left[ \frac{R}{Z_\epsilon} + Z_\epsilon G \right] \ll \beta.
\end{aligned}
\tag{1.56}$$

В данном случае  $V_\phi=f(\omega)$ , поэтому линия будет обладать дисперсией, хотя и малой. Будет иметь место также ослабление сигнала, так как  $\alpha \neq 0$ .

Интересно отметить также следующий факт. Если первичные параметры удовлетворяют соотношению

$$\frac{R}{G} = \frac{L}{C},$$

то линия не обладает дисперсией и в ней не происходит искажения сигнала, в том числе и импульсного [15], происходит только ослабление амплитуды. Параметры  $R, C, G, L$  носят название первичных параметров,  $\gamma$  и  $z_\epsilon$  – вторичные параметры направляющих систем.

Особенности распространения сигналов в конечных неоднородных линиях исследованы, например, в [7, 15, 2, 4]

### 1.11. Первичные параметры цепей воздушных линий

Воздушные линии – это двухпроводные цепи. При определении первичных параметров цепи считаются уединенными. Первичные параметры относятся к 1 км длины.

Так сопротивление постоянному току исходя из определения

$$R_0 = \frac{\rho_0}{S} l, \quad \rho_0 - \text{удельное сопротивление, } l - \text{длина линии в км, } S - \text{сечение в мм}^2.$$

Тогда для 1 км двухпроводной цепи

$$R_0 = 2550 \frac{\rho}{d^2},$$

$d$  – диаметр провода в мм.

Сопротивление зависит от температуры для металлических проводников в форме:

$$R'_0 = R_0 [1 + \alpha (t^\circ - 20^\circ)],$$

$R_0$  – сопротивление при 20° С.

Приведем значения сопротивления двухпроводной цепи постоянному току [Ом/км] при диаметре  $d=4$  мм для:

обыкновенной стали – 22 Ом/км,  
 медистой стали – 23,3 Ом/км,  
 меди мягкой – 2,8 Ом/км,  
 меди твердой – 2,84 Ом/км,  
 алюминий – 4,66 Ом/км,  
 биметалл (сталь-медь) – 4 Ом/км,

Сопротивление линии с учетом эффекта близости вычисляется по формуле

$$R = [1 + F(x)]R'_0,$$

функция  $F(x)$  – табулируется или представляется в виде графиков,

$$x = |ka| = |k| \frac{d}{2}, k = \sqrt{i\omega\mu_a\sigma}.$$

Индуктивность двупроводной цепи с однородными круглыми проводами [28]

$$L = \left[ 4 \ln \frac{2a-d}{d} + \mu_r Q(x) \right] \cdot 10^{-4}, \frac{\text{Гн}}{\text{км}},$$

$a$  – расстояние между проводами,  $d$  – диаметр провода,  $Q(x)$  – функция, учитывающая поверхностный эффект, график её дан в [1],  $x = |k| \frac{d}{2}$ . Первое слагаемое – это внешняя индуктивность, второе - внутренняя.

Емкость двухпроводной цепи рассчитывается по формуле

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-6}}{36 \ln \frac{2a-d}{d}} \cdot 1,05, \frac{\text{Ф}}{\text{км}},$$

$\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды.

Коэффициент 1,05 – вводится для воздушной цепи и учитывает присутствие изоляторов. Как видно емкость не зависит от частоты.

Проводимость изоляции между проводами воздушной цепи определяется многими факторами. Поэтому ее определяют по эмпирической формуле:

$$G = G_0 + kf, \frac{\text{См}}{\text{км}}$$

$G_0$  – проводимость постоянному току,  $k$  – некоторый коэффициент учитывающий состояние изоляции,  $f$  – частота переменного тока, Гц.

$$G_0 \approx 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ См/км}, k \approx 0,05 \cdot 10^{-9} \text{ – при сухой погоде}$$

$$G_0 \approx 0,05 \cdot 10^{-6} \text{ См/км}, k \approx 0,25 \cdot 10^{-9} \text{ – при сырой погоде.}$$

## 1.12. Первичные параметры цепей симметричных кабелей

Кабели отличаются от воздушных линий тем, что расстояние между жилами соизмеримо с диаметрами жил и с расстояниями до соседних пар. Поэтому здесь большую роль играет эффект близости. Кроме того весь пучок жил скручивают, вследствие чего длина жил превышает длину кабелей.

Сопротивление кабельной пары постоянному току рассчитывается по тем же формулам, что и для воздушной линии, но с учетом удлинения при скрутке, т.е.

$$R_0 = 2550 \frac{\rho}{d^2} \chi, \frac{\text{Ом}}{\text{км}}$$

$\chi$  меняется в зависимости от диаметра повива  $D$ . Если  $D=30 \div 80$  мм, то  $\chi=[1,01 \div 1,07]$ .

Сопротивление кабельной пары переменному току

$$R = R_0 \left[ 1 + F(x) + \frac{PG(x)\left(\frac{d}{a}\right)^2}{1 - H(x)\left(\frac{d}{a}\right)^2} \right] + \Delta R, \frac{\text{Ом}}{\text{км}}.$$

Здесь  $G(x)$  и  $H(x)$  определяются по графикам [1, 2, 3] и учитывают близость проводов.

Параметр  $P$  тип скрутки:

$P=1$  при парной скрутке (рис. 1.20)

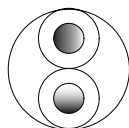


Рис. 1.20

$P=2$  при двойной парной скрутке (рис. 1.21)

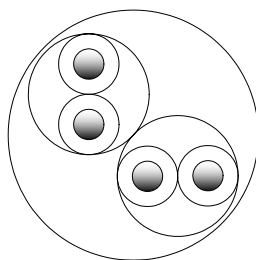


Рис. 1.21

$P=5$  при звездной скрутке (рис. 1.22)

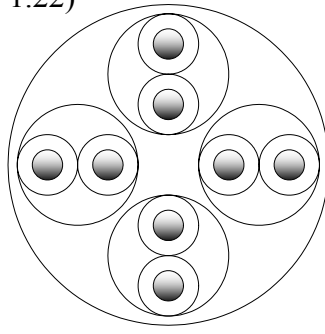


Рис. 1.22

$\Delta R$  – дополнительное сопротивление, возникающее из-за вихревых токов и учитывается при  $f > 30$  кГц, в соответствии, например, с таблицей [1].

Приведем зависимость активного сопротивления от частоты (рис. 1.23, 1.24).

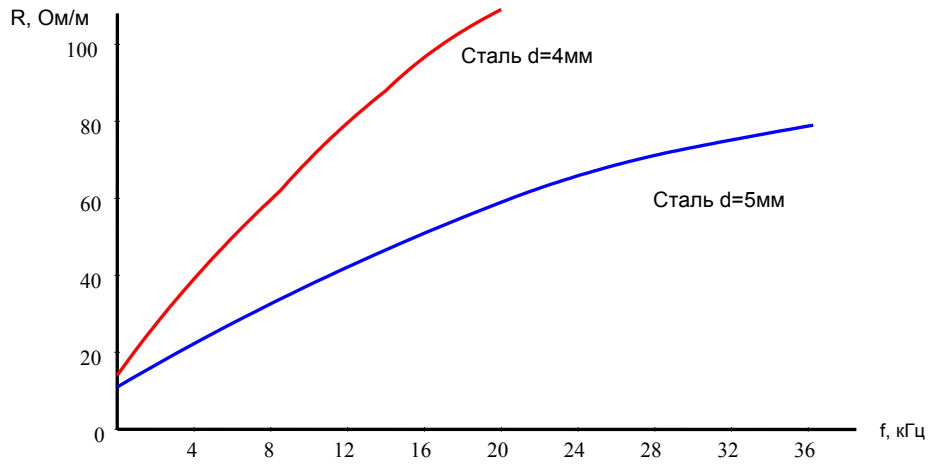


Рис. 1.23

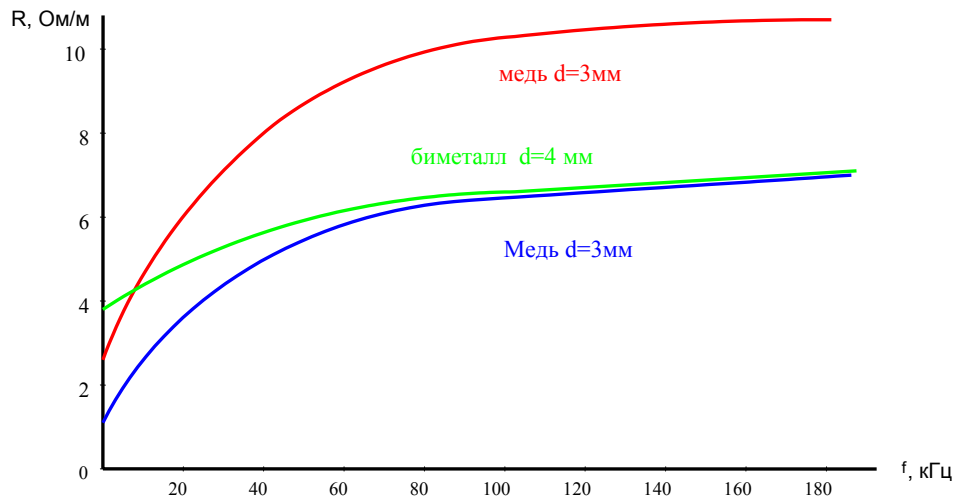


Рис. 1.24

Индуктивность кабельной пары:

$$L = \chi \left[ 4 \ln \frac{2a-d}{d} + \mu_r Q(x) \right] \cdot 10^{-4}, \frac{\text{Гн}}{\text{км}},$$

$\chi$  – коэффициент укрутки. Т.Е. это такая же формула, что и для воздушной линии. При диаметре повива  $D=30 \div 80$  мм, то  $\chi=[1,01 \div 1,07]$ . Покажем зависимость  $L$  от частоты (рис. 1.25).

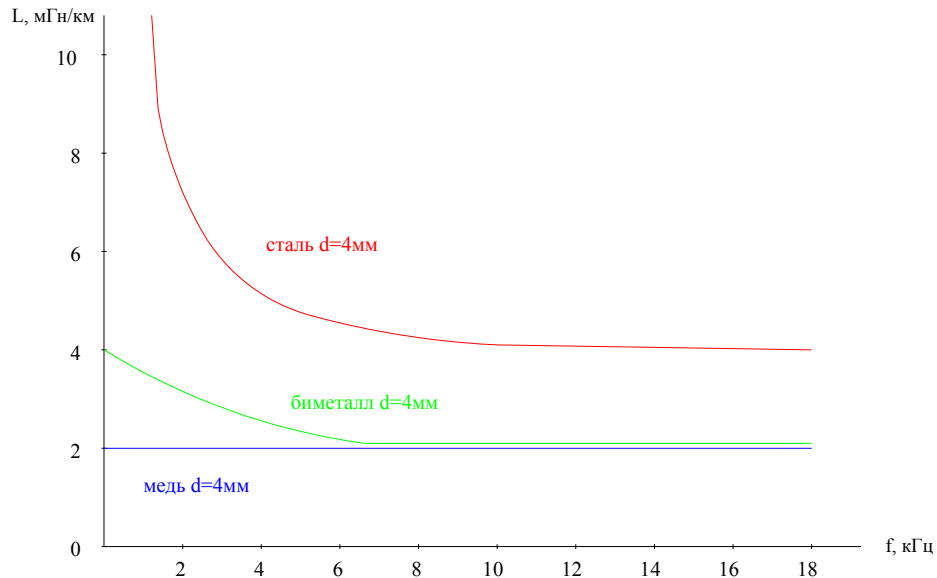


Рис. 1.25

Емкость кабельной цепи с учетом влияния соседних жил:

$$C = \frac{\chi \varepsilon_p \cdot 10^{-6}}{36 \ln \left( \frac{2a-d}{d} \psi \right)}, \frac{\Phi}{\text{км}},$$

Здесь  $\chi$  – коэффициент укрутки,  $\psi$  – коэффициент учитывающий увеличение емкости за счет сближения жил [1].  $\varepsilon_p$  – результирующая диэлектрическая проницаемость для комбинированных изоляций пар:

$$\varepsilon_p = \frac{\varepsilon_{r1} V_1 + \varepsilon_{r2} V_2}{V_1 + V_2}.$$

$\varepsilon_{r1}$  – относительная диэлектрическая проницаемость твердых диэлектриков,  $\varepsilon_{r2}$  – относительная диэлектрическая проницаемость воздуха,  $V_1$  – объем диэлектрика,  $V_2$  – объем воздуха.  $\psi$  – зависит от  $d_1/d$ ,  $d_1$  – диаметр изолированной жилы и  $d$  – диаметр голой жилы.

Проводимость изоляции в кабельных линиях во много раз меньше, чем у воздуха и она определяется как

$$G = \omega C \text{tg} \delta_p, \frac{\text{См}}{\text{км}},$$

$C$  – емкость цепи  $\left[ \frac{\Phi}{\text{км}} \right]$ ,  $\text{tg} \delta_p$  – тангенс угла потерь комбинированной изоляции:



$$\operatorname{tg} \delta_p = \frac{V_1 \varepsilon_{r1} \operatorname{tg} \delta_1 + V_2 \varepsilon_{r2} \operatorname{tg} \delta_2}{\varepsilon_{r1} V_1 + \varepsilon_{r2} V_2}.$$

### 1.13. Волновые параметры симметричных цепей воздушных и кабельных линий

Волновыми или вторичными параметрами линий, как известно, являются волновое сопротивление  $Z_\omega$  и коэффициент распространения  $\gamma$ . Выпишем явный вид этих параметров для двухпроводных цепей, входящих в кабельные и воздушные направляющие системы [1, 2, 3, 4].

Пусть имеем двухпроводную линию из медных проводов (токоведущих жил). Тогда волновое сопротивление есть

$$Z_\omega = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{a - r_0}{r_0}, \text{ Ом},$$

где  $r_0$  – радиус проводов,  $a$  – расстояние между проводами.

Коэффициент затухания линии из медных проводов

$$\alpha = \frac{2,6 \sqrt{f \varepsilon_r} \cdot 10^{-2}}{\lg \left[ \frac{a - r_0}{r_0} \right]} \left( \frac{1}{2r_0} + \frac{r_0}{a^2} \right) + 9,8 f \sqrt{\varepsilon_r} \operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-5}, \frac{\text{дБ}}{\text{км}}.$$

Коэффициент фазы

$$\beta = \frac{\omega}{C} \sqrt{\varepsilon_r}, \quad C - \text{ скорость света.}$$

Групповая и фазовая скорости волн в линии

$$V_{gp} = V_{ф} = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_r}}.$$

В общем виде коэффициент затухания для двухпроводной линии с малыми потерями, в соответствии с (1.56) можно написать

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Определим оптимальное соотношение между первичными параметрами, при котором  $\alpha$  – минимальное. Для этого напишем уравнение

$$\frac{\partial \alpha}{\partial L} = \frac{1}{4} \frac{1}{\sqrt{LC}} \left( G - \frac{RC}{L} \right) = 0.$$

Откуда оптимальное соотношение есть  $\frac{RC}{LG} = 1$ .

Однако в реальных цепях всегда  $\frac{RC}{LG} < 1$ , поэтому увеличивают индуктивность путем включения катушек индуктивности через определенные расстояния (способ пупинизации).

### 1. 14. Волны в коаксиальной линии [3, 24]

В коаксиальной линии возможно существование TEM, H и E волн.

Электромагнитное поле в форме TEM волн будет возбуждаться, скорее всего в коаксиальной линии, в том случае, если потери в проводниках весьма незначительны. Действительно, в этом случае отсутствует поток энергии в проводник, следовательно, будет равен нулю соответствующий вектор Пойтинга. Если ось  $z$  направить вдоль линии (рис. 1.26)

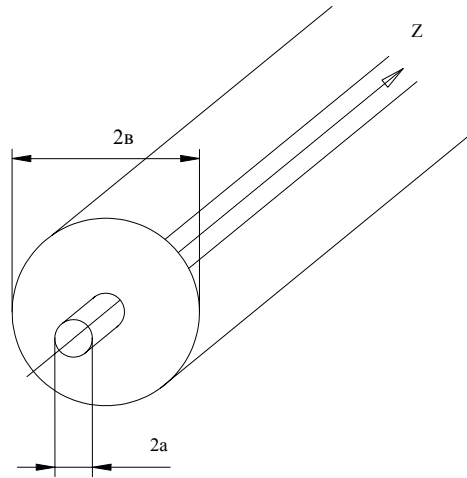


Рис. 1.26

то должно выполняться условие  $H_z=0, E_\varphi=0, H_r=0$ . Кроме того, естественно допустить азимутальную симметрию поля, т.е.  $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$  и  $\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} = 0$ . Тогда из уравнений Максвелла имеем для волн типа TEM

$$\frac{\partial H_\varphi}{\partial z} = (\sigma + i\omega\epsilon_a)E_r, \quad (1.57)$$

$$\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r} = E_z(\tau + i\omega\epsilon_a) \quad (1.58)$$

$$-\frac{\partial E_z}{\partial z} \frac{\partial E_r}{\partial z} = i\omega\mu_a H_\varphi \quad (1.59)$$

Из (1.57) и (1.58) получим (положив  $\frac{\partial E_z}{\partial z} \approx 0$ )

$$\frac{\partial^2 H_\varphi}{\partial z^2} - (\sigma + i\omega\epsilon_a)i\omega\mu_a H_\varphi = 0. \quad (1.60)$$

Решение этого волнового уравнения будем искать в виде

$$H_\varphi = F(r)e^{-\gamma z}.$$

Подставляя в (1.57) и (1.59), получим

$$F(r) = A \frac{1}{r}, A - \text{некоторая постоянная,}$$

$$\gamma^2 = (\sigma + i\omega\varepsilon_a) i\omega\mu_a.$$

Из (1.56) находим связь между  $E_r$  и  $H_\varphi$

$$E_r = -\frac{\gamma}{\sigma + i\omega\varepsilon_a} H = -Z_{cp} H_{\varphi, \varphi} Z_{cp} = \sqrt{\frac{i\omega\mu_a}{\sigma + i\omega\varepsilon_a}}.$$

Определим ток во внутреннем проводнике (он будет равен току в оплетке):

$$J = \pm \oint H_\varphi de = \pm A \frac{2\pi a}{a} e^{-\gamma z} = \pm 2\pi A e^{-\gamma z}.$$

Найдем напряжение в линии:

$$U = \int_a^b E_r dr = -Z_{cp} A e^{-\gamma z} \ln \frac{b}{a}.$$

Таким образом, мы нашли вторичные параметры  $Z_e$  и  $\gamma$ .

Первичные параметры определим из соотношений

$$\begin{aligned} \gamma Z_e &= R + i\omega L \\ \frac{\gamma}{Z_e} &= G + i\omega C, \end{aligned}$$

$$\text{отсюда } R=0, G = \frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{b}{a}}, \frac{\text{см}}{\text{м}}, L = \frac{\mu_a}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, \frac{\text{Гн}}{\text{м}}, C = \frac{2\pi\varepsilon_a}{\ln \frac{b}{a}} = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-9}}{18 \ln \frac{b}{a}}, \frac{\text{Ф}}{\text{м}}.$$

Если возникает необходимость исследования Н или Е волн, то необходимо воспользоваться общими соотношениями типа (1.35), (1.36) и соответствующими граничными условиями. Особенностью Н или Е волн в коаксиальной паре является то, что в данном случае будут существовать критические частоты, ниже которых соответствующие волны будут затухать. Поэтому рабочие частоты должны лежать вне критических диапазонов.

Приведем явный вид первичных параметров, в случае учета потерь и конкретно для медных проводников [3].

Сопротивление коаксиальной пары

$$R = 4,18 \sqrt{f} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \cdot 10^{-2}, \frac{\text{Ом}}{\text{км}},$$

$a$  – радиус внутреннего проводника,  $b$  – внутренний радиус внешнего проводника.

Индуктивность коаксиальной пары

$$L = \left[ 2 \ln \frac{B}{a} + \frac{66,6}{\sqrt{f}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{e} \right) \right] \cdot 10^{-4} \approx 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{a}{e}, \frac{\Gamma_H}{\text{км}}$$

Проводимость изоляции определяется, как

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta_p, \frac{C_M}{\text{км}}, \operatorname{tg} \delta_p = \frac{\sigma_p}{\omega \varepsilon_p} \cdot \sigma_p = \frac{\sigma_1 V_1 + \sigma_2 V_2}{V_1 + V_2}$$

Емкость коаксиального кабеля:

$$C = \frac{\varepsilon_p \cdot 10^{-6}}{18 \ln \frac{b}{a}}, \frac{\Phi}{\text{км}}$$

Приведем вторичные параметры коаксиальной пары. Волновое сопротивление

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d}, \text{ Ом},$$

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 376 \text{ Ом}$ ,  $D$  - внутренний диаметр внешнего проводника,  $d$  - диаметр внутреннего проводника.

Коэффициент затухания для медных проводников

$$\alpha = \frac{2,6 \sqrt{f \varepsilon_r}}{\ln(D/d)} \left( \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \cdot 10^{-3} + 9,08 f \sqrt{\varepsilon_r} \operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-5}, \frac{\text{дБ}}{\text{км}}$$

Если  $f > 60 \text{ кГц}$ , то

$$\alpha \approx \left[ \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{C}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right] \cdot 8,86, \frac{\text{дБ}}{\text{км}},$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC},$$

групповая и фазовая скорости

$$V_{gp} = V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Затухание зависит в основном от  $D/d$ . Существует оптимальное значение  $D/d$ . Так для случая медных проводников  $D/d \approx 3,6$ .

Как видно групповая и фазовая скорости не зависят от частоты, поэтому искажение сигнала в коаксиальных парах будет минимально.

Для ориентации в количественных значениях определим первичные и вторичные параметры коаксиальной пары 2,6/9,4 с медными проводниками и шайбовой полиэтиленовой изоляцией при  $f=1$  МГц.

1. Активное сопротивление

$$R = 0,0418\sqrt{10^6} \left( \frac{1}{1,3} + \frac{1}{14,7} \right) = 41,3, \frac{Ом}{км}.$$

2. Индуктивность

$$L = \left[ 2 \ln \frac{4,7}{1,3} + \frac{66,6}{\sqrt{10^6}} \left( \frac{1}{1,3} + \frac{1}{4,7} \right) \right] \cdot 10^{-4} = 0,266 \cdot 10^{-3}, \frac{Гн}{км}.$$

3. Емкость

$$C = \frac{1,08 \cdot 10^{-6}}{18 \ln \frac{4,7}{1,3}} = 46,9 \cdot 10^{-9}, \frac{Ф}{км}.$$

4. Проводимость изоляции

$$G = 2 \cdot 3,14 \cdot 10^{-6} \sqrt{46,9 \cdot 10^{-9} \cdot 0,266 \cdot 10^{-3}} = 22,1, \frac{См}{км}.$$

5. Волновое сопротивление

$$Z_a = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{0,266 \cdot 10^{-3}}{46,9 \cdot 10^{-9}}} = 74,95, Ом.$$

6. Коэффициент затухания

$$\alpha = \left[ \frac{41,3}{2} \sqrt{\frac{46,9 \cdot 10^{-9}}{0,266 \cdot 10^{-3}}} + \frac{23,6 \cdot 10^{-6}}{2} \sqrt{\frac{0,266 \cdot 10^{-3}}{46,9 \cdot 10^{-3}}} \right] \cdot 8,68 = 2,45, \frac{дБ}{км}.$$

7. Коэффициент фазы

$$\beta = 2 \cdot 3,14 \cdot 10^{-6} \sqrt{46,9 \cdot 10^{-9} \cdot 0,266 \cdot 10^{-3}} = 22,1, \frac{Рад}{км}.$$

8. Скорость распространения

$$V_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 285000, \frac{км}{сек}.$$

9. Время распространения

$$T = \sqrt{46,9 \cdot 10^{-9} \cdot 0,266 \cdot 10^{-3}} = 3,5 \cdot 10^{-6}, \frac{с}{км},$$

один км за  $3,5 \cdot 10^{-6}$  сек.

### 1.15. Передача сигналов по волноводной линии

Рассмотрим электрические и магнитные волны в круглом волноводе (рис. 1.27) [26, 28, 29].



Рис. 1.27

Это один из типов волноводов, их может быть много. Имеем цилиндрическую систему координат, тогда компоненты  $E_z$  и  $H_z$ , как это мы уже видели, удовлетворяют уравнениям:

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \Phi}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} + g^2 \Phi = 0, g^2 = \gamma^2 - k^2. \quad (1.61)$$

Под  $\Phi$  будем понимать либо  $E_z$ , либо  $H_z$ , предположим, что  $\Phi = \Phi e^{-\gamma z}$ , решая уравнение (1.61) методом разделения переменных приходим к следующей функции

$$\Phi = C_m J_m (gr) \frac{\cos m\varphi}{\sin m\varphi} e^{-\gamma z},$$

где  $m$  – любое целое число.  $J_m$  – функция Бесселя порядка  $m$ .

Для получения Н волны, необходимо наложить граничные условия  $\Phi = 0, r = a (E_z = 0)$ .

Тогда имеем дисперсные уравнения

$$J_m(ga) = 0.$$

Если обозначить через  $V_{mn}$   $n$ -ый корень функции Бесселя, то возможные значения величины  $g$  будут

$$g = \frac{V_{mn}}{a}.$$

Таким образом, мы будем иметь структуру Н волн, определяемую из функции:

$$\Phi = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} C_m J_m \left( \frac{V_{mn}}{a} r \right) \frac{\cos m\varphi}{\sin m\varphi} e^{-\gamma_{mn} z}.$$

Для получения Е-волн, нужно использовать граничные условия:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial r} = 0, r = a, (H_z = 0).$$

Поэтому поперечное волновое число для магнитных волн будет удовлетворять уравнению

$$J'_m(ga) = 0.$$

Если обозначить  $\mu_{mn}$  – n-ый корень (положительный) данного уравнения, то имеем

$$g_{mn} = \frac{\mu_{mn}}{a}.$$

Такое волновое число соответствует структуре волн типа Е. Заметим, что числа  $V_{m1}, V_{m2}, \dots, V_{mn}$  и  $\mu_{m1}, \mu_{m2}, \dots, \mu_{mn}$  – образуют возрастающую последовательность. Для нас наибольший интерес представляют числа  $V_{m1}, \mu_{m1}$  – соответствующие наибольшим значениям  $g$ , а следовательно наибольшим значениям критических длин волн  $\lambda_{кр}$ . Приведем таблицу значений  $\lambda_{кр}$  для наиболее важных волн в круглом волноводе:

Таблица 1

Тип волны	E <sub>01</sub>	E <sub>11</sub>	E <sub>21</sub>	H <sub>01</sub>	H <sub>11</sub>	H <sub>21</sub>
$\frac{\lambda_{кр}}{a}$	1,31	0,84	0,61	0,84	1,71	1,05

Отсюда видно, что наиболее длинная критическая волна соответствует магнитной волне  $H_{11}$ . Функция  $\Phi$  для нее определяется формулой:

$$\Phi = C_{11} J_1(g_{11}r) \cos \varphi, \quad g_{11} = \frac{\mu_{11}}{a}, \quad \mu_{11} = 3,67.$$

Структура поля показана на рис. 1.28.

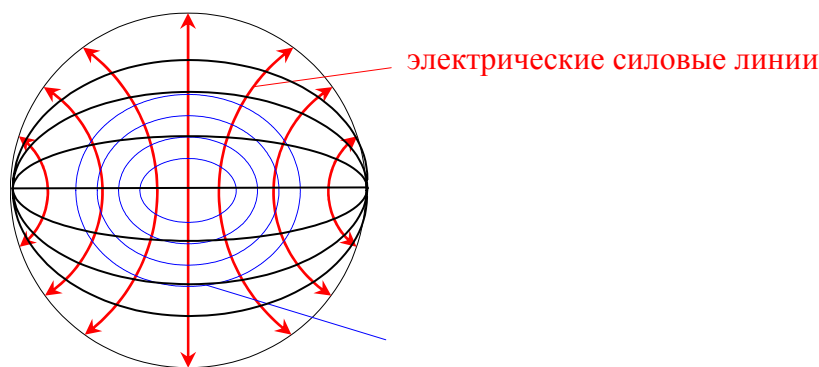


Рис. 1.28

Волновому числу  $g$  также соответствует функция

$$\Phi = C_{11} J_1(g_{11}r) \sin \varphi,$$

которая дает ту же структуру поля, только повернутую на  $90^\circ$ . Таким образом, собственному числу  $g$  соответствует две функции, две структуры поля. Говорят, что собственное число  $g$  двукратно выраженное. Это поляризационное или поворотное вырождение.

Поскольку магнитные волны имеют  $H_z \neq 0$ , то при такой структуре в стенках волновода могут существовать поверхностные поперечные токи. Для электрических волн  $H_z = 0$ , поэтому в данном случае существуют азимутальные и продольные токи.

В круглом волноводе существует симметричная магнитная волна  $H_{01}$ , несущая только поперечные токи. Благодаря этому свойству затухание этой волны падает с ростом частоты и поэтому она способна переносить электромагнитную энергию на большие расстояния. Функция  $\Phi$  для данной волны:

$$\Phi = C_{10} J_0(g_{10} r), g_{10} = \frac{\mu_{10}}{a}, \mu_{10} = 3,832.$$

Структура данной волны показана на рис. 1.29.

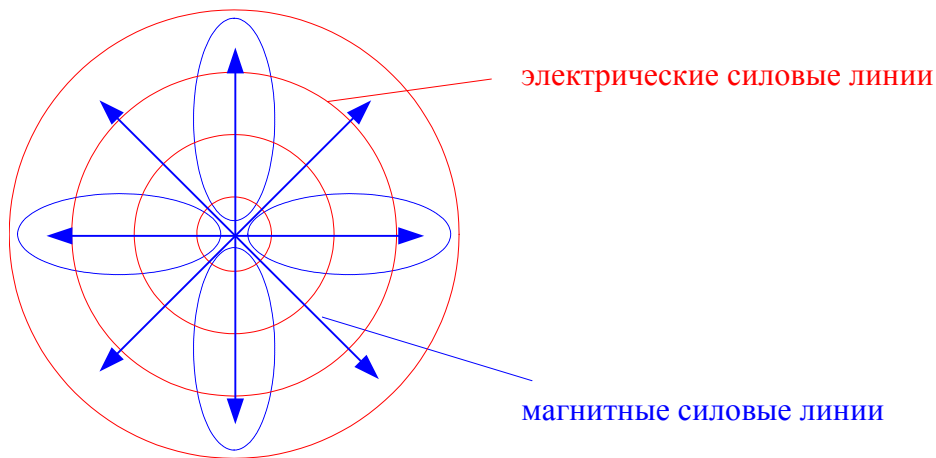


Рис. 1.29

К сожалению данная волна весьма неустойчива.

Волноводный механизм играет важную роль при радиосвязи через тоннели, мосты и др.



## Контрольные вопросы к главе №1:

1. Что такое направляющие системы?
2. Типы направляющих систем и их рабочий диапазон частот?
3. Какие законы обобщены в основных уравнениях электродинамики?
4. Какое решение имеет волновое уравнение в свободном пространстве, что такое плоская неоднородная волна?
5. Какие особенности распространения плоских волн наблюдается в диэлектрических и проводящих средах?
6. Какие моды возбуждаются в двухпроводных линиях, в волноводах, в оптических волноводах.?
7. Как зависит от частоты омическое сопротивление и индуктивность одиночного провода.
8. Что описывает уравнение двухпроводной линии?
9. Что такое первичные и вторичные параметры линий, как они зависят от частоты, геометрических и физических параметров линии?

### Волоконно-оптические линии связи[1, 3, 5, 8, 16, 17, 20, 25]

Разработка световодных систем на ж.д. началась с 80-х годов. В этих системах сигналы, несущие информацию, передают по оптическим световодам – по тонким нитям специальной конструкции из диэлектрического материала, прозрачного для оптического излучения. Волоконные световоды из кварцевого стекла называют оптическими волокнами и составляют основу оптических кабелей связи.

Перспективность ВОЛС обуславливается:

- большой пропускной способностью,
- защищенностью от внешних электромагнитных полей,
- высокой помехо-защищенностью цифровых линейных трактов,
- малой металлоемкостью,
- малым затуханием в широкой полосе частот.

#### 2.1. Структурная схема волоконно-оптической системы связи

Волоконно-оптические системы передачи информации на ж/д транспорте состоят из типового оборудования каналообразования и группообразования, единого для всех цифровых систем, а также оборудования цифрового волоконно-оптического линейного тракта, обеспечивающего передачу цифровых сигналов от одной оконечной станции к другой.

Оборудование каналообразования и группообразования обеспечивает формирование группового потока, соответствующего тридцати каналам (со скоростью передачи 2,048 Мбит/сек); вторичного потока, соответствующего 120 телефонным каналам (скорость передачи 8,448 Мбит/сек); третичного группового потока, соответствующего 480 телефонным каналам (34,368 Мбит/сек); четвертичного группового потока, соответствующего 1920 телефонным каналам (139,264 Мбит/сек). В настоящее время используются системы синхронной цифровой иерархии на следующие скорости передачи: 155 Мбит/сек, 622 Мбит/сек, 2488 Мбит/сек и т.д.

Упрощенная структурная схема волоконно-оптической системы передачи показана на рис. 2.1.

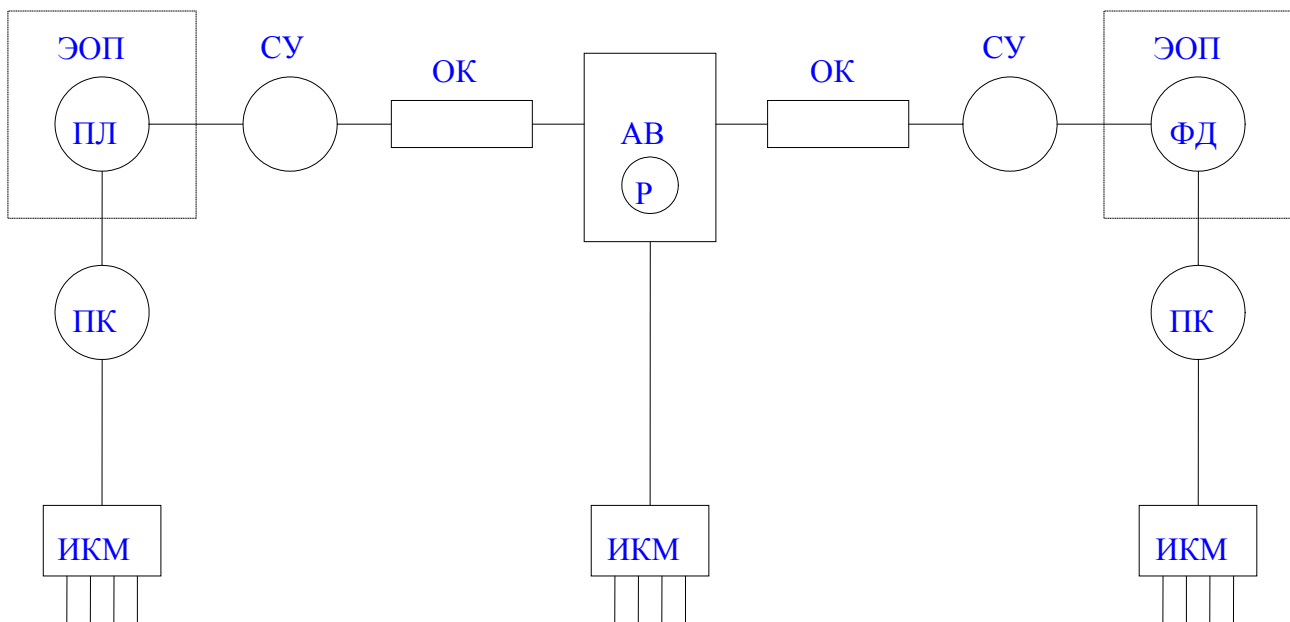


Рис 2.1.

Основу системы составляет оптический кабель (ОК). В качестве электронно-оптического преобразователя (ЭОП) наибольшее распространение получили поляризованный лазер (ПЛ) и светоизлучающий диод (ФД). Кроме того, для преобразования кода и согласования элементов схемы применяются кодирующие устройства (ПК), а также согласующие оптические устройства (СУ).

Электрический предварительный сигнал ИКМ через ПК поступает в ЭОП. Здесь Электрические импульсы сигнала ИКМ лазеры или светодиоды трансформируются в оптические и через передающее согласующее устройство поступает в оптический кабель. На приеме оптический сигнал через приемное согласующее устройство поступает в фотодиод, где он преобразуется в электрический сигнал и через преобразователь тока ПК поступает в приемники ИКМ.

Особенностью систем передачи на ж/д транспорте является необходимость организации выделения каналов из группового потока на промежуточных станциях. Для этого применяется аппаратура выделения (АВ), с помощью которой производится выделение, поворот и транзит цифровых сигналов. Здесь же производится регенерация сигналов (Р).

Для организации магистральной связи используется аппаратура уплотнения типа ИКМ-100Т, STM-системы, SDH-технологии и т.д.

Оперативно-технологическая связь осуществляется, например, аппаратурой уплотнения типа ДСС, ОТГ-Е и др.[ 21, 25в].

Оптическое волокно представляет из себя волновод (диэлектрический), где канализирующее действие обеспечивается скачкообразным или непрерывным изменением диэлектрической проницаемости в поперечном сечении волновода.  $\epsilon_r$  (или  $n = \sqrt{\epsilon_r}$ ).

Наиболее широкое применение имеют два типа оптических волокон, отличающихся профилем распределения коэффициента преломления  $n = \sqrt{\epsilon_r}$ .

Ступенчатый профиль (рис. 2.2).

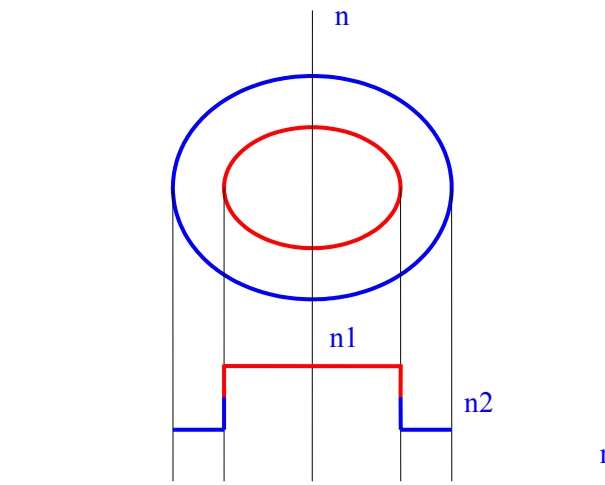


Рис. 2.2

Градиентный профиль (рис. 2.3).

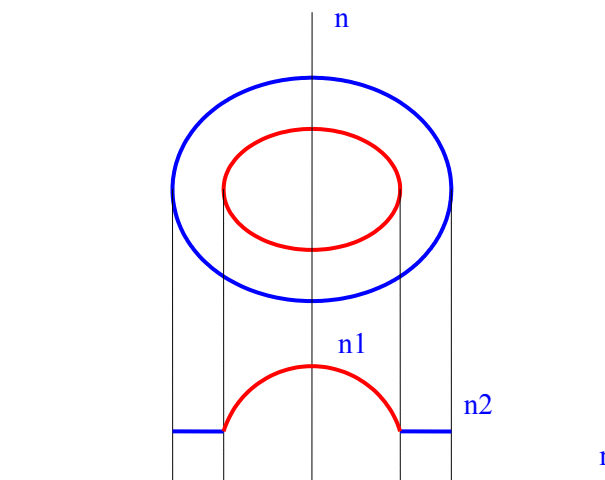


Рис. 2.3

Возможны волокна и с более сложным профилем распределения коэффициента преломления по объему.

Процесс распространения светового излучения в световодах можно описывать двумя подходами: методом геометрической оптики (лучевой метод) и электромагнитным (полевым) методом. Если длина волны  $\lambda \ll a$ , то применим лучевой метод, где источник и лучи представляются в виде точки и линий – траекторий, подчиняющихся законам геометриче-

ской оптики. Лучам в электромагнитной теории соответствуют моды – колебания с определенной структурой полей.

В волоконном световоде могут существовать три типа волн: направляемые - 1, излучаемые – 2 и вытекающие – 3 (рис. 2.4).

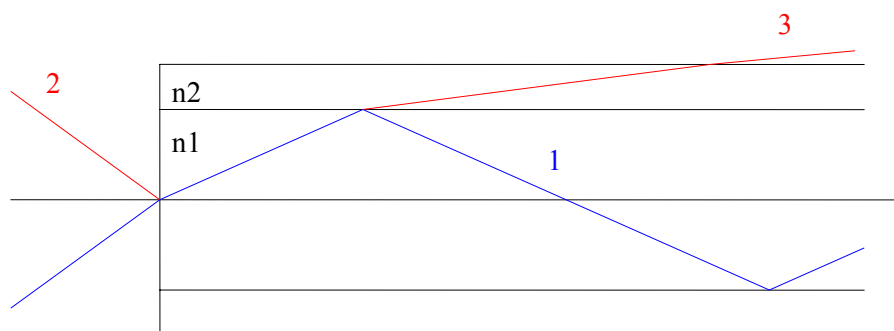


Рис. 2.4

В волноводе возможно распространение нескольких мод или только одной моды (одномодовое распространение).

Мы будем использовать как лучевой, так и модовый подход к изучению закономерностей распространения света в оптическом волокне.

Источником оптического излучения, как уже отмечалось, являются светодиоды и лазеры (чаще всего твердотельные). Светодиоды являются некогерентными и слабонаправленными источниками. Ширина полосы излучения 20-40 нм. Суперлюминисцентные светодиоды имеют более высокую яркость (например, диоды из арсенида галлия ( $\lambda=0,8-0,4$  мкм)). Для  $\lambda=1,3$  мкм применяют арсенид-фосфорит галлия и индия.

В качестве направленных источников излучения наибольшее применение получили полупроводниковые инжекционные лазеры. Ширина полосы излучения лазера 2 нм. Их удобно модулировать по интенсивности.

Светодиоды используют в системах, работающих на небольшие расстояния (10 км) с малой скоростью передачи информации (200 Мбит/сек). Их характеристики более линейны, они более устойчивы к температурам и т.д., но это слабые по мощности источники и они тяжело согласуются со световодами.

Лазеры используют в системах для больших расстояний и они хорошо согласуются со световодами.

Основными элементами приемного оптоволоконного модуля является приемник оптического излучения. Это pin – фотодиоды и лавинные фотодиоды. pin-фотодиод – устройство p-n переходом. При подаче смещения – он заперт, после облучения в нем появляются но-

сители и, следовательно, ток пропорциональный интенсивности (если использовать внутреннее усиление в фотоприемнике, то будем иметь лавинный фотодиод).

Теперь подробнее о волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС). Рассмотрим распространение света по оптическим волокнам отдельно со ступенчатым и градиентным изменением показателя преломления.

## 2.2. Волокно со ступенчатым профилем

### Лучевой метод

При облучении источником торца оптического волновода, состоящего из сердцевины, с коэффициентом преломления  $n_1$ , и оболочки с коэффициентом преломления  $n_2$ , в сердцевине возбуждается электромагнитное поле оптического диапазона (свет). Поле распространяется вдоль волокна (как в волноводе, т.е. удерживается) при условии  $n_1 > n_2$ . Убедимся, что это действительно будет иметь место. Для этого рассмотрим явления, возникающие на границе двух диэлектриков с коэффициентами преломления  $n_1$  и  $n_2$  (рис. 2.5).

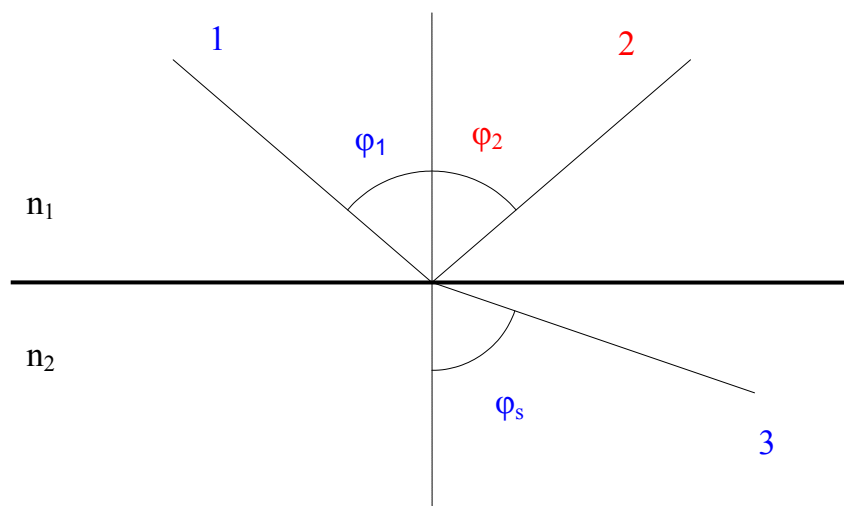


Рис. 2.5

В оптическом диапазоне электромагнитные поля можно представлять в виде лучей (лучевой подход). Пусть на границу из среды с  $n_1$  падает луч 1 (поток электромагнитной энергии). Согласно геометрической оптике, на границе будет наблюдаться отражение – луч 2 и преломление – луч 3. При этом угол падения равен углу отражения, т.е.

$$\varphi_1 = \varphi_2.$$

Угол падения и угол преломления связаны соотношением (закон Снеллиуса)

$$\frac{\sin \varphi_1}{\sin \varphi_s} = \frac{n_2}{n_1}.$$

Отсюда

$$\sin \varphi_s = \frac{n_1}{n_2} \sin \varphi_1 .$$

Если  $n_2 < n_1$ , то  $\varphi_3 > \varphi_1$ , таким образом, с увеличением  $\varphi_1$  мы получим  $\varphi_s = \pi/2$ , а  $\varphi_1 < \pi/2$ . Такой угол  $\varphi_1 = \varphi_{np}$  - называют предельным углом падения.  $\varphi_{np} = \arcsin n_2/n_1$ .

При  $\varphi_1 > \varphi_{np}$  имеет место полное внутреннее отражение, т.е. энергия не проникает во вторую среду, а полностью удерживается в первой среде, на этом и основано удержание энергии в световодах. Лучи света в волноводе распространяются по ломанным траекториям, испытывая полное внутреннее отражение в местах падения на границу раздела сердцевина – оболочка. В зависимости от размеров волновода и характера источника существует два типа лучей: меридианные, распространяющиеся в плоскостях, содержащих центральную ось, и косые, не пересекающие ось и распространяющиеся по правой и левой винтовым спиральям.

Способность световода воспринимать световую энергию или излучать ее с торцов характеризуется числовой апертурой:

$$NA = n_c \sin \theta_{\max} ,$$

$n_c$  - коэффициент преломления среды, окружающей волновод. Рассмотрим эту характеристику подробнее. Пусть имеем волновод, облучаемый источником под углом  $\theta$  (рис. 2.6).

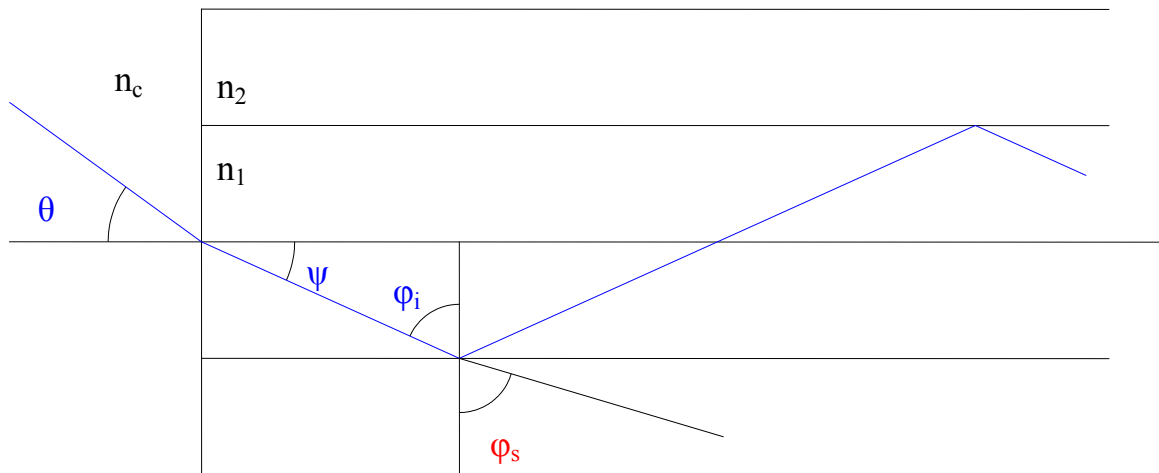


Рис. 2.6

Если  $\theta \uparrow$ , то  $\psi \uparrow$ ,  $\varphi_i \downarrow$ ,  $\varphi_s \downarrow$  тогда существует  $\theta_{\max}$  при котором еще выполняется условие полного внутреннего отражения. Оценим этот угол.

Из закона Снеллиуса

$$n_c \sin \theta_{\max} = n_1 \sin \psi ,$$

имеем

$$n_c \sin \theta_{\max} = n_1 \sin \left( \frac{\pi}{2} - \varphi_{np} \right) = n_1 \cos \varphi_{np} = n_1 \sqrt{1 - \sin^2 \varphi_{np}} .$$

Поскольку  $\varphi_{np} = \arcsin \frac{n_2}{n_1}$ , то  $NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ .

Т.е. эффективность ввода и вывода тем больше, чем больше разность коэффициентов преломления. Можно показать, что угол падения  $\varphi_i$  зависит от частоты:  $\cos \varphi_i = \frac{c}{\omega n_2 u}$ , с увеличением (.....) т.е. все лучи становятся параллельными продольной оси. С понижением .....появляются преломленные лучи. Следовательно энергия выходит из сердцевины.

Таким образом, с лучевой точки зрения, распространение энергии в световоде происходит по системе лучей. При этом скорости распространения по лучам одинаковые, а времена прихода энергии к приемнику будут разные, поскольку длины лучей (траектории) различны. Этот факт имеет большое значение при оценке дисперсионных свойств оптических волокон.

Отметим, что при рабочей длине волны  $\lambda=0,8 \div 1,5$  мкм лучевой подход применим при диаметре сердцевины  $d \approx 40 \div 60$  мкм, и диаметре оболочки  $D \approx 125$  мкм. При этих размерах, как видно, выполняется условие  $\lambda \ll d$ .

Отметим также, что если в волноводе возможно существование многих лучей, то он носит название многомодового волокна, если существует только один луч, то волокно называется одномодовым. Очевидно, что для получения одномодового режима необходимо уменьшить диаметр сердцевины. Но при этом может нарушиться условие  $\lambda \ll d$ . Поэтому при  $\lambda \approx d$  для анализа механизма распространения волн в световоде требуется электродинамический подход. Коротко рассмотрим этот метод.

### 2.3. Электродинамический (волновой) подход

Пусть направляющая система состоит из двух соосных цилиндров: внутреннего с радиусом  $a$  и оболочки радиусом  $b$  (рис. 2.7).

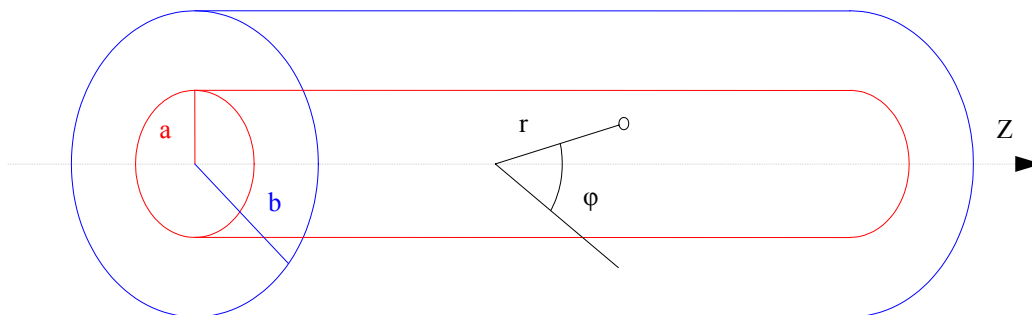


Рис. 2.7

Электромагнитное поле в системе определим из уравнений Максвелла (система СИ).



$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{j} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}, \quad (2.1.)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \quad (2.2.)$$

где  $\bar{j} = \sigma \bar{E}$ ,  $\sigma$  - удельная проводимость среды [см/м],

$\bar{D}$  - вектор электрического смещения [Кл/м<sup>2</sup>],

$\bar{B}$  - вектор магнитной индукции [Вб/м<sup>2</sup>],

$\bar{E}$  - вектор напряженности электрического поля [В/м],

$\bar{H}$  - вектор напряженности магнитного поля [А/м].

Для изотропной среды

$$\begin{aligned} \bar{D} &= \varepsilon_a \bar{E} \\ \bar{B} &= \mu_a \bar{H} \end{aligned}$$

$\varepsilon_a = \varepsilon_r \varepsilon_0$ ,  $\mu_a = \mu_r \mu_0$  - абсолютная диэлектрическая и магнитная проницаемости,

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 &= \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}, \frac{\Phi}{\text{м}} \\ \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7}, \frac{\Gamma\text{н}}{\text{м}} \end{aligned}$$

Для гармонических колебаний

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \bar{E} e^{i\omega t} \\ \bar{H} &= \bar{H} e^{i\omega t} \end{aligned}$$

Уравнения Максвелла (2.1), (2.2) принимают вид

$$\operatorname{rot} \bar{H} = i\omega \varepsilon' \bar{E}, \quad (2.3.)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -i\omega \mu_a \bar{H}. \quad (2.4.)$$

$\varepsilon' = \varepsilon_a \left( 1 + \frac{\sigma}{i\omega \varepsilon_a} \right)$  - комплексная диэлектрическая проницаемость. Исключая в (2.3), (2.4) либо

$\bar{E}$ , либо  $\bar{H}$  получим уравнения Гельмгольца - волновые уравнения.

$$\begin{aligned} \Delta \bar{E} + \omega^2 \varepsilon' \mu_a \bar{E} &= 0, \\ \Delta \bar{H} + \omega^2 \varepsilon' \mu_a \bar{H} &= 0. \end{aligned}$$

Здесь  $\Delta$  - оператор Лапласа.

В цилиндрической системе координат

$$\Delta = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}.$$

Поскольку в направляющей системе имеет место распространение волн вдоль структуры, то можно положить, что  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  зависят от  $z$  по закону

$$\left. \begin{array}{l} \bar{E} \\ \bar{H} \end{array} \right\} = \left. \begin{array}{l} \bar{E} \\ \bar{H} \end{array} \right\} e^{-\gamma z},$$

где  $\gamma$  – коэффициент распространения  $\gamma = \alpha + i\beta$ . Как мы знаем поперечные составляющие определяются через продольные  $E_z$  и  $H_z$  по формуле (1.36).

Компоненты  $E_z$  и  $H_z$  удовлетворяют уравнениям (1.35).

Пусть волновод выполнен из идеального диэлектрика, т.е. в нем  $\sigma = 0$ , тогда в (1.35).

$$g^2 = \gamma^2 + \mu_a \varepsilon_a \omega^2 = \gamma^2 + k^2, k = \omega \sqrt{\varepsilon_a \mu_a} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} = \frac{\omega}{c} n, c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}},$$

$n$  – коэффициент преломления среды,  $k$  – волновое число в среде,  $\varepsilon_r, \mu_r$  – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды.

Уравнения, которым подчиняются компоненты  $E_z$  и  $H_z$  электромагнитного поля в сердцевине и оболочке имеют следующий вид:

$$\frac{\partial^2 \psi_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \psi_1}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \psi_1}{\partial \varphi^2} + g_1^2 \psi_1 = 0, \psi_1 = E_{z1} \text{ или } H_{z1}, \quad (2.5)$$

$$g_1^2 = \gamma^2 + k_1^2, k_1 = \frac{\omega}{c} n_1, n_1 = \sqrt{\varepsilon_{r1} \mu_{r1}}.$$

$$\frac{\partial^2 \psi_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \psi_2}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \psi_2}{\partial \varphi^2} + g_2^2 \psi_2 = 0, \psi_2 = E_{z2} \text{ или } H_{z2}, \quad (2.6)$$

$$-g_2^2 = \gamma^2 + k_2^2, k_2 = \frac{\omega}{c} n_2, n_2 = \sqrt{\varepsilon_{r2} \mu_{r1}}.$$

Аналогичные уравнения запишутся и для области, окружающей волновод. Однако границу оболочки  $r=b$  можно считать расположенной там, где поля существенно ослаблены из-за удаленности от сердцевины, т.е. мы можем считать  $b \rightarrow \infty$  и рассматривать только две области и одну границу.

Решением уравнений (2.5) и (2.6) будут выражения

$$E_{z1} = A_m J_m(g_1 r) e^{im\varphi} e^{-\gamma z},$$

$$H_{z1} = B_m J_m(g_1 r) e^{im\varphi} e^{-\gamma z},$$

для сердцевины и

$$E_{z2} = C_m H_m^{(1)}(ig_2 r) e^{im\varphi} e^{-\gamma z},$$

$$H_{z2} = D_m H_m^{(1)}(ig_2 r) e^{im\varphi} e^{-\gamma z}$$

для оболочки.

$J_m(g_1 r), H_m^{(1)}(ig_2 r)$  – функции Бесселя и Ганкеля,  $A_m, B_m, C_m, D_m$  – постоянные интегрирования,  $m$  – любое целое число.

Выбор аргумента функции Ганкеля  $ig_2 r$  связан со следующим, поскольку поглощение в диэлектрике должно быть минимально, то  $\gamma = i\beta$ , тогда

$$g_1^2 = k_1^2 - \beta^2 = k_0^2 \varepsilon_{r1} \mu_{r1} - \beta^2,$$

$$g_2^2 = k_2^2 + \beta^2 = k_0^2 \varepsilon_{r2} \mu_{r2} - \beta^2.$$

Пусть структура поля в волноводе будет такой, что  $g_l=0$ , т.е.  $\beta=k_l$ , поскольку  $k_l > k_2$ , то  $q_2 = i\sqrt{k_1^2 + k_2^2}$  будет вещественным, а функция  $H_n^{(1)}(ig_2 r) \rightarrow 0$  при сравнительно небольших  $r$ , т.е. оболочка будет иметь небольшую толщину, а вся электромагнитная энергия будет распространяться только в направлении  $z$ , что нам и нужно.

Для определения  $A_m, B_m, C_m, D_m$  следует воспользоваться граничными условиями:

$$E_{z1} = E_{z2}, E_{\varphi 1} = E_{\varphi 2},$$

$$H_{z1} = H_{z2}, H_{\varphi 1} = H_{\varphi 2}, r = a.$$

Определяя  $E_\varphi, H_\varphi$  из известных соотношений (1.36)

$$E_{\varphi 1}(a) = \frac{-1}{\gamma^2 + \mu_{a1} \varepsilon_{a1} \omega^2} \left[ \frac{im\gamma}{a} A_m J_m(g_1 a) - i\omega \mu_{a1} B_m J'_m(g_1 a) g_1 \right] e^{im\varphi - \gamma z},$$

$$E_{\varphi 2}(a) = \frac{-1}{\gamma^2 + \mu_{a2} \varepsilon_{a2} \omega^2} \left[ \frac{im\gamma}{a} C_m H_m^{(1)}(ig_2 a) - i\omega \mu_{a2} D_m ig_2 H_m^{(1)}(ig_2 a) g_1 \right] e^{im\varphi - \gamma z},$$

$$H_{\varphi 1}(a) = \frac{-1}{\gamma^2 + \mu_{a1} \varepsilon_{a1} \omega^2} \left[ \frac{\gamma}{a} B_m J_m(g_1 a) im + i\omega \varepsilon_{a1} A_m J'_m(g_1 a) g_1 \right] e^{im\varphi - \gamma z},$$

$$H_{\varphi 2}(a) = \frac{-1}{\gamma^2 + \mu_{a2} \varepsilon_{a2} \omega^2} \left[ \frac{im\gamma}{a} D_m H_m^{(1)}(ig_2 a) im - i\omega \varepsilon_{a2} C_m H_m^{(1)}(ig_2 a) g_2 \right] e^{im\varphi - \gamma z}.$$

$J'_m, H_m^{(1)}$  - производные функций Бесселя и Ганкеля по аргументу, здесь  $\gamma = i\beta$ .

Подставляя их в граничные условия, получим систему 4-х однородных алгебраических уравнений для определения  $A_m, B_m, C_m, D_m$ . Как известно, условием существования решения такой системы является равенство нулю ее определителя. Таким образом, получаем еще одно уравнение для определения продольного волнового числа. Это уравнение носит название дисперсионного уравнения. В данном случае оно выглядит следующим образом:

$$\frac{(a\beta m)}{g_1^2} \left( \frac{\varepsilon_{a1}}{\varepsilon_{a2}} - 1 \right) (g_2^2 - g_1^2) + \left[ \frac{g_2^2 a^2}{g_1 a} \frac{J'_m(g_1 a)}{J_m(g_1 a)} + ig_2 a \frac{H_m^{(1)}(ig_2 a)}{H_m^{(1)}(ig_2 a)} \right] \times$$

$$\times \left[ i(g_2 a) \frac{H_m^{(1)}(ig_2 a)}{H_m^{(1)}(ig_2 a)} + \frac{(g_2 a)^2}{g_1 a} \frac{\varepsilon_{a1} J'_m(g_1 a)}{\varepsilon_{a2} J_m(g_1 a)} \right] = 0 \quad (2.7)$$

В дополнение напишем еще соотношение

$$g_1^2 + g_2^2 = k_1^2 + k_2^2.$$

Уравнение (2.7) является основным уравнением теории оптических волноводов, из него определяется  $\beta$ . В (2.7) индекс  $m$  может принимать любые целые числа, таким образом, мы будем иметь бесконечное число возможных вариантов структур электромагнитных полей или типов волн, или мод. Моды в общем случае будут содержать по 6 компонент полей и отличаться друг от друга направлением и величиной этих компонент.

Практически используются те моды, которые удерживаются в волноводе, распространяются с малым затуханием и способные переносить широкополосные сигналы. Возбуждение волновода на той или иной системе мод обеспечивается геометрическими, физическими свойствами волновода, а также особенностями источника.

Из всех возможных мод выделяются моды, у которых  $n=0$ . Это так называемые симметричные моды. Легко показать, что у этих мод либо  $E_{z1}=E_{z2}=0$  либо  $H_{z1}=H_{z2}=0$ , то есть это моды соответствуют либо ТЕ волнам, либо ТМ волнам.

Анализ уравнения (2.7) показывает, что в оптическом волноводе несимметричные моды всегда гибридными, т.е. либо  $HE_{nm}$ , либо  $EH_{nm}$ . Здесь индекс  $n$  связан с вариацией поля с изменением  $\varphi$ , а  $m$  показывает количество полуволн, укладывающихся по радиусу волновода. Основными считаются моды с минимальным значением  $n$  и  $m$ .

Интересным и важным свойством мод в волноводе является наличие у них отсечки, т.е. таким значением параметра характеристической частоты

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \text{ где}$$

$a$  – радиус сердцевины,

$\lambda$  – длина волны излучения, при котором мода перестает распространяться. Физически это связано с тем, что в этом случае нарушается условие полного внутреннего отражения на границе сердцевины и оболочки.

Рассмотрим это явление подробнее. Средний поток энергии исходящий из волновода в направлении  $r$  запишется как

$$P_r = \frac{1}{2} R_c \int_S [\overline{E\overline{H}^*}] d\overline{S},$$

здесь  $S$  - цилиндрическая поверхность, окружающая волновод. Пусть, например, имеем ТМ-моду, тогда

$$[\overline{E\overline{H}^*}]_r = E_z H_\varphi^*.$$

Если найти  $E_z$  и  $H_\varphi$  и учесть асимптотическое выражение для  $H_n^{(1)}(ig_2 r)$ , получим

$$P_r \sim F e^{-g_2 r},$$

где  $F$  – некоторая функция. Отсюда следует, что если  $g_2 = \sqrt{\beta^2 - k_0^2 n_2^2} > 0$ , то  $P_r \rightarrow 0$  с ростом  $r$ , т.е. поле не будет выходить из волновода, а полностью в нем удерживается. Если  $\beta < k_0 n_2$ , то  $P_r \neq 0$ . Это означает, что энергия будет выходить из волновода через оболочку и распространения моды вдоль оси  $z$  не происходит. Это и есть явление отсечки моды. Значение  $g_2=0$  или  $\beta = k_0 n_2$  является критическим для данной моды. Можно показать, что в случае  $g_1 > 0$ , т.е.  $\beta < k_0 n_1$  моды будут распространяться в волноводе. Таким образом, продольные волновые числа распространяющихся мод отвечают условию

$$n_1 > \frac{\beta}{k_0} > n_2.$$

Зависимость  $\beta = \beta(V)$  носит название дисперсионного закона или дисперсионных характеристик. Он определяется из (2.7). Приведем дисперсионные характеристики нескольких основных мод, рассчитанных из (2.7) (качественный график)(рис. 2.8).

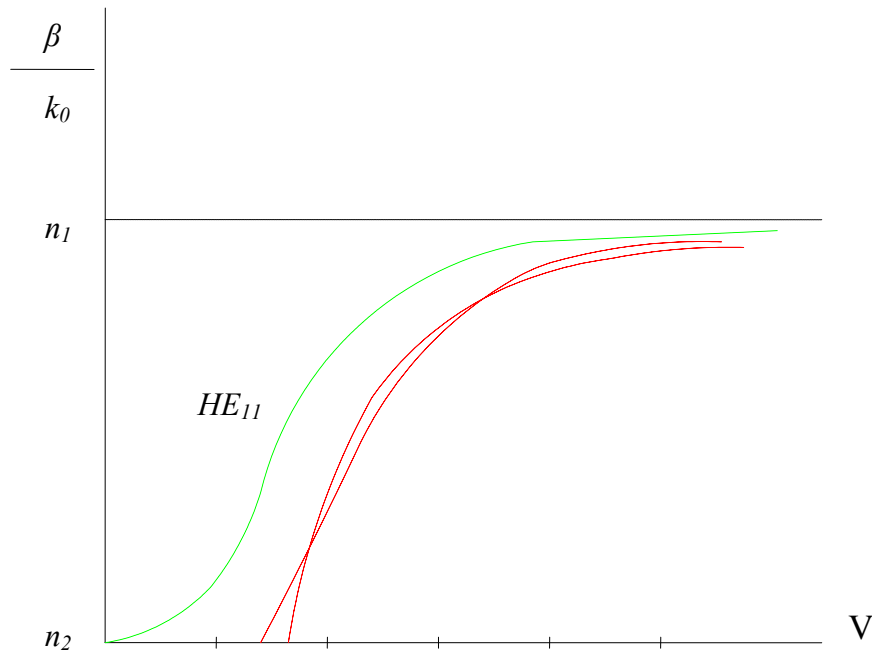


Рис. 2.8

Из рисунка видно, что при  $V > 2,405$  в волноводе могут распространяться более чем одна мода, т.е. реализуется многомодовый режим. Общее количество мод оценивается величиной  $N \approx \frac{V^2}{2}$ .

Если  $0 < V < 2,405$ , то в волноводе распространяется одна мода  $HE_{11}$ . Так как  $0 < V < 2,405$ , то эта мода не имеет частоты отсечки, т.е. она существует в весьма широком диапазоне частот, поэтому эта мода будет переносить практически любой широкополосный сигнал. Этот одномодовый режим имеет большое практическое значение. Оценим реальную частоту поля, с которой оно может распространяться в одномодовом волокне. Из условия одномодовости режима имеем

$$\infty > \frac{\lambda}{a} \geq \frac{2\pi\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{2,405}.$$

Отсюда следует, что уменьшая  $a$ , можно все дальше уходить в высокочастотную область, увеличивая тем самым пропускную способность. Пусть  $a = 10 \cdot 10^{-6} \text{ м} = 10 \text{ мкм}$ . Для кварцевого стекла  $n_1 = 1,48$ ,  $n_2 = 1,46$ . Тогда подставляя в последнее соотношение, найдем  $\lambda \geq 6,57 \cdot 10^{-7} \text{ м}$ .

Что соответствует частоте

$$f = \frac{c}{\lambda} = 0,45 \cdot 10^{15} \text{ Гц}.$$

Если учесть, что один телефонный цифровой канал занимает полосу  $0,64 \cdot 10^5$  Гц, то количество каналов, которое может быть пропущено по оптоволокну оценивается сотнями миллионов.

Для волны ТЕ или ТМ, т.е. симметричных мод  $H_{0l}$  или  $E_{0l}$  значение частоты отсечки легко определяется из (2.7). Например, для  $E_{0l}$  (ТМ-моды) из (2.7) следует, что если  $g_2=0$ , то

$$J_0(g_{1a})=0.$$

Это уравнение имеет счетное множество корней в виде возрастающей последовательности. Обозначим их как  $P_{0m}$ ,  $m$  – номер корня. Таким образом, имеем  $g_{1a}=P_{0m}$  или

$$a\sqrt{k_1^2 - \beta^2} = a\sqrt{k_1^2 - k_2^2} = ak_0\sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{2\pi}{\lambda} a\sqrt{n_1^2 - n_2^2} = P_{0m},$$

отсюда

$$\lambda_m = \frac{2\pi a}{P_{0m}} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}.$$

Если  $\lambda > \lambda_m$ , то волна  $E_{0l}$  существовать не будет, если  $\lambda < \lambda_m$ , то  $E_{0l}$  в волноводе возбуждается.

#### 2.4. Групповая и фазовая скорости волн в оптическом волокне

Рассмотрим для примера моду  $HE_{11}$ . Пусть зависимость  $\omega$  от  $\beta$  для данной моды, найденная из уравнения (2.7) качественно имеет вид, показанный на рис. 2.9 [17].

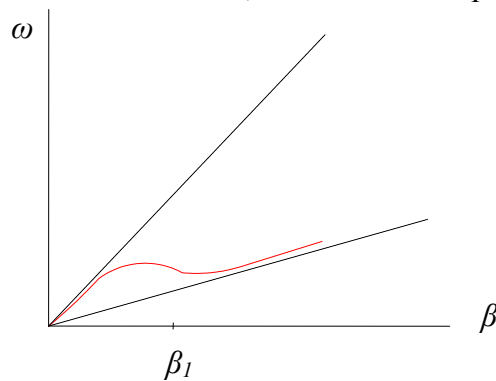


Рис. 2.9

Это  $\omega$ - $\beta$  диаграмма. Из этого графика легко определить групповую скорость

$$V_{gp} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta}.$$

Используя связь  $V_{gp}$  с  $V_{\phi}$ :  $V_{gp} = V_{\phi} - \lambda \frac{\partial V_{\phi}}{\partial \lambda},$

можно определить  $V_{\phi}$ . Если кривая  $\omega=f(\beta)$  имеет точку перегиба ( $\beta_1$ ), то в окрестности  $\beta_1$  имеем

$$\frac{\partial^2 \omega}{\partial \beta^2} = \frac{\partial V_{zp}}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = \frac{\partial V_{zp}}{\partial \omega} V_{zp} = 0, \text{ так как } V_{zp} \neq 0, \text{ то } \frac{\partial V_{zp}}{\partial \omega} = 0, \text{ т.е. } V_{zp} = \text{const}.$$

Таким образом, в окрестности этой точки  $V_{zp}$  не зависит от частоты. Это означает, что профиль импульсов, распространяющихся на этой моде почти не искажается.

В общем виде фазовая скорость волн в волноводе  $V_\phi = \frac{\omega}{\beta(\omega)}$ . Так как

$$\beta(\omega) = \sqrt{k_1^2 - g_1^2} = k_1 \sqrt{1 - \left(\frac{g_1}{k_1}\right)^2}, k_1 = \frac{\omega}{c} n_1(\omega), \text{ то } V_\phi = \frac{c}{n_1(\omega) \sqrt{1 - \left(\frac{g_1}{k_1}\right)^2}} \geq C, C - \text{ско-}$$

рость света. Поскольку  $V_\phi = f(\omega)$ , то в общем случае в волноводе будет наблюдаться дисперсия сигналов.

Групповая скорость в волноводе есть

$$V_{gp} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = \frac{1}{2} \frac{c}{n_1(\omega)} \sqrt{1 - \left(\frac{g_1}{k_1}\right)^2} \left/ \left(1 + \frac{\omega}{n_1} \frac{dn_1}{d\omega}\right) \right. < C.$$

Таким образом, скорость распространения сигнала определяется следующими факторами:

1.  $\sqrt{1 - \left(\frac{g_1}{k_1}\right)^2} \frac{c}{n_1(\omega)}$ . Эта задержка определяется модой.
2.  $\left(1 + \frac{\omega}{n_1} \frac{dn_1}{d\omega}\right)$  и определяется нелинейной зависимостью  $k_1$  от  $\omega$ . Этот фактор свя-

зан с материалом.

#### Волновое сопротивление

В реальных волноводах  $\frac{Z_0}{n_1} < Z_s < \frac{Z_0}{n_2}$ ,  $Z_0$  – импеданс св. пространства.

### 2.5. Распространение волн в градиентном волокне.

#### Лучевой подход

В отличие от ступенчатого волокна в градиентном волноводе параметр  $k$ , входящий в волновое уравнение зависит от координат. Поэтому волновое уравнение не решается методом разделения. Как правило, оно решается приближенными способами. Для простоты рассмотрим двумерную модель градиентного волокна (продольное сечение сердцевинны) (рис. 2.10).

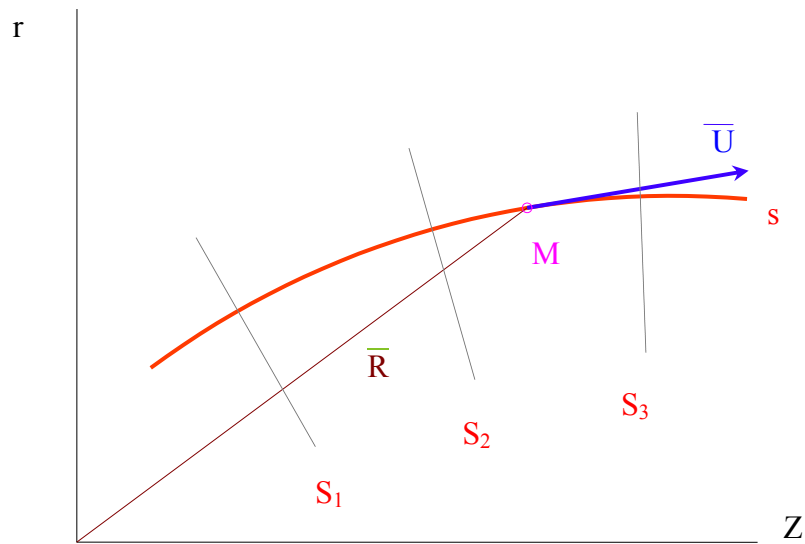


Рис. 2.10

Кривая  $s$  – предполагаемая траектория луча. Волновое уравнение в данном случае есть

$$\Delta\psi + k^2(r)\psi = 0, \psi = E_z, H_z. \quad (2.8)$$

Здесь  $k = \frac{\omega}{c}n(r)$ . Решение данного уравнения в лучевом приближении ищется в виде

[17]

$$\psi = \psi_0(r, z)e^{ik_0S(r, z)}. \quad (2.9)$$

Здесь  $\psi_0(r, z)$  - медленноменяющаяся амплитуда,  $S(r, z)$  – фазовая функция-эйконал.

Найдем уравнение луча. Подставим (2.9) в (2.8), получим уравнения для  $\psi_0(r, z)$  и для  $S(r, z)$ .

Нас будет интересовать уравнение для  $S$ :

$$(\nabla S)^2 = n^2. \quad (2.10)$$

Проведем в точку  $M$  траектории (рис. 2.10) радиус вектор  $\bar{R}(s)$ ,  $s$  - координата вдоль траектории. Построим единичный вектор  $\bar{U}$ , касательный к траектории. Имеем

$$\bar{U} = \frac{d\bar{R}}{ds}.$$

$\nabla S$

Кроме того имеем вектор

$$\bar{V} = \nabla S, \quad |\nabla S| = n$$

Вектора  $\bar{U}$  и  $\bar{V}$  должны быть параллельны, т.е.

$$\bar{U} = \frac{1}{n}\bar{V}$$

или



$$n \frac{d\bar{R}}{dS} = \nabla S. \quad (2.11)$$

Продифференцируем (2.10) (возьмем градиент от обеих частей)

$$2(\nabla S)\nabla(\nabla S) = 2n\nabla n.$$

Учитывая (2.11), получим

$$2n \frac{d\bar{R}}{dS} \nabla \left( n \frac{d\bar{R}}{dS} \right) = 2n\nabla n.$$

Оператор

$$\frac{d}{dS} = \sum_i \frac{dx_i}{dS} \frac{d}{dx_i} = \frac{d\bar{R}}{dS} \nabla.$$

Тогда

$$\frac{d}{dS} \left( n \frac{d\bar{R}}{dS} \right) = \nabla n. \quad (2.12)$$

Это и есть уравнение луча. Действительно, пусть  $dS \approx dz$  – параксиальное приближение. Тогда

$$n \frac{d^2 \bar{R}}{dz^2} = \frac{\partial n}{\partial r} \bar{r}_0.$$

Так как  $\bar{R} = \bar{r}_0 r + \bar{z}_0 z$ , то имеем

$$\frac{d^2 r}{dz^2} = \frac{1}{n} \frac{\partial n}{\partial r}. \quad (2.13)$$

Пусть профиль коэффициента преломления  $n$  описывается параболической функцией:

$$n(r) = n_1 \left( 1 - \frac{\alpha}{2} r^2 \right), \alpha - \text{некоторый параметр.}$$

При этом  $\frac{\alpha}{2} r^2 \ll 1$ . Подставляя в (2.13), получим

$$\frac{d^2 r}{dz^2} = -\alpha r,$$

т.е.

$$r(z) = A_1 \cos(\sqrt{\alpha} z) + A_2 \sin(\sqrt{\alpha} z)$$

Постоянные  $A_1$  и  $A_2$  определяются из начальных условий. Таким образом, в случае градиентного волокна траектории лучей, представляют из себя синусоиды с периодом

$$l = \frac{2\pi}{\sqrt{\alpha}}.$$

Значение числовой апертуры

$$N(r) = \sqrt{n_1^2(r) - n_2^2}.$$

Зависит от места ввода луча. Число мод определяется профилем  $n(r)$  и нормированной частотой  $V$ :

$$N \approx \frac{V^2}{4},$$

т.е. меньше, чем в случае ступенчатого волокна. Поэтому эти волокна имеют меньшую дисперсию и они применяются только в многомодовом режиме.

## 2.6. Параметры передачи волоконных световодов

### 1. Затухание сигналов.

Оптические волноводы характеризуются параметрами передачи. К ним относятся затухание волн и дисперсия импульсных сигналов.

В настоящее время оптические волноводы для систем связи изготавливают из кварцевого стекла. При этом, чем чище кварц, тем меньшее ослабление испытывает поле, распространяющееся в волноводе. Процесс изготовления волноводов отличается сложной технологией, поэтому почти всегда присутствуют факторы, которые вызывают потери мощности сигнала на поглощение и рассеяние. Поглощение происходит, как в самом диэлектрике, так и ионами металлов (железо, кобальт, хром, никель, медь) и ионами гидроксильных групп. Рассеяние сводится к образованию вторичных волн от неоднородности среды. Если размер частиц

$a < \frac{1}{15} \lambda$ , то рассеяние называется Релеевским, интенсивность рассеяния пропорциональна  $\lambda^{-4}$ . Если  $a > \frac{1}{15} \lambda$ , то рассеяние называют рассеянием Ми, оно слабо зависит от длины волны.

Суммарные потери из-за Релеевского рассеяния и собственное поглощение технически чистых материалов представляют собой нижний предел потерь, которого можно достичь в световодах.

Из исследования спектральной характеристики одномодового световода легированного германием (рис. 2.11) следует, что имеется три окна прозрачности на  $\lambda=0,8, 1,3, 1,55$  мкм.

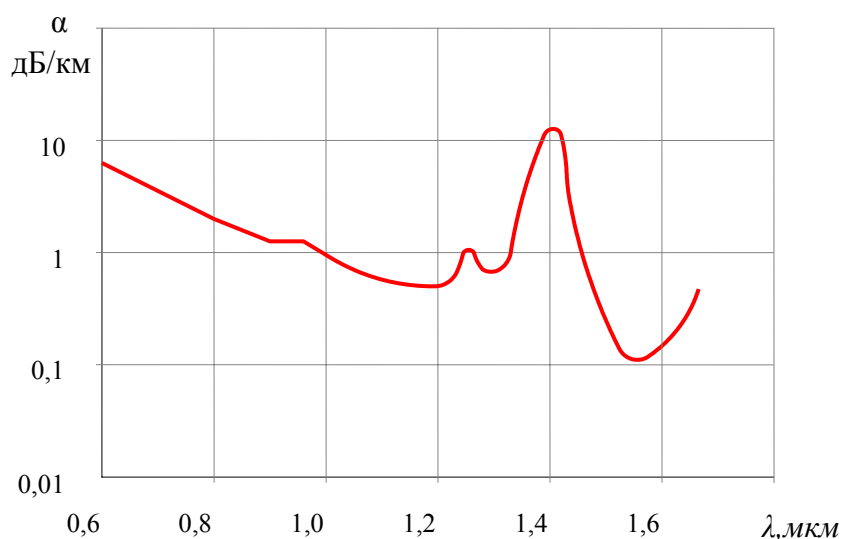


Рис. 2.11

Поэтому эти длины волн и используют в современных оптических системах дальней связи. Теоретический минимум потерь для кварцевых волокон на  $\lambda=1,55$  мкм равен 0,16 дБ/км.

В оптическом волокне возникают дополнительные потери, связанные с изгибами, микротрещинами, скруткой кабеля, загрязнением вызывающим пов.токи, которые разогревают волокно, изменяя тем самым распределение  $n$  и т.д. [3, 16].

## 2. Дисперсия импульсных сигналов

Под дисперсией мы будем понимать рассеяние во времени модовых или спектральных составляющих оптического сигнала, приводящее к изменению длительности импульсных сигналов.

Дисперсию в ОВ условно можно представить состоящей из трех составляющих:

- межмодовая дисперсия, обусловленная наличием нескольких мод с различными временами распространения;
- волноводная дисперсия, обусловленная нелинейной зависимостью коэффициента фазы  $\beta$  каждой моды от длины волны;
- дисперсия материала, связанная с нелинейной зависимостью  $n$  от  $\lambda$ ;

Уширение импульса, распространяющегося по волокну, оцениваются как

$$\tau = \sqrt{\tau_{мм}^2 + (\tau_g \pm \tau_m)^2},$$

$\tau_{мм}$  – уширение вследствие межмодовой дисперсии;

$\tau_g$  – уширение вследствие волноводной дисперсии;

$\tau_m$  – уширение вследствие материальной дисперсии.

Коротко охарактеризуем каждую составляющую.

### Межмодовая дисперсия.

Уширение импульса здесь оценивается исходя из разности длин путей лучей, распространяющихся по экстремальным траекториям.

Наикратчайший путь – это вдоль оси, а наидлиннейший – это  $L/\sin \varphi_{\text{пр}}$ , где  $L$  – длина волновода.

Вспомним, что  $\sin \varphi_{\text{пр}} = n_2/n_1$  и скорость есть  $V_1 = c/n_1$ . Начало импульса совпадает с приходом сигнала по кратчайшему пути  $t_1 = L/V_1$  и конец совпадает с приходом сигнала по длинному пути  $L/V_1 \sin \varphi_{\text{пр}} = t_2$ , отсюда

$$\tau_{\text{мм}} = t_2 - t_1 = \frac{L(n_1 - n_2)}{V_1 n_2} = L \frac{n_1 \Delta}{C}, \Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_2}.$$

Таким образом  $\tau_{\text{мм}}$  пропорционально длине волновода и относительной разности коэффициентов преломления сердцевины и оболочки.

Эта оценка приближенная, она не учитывает межмодовое взаимодействие, изгибы и т.д.

Для борьбы с межмодовой дисперсией необходимо уравнивать оптические пути лучей. Это можно сделать, например, выбирая градиентный профиль  $n(r)$ .

#### Волноводная дисперсия.

Уширение импульса за счет этой дисперсии оценивается как

$$\tau_e = \Delta \lambda L B(\lambda),$$

$\Delta \lambda$  – ширина полосы излучения источника,

$B(\lambda)$  – удельная волноводная дисперсия, определяется по графикам [1].

#### Материальная дисперсия.

Вводится понятие группового показателя преломления

$$N = n - \lambda \frac{dn}{d\lambda},$$

тогда время распространения сигнала будет

$$t = \frac{L}{V_{gp}} = \frac{N}{C} L = \frac{L}{C} \left( n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \right).$$

если источник излучает диапазон длин волн  $\Delta \lambda$ , то

$$\tau_m = \left| \Delta \lambda \frac{dt}{d\lambda} \right| \approx \Delta \lambda L M(\lambda),$$

$M(\lambda)$  - удельная дисперсия материала [1].

Дисперсия ограничивает полосу пропускания  $\Delta F$ , так как имеет место связь

$$\Delta F \approx \frac{1}{\tau}.$$

В случае одномодового волокна

$$\tau = \sigma_1 L, \sigma_1 = \Delta\lambda [B(\lambda) + M(\lambda)] = \Delta\lambda D(\lambda)$$

Величина  $\frac{\sigma_1}{\Delta\lambda} = [B(\lambda) \pm M(\lambda)]$  - носит название хроматической дисперсии. Она дается в технических характеристиках кабелей. Например, кабель ОКМС московской фирмы "Транс-вок" имеет  $\frac{\sigma_1}{\Delta\lambda}$  при  $\lambda \in (1285-1330)$  нм значение 3,5 и при  $\lambda \in (1525-1575)$  нм –  $18 \frac{нс}{нм \cdot км}$ .  
Оценим длину регенерационного участка или дальность связи, исходя из заданного значения уширения  $\tau$ .

Пусть имеем сигнал состоящий из последовательности прямоугольных импульсов с периодом следования  $T$  на входе и длительностью  $\tau_0$  (рис. 2.12).

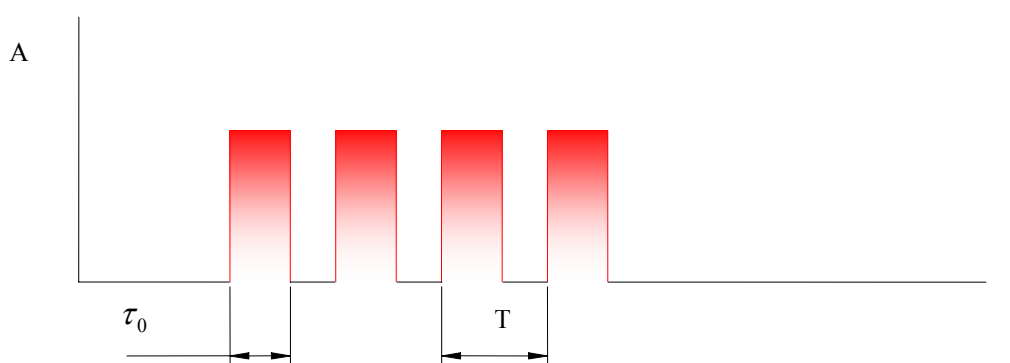


Рис. 2.12

В процессе распространения происходит уширение импульсов на величину  $\tau = \tau_1 - \tau_0$  (рис. 2.13).

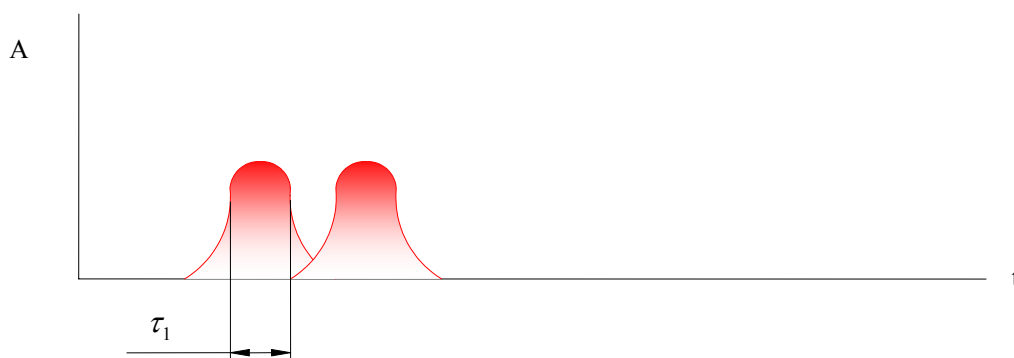


Рис. 2.13

Считается, что импульсы будут разрешены аппаратурой, если

$$\tau \leq \frac{T}{4} = 0,25T .$$

Таким образом, имеем

$$\sigma_1 L_p \leq 0,25T .$$

Отсюда

$$L_p \leq \frac{0,25T}{\sigma_1} = \frac{0,25}{\sigma_1 B},$$

где  $B = \frac{1}{T}$  - частота следования импульсов или скорость передачи информации,  $L_p$  - длина регенерационного участка.

Если источник – лазер, работающий на волне 1,55 мкм, то у него

$$\Delta\lambda = \lambda \cdot 0,01 = 15 \text{ нм},$$

$$\sigma_1 = 1,55[B(\lambda) + M(\lambda)]$$

Для кабеля "Трансвок"  $B(\lambda) + M(\lambda) = 18 \frac{\text{нс}}{\text{нм} \cdot \text{км}}$ .

Пусть имеем первичный поток сигнала ИКМ,  $B=2,048$  Мбит/сек, тогда

$$L_p \leq \frac{0,25}{15,5 \cdot 18 \cdot 2,048 \cdot 10^6 \cdot 10^{-12}} \leq 437,5 \text{ км}.$$

Волокно со смещенной дисперсией.

Зависимость  $B(\lambda)$  и  $M(\lambda)$  примерно имеют следующий вид (рис. 2.14).

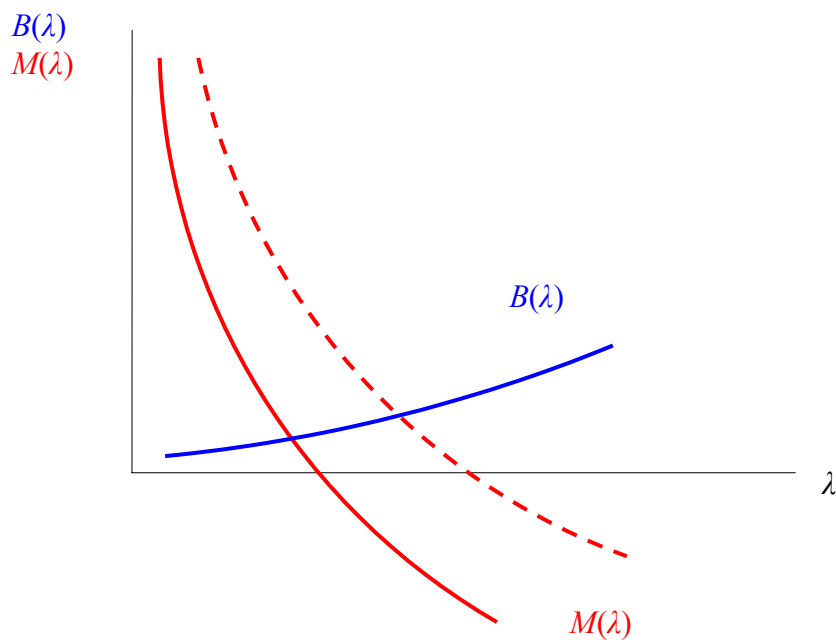


Рис. 2.14

Поскольку  $M(\lambda)$  может быть отрицательной, то сумма  $B(\lambda) + M(\lambda)$  при некоторой  $\lambda_0$  может быть равна нулю, т.е. дисперсии не будет. Если выбрать профиль коэффициента преломления волновода таким, что  $\lambda$  попадет в одно из окон прозрачности, то такое волокно называется волноводом со смещенной дисперсией.

В случае волокна со смещенной дисперсией эмпирическая формула для временных задержек записывается в виде:

$$t(\lambda) = A + B\lambda + C\lambda \ln \lambda,$$

где А, В, С – коэффициенты, которые подбираются из эксперимента. Соответствующая удельная дисперсия будет

$$D(\lambda) = \frac{\partial t}{\partial x} = \lambda_0 S_0 \ln \frac{\lambda}{\lambda_0},$$

$\lambda_0 = e^{-\left(1+\frac{B}{C}\right)}$  – длина волны нулевой дисперсии,  $S_0 = c / \lambda_0$  – наклон нулевой дисперсии.  $S_0$  – входит в технические характеристики оптического волокна.

Полоса пропускания световода. Полосу пропускания можно определить как число колебаний электромагнитного поля в одну секунду, распространяющуюся в волноводе длиной 1 км. С минимальным искажением и ослаблением. Под колебаниями понимаются не только гармонические, но и моды изменения, например, импульсные.

Как уже отмечалось полоса пропускания F связана с уширением  $\tau$  как

$$F = \frac{1}{\tau} \text{Гц}\cdot\text{км}$$

Отсюда следует, что чем длиннее волновод, тем меньше его пропускная способность. Кроме того полоса пропускания существенно зависит от типа волновода, поскольку  $\tau$  для различных волноводов разное.

Так в случае ступенчатого многомодового волновода  $F=20\div 30$  МГц·км, в случае волновода с градиентным профилем  $F=400\div 600$  МГц·км. Наиболее широкополосны одномодовые световоды в области длин волн 1,26-1,32 мкм, где материальная дисперсия кварцевого стекла близки к 0. Полоса пропускания данных волноводов составляет  $\approx 10^{11}$  Гц·км.

Хроматическая дисперсия волокна со смещенной дисперсией есть:

$$\sigma_1 = D(\lambda) \Delta \lambda$$

Уширение импульса будет:

$$\tau = \sigma_1 L = \Delta \lambda D(\lambda) L$$

## Контрольные вопросы к главе №2:

1. Основные достоинства волоконно-оптических линий связи?
2. На какие типы делятся оптические волноводы по профилю распределения коэффициента преломления в сердцевине и оболочке.
3. Какое явление способствует удержанию электромагнитного поля в сердцевине оптического волновода?
4. Что такое лучевое представление электромагнитного поля в оптическом волноводе.
5. Что такое волновой подход к рассмотрению механизма распространения электромагнитного поля в оптическом волноводе?
6. Что означает одномодовый и многомодовый режим передачи и как они отличаются по широкополосности?
7. Чем отличается лучевая структура градиентного волокна от ступенчатого?
8. Чем определяется затухание сигналов в оптическом волноводе?
9. Что такое дисперсия импульсных сигналов, чем она вызывается?
10. Как определяется длина регенерационного участка с учетом дисперсии импульсного сигнала и затухания в линии?
11. Что такое волокно со смещенной дисперсией?



Конструкции и свойства линий автоматики телемеханики и связи

[1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 18, 19, 22, 27, 35]

3.1. Воздушные линии связи

Воздушные линии связи предназначены для создания пучков каналов передачи информации: телефонных, телеграфных сигналов, сигналов телеуправления, телеконтроля и телесигнализации.

Воздушные линии обладают как достоинствами, так и недостатками.

Достоинства воздушных линий:

- а) обладают большой механической прочностью;
- б) имеют длительный срок службы;
- в) позволяют осуществлять связь на большие расстояния.

Недостатки воздушных линий:

- а) невозможность передачи частот выше 150 кГц;
- б) зависимость электрических параметров цепей от метеорологических условий;
- в) громоздкость конструкций;
- г) подверженность повреждениям, электромагнитным воздействиям;
- д) значительная стоимость одного канала-километра связи.

Воздушные линии связи разделяются на три класса:

I класс – линии, несущие цепи магистральной, дорожной и оперативно-технологической связи;

II класс – линии, несущие цепи только дорожной и оперативно-технологической связи;

III класс – линии с цепями местной внутристанционной связи.

Наибольшие требования предъявляются к линиям I и II классов. По механической прочности линии I и II классов делятся на четыре типа: О – облегченный; Н – нормальный; У – усиленный и ОУ – особоусиленный, отличающиеся главным образом числом опор на 1 км линии. Соответственно от 20 до 28 опор на 1 км.

Особенно механическую нагрузку линии испытывают при гололеде. Обычно гололедное покрытие неравномерно по длине. Поэтому за количественную оценку принимают эквивалентную толщину стенки льда. Это толщина, при которой масса равномерно распределена по поверхности провода льда с плотностью  $0,9 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$ , равна массе льда при реальном гололеде.

## Элементы воздушных линий связи

### Провода.

Линейная проволока для проводов должна обладать хорошей механической прочностью, гибкостью, устойчивостью против коррозии, должна обладать хорошей электропроводимостью.

Наибольшее распространение на воздушных линиях связи получили стальная, медная и биметаллическая проволоки.

Стальную проволоку для коррозионной устойчивости покрывают слоем цинка. Недостатком является значительное затухание сигнала с увеличением частоты. Эта проволока применяется для сетей оперативно-технической связи. Диаметр ее 3-5 мм и используется на линиях О, Н и У, на линиях ОУ - 5÷4 мм. На линиях III класса применяют проволоку диаметром 3÷2,5; 1,5мм.

Медная проволока из-за дороговизны используется только для монтажа высокочастотных цепей магистральной и дорожной связи. Она достаточно прочна механически и мало подвержена коррозии, так как на воздухе покрывается пленкой окиси меди, защищающей провод от дальнейшего разрушения.

Биметаллическая сталемедная проволока (БСМ) состоит из двух металлов: стального сердечника и наложенного на него термическим способом слоя меди толщиной 0,14-0,2 мм. Электрические характеристики таких проволок близки к медным, но достигается значительная экономия меди. БСМ имеет диаметр 3÷4 мм.

При устройстве удлиненных пролетов и переходов через электрофицированные дороги применяют многопроволочные тросы.

Для крепления линейных проводов к изоляторам служит мягкая перевязочная проволока: стальная для стальных, медная для медных. При подвеске выдерживается определенная стрела провеса.

### Опоры.

Деревянные опоры устанавливают в лесистых местах и в местах с опасными индуктивными помехами, превышающими уровни для железобетонных опор. В других случаях наибольшее распространение получили железобетонные конструкции в виде полного усеченного конуса длиной 6,5; 7,5; 8,5; 9,5 м (рис. 3.1).

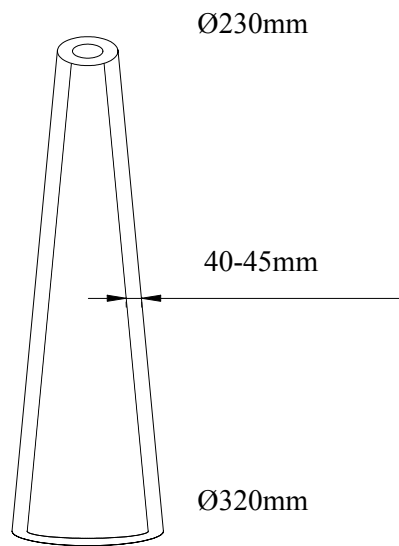


Рис. 3.1

Недостатком является большой вес конструкций, который достигает 510÷1000 кг.

Деревянные столбы изготавливают из лиственницы, сосны, кедра, ели, пихты, длиной 5,5; 6,5; 7,5; 8,5; 9,5 м. Диаметр в вершине 18-24 см. Для увеличения срока службы столбы пропитывают антисептиком или устанавливают в искусственные основания. Если столб поднят над землей, укрепив его в приставках (бетонных столбах), то срок службы удлинится до 18-20 лет.

На линиях I и II классов каждую опору устанавливают с двумя приставками, укрепляя их проволочными хомутами.

Опоры воздушных линий разделяют на простые и сложные. Простые состоят из деревянного столба или железобетонной стойки, оснащенной арматурой.

Сложные состоят из простых опор и дополнительных креплений в виде подпор, оттяжек или состоят из двух столбов или стоек.

К простым относят промежуточные опоры, устанавливаемые на прямолинейных участках трассы линии.

К сложным – угловые, полуанкерные, анкерные, усиленные, оконечные, кабельные и т.д.

Угловые опоры устанавливают в местах изменения направления трассы линии. Их укрепляют подпоркой или оттяжкой (рис. 3.2).

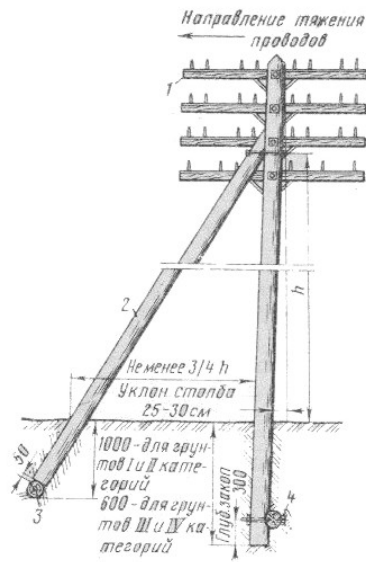


Рис. 3.2

Глубина заковки, в зависимости от категории грунта составляет величину 1600÷2200 мм.

Полуанкерные, анкерные и усиленные опоры применяют для увеличения устойчивости, ограничения возможных разрушений линий при обрывах проводов. Их устанавливают на прямолинейных участках трассы на линиях О и Н через 3 км, на У – через 2 км, ОУ – через 1 км. На рис. 3.3; 3.4; 3.5 показаны соответственно схемы полуанкерной, усиленной и кабельной опор.

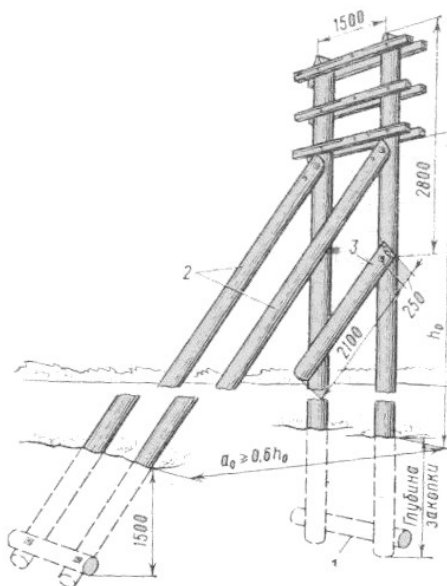


Рис. 3.3

Если подпоры заменить 4-мя растяжками, то будем иметь анкерную опору.

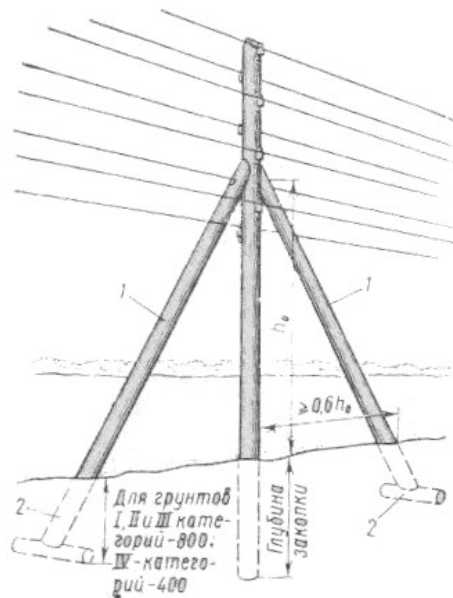


Рис. 3.4

Оконечные опоры размещают в начале и конце линии у ввода в здания.  
Кабельные опоры служат для перехода воздушной линии в кабельную.

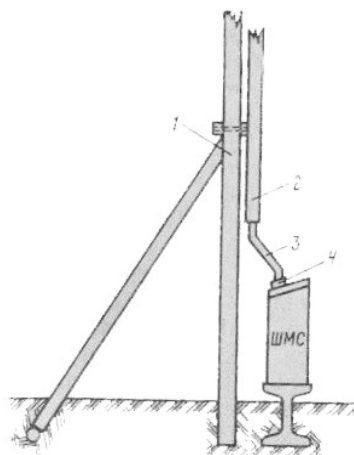


Рис. 3.5

В шкафу размещают приборы защиты, боксы магистральной связи (БМ), служащие для окончной разделки кабеля и другого оборудования.

Для проведения испытаний и определения места повреждения проводов на станциях, а также на границах дорог и дистанций сигнализации и связи устанавливают контрольные опоры (рис. 3.6).

Провода на таких опорах разрезают и соединяют при помощи линейных сжимов.

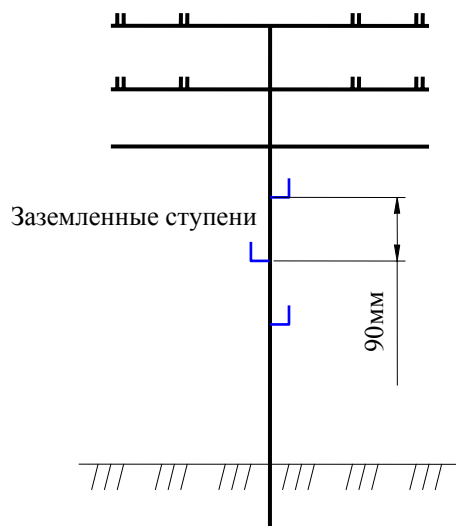


Рис. 3.6

Порядок расположения цепей на опоре воздушной линии называется профилем опоры. Существуют следующие профили:

- крюковый (рис. 3.7);
- траверсный (рис. 3.8.);
- смешанный (крюковый + траверсный)

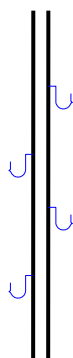


Рис. 3.7

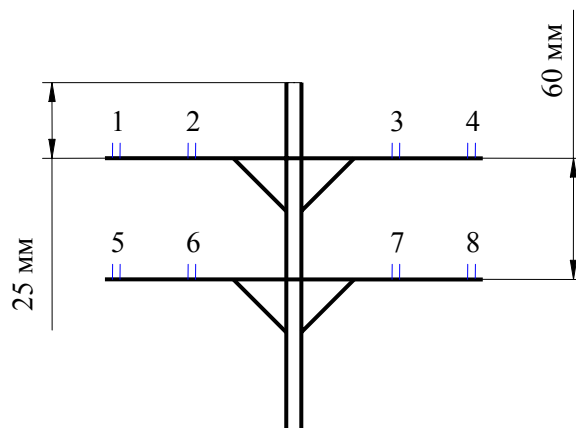


Рис. 3.8

#### Арматура и устройство переходов.

Изоляторы служат для изоляции проводов и крепления их на опорах. Они должны обладать большой механической прочностью, большим сопротивлением и малыми диэлектрическими потерями.

Изолирующие свойства их не должны зависеть от метеоусловий. Таким требованиям удовлетворяют фарфоровые, покрытые глазурью изоляторы ТФ-20, ТФ-16, ТФ-12 (рис. 3.9).

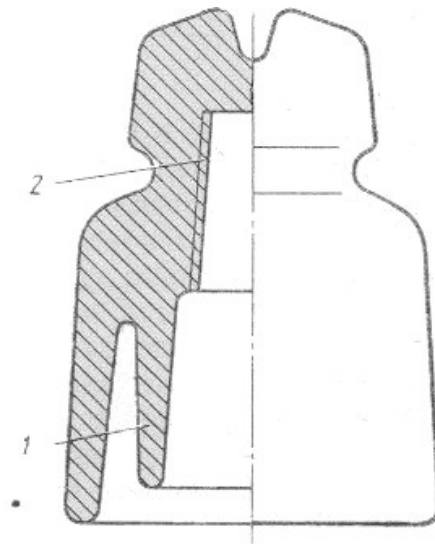


Рис. 3.9

Конструкция нижней части (юбки) выбрана специально для удлинения сухой поверхности при дожде.

Для подвески медных и биметаллических проводов используют ТФ-20. ТФ-16, ТФ-12 используют на линиях III класса.

Крюки, траверсы, штыри.

Крюки - эти устройства применяют для крепления изоляторов на опорах (рис. 3.10).

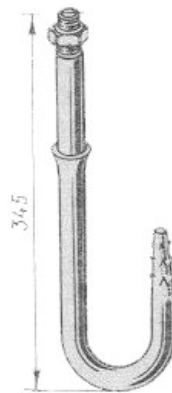


Рис. 3.10

Крюки изготавливают из круглой стали  $\varnothing$  20, 18, 16 и 12 мм. Они имеют марки КН-20, КН-18, КН-16 (крюк низковольтный). На крюки и штыри заворачивают полиэтиленовые колпачки, затем наворачивают изоляторы.

Траверсы изготавливают из древесины или стали на 4 и 8 штырей (рис. 3.11).

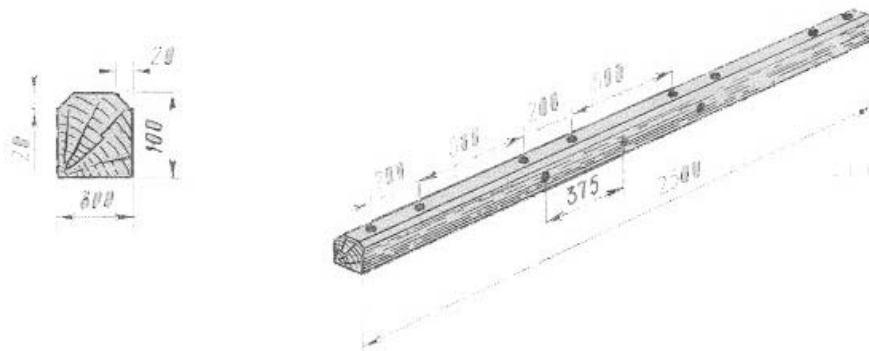


Рис. 3.11

Стальные восьмиштырьковые траверсы делают из уголкового стали 50x50x6 мм для линий О и Н, 60x60x6 мм для линий У и ОУ. Для 4-х штыревой траверсы применяют уголкового стали 40x40x6, 50x50x6 мм.

Штыри делают из круглой стали. Их обозначают как ШТ-2Д, ШТ-2С (штыри для деревянной, стальной траверсы), цифры указывают на марку стали или изделия.

#### Конструкция для скрещивания проводов.

Для уменьшения взаимных влияний между двухпроводными телефонными цепями и уменьшения внешнего влияния, провода скрещивают (меняют пространственное положение). При подвеске на крюках скрещивание выполняют при помощи Г-образных кронштейнов, установленных вместо крюков (рис. 3.12).

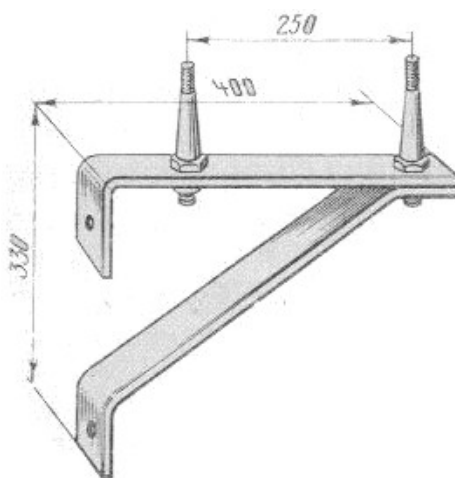


Рис. 3.12

Например, типа КС-4/5 – кронштейн для скрещивания проводов диаметром 4 и 5 мм.

При подвеске проводов на траверсах стальные провода скрещиваются на подвесных крюках (рис 3.13а), провода из цветного металла скрещивают при помощи накладок; (рис. 3.13,б)



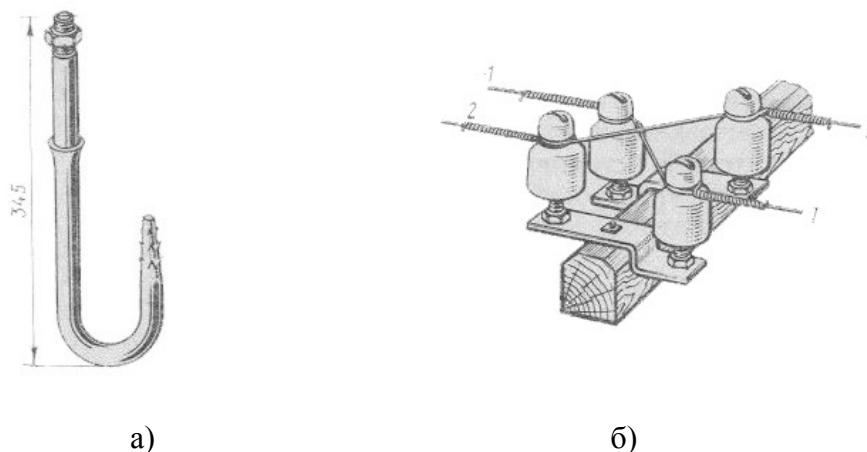


Рис. 3.13

Подвесные крюки маркируются, как КПД-16, 18 для деревянных траверс и КПС-16, 18 – для стальных траверс. Накладки маркируются, как НС-5; РС-6 для стальных траверс, НД-5; НД-6 для деревянных траверс.

Устройство удлиненных пролетов и переходов.

Трассы воздушных линий могут пересекать реки, овраги, железные дороги и другие естественные и искусственные препятствия.

Для преодоления этих препятствий устраивают удлиненные пролеты, мачтовые переходы, прокладывают кабели, устанавливают опоры повышенной длины и кронштейны, укрепляемые на мостиках, виадуках и путепроводах.

На линиях связи О и Н удлиненные пролеты создают длиной до 150 м, на линиях У и УО – до 100 м. Если этого недостаточно, то делают кабельные вставки и мачтовые переходы.

Опоры на удлиненных переходах должны быть более надежны в механическом отношении и выше по длине. Их подпирают подпорами при крюковом профиле и устанавливают полуанкерные опоры при траверсном профиле. Увеличивают расстояние между траверсами и штырями.

Если длина пролета превышает максимально допустимую для проводов, то вместо них подвешивают стальные канатики (вместо стальных проводов) и биметаллические канатики вместо цветных проводов.

Переход через электрофицированные ж.д. осуществляется кабелями, через автомобильные – воздушными линиями с удлиненными опорами.

Переход линии связи через реки при наличии неразводных мостов устраивают на кронштейнах, прикрепляемым к фермам моста.

Если мост разводной, то переход осуществляют подводным кабелем. Через высокие насыпи кабели прокладывают по трубам, заложенным под насыпью или в траншее под трубами.

### Кабельные вставки.

Кабельные вставки в воздушных линиях устраивают на переходах через реки, ж.д., на подходах к кружным ж.д. узлам, для устройства вводов проводом и т.д.

Волновые сопротивления цепей воздушных и кабельных линий различны. Поэтому в местах соединения появляются отраженные волны, приводящие к искажению сигналов.

Для устранения этих явлений необходимо согласовать воздушные и кабельные цепи.

Согласования достигают, в частности, включением на стыке воздушной и кабельной линии автотрансформатора или повышением индуктивности кабельных цепей. Повышение индуктивности увеличивает модуль волнового сопротивления и уменьшает его угол.

Осуществить согласование с помощью автотрансформатора проще, поэтому этот способ получил большое распространение (рис. 3.14).

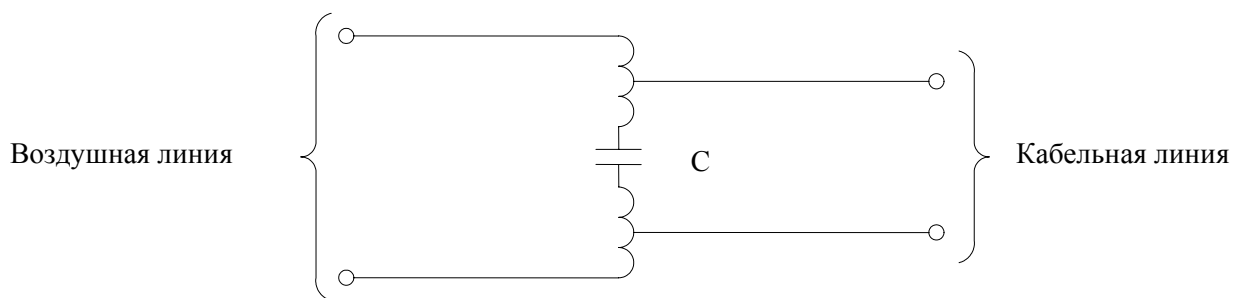


Рис. 3.14

С- емкость, включенная для возможности проводить измерения на постоянном токе. Для согласования цепей, имеющих медные или биметаллические провода с низкочастотными кабелями (ТЗ), применяются автотрансформаторы с соотношением входных сопротивлений 550:140 Ом, а с высокочастотными кабелями 550:180 Ом. Для стальных высокочастотных цепей применяют автотрансформаторы с соотношением 800:140 Ом для низкочастотных кабелей (ТЗ) и 800:180 Ом высокочастотных (МК, МКС).

Автотрансформаторы разделяются на СУЛ (согласующие линейные) и СУС (согласующие станционные). СУЛ устанавливают в ШМС и опорах, а СУС на станциях.

Для определения необходимости в согласовании оценивают результирующий коэффициент отражения:

$$P = \frac{z_{\text{вв}} - z_{\text{вк}}}{z_{\text{вв}} + z_{\text{вк}}} e^{2\beta_k l_k},$$

$z_{\text{вв}}, z_{\text{вк}}$  – волновые сопротивления воздушной и кабельной линии соответственно;

$\beta_k$  – коэффициент сдвига фазы цепи кабельной вставки;

$l_k$  – длина кабеля.

Если  $P \leq 0,1$  для цепей уплотненных в спектре частот до 150 кГц и  $P \leq 0,2$  для цепей, уплотненных до 30 кГц, то согласовывающие устройства не устанавливаются.

### 3.2. Высоковольтно-сигнальные линии автоблокировки

#### Назначения и требования.

Воздушные линии автоблокировки напряжением 6-10 кВ (ВЛ автоблокировка) служат для подвески высоковольтных и сигнальных проводов.

Высоковольтная цепь предназначена для электроснабжения устройств автоматической блокировки на перегонах и устройств автоматики и телемеханики на тех станциях, где нет другого питания.

В отличие от других высоковольтных линий к ВЛ автоблокировке по всей длине, через 1-2,5 км подключают устройства, потребляющие мощность до 5 кВт. Это устройства автономной телемеханики, они являются наиболее ответственной первой группой потребителей. Такие потребители должны обеспечиваться энергией от двух независимых источников, причем перерыв допускается только на время переключения на резервное питание, не более чем на 1,3 сек.

Электроснабжение автоблокировки и стационарных устройств СЦБ должно быть организовано так, чтобы их действие не прерывалось при большинстве неисправностей или ремонте элементов ВЛ. Поэтому осуществляется резервирование на всех уровнях электроснабжения: резервируется питание ВЛ, дублируются цепи (по возможности), дублируются понижающие трансформаторы, ставятся местные резервные источники энергии непосредственно у питаемых устройств и т.п.

#### Повышение надежности.

Надежность обеспечивается:

- хорошими механическими и электрическими свойствами;
- быстрым отключением любого повреждения или ремонтируемого участка для сохранения действия цепи по всем остальным участкам;
- делят ВЛ на отдельные участки – плечи питания, которые запитываются отдельными источниками.

Плеcho с односторонним (консольным питанием) (рис. 3. 15).



Рис. 3. 15

ОПП – основной пункт питания, РПП – резервный, он включается в случае выхода из строя ОПП или повреждения на линии, тогда запитываются оба конца разорванной линии.

В случае участков с малонадежными пунктами электропитания целесообразна встречно-консольная схема питания (рис. 3.16),

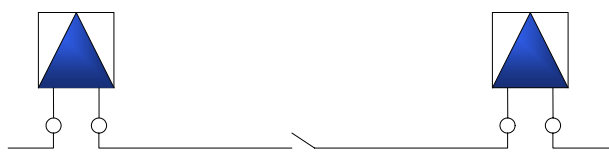


Рис. 3.16

позволяющая, в случае выхода из строя одного плеча питания, подсоединить его к соседнему плечу.

Реже применяется двухстороннее или параллельное питание (рис. 3.17),



Рис. 3.17

при котором оба пункта питания все время подсоединены к линии, благодаря чему при выходе из строя одного из пунктов или обрыва линии питание автоблокировки не прекращается. Пункты питания при такой схеме должны быть сфазированы. Это можно сделать, если они относятся к одной энергосистеме и если параметры повышающих трансформаторов одинаковы и одинаковы схемы соединения обмоток. Протяженность плеч питания не должна превышать 60-65 км при смещенной системе питания и 40-45 км при питании переменным током ( $U=6-10$  кв).

Отключение поврежденных участков в пределах плеча осуществляется секционированием, т.е. разделением плеча на отдельные части, соединенные между собой трехполюсными разъединителями (рис. 3.18).

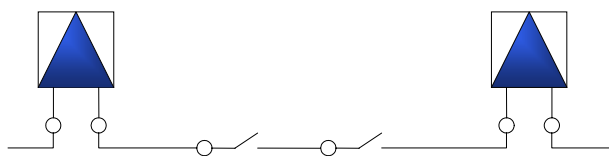


Рис. 3.18

Если питание резервировано за счет местных источников (аккумуляторные батареи) или имеется линия продольного электроснабжения, используемая как резервная, то разъединители ставят у границ, за входными светофорами со сторон перегона через 5 км.

При отсутствии резерва на двухпутных участках и однопутных с интенсивным движением разъединители ставят чаще, у каждой силовой опоры с обеих сторон.

Наибольшее распространение имеют ВЛ автоблокировки, представляющие собой трехфазную высоковольтную цепь с изолированной нейтралью частотой 50 Гц и напряжением 10 кВ или 6 кВ, ниже которой расположены сигнальные провода (рис. 3.19 (а,б)).

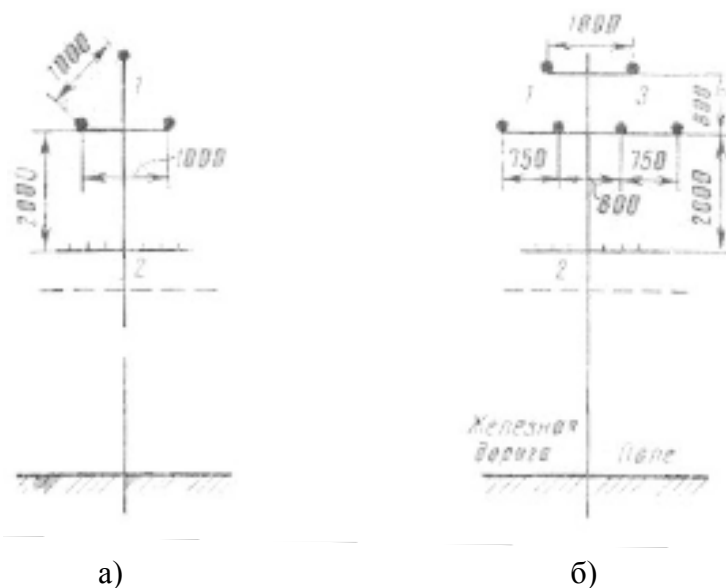


Рис. 3.19

В линиях автоблокировки отсутствует облегченный тип.

Вблизи сигнальных точек, автоблокировки (светофор с релейным шкафом) на силовых опорах устанавливают линейные трансформаторы ОМ (однофазные с масляным охлаждением) снижающее напряжение до 115, 230, 400 в. Низкое напряжение подается по кабелю к сигнальной точке для питания рельсовых цепей, светофорных линий и релейных схем (рис.3.20).

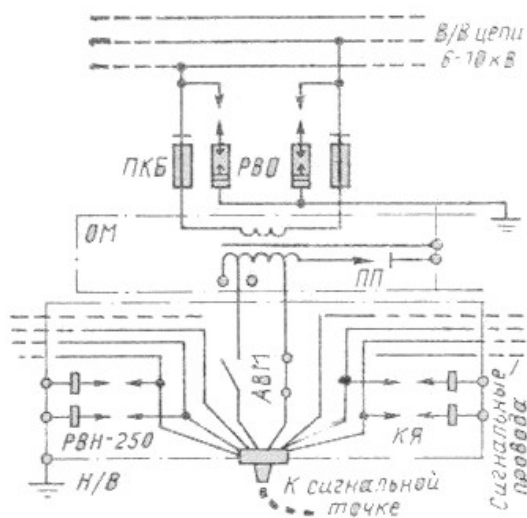


Рис. 3.20

РВО – вентильные разрядники, защищающие трансформатор от грозových и других перенапряжений.

ПКБ – комбинированные плавкие предохранители-разъединители.

ПП – пробивной предохранитель защищает от пробоя изоляцию между обмотками трансформатора и повышает безопасность обслуживающего персонала.

АВМ – автоматический выключатель максимального тока.

Имеется два заземления: высоковольтные и низковольтные.

Фидеры питающие ВЛ цепи автоблокировки на питающих пунктах, должны присоединяться к шинам через отдельные трансформаторы и оборудуются устройствами автоматического повторного включения (АПВ) и автоматического включения резерва (АВР).

При питании автоблокировки переменным током, эти фидеры имеют максимальную токовую защиту, отключающую фидер при ненормальном возрастании потребляемого тока, защиту минимального напряжения, отключающую фидер при резком уменьшении напряжения, а также защиту от однофазных замыканий на землю, действующую на сигнал или тоже на отключение. Это важно, поскольку нейтраль изолирована и при замыкании на землю резко возрастают помехи (линия становится несимметричной).

При двухцепной линии цепь продольного питания используется, как резервная цепь автоблокировки (рис. 3.21).

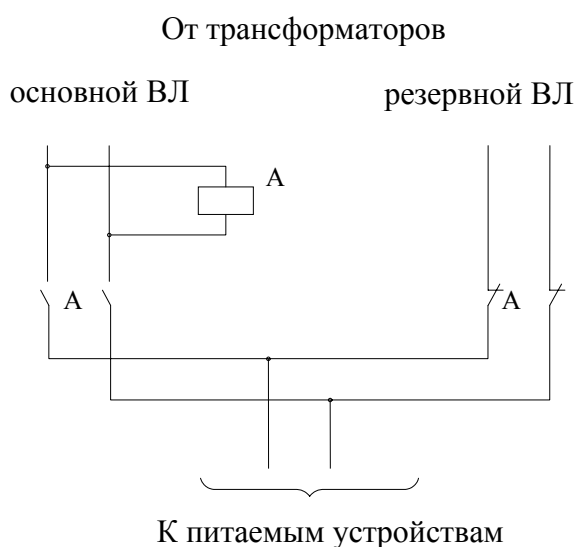


Рис. 3.21

Для исключения одновременного повреждения обеих цепей, иногда цепь продольного энергоснабжения подвешивают на опорах тяговой сети.

### 3.3 Линий ДПР и ПР

Электроснабжение линейных потребителей на дорогах с электротягой осуществляется по трехфазной несимметричной цепи "два провода – рельсы" (ДПР) с линейным напряжением 27,5 кВ, расположенной на опорах тяговой сети (рис. 3.23).

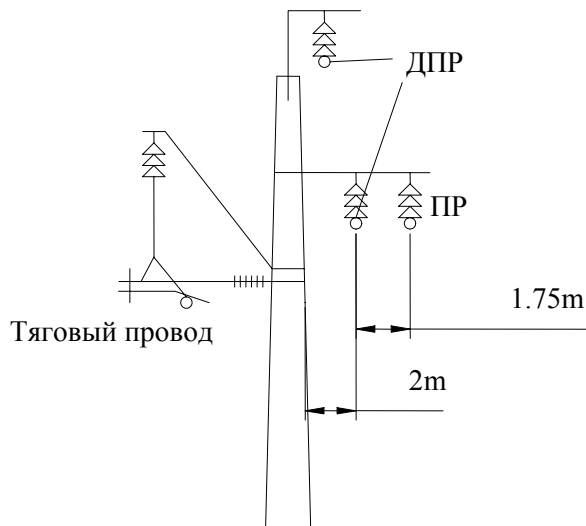


Рис. 3.23

При этом экономически выгодно использовать в качестве линии автоблокировки однофазную цепь ПР (провод – рельс, несимметричную) напряжением 27,5 кВ (как и ДПР). Длину плеча в этом случае принимают равной расстоянию между опорами. При этом не применяют силовые опоры и вместо них устанавливают у сигнальных точек однофазные комплектные трансформаторные подстанции (КТП) с двумя трансформаторами 27,5 кВ/127 в, один из которых включен между рельсами и проводом ПР (основной) и другой – между рельсами и ДПР (резервный). Недостатком такой системы является большие колебания напряжения.

В системе АБТ - автоблокировки с централизованным размещением аппаратуры (ЦАБ) на границах рельсовых цепей (без изолирующих стыков) стоят только путевые трансформаторы, а аппаратура питающих и релейных концов размещается на станциях, ограничивающих перегон. В этом случае высоковольтная цепь автоблокировки на перегонах не нужна, а сигнальные цепи заключают в отдельный кабель.

### 3.4. Кабельные линии АТС

Классификация. Кабели классифицируют по назначению, области применения, роду изоляции, способу прокладки, конструкции жил, материалу, конструкции защитных покрытий и т.д.

Наиболее часто встречающиеся кабели на объектах ж/д АТС удобно классифицировать по назначению и разбить их на группы:

- кабели связи;
- сигнально-блокировочные (кабели автоматики и телемеханики);
- силовые;
- контрольные.

Конструкция кабелей. Кабель представляет собой одну или несколько изолированных жил (оптических волокон), заключенных, как правило, в металлическую или неметаллическую оболочку, поверх которой в зависимости от условий прокладки и эксплуатации наложен соответствующий защитный покров.

Общую конструкцию кабеля можно представить так, как показано на рис. 3.24.

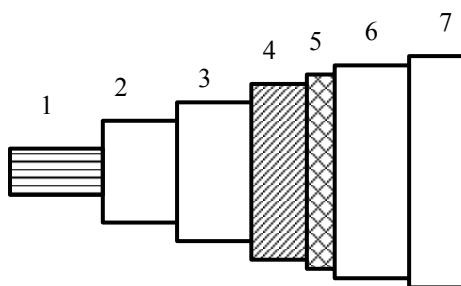


Рис. 3.24

1 – сердечник, основа конструкции, состоит из скрученных определенным образом и сгруппированных токопроводящих жил (оптических волокон). Он может быть сгруппирован парами, четверками и т.д.

2 – поясная изоляция. Она накладывается для защиты от повреждений при наложении оболочек, для повышения пробивного напряжения между жилами и защитными оболочками, для придания большей подвижности жил кабеля относительно оболочки. Она выполняется из кабельной бумаги, пластика или прорезиненной ткани.

Для защиты цепей кабеля от внешних электромагнитных полей монтируют экран 3. Для этого алюминиевые, медные или алюмополиэтиленовые продольные ленты укладывают поверх поясной изоляции.

4 – оболочка из металла. Она накладывается для защиты жил от воздействия влаги, различных химических веществ и предохранения от различных механических воздействий. Наиболее надежными в части влагопроницаемости являются оболочки из алюминия, свинца и стали.

В качестве защитных оболочек могут быть использованы и оболочки из пластмассы и резины. Их используют в том случае, когда жилы изолируют пластмассой и резиной.



Применяют также комбинированные металлопластмассовые оболочки из полиэтилена со стальными и алюминиевыми лентами. Для придания кабелю большей гибкости стальную оболочку гофрируют.

Металлические оболочки накладывают на сердечник методом горячего выпрессовывания или сварным методом.

Металлические оболочки покрывают битумом с наложенным поверх пластмассовым шлангом.

Пластмассовые оболочки выпрессовывают из полиэтилена или поливинилхлорида и накладывают на сердечник в виде шланга.

После защитных оболочек (4) выполняются защитные покровы: подушка, броня, наружный покров. Они предназначены для защиты кабеля от механических воздействий при выполнении строительно-монтажных работ.

5 – подушка, выполняется из битумных составов, лент пластика, пропитанной кабельной бумаги, пропитанной кабельной пряжи и т.д.

6 – броня, бывает трех типов, которые соответственно изготавливаются из стали или оцинкованных стальных лент (тип Б); из оцинкованных стальных плоских проволок (тип П); из оцинкованных круглых проволок (тип К).

7 – наружный покров. Состоит из битумных составов, битума, пропитанной стеклянной пряжи, из штапелированного волокна, поливинилхлоридных, полиэтиленовых или полиамидных лент, полиэтиленового шланга и др. Эти покровы накладываются поверх брони в различных сочетаниях.

#### Кабельные материалы.

Проводниковые материалы. В качестве токоведущих жил часто используют:

- медную мягкую (отожженную) проволоку марки ММ;
- твердую алюминиевую проволоку АТ.

Эти марки характеризуются малым сопротивлением электрическому току. У ММ  $\rho = 0,01754 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$ ; у АТ  $\rho = 0,0295 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$ . Предел прочности у ММ – 270 МПа у АТ – 160 МПа.

Алюминий менее дефицитен, чем медь, но больше подвержен коррозии и имеет несколько большее сопротивление. Он также имеет большее контактное сопротивление, что затрудняет согласование. Поэтому алюминий чаще всего используют в силовых кабелях.

#### Изоляционные материалы.

Необходимы для изоляции жил и других конструктивных элементов друг от друга. Они характеризуются электрическими свойствами:

- электрической прочностью –  $E_{пр}$  (полиэтилен – 30 кВ/мм, полистирол – 40 кВ/мм);

- удельным объемным сопротивлением –  $\rho$ , определяющим ток утечки в диэлектрике (полиэтилен  $\rho = 10^{17}$  Ом·см);
- диэлектрической проницаемостью –  $\epsilon$ , определяющей волновые свойства и диэлектрические потери ( $\text{tg}\delta$ ) (полиэтилен  $\epsilon = 2,3$ ,  $\text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-4}$ ).

Из твердых диэлектриков в кабелях связи наибольшее применение имеют полиэтилен, стиролфлекс, кабельная бумага, в сигнально-блокировочных – полиэтилен, в силовых – полиэтилен, поливинилхлорид, резина, кабельная бумага.

### 3.5. Кабели связи

#### Классификация.

По назначению кабели связи разделяются на магистральные междугородные общего назначения, железнодорожные магистральные кабели связи, кабели местной телефонной связи, кабели связи для соединительных линий и вставок, кабели зонной (внутриобластной) и сельской связи, станционные и распределительные кабели.

По условиям прокладки и эксплуатации кабели разделяют на подземные, подводные, подвесные.

По конструкции и взаимному расположению проводников кабели разделяют на:

- симметричные, состоящие из одинаковых в конструктивном и электрическом отношении проводников;
- коаксиальные.

По спектру передаваемых частот:

- низкочастотные до 12 кГц;
- высокочастотные > 12 кГц.

По скрутке жил в группы:

- кабели с парной скруткой;
- кабели с четверочной (звездной) скруткой и т.д.

По скрутке групп в общий сердечник:

- кабели с повивной скруткой;
- кабели с пучковой скруткой.

По роду защитных оболочек:

- с металлическими;
- с пластмассовыми;
- металлопластмассовыми оболочками.

По виду защитноброневых покровов:

- кабели с ленточной броней;

- кабели с проволочной броней;
- джутовым или пластмассовым покровом.

### Маркировка.

Основные классификационные признаки отражаются в маркировках - условных обозначениях.

КМ – коаксиальные магистральные

МК – симметричные магистральные

МКК – магистральные коаксиальные комбинированные

ТЗ – симметричные низкочастотные магистральной связи

Т – телефонные местной связи

О – оптические кабели.

В маркировке кабелей связи первыми стоят буквы, характеризующие область применения кабеля, далее следуют буквы, обозначающие конструктивные элементы последовательно от центра кабеля.

В маркировке кабелей не обозначают буквами медные жилы, бумажную изоляцию жил (кроме ж/д магистральных кабелей), свинцовую оболочку.

Изоляция обозначается следующими буквами:

С – стиролфлексная (полистирольная)

П – полиэтиленовая.

Оболочки маркируются как

А – алюминиевая оболочка,

Ст – стальная гофрированная,

П – полиэтиленовая,

В – поливинилхлоридная.

Броневые покровы обозначаются буквами:

Б – стальная лента,

К – стальные круглые проволоки,

П – плоские проволоки.

Например: кабель МКПАБ 7х4х1,05

Эта маркировка означает: высокочастотный симметричный магистральный кабель с полиэтиленовой изоляцией жил в алюминиевой оболочке, броневой покров из стальных лент, имеет 7 четверок, диаметр токоведущей жилы 1,05 мм.

### 3.6. Элементы конструкции электрических кабелей связи

Жилы кабелей. Токоведущие жилы изготавливают в основном круглой формы из меди диаметром

0,8; 0,9; 1; 1,05; 1,2 мм – для кабелей многоканальной связи;

0,32; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7 – для кабелей местной связи.

Иногда применяют алюмомедные, а в подводных кабелях для увеличения прочности жилы заменяют многопроволочными

При изготовлении коаксиальных кабелей наибольшее применение имеют оболочки типа "молния", обладающие высокой технологичностью, электрической однородностью (рис. 3.25).

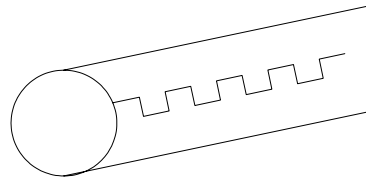


Рис. 3.25

Применяются также внешние оболочки из спиральных лент, гофрированных трубок или в виде оплетки из медных проволок.

При конструировании коаксиальных кабелей большое значение имеет учет отношения  $D/d$ , где  $D$  – внешний диаметр,  $d$  – диаметр внутреннего проводника, затухание  $\alpha$  в коаксиальных кабелях зависит от этого отношения и для каждого материала существует оптимальное значение этого отношения. Так для медной пары значение этого отношения  $D/d = 3,6$ , для алюминиевой  $D/d = 3,9$  и т.д. Если кабель имеет изоляцию, то это отношение будет зависеть от  $\epsilon$ . Так с увеличением  $\epsilon$  величины  $D/d$  должны возрастать.

#### Изоляция жил.

Типов изоляции бывает много. Лучшей изоляцией считается та, в которой много воздуха ( $\epsilon \rightarrow 1$ ,  $\text{tg}\delta \rightarrow 0$ ).

В основном в кабелях связи используется следующая изоляция:

- воздушно-бумажная (трубчато-бумажная), выполненная из лент кабельной бумаги, навитой на жилу;
- кордельно-полистирольная;
- кордельно-трубчатую (полиэтиленовая трубка поверх корделя);
- кордельно-бумажная;
- сплошная пластмассовая – сплошной слой из полиэтилена или поливинилхлорида;
- пористо-бумажная (слой из бумажной массы);
- пористо-полиэтиленовая;
- баллонная из толстостенной пластмассовой трубки (рис. 3.25);

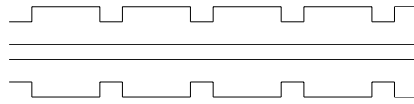


Рис. 3.26

- баллонно-кордельная (рис. 3.27);

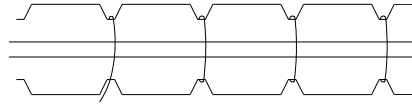


Рис. 3.27

- шайбовая (рис. 3.28);

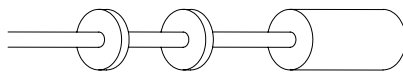


Рис. 3.28

Для кабелей дальней связи наибольшее применение получили кордельно-полистирольная изоляция, высокочастотные кабели с такой изоляцией имеют лучшие электрические характеристики.

### 3.7. Скрутки жил симметричных кабелей в группы

Жилы в кабелях связи скручивают в группы. Это делается с целью защиты от взаимных влияний и от внешнего влияния силовых цепей. Скрутка обеспечивает необходимую гибкость жил.

Существуют следующие способы скрутки:

- парная скрутка – две изолированные жилы скручивают с шагом  $70 \div 300$  мм. Взаимное влияние между парами уменьшается, если скрутки у них будут разными (рис. 3.29);

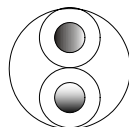


Рис. 3.29

- звездная или четверочная скрутка – 4 изолированные жилы размещают по углам квадрата и скручивают вместе с шагом  $150 \div 300$  мм (рис. 3.30);

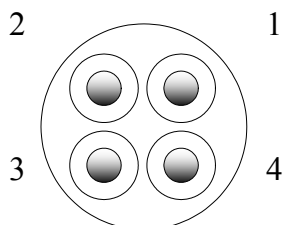


Рис. 3.30

Цепи образуют из противоположных жил 1-3, 2-4. Взаимное влияние между цепями различных четверок снижается при скрутке их с неодинаковым шагом. Расстояние между цепями в четверке больше, чем в паре, поэтому емкость меньше, следовательно, уменьшается затухание цепи, вызванное взаимной связью проводников.

Парная скрутка применяется в кабелях местной связи. Она предпочтительная также для цифровых систем передачи, как более широкополосная (витая пара для локальных и корпоративных сетей ЭВМ).

Звездная скрутка обеспечивает требуемую защищенность от взаимных полей в диапазоне до 252 кГц. Звездная скрутка используется при изготовлении кабелей как многоканальной, так и местной связи.

- Двойная парная скрутка. Две предварительно скрученные пары скручивают вместе и образуют двойную парную скрутку (рис. 3.31).

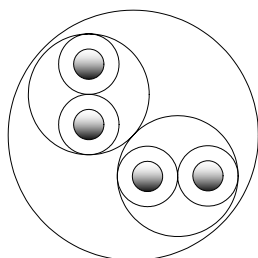


Рис. 3.31

- Двойная звезда. Группируется четыре пары, скрученные с различным шагом (рис. 3.32.)

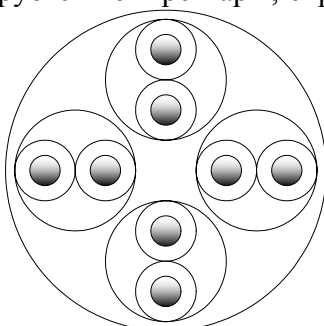


Рис. 3.32

- Скрутка восьмеркой. Восемь изолированных жил располагают вокруг сердечника (рис. 3.33).

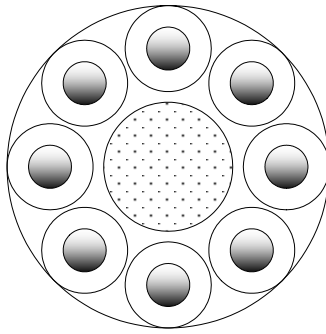


Рис. 3.33

Из них образуют две четверки – одна из нечетных жил, другая – из четных.

Для образования сердечника кабеля группы скручивают в общий сердечник повивной или пучковой скруткой.

В повивной скрутке ВЧ и НЧ кабелей магистральной связи группы располагают концентрическими слоями (повивами) вокруг центрального повива, состоящего из 1÷5 групп. Смежные повивы скручивают в противоположные стороны для уменьшения влияния между группами. Счет начинается от центра, а в каждом последующем повиве на шесть групп больше, чем в предыдущем ( $n+6$ ,  $n$  – число групп в предыдущем). Если в первом повиве будет 1 группа, то во втором их будет 5 и далее по закону  $n+6$ .

Пучковую скрутку используют только в кабелях местной (городской) связи. Группы сначала скручивают в пучки.

Делают два типа пучков:

- элементарные из 10 пар (или 5 четверок);
- главные, содержащие 50 или 100 пар (25 или 50 четверок).

### 3.8. Кабели связи, применяемые на ж/д транспорте

Эта группа кабелей применяется для организации каналов тональной частоты магистральной, дорожной и отделенческой связи и для цепей АТС. Они содержат, как правило, ВЧ и НЧ четверки.

Эти кабели имеют защитные покровы (оболочку и броню), обеспечивающие требуемое экранирующее действие на участках ж/д, электрифицированных по системе переменного тока.

ВЧ четверки предназначены для работы многоканальной (до 60 каналов) аппаратуры, НЧ четверки – для цепей отделенческой связи, цепей АТ; сигнальные пары (жилы) – для линейных цепей автоблокировки.

Например, кабель МКПАБ –  $7 \times 4 \times 1,05 + 5 \times 2 \times 0,7 + 1 \times 0,7$  имеет 4 ВЧ пары и 3 НЧ пары, 5 сигнальных пар, 1 – контрольная жила.

Кабель емкостью 14х4 имеет 5 ВЧ пар, 9 НЧ пар. Контрольная жила в кабеле имеет прерывистую изоляцию и предназначена для контроля за состоянием изоляции.

Все ВЧ четверки имеют различные шаги скрутки, отличающиеся от шагов скрутки НЧ пар. Кабели выпускают строительной длиной 425, 850 м.

Поперечный разрез кабелей приведен на рис. 3.34, где 1 - контрольная жила; 2 - центрирующий кордель; 3 – сигнальная пара; 4 – изолированная жила четверки; 5 – кабельная пряжа; 6 – ленточная броня; 7 – поясная изоляция; 8 – алюминиевая оболочка; 9 – ПЭ шланг (оболочка); 10 – броня из стальных проволок.

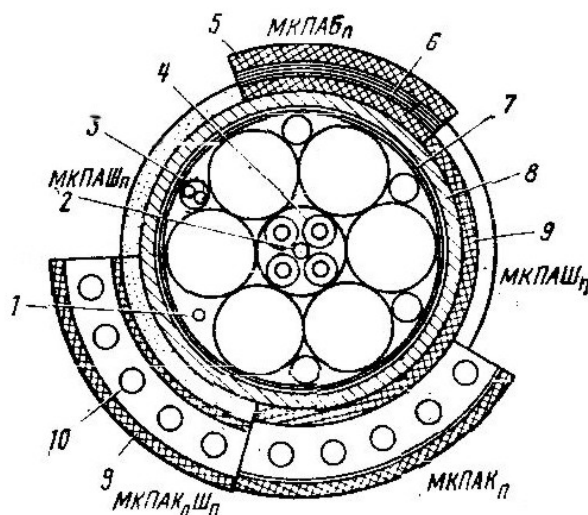


Рис. 3.34

Магистральные ж/д кабели имеют алюминиевую оболочку, но иногда выпускают со свинцовой оболочкой без брони типа МКПГ или распространены МКСБ – кабели со свинцовой оболочкой и броней из стальных лент (они используются при организации двухкабельных линий ж/д связи). В настоящее время необходимы кабели для аппаратуры с 120 и 480 каналами связи.

Кроме симметричных ж/д магистральных кабелей связи промышленность выпускает комбинированный кабель связи типа МККПА с балонной полиэтиленовой изоляцией коаксиальных пар, предназначенный для двух- и однокабельных магистралей связи электрофицированных ж/д дорог.

Комбинированный кабель состоит из коаксиальных пар типа 1,2/4,6 двух ВЧ и трех НЧ четверок с диаметром жил 1,05 мм. 5 сигнальных пар и одной контрольной жилы. Затухание в симметричных цепях данных кабелей выше, чем в МКПА, объясняется это потерями в экранах.



### 3.9. Низкочастотные кабели многоканальной связи

Эти кабели применяют для:

- кабелирования телефонных и телеграфных узлов;
- устройств вводов цепей воздушных линий;
- кабельных вставок в воздушные линии;
- ответвлений от магистральных кабелей;
- соединительных линий между телефонными станциями.

Эти кабели можно прокладывать вдоль ж/д для организации отделенческой связи, автоматики и телемеханики, линейных цепей автоблокировки.

Жилы этих кабелей имеют диаметр 0,8; 0,9; 1,2 мм. Изоляция жил – бумажно-кордельная. Скрутка жил в группы – четверочная. Оболочки изготавливают из свинца, алюминия и полиэтилена.

Кабели с кордельно-бумажной изоляцией со свинцовой оболочкой выпускают марок ТЗГ, ТЗБ, ТЗБГ и ТЗК; в алюминиевой оболочке – марок ТЗАБп, ТЗАШп, ТЗАБпШп. Число четверок в них может быть от 3 до 114 в зависимости от марки, диаметра жил и т.д.

Типичный поперечный разрез показан на рис. 3.35, где 1 – центрирующий полиэтиленовый кордель; 2 – изолированная жила; 3 – поясная изоляция; 4 – алюминиевая оболочка.

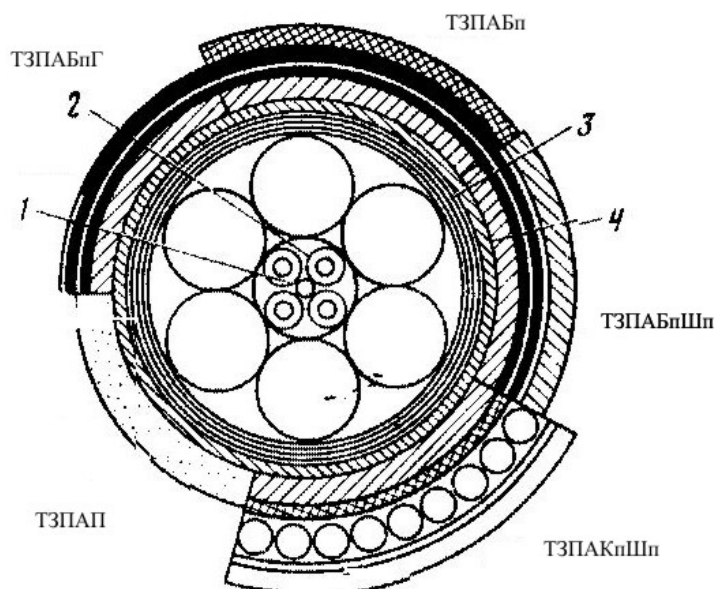


Рис. 3.35

### 3.10. Кабели местной связи

Эта группа применяется для:

- соединения АТС (автоматических телефонных станций) с абонентами;
- соединительных линий (3÷5 км) между телефонными станциями.

С увеличением АТС уменьшается длина линий, поэтому в кабелях можно применять медные жилы диаметром 0,32 мм.

Кабели с пористо-бумажной или трубчато-бумажной изоляцией имеют парную скрутку жил и емкость от 10÷1200 пар.

#### Марки кабелей:

ТБ – со свинцовой оболочкой без брони;

ТБГ и ТБ – с броней из стальных лент;

ТК – с броней из круглых проволок.

Сердечник может иметь повивную или пучковую скрутку. При пучковой скрутке сердечники формируются из элементарных 10-ти парных (5-четверочных) пучков. Сердечники кабелей большой емкости формируются из главных 50 или 100 парных пучков (или 25 и 50 четверочных).

Кабели с полиэтиленовой изоляцией и оболочкой выпускаются под следующими марками:

ТПП – без брони;

ТППт – с грузонесущим тросом;

ТППБ – с броней из стальных лент и различным покровом из кабельной пряжи, пропитанной битумом;

ТППББШп – то же, но с защитным покровом в виде шланга из полиэтилена;

ТППЭп – с металлопластмассовым экраном и полиэтиленовой оболочкой;

ТПВ – с оболочкой из поливинилхлорида;

ТППЗи ТПпПЗ – с гидрофобным наполнителем.

В первую очередь используют кабели местной связи в полиэтиленовой оболочке и только при наличии сильных помех – кабели с металлической оболочкой.

В перспективе предполагается использование ВОЛС на местных линиях.

### 3.11. Коаксиальные кабели

Для организации многоканальной связи, при числе каналов ТЧ более тысячи, и телевидения часто применяют коаксиальные кабели с диаметром внутреннего и внешнего провод-

ников соответственно 2,6 и 9,4 мм, а также комбинированные, состоящие из средних и малогабаритных коаксиальных пар (1,2/4,6), при меньшем числе каналов – кабели с малогабаритными парами.

Кабели среднего типа предназначены для протяженных магистральных линий до 12500 км с числом каналов по двум коаксиальным парам до 10800 (система передачи К-10800), а малогабаритные – для соединительных линий с числом каналов по двум коаксиальным парам до 480 каналов (система ИКМ-480).

Для подводных магистралей применяются кабели с парами типа 5/18, 9,2/34,2 (крупногабаритные).

Конструкция магистральных комбинированных коаксиальных кабелей типа КМ-4 показана на рис. 3.36.

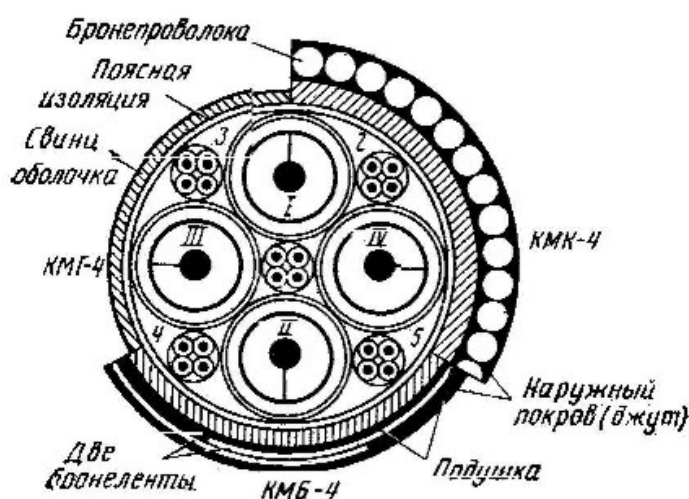


Рис. 3.36

Кабель состоит из 4-х коаксиальных пар 2,6/9,4 и пяти четверок с диаметром жил 0,9 мм.

Симметричные пары в кабеле предназначены для организации служебной связи и цепей телемеханики и телесигнализации.

В кабелях типа КМА-4 применяется алюминиевая оболочка, КМЭ-4 – комбинированная из алюминиевой, толщиной 1 мм, и свинцовой толщиной 1,9 мм.

Эти кабели обладают повышенными экранирующими свойствами и предназначены для прокладки в районах высокой грозовой активности и электрофицированных ж/д.

Существуют и другие типы кабелей.

В коаксиальных парах важным параметром является отношение  $D/d$  – которое, чаще всего, выбирается из условия малого затухания или максимума пробивной способности.

### 3.12. Оптические кабели связи

По назначению ОКС делятся на:

- междугородные,
- городские,
- объектовые,
- подводные.

На ж/д применяют первые три группы. В частности объектовые кабели служат для передачи информации внутри объекта, например, поста электрической и диспетчерской централизации, сортировочной горки, поезда и т.д.

Эти кабели особенно перспективны при создании:

- микропроцессорных систем автоматики и телемеханики;
- внутренних сетей кабельного телевидения;
- различных информационных систем внутри станций;
- абонентской сети ЭВМ.

Внутриобъектовые кабели в сочетании со световодными датчиками можно применять для дистанционных измерений различных физических величин.

Некоторые характеристики оптических кабелей показаны в таблице 2.

Таблица 2

	$\lambda$ , мкм	Затухание дБ/км	L связи, км	d/D, мкм	n, число во- локон
магистральные	1,55	0,2-1	>100	5-10/125	4-8
городские	0.85-13	3-5	10÷100	50/125	4-8
объектовые	0.85	10-20	1÷10	50/125	2-6

Оптический кабель имеет конструкцию аналогичную симметричному кабелю, где вместо изолированных жил размещены оптические волокна. Затухание сигнала в оптических волокнах сильно зависит от механических воздействий. Поэтому необходимо защищать волокна от внешних воздействий, для чего наносят –двухслойные и трехслойные покрытия.

В конструкцию кабеля вводят упрочняющие (силовые) элементы. Для этого используют металлические проводники (сталь, медь, алюминий) и пластмассовые высокопрочные нити.

Существует несколько типов компоновки сердечника кабеля, например:

- профилированный пластмассовый сердечник с пазами (рис. 3.38),

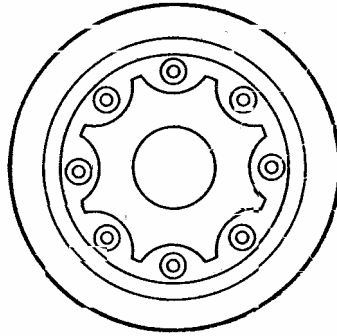


Рис. 3.37

- компоновка ленточного типа (рис. 3.38).

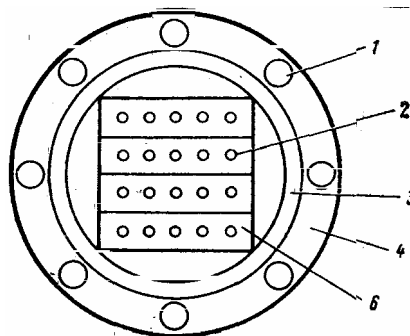


Рис. 3.38

На рис. 3.38 цифрами обозначены следующие элементы:

- 1 – упрочняющий элемент,
- 2 – оптическое волокно,
- 3 – демфирующая оболочка,
- 4 – защитная оболочка кабеля,
- 5 – фигурный пластмассовый сердечник,
- 6 – лента из локальных оптических волокон.

Некоторые конструкции ОКС содержат медные проводники для питания регенерационных пунктов. Оптические кабели также маркируются, например, маркировка ОЗКГ-1-0,7-4/4 означает:

оптический зонный кабель. Г – градиентный тип волокна,

1 – номер разработки,

0,7 – коэффициент затухания,

4 (числитель) – число оптических волокон,

4 (знаменатель) – число медных жил.

Оптические кабели выпускаются как Российскими фирмами, так и зарубежными. Информацию о зарубежных кабелях можно получить, например, из [35]. Из российских кабелей остановимся на ОКМС, выпускаемом фирмой "Трансвок".

### 3.13. Волоконно-оптические кабели связи для ж/д дорог России

ЗАО "Трансвок" Россия на базе финского оборудования выпускает ВОК для ж/д. Все марки кабелей имеют модульную конструкцию со свободной укладкой ОВ в модуле (технология ТСУ)

ОКМС – кабель магистральный, самонесущий для подвески на опорах контактной сети и линий автоблокировки ж/д, на опорах линий эл. передач до 110 кв,  $t=-60^{\circ}+70^{\circ}$  С. Эти кабели выполнены полностью из диэлектрических материалов и имеют внутреннюю и внешнюю оболочку из полиэтилена, защитные покровы выполнены из амидных нитей. В сердечнике кабеля расположены 6 или 8 элементов скрутки (оптических модулей). Внешний и внутренний диаметр модулей составляет соответственно 2,0/1,3 мм, 2,4/1,6 мм и 3,0/1,9 мм. В каждом оптическом модуле располагается от 2 до 12 одномодовых оптических волокон. Таким образом, всего в кабеле может быть уложено до 96 волокон.

Данные кабели имеют следующие характеристики:

Диапазон типовых значений длины волны отсечки (нм) в пределах  $\leq 1270$ ;

Хроматическая дисперсия (пс/нм·км) не более, в диапазоне длин волн (1285-1330) - 3,5, (1525-1575) – 18;

Номинальный наружный диаметр кабеля, мм - от 12,5 до 17,0;

Температура эксплуатации  $^{\circ}\text{C}$  – от  $60^{\circ}$  до  $+70^{\circ}\text{C}$ ;

Температура монтажа,  $^{\circ}\text{C}$  – не ниже  $-10^{\circ}\text{C}$ ;

Строительная длина (км) – не ниже 4,0;

Число оптических волокон в кабеле от 6 до 96;

Число модулей в кабеле 6,8 шт;

Число оптических волокон в модулях 2-4-6-8-10-12;

Тип одномодовых волокон по рекомендации УТИ G 652;

То же по рекомендации УТИ.T G655;

Коэффициент затухания, дБ/км

$$\lambda=1310 \text{ нм} - 0,36$$

$$\lambda=1550 \text{ нм} - 0,22.$$

Поперечный разрез кабеля показан на рис. 3.39.

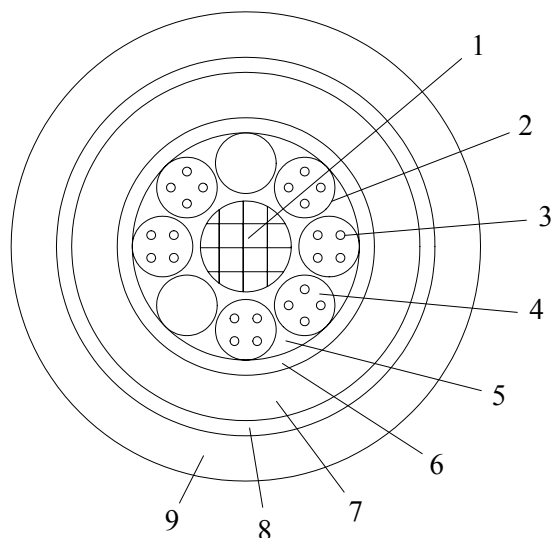


Рис. 3.39

- 1- центральный силовой элемент (стеклопластик);
- 2- оптический модуль;
- 3- стандартное оптическое одномодовое окрашенное волокно;
- 4- внутримодульный гидрофобный наполнитель;
- 5- межмодульный гидрофобный наполнитель;
- 6- бондажная лента и нити;
- 7- внутренняя оболочка (полиэтилен, ПЛ-12);
- 8- упрочняющие нити (арамид);
- 9- внешняя оболочка (полиэтилен).

Подробнее о конструкции оптических кабелей и их маркировке можно прочитать в пун.33.

### 3.14. Сигнально-блокировочные кабели

Эти кабели предназначены для передачи электрической энергии необходимой для питания:

- электродвигателей стрелочных приводов;
- ламп светофоров;
- рельсовых цепей;
- релейных схем и других устройств автоматики и телемеханики.

Эти кабели предназначены для электрических цепей с номинальным напряжением 380 в переменного или 700 в постоянного. Токоведущие жилы – медные диаметром 1 мм и

0,9 мм. Изоляция жил – сплошная полиэтиленовая  $0,45\pm 0,9$  мм. Изолированные жилы кабелей скручивают в сердечник или сначала в пары, а затем в сердечник концентрическими повивами.

Изготавливают большое число вариантов сигнально-блокировочных кабелей, различающихся материалом оболочки (поливинилхлоридная, полиэтиленовая, алюминиевая, свинцовая, без брони и с броней из стальных лент).

Кабели выпускают с числом пар от 3 до 30 (3, 4, 7, 10, 12, 14, 19, 24, 27, 30) и числом жил от 3 до 61 (3, 4, 5, 7, 9, 12, 16, 19, 21, 24, 27, 30, 33, 37, 42, 48, 61). Сигнально-блокировочные (СБ). Кабели (кабели с пластмассовыми оболочками) маркируются следующим образом:

СБВГ – с поливинилхлоридной оболочкой, небронированные;

СБВБГ – с броней из двух стальных лент;

СБВББ – то же с наружным покровом;

СБПБГ – с полиэтиленовой оболочкой и бронепокровом из двух стальных лент;

СБПББ – с наружным покровом;

СБПу – с утолщенной полиэтиленовой оболочкой;

СББбШв – с бронепокровом из двух стальных лент и поливинилхлоридным защитным шлангом;

СББбШп – с полиэтиленовым защитным шлангом;

Применяют следующие марки кабелей с алюминиевой оболочкой:

СБПАШп – с защитным полиэтиленовым шлангом;

СБПАБпШп – с бронепокровом из двух стальных лент и защитным полиэтиленовым шлангом;

СБПАБпГ – бронированный двумя стальными лентами с противокоррозийной защитой;

Применяют следующие марки кабелей со свинцовыми оболочками:

СБПСБГ – бронированный двумя стальными лентами с противокоррозийной защитой;

СБПСШв – в свинцовой оболочке с защитным пластмассовым шлангом и т.д.

### 3.15. Кабели для сигнализации и блокировки с гидрофобным заполнением [27]

Гидрофобное заполнение предохраняет кабель от проникновения влаги. Впервые был освоен выпуск следующих кабелей с гидрофобным заполнением: СПЗПБГ, СБЗБ, СБЗБШГ, СБЗПУ. Наличие гидрофобного заполнения отражено буквой "З". К гидрофобному заполнению предъявляются следующие основные требования:

1. Нетоксичность.



2. Безопасность для кожного покрова человека.
3. Диэлектрическая проницаемость не более 2,3 при  $t^{\circ} = 20^{\circ} \text{C}$ .
4. Удельное объемное сопротивление не менее  $10^{16}$  Ом·см.

5. Гидрофобное заполнение должно быть совместимо с полиэтиленовой изоляцией (сохранение физико-химических, механических свойств при взаимном проникновении). С 30 декабря 1999 г. МПС запретило применение сигнально-блокировочных кабелей без гидрофобного заполнения на сетях ж/д при проектировании, новом строительстве, реконструкции и ремонте. Разработан ГОСТ на СБ-кабели, ГОСТ 51312-99. Согласно этому ГОСТу кабели можно условно разделить на три группы:

1. Кабели с оболочкой и шлангом из поливинилхлоридного пластиката (ПВХ), не распространяющие горение при одиночной прокладке:
  - СБВГ – кабель с ПВХ оболочкой, без брони;
  - СБВБГ – с броней из двух стальных лент;
  - СБПБ<sub>6</sub>Ш<sub>в</sub>, СБЗПБ<sub>6</sub>Ш<sub>в</sub> – кабели с защитной полиэтиленовым шлангом.
2. Кабели с оболочкой и (или) шлангом из ПВХ пластиката пониженной горючести не распространяющие горение при прокладке в пучках в утолщенной оболочке:
  - СБВГ<sub>нг</sub>, СБВБГ<sub>нг</sub>, СБВБ<sub>6</sub>Ш<sub>внг</sub>.
3. Кабели с ПЭ оболочкой и с броней из двух стальных лент: СБПБГ, СПЗПБГ, СБПБ, СБПЗПБ, СБПП<sub>6</sub>Ш<sub>п</sub>, СБПЗБ<sub>6</sub>Ш<sub>п</sub>.

Кабели с гидрофобным заполнением изготавливают с числом пар 1, 3, 4, 7, 10, 14, 19, 24, 27, 30 и числом жил 3, 4, 5, 12, 16, 30, 33, 40, 42. Токоведущие жилы имеют диаметр 0,8; 0,9 или 1,0 мм из мягкой меди. Токоведущие жилы скручиваются.

Кабели при температуре 20°C имеют следующие электрические параметры:

электрическое сопротивление токоведущих жил

$\varnothing 1,0 \text{ мм} \leq 23,3 \text{ Ом/км},$

$\varnothing 0,9 \text{ мм} \leq 28,8 \text{ Ом/км},$

$\varnothing 0,8 \text{ мм} \leq 36,6 \text{ Ом/км},$

Электрическое сопротивление изоляции:

без гидрофобного заполнения  $\geq 5000 \text{ МОм} \cdot \text{км},$

с гидрофобным заполнением  $\geq 4000 \text{ МОм} \cdot \text{км}.$

Рабочая емкость при  $f=0,8 \div 1,0 \text{ кГц}$  пар кабелей

при парной скрутке  $\leq 100 \text{ Нф/км},$

с одиночными жилами  $\leq 150 \text{ Нф/км}.$

Коэффициент затухания пар кабеля при парной скрутке с диаметром жил

$1,0 \text{ мм} \leq 0,94 \text{ дБ/км},$

$0,9 \text{ мм} \leq 1,04 \text{ дБ/км},$

0,8 мм ≤ 1,18 дБ/км.

Переходное затухание на ближнем конце при  $f=0,8$  кГц между любыми парами парной скрутки на длине 300 м не менее 67 дБ.

### 3.16. Силовые и контрольные кабели

Силовые кабели предназначены для передачи и распределения электрической энергии с высокими показателями по напряжению и току. Поэтому кабельные жилы имеют большую площадь поперечного сечения. Изготавливаются они из меди или алюминия. Жилы изолируются многослойной изоляцией.

Силовые кабели изготавливают на напряжение до 1, 3, 6, 20 и 35 кВ, с числом жил 1-4, площадью поперечного сечения до 240 мм<sup>2</sup>.

Силовые кабели выпускают с бумажной изоляцией, пропитанной маслоканифольным составом, а также с резиновой, поливинилхлоридной и полиэтиленовой изоляцией.

В кабелях на напряжение 6-10 кВ поверх поясной изоляции накладывают экран из электропроводящей бумаги.

У кабелей на напряжение 20-35 кВ накладывается также экран на изоляцию жил для выравнивания потенциалов.

Силовые кабели, применяемые на ж/д, маркируются в зависимости от условий прокладки:

- с низкой коррозионной активностью – ААШвУ, ААШгУ и т.д;
- со средней коррозионной активностью – ААШвУ, АСБУ и т.д;
- с высокой коррозионной активностью – ААБглУ, ААШвУ и т.д;

Для прокладки в служебно-технических зданиях при монтаже цепей электропитания применяют следующие марки кабелей:

ВРГ – с медными жилами, резиновой изоляцией и поливинилхлоридной оболочкой;

НРГ – с медными жилами, резиновой изоляцией, резиновой оболочкой;

СРГ – с медными жилами, резиновой изоляцией и свинцовой оболочкой.

Контрольные кабели предназначены для устройств линий телеуправления и контроля, изготавливаются с резиновой, полиэтиленовой или поливинилхлоридной изоляцией, с оболочками из поливинилхлоридного пластиката и негорючей резины с числом жил 4÷52, при номинальной площади поперечного сечения жилы 0,75; 1; 1,5 мм<sup>2</sup>; 4, 5, 7, 10, 14, 19, 27, 37 при номинальном сечении жилы 2,5 мм<sup>2</sup>; 4, 7, 10 при номинальной площади поперечного сечения жилы 4 и 6 мм<sup>2</sup>.

Для устройств объектов АТС при монтаже применяют следующие марки контрольных кабелей:

КВВБ, КНРБ, КПсВБ, КРВБГ, КПсПБШв, КПсБШв. При прокладке в земле в условиях агрессивной среды и в местах подверженных воздействию блуждающих токов;

КРВГ, КПВБГ, КРНГ, КПВТ и т.д. В случае прокладки внутри помещений в нейтральной среде;

КПсПБШв, КПсББШв – при прокладке в пожароопасных помещениях тоннелях и каналах.

Подробнее о типах кабелей и их технических характеристиках изложено в [13, 14].

Кабельные линии, магистрали и сети

4.1. Виды кабельных линий

Кабельные линии обладают большой, по сравнению с воздушными линиями эксплуатационной способностью, так как они меньше подвержены влиянию среды, обладают большей помехозащищенностью.

Они экономичнее воздушных по затратам.

Они незаменимы в условиях городской застройки и в пределах полотна ж/д.

На ж/д транспорте широко распространены и используются:

- совмещенные магистральные линии ж/д связи, автоматики и телемеханики;
- сети местной связи;
- линии автоматики и телемеханики (АТ) на перегонах;
- сети (АТ) на станциях.

Совмещенные магистральные линии предназначены для организации всех видов магистральной, дорожной и отделенческой связи, а также цепей автоматики и телемеханики, т.е. в отличие от магистральных линий Министерства связи, по линиям ж/д организуется оперативно-технологическая связь. Отсюда наличие в линиях НЧ цепей, ВЧ цепей многочисленных отводов и т.д.

Примерная схема организации связи и цепей АТ на перегоне показана на рис. 4.1.

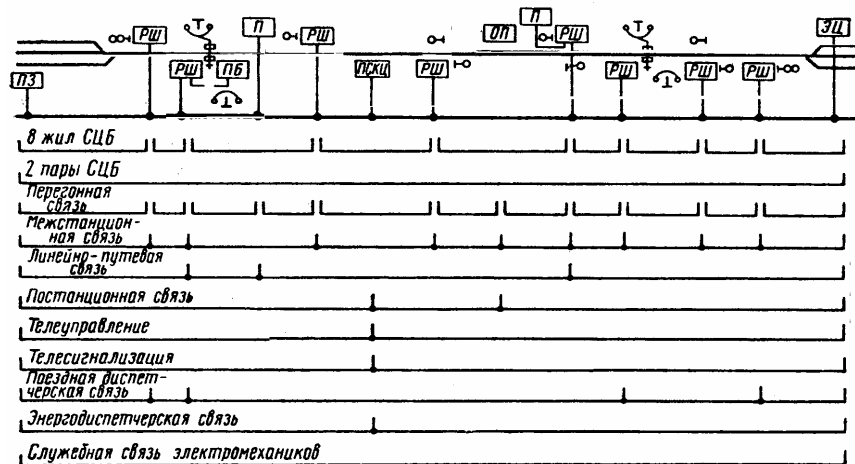


Рис. 4.1

Объекты связи:

П – жилые или служебные здания, службы пути,

ПБ – будка дежурного,

ПЗ – пассажирское здание,

РШ – релейный шкаф,

ПСКЦ – пост секционирования контактной цепи.

Сети местной связи (станционной) предусмотрены для организации абонентской, стрелочной и др. видов связи в пределах станции.

Кабельные линии АТ прокладывают на перегонах для размещения линейных цепей автоблокировки, а также в виде исключения для организации межстанционной и перегонной связи.

Кабельные сети АТ на станциях предназначены для обеспечения функционирования устройств системы электрической централизации (ЭЦ).

Кабельные линии и сети представляют из себя комплекс конструкций и устройств. К ним относятся:

- кабели;
- кабельная арматура;
- кабельные сооружения и оборудование для поддержания кабельных линий в исправном состоянии.

Кабели выбирают исходя из назначения линии, условий прокладки. Кабельная арматура – это кабельные муфты (оконечные, соединительные, разветвленные, газонепроницаемые и др.).

- кабельные ящики, боксы, распределительные коробки, шкафы магистральной связи (ШМС) и т.д.

К кабельным сооружениям относятся устройства для размещения кабелей и монтируемой на них кабельной арматуры, а также кабельная канализация, коллекторы, тоннели, коробка, эстакады и шахты для прокладки. Подземные и надземные сооружения (НУП и НРП): устройства защиты от коррозии и электромагнитных влияний.

Сюда же входит оборудование для содержания кабельной линии под избыточным (постоянным) воздушным давлением, которое предназначено для организации контроля за исправным состоянием кабельных линий и сетей связи и повышения их надежности.

## 4.2. Кабельные магистрали связи

Эти магистрали связи на ж/д транспорте служат для организации всех видов магистральной, дорожной и отделенческой связи и некоторых цепей АТ. Они входят в единую ЕАСС.

На ж/д транспорте сооружают одно- двух- и трехкабельные магистрали связи, в которых направления связи либо объединены, либо разделены по разным кабелям. Выбор системы определяется разными факторами:

- а) емкостью, (количество каналов);
- б) требованием по электромагнитной совместимости;
- в) применяемой аппаратурой.

При проектировании многокабельной связи на ж/д. транспорте можно предусматривать однотипные и разнотипные кабели: симметричные ВЧ (МКБА, МКСБ) и НЧ (ТЗПА), коаксиальные (МКТ-4), комбинированные (МККПА) [1, 2].

Есть общее правило: если направления грузонапряженные, то система организации связи не менее, чем двухкабельные. Если второстепенное направление, то используют однокабельные системы.

Например, двухкабельная система организации связи с использованием кабелей типа МКСБ 7x4x1,2 с применением аппаратуры уплотнения К-60п позволяет организовать не менее 16 каналов НЧ и не менее 360 каналов ТЧ (телефонных каналов).

Следует отметить, что совместное использование цифровых систем (ИКМ) и сигнальных систем в одних кабелях требует решения вопросов ЭМС.

Перспективной двухкабельной магистралью является вариант с применением волоконно-оптического кабеля и симметричного кабеля.

Трехкабельные линии применяются, но они дорогостоящие.

Ответвления от кабелей магистрали выполняют при помощи тройниковых муфт с установкой на ответвлениях газонепроницаемых муфт.

ОУП – обслуживаемые усилительные пункты размещают на крупных и узловых станциях, где есть стабильное питание.

НУПы (комбинированные усилительные пункты) размещают в постах ЭЦ, иногда строят специальные помещения, состоящие из надземной и подземной частей. Надземная часть – это металлическая будка, размером 1800x1800x2400 см. Подземная часть представляет из себя одностенные цистерны или контейнеры.

### 4.3. Кабельные сети связи на станциях

Кабельные сети связи ж/д станций и узлов предназначены для организации местной, станционной распределительной телефонной, двухсторонней парковой связи, громкоговорящего оповещения и др.

Местная телефонная кабельная сеть станций и узлов состоит из кабелей, соединяющих местную телефонную станцию с телефонами абонентов данной станции или узла.

К местной телефонной сети относят обособленные телефонные кабельные сети для стрелочной связи, связи грузового диспетчера и т.п.

Кабельные сети могут быть построены либо по бесшкафной системе (до 300-410 абонентов) с распределительными коробками (рис. 4.2)

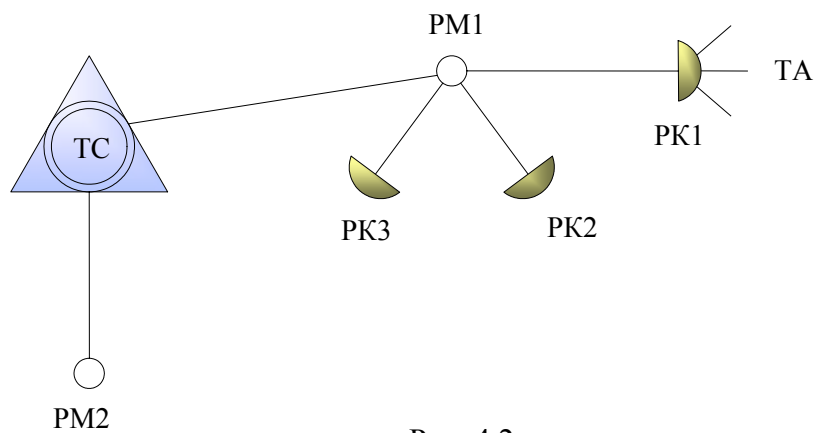


Рис. 4.2

PM – распределительные муфты,

PK – распределительные коробки,

или по шкафной системе (рис. 4.3).

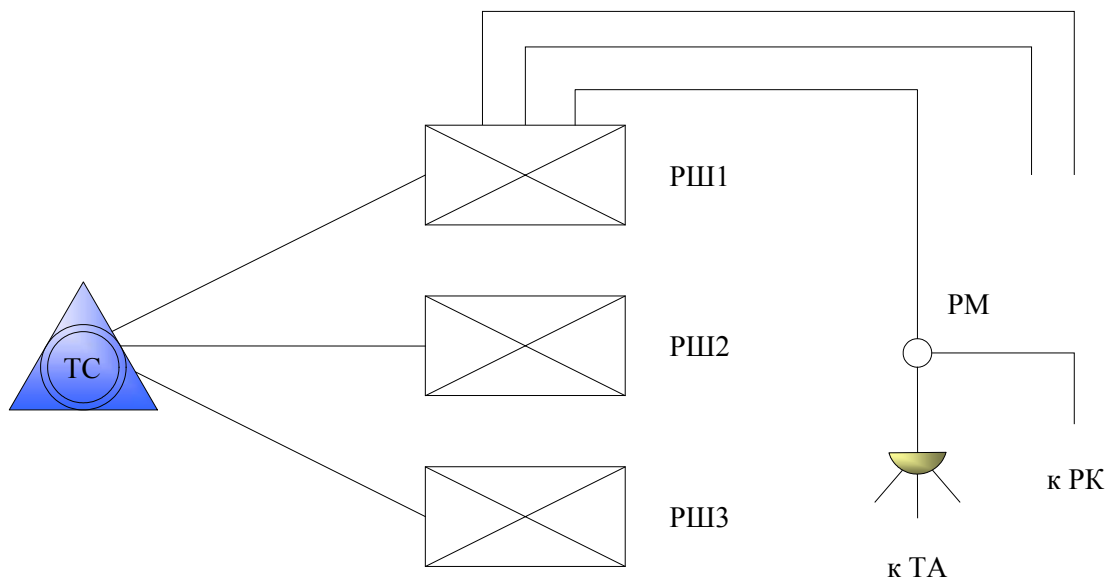


Рис. 4.3

Кабели от ТС до РШ называют магистральными.

Кабели от распределительных коробок до ТА называют абонентскими.

При отсутствии внешнего влияния в качестве кабелей магистральных и абонентских рекомендуется использовать ТПП (телефонный с полиэтиленовой изоляцией жил в полиэтиленовой оболочке), прокладываемому по телефонной канализации, в шахтах, по стенам зданий или подвешивая на опорах.

Для непосредственной прокладки в земле и при пересечении неглубоких болот, несудоходных рек применяют кабели ТППБ (бронированный стальными лентами с наружным покрытием из кабельной пряжи).

Кабели местной и станционной распределительной телефонной сети, а также кабели громкоговорящего оповещения можно прокладывать в общих траншеях вместе с кабелями автоматики и телемеханики в междупутье вдоль ж/д. От оконечных устройств распределительной сети до розеток абонентских ТА прокладывают однопарные телефонные распределительные кабели (провода) марок ТРП, ТРВ, АТРП и АТРВ.

ТРП – телефонный распределительный с полиэтиленовой изоляцией жил. Диаметр жил 0,4 и 0,5 мм. Кабели типа АТРП и АТРВ – включают алюминиевые жилы, диаметром 0,7 мм.

#### 4.4. Кабельные сети напольных устройств автоматики и телемеханики на станциях

Кабельные сети станционных напольных устройств А и Т предназначены для передачи управляющих и контрольных сигналов в системах электрической централизации стрелок и сигналов горочной автоматической и диспетчерской централизации, переездной сигнализации и подводки электропитания к элементам этих систем – стрелочным электроприводам, светофорам, рельсовым цепям.

Кабельная сеть горловины малой станции состоит из 4-х самостоятельных сетей (рис. 4.4):

- стрелочных переводов – "а",



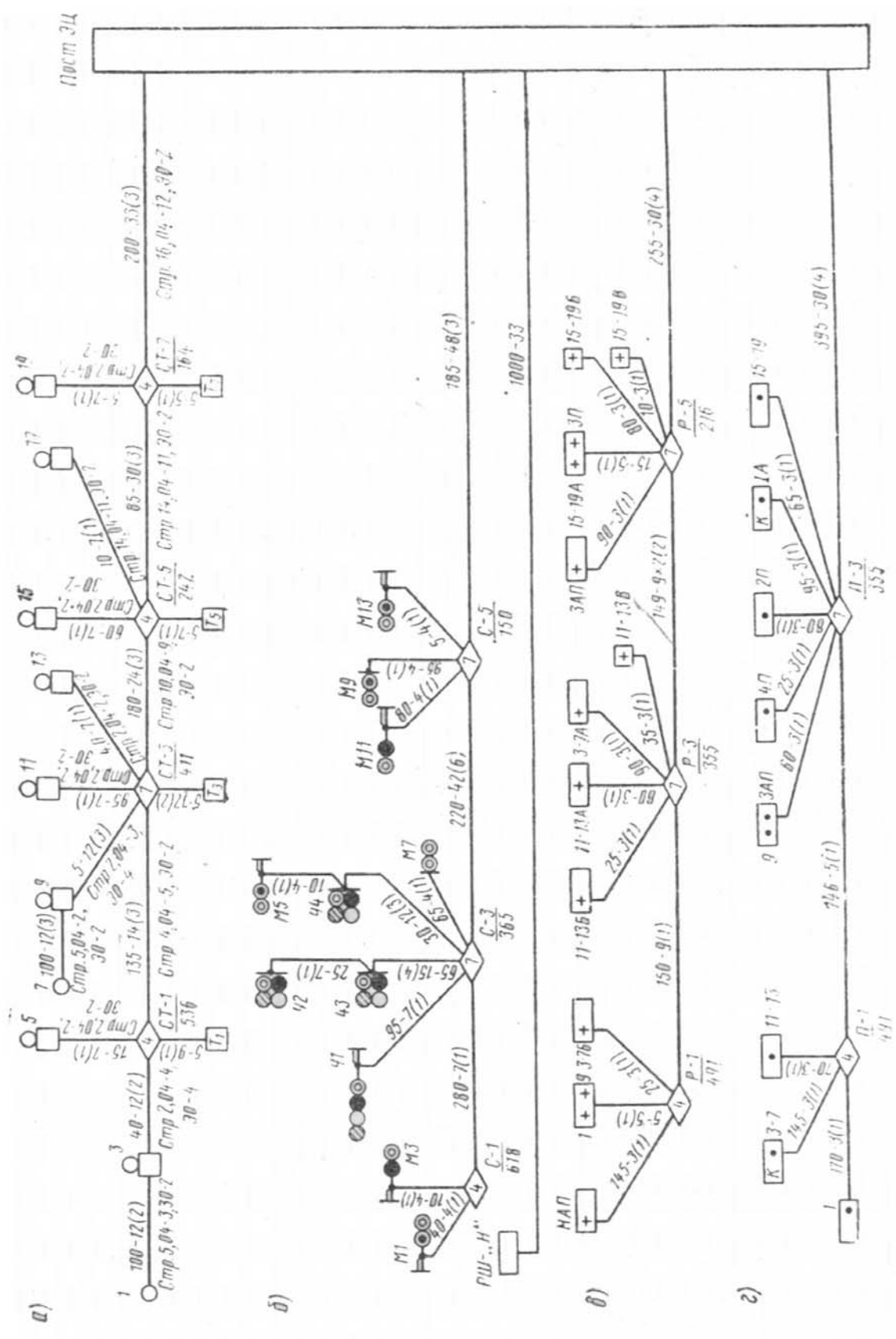


Рис. 4.4

- светофоров – "б",
- релейных трансформаторов рельсовых цепей – "в",
- питающих трансформаторов рельсовых цепей – "г".

На участках от ЭЦ до разветлительных муфт прокладывается общий кабель, только после муфт производится прокладка индивидуальными кабелями.

Нельзя объединять цепи питающих и релейных концов рельсовых цепей, так как при повреждении кабеля с сообщением жил возможно ложное срабатывание сигнала о свободе пути.

В станционных сетях используют сигнально-блокировочные кабели с пластмассовой или металлической оболочкой.

Для уменьшения взаимных влияний между цепями следует применять сигнально-блокировочные кабели с парной скруткой.

#### 4.5. Кабельные линии централизованной автоблокировки на перегонах

При централизованной системе автоблокировки (ЦАБ) на перегонах отсутствуют светофары, движение поездов регулируется показаниями локомотивных светофоров АЛС.

Рельсовые цепи в этой системе не разделены изолирующими стыками, а вся аппаратура размещена на ограничивающих перегоны станциях. Около пути на границах блокучастков в путевых трансформаторных ящиках размещают только путевые трансформаторы и устройства защиты рельсовых цепей.

На перегонах прокладывают два сигнально-блокировочных кабеля, связывающих путевые трансформаторы с аппаратурой, расположенной на станциях, поскольку не рекомендуется размещать в одном кабеле цепи релейных и питающих концов рельсовых цепей.

Наибольшая длина кабеля при электротяге – 10 км, при автономной – 15 км. Если протяженность перегона не превышает этих значений, то аппаратуру можно сосредоточить на одной станции.

В кабелях централизованной автоблокировки целесообразно размещать цепи перегонной (ПГС) и межстанционной (МЖС) связи с установкой на перегонах у границ блокучастков телефонных аппаратов на колонках в закрывающихся ящиках.

Схема кабельной сети перегона с размещением аппаратуры на одной станции показана на рис. 4.5.

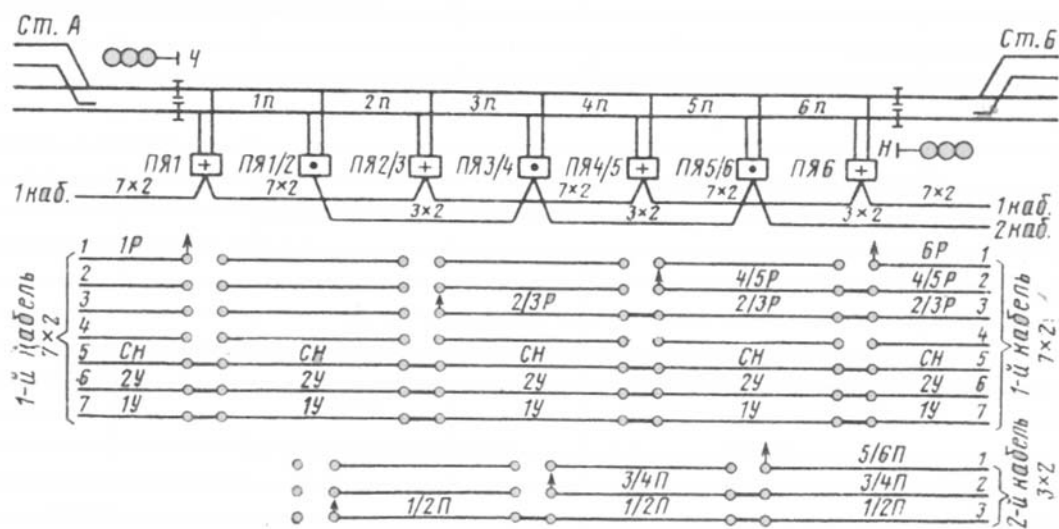


Рис. 4.5

В первом кабеле запитаны цепи релейных концов рельсовых цепей, пары увязки соседних станций 1У, 2У и пары СН смены направления движения (если участок однопутный). Второй кабель содержит пары питающих концов рельсовых цепей.

Рельсовые цепи системы ЦАБ питаются токами тональной частоты 425 и 475 Гц; для АЛС используются частоты 75-325 Гц и выше. Поэтому взаимные влияния между различными цепями в кабелях системы ЦАБ приобретают более важное значение по сравнению с распространенными рельсовыми цепями с частотами 25, 50 и 75 Гц. Для линий системы ЦАБ следует применять сигнальные кабели только с парной скруткой. На участках с эл. тягой применяют кабели с алюминиевой оболочкой, а при автономной тяге с пластмассовой.

### **Контрольные вопросы к главе №3 и №4:**

1. На какие классы и типы делятся воздушные линии?
2. Что входит в понятие элемента воздушных линий?
3. Какое назначение, какие требования и как устроены высоковольтно-сигнальные линии автоблокировки?, как они квалифицируются по назначению, области применения.
4. Какую общую конструкцию имеют кабельные линии, как они квалифицируются по назначению, области применения.
5. Какие кабели связи применяются на ж/д транспорте?
6. Как устроены оптические кабели связи, на какие группы по назначению они делятся?
7. Как устроены и каково назначение сигнально-блокировочных кабелей?
8. Как устроены, каково назначение силовых и контрольных кабелей?
9. Для чего делятся скрутка кабельных пар, и какие бывают типы скруток?

## 5.1. Электрическое и магнитное влияние

Воздушные и кабельные линии АТС прокладывают в непосредственной близости от тяговых сетей, высоковольтных линий автоблокировки и линий продольного электроснабжения, также возможно присутствие высоковольтных линий электропередач других ведомств.

Влияние высоковольтных цепей на цепи АТС принято называть внешними.

Влияние между соседними цепями одной линии воздушной или кабельной, называют взаимными.

В цепях могут индуцироваться опасные и мешающие напряжения и токи. Поэтому остро стоит вопрос об электромагнитной совместимости цепей и систем передачи информации.

Вводится предельно допустимые значения наведенных напряжений и токов (ПДЗ). При оценке влияния по частоте и напряжению вводится понятие сближения, под которым понимается такое взаимное расположение линий, когда линии АТС находятся в зоне заметного влияния высоковольтных линий. Влияния условно разделяют на электрические и магнитные.

Пусть имеем два провода (рис. 5.1)

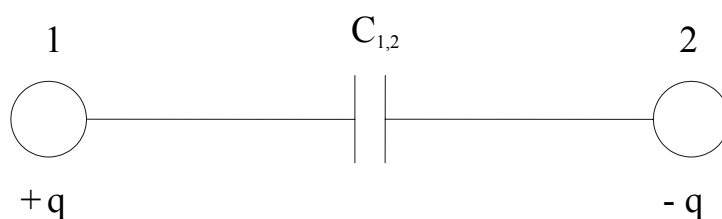


Рис. 5.1

Если на первом заряд  $+q$ , то на втором  $-q$ . Таким образом, между ними будет электрическое влияние или это влияние эквивалентно наличию емкостной связи, т.е. между проводами как бы включен конденсатор  $C_{1,2}$ . Если провод 2 заземлить, то по нему будет протекать ток, это и есть электрическое влияние.

Рассмотрим два провода, в одном из которых протекает переменный ток  $J$  (рис. 5.2)

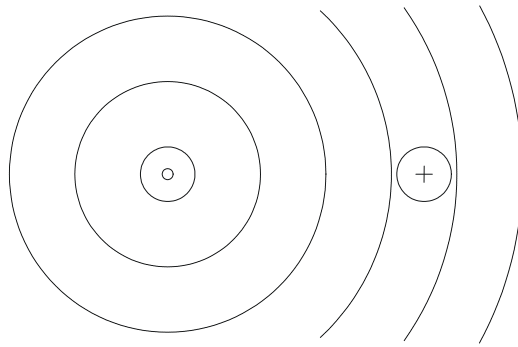


Рис. 5.2

Если в проводе протекает ток, то в пространстве возбуждается магнитное поле, которое будет пересекать второй проводник, в котором возникает продольная ЭДС. Если провод заземлить, то в нем будет протекать ток. Это влияние носит название, влияние вследствие магнитной индукции или магнитное влияние.

Электрическое и магнитное влияние между двумя однопроводными линиями можно представить в следующей эквивалентной форме (рис. 5.3 (а,б))

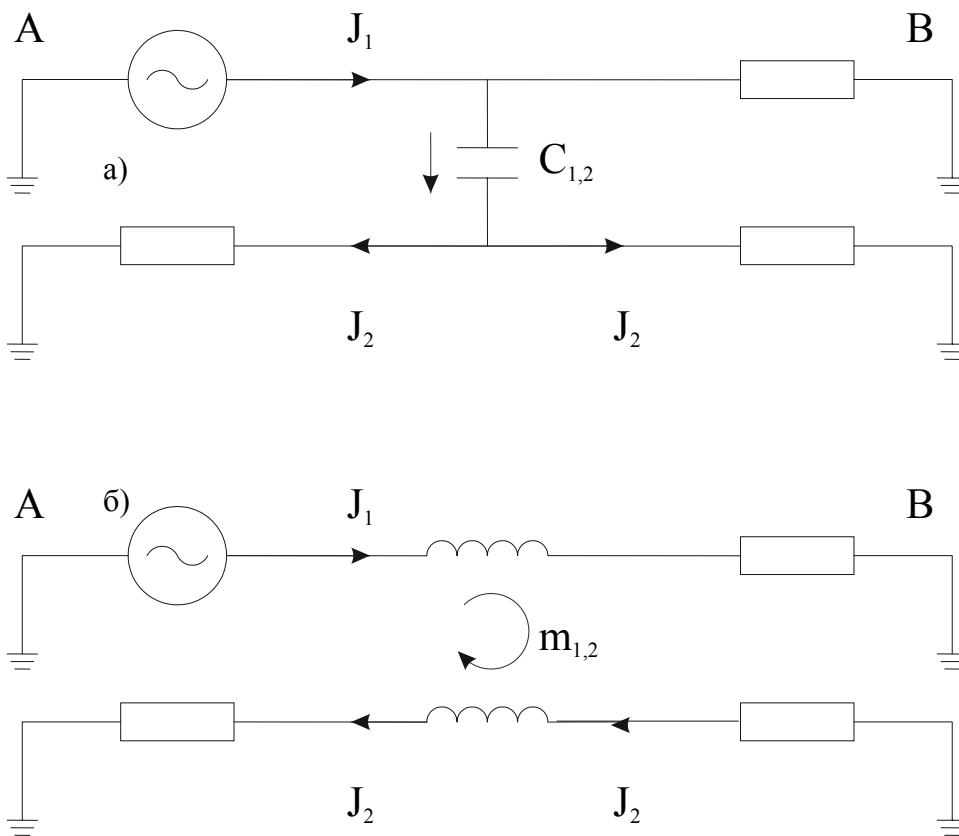


Рис. 5.3

Отсюда видно, что при одновременном электрическом и магнитном влиянии, наведенный ток на ближнем конце А, представляет из себя сумму токов электрического и магнитного влияния, на дальнем В – разницу.

Деление на электрическое и магнитное влияние определяется тем, что в некоторых случаях одна из составляющих может преобладать над другой.

Следует отметить, что внешнее и взаимное влияние в линиях существует всегда в силу объективных свойств электромагнитных процессов: излучения и распространения электромагнитных полей. Поэтому всегда приходится проводить мероприятия по уменьшению опасных и мешающих влияний.

Опасные индуцированные напряжения в цепях АТС могут вызвать поражение обслуживающего персонала, вызвать неисправность аппаратуры, пожар и т.д. Мешающее влияние вызывает помехи, искажения сигналов.

## 5.2. Влияющие цепи

При анализе внешнего и взаимного электромагнитного влияния линии делят на влияющие и на цепи подверженные влиянию

Влияющие цепи – это, прежде всего, высоковольтные линии (ВЛ) электропередач; линии продольного эл. снабжения, высоковольтные цепи СЦБ, тяговые сети эл. ж.д. и соседние цепи АТС.

Высоковольтные линии эл. передач (ВЛ) имеют напряжение от 35 до 750 кв трехфазного тока, частотой 50 Гц или 800-1500 кв постоянного. Цепи распределительных ВЛ электропередач имеют напряжение 6 или 10 кв. ВЛ могут быть воздушными и кабельными, чаще всего воздушными.

Провода на ВЛ подвешиваются, чаще всего, так как показано на рис. 5.4.

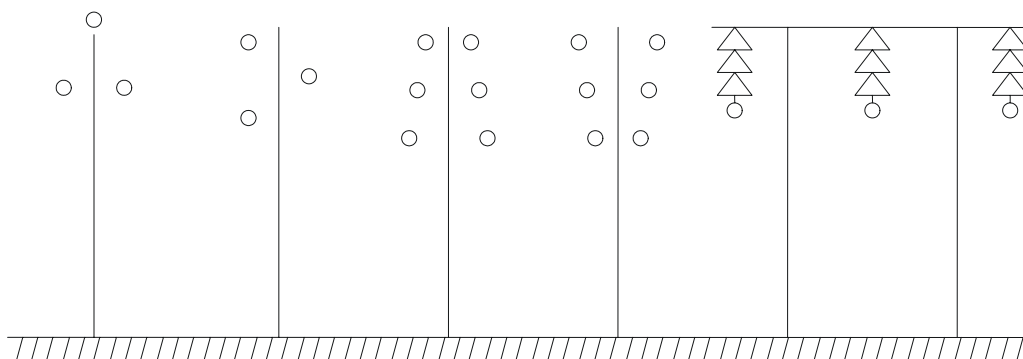


Рис. 5.4

Влияющие цепи могут быть симметричные и несимметричные. Симметричные – это двухпроводные однофазные и трехпроводные трехфазные. Несимметричные все цепи, использующие землю в качестве провода.

При нормальных условиях работы симметричные цепи могут оказывать мешающее влияние, а несимметричные опасное и мешающее. Это легко увидеть, если проанализировать поля в пространстве от двух проводов с равными и неравными по амплитуде токами (рис. 5.5).

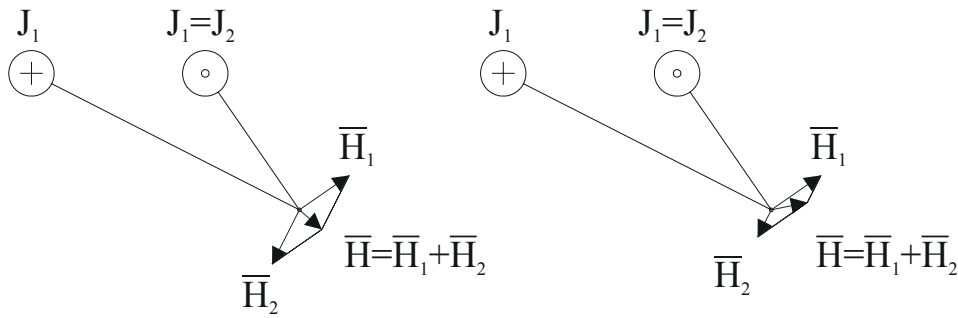


Рис. 5.5

Если  $J_1=J_2$  (симметричная цепь), то  $\bar{H}_{\Sigma_1} < \bar{H}_1 u \bar{H}_2$ , если  $J_1 \neq J_2$ , то  $\bar{H}_{\Sigma_2} > \bar{H}_{\Sigma_1}$ .

Поле симметричных цепей, как бы компенсируется в пространстве. В случае несимметричных цепей такого нет. Практически идеально симметричных цепей не бывает.

Продольная асимметрия – неодинаковость электрических параметров проводов. Каждая реальная цепь может быть представлена как наложение симметричной с напряжением  $U_1$  и током  $J_1$  и несимметричной частью с напряжением  $U_0$  и током  $J_0$ .  $U_0$  и  $J_0$  – называют напряжением и током нулевой последовательности, т.е  $U=U_0+U_1$ ,  $J=J_0+J_1$ .

На симметричность цепей влияет не только продольная асимметрия, но и поперечная несимметричность относительно земли, генератора, неравномерная загрузка фаз в трехфазных сетях и т.д.

Необходимо учитывать не только нормальный, но и аварийный режим работы, линии.

Во всех ВЛ кроме основной гармоники всегда присутствуют дополнительные гармоники тока. Эти гармоники могут индуцировать мешающее напряжение в линиях АТС.

Рассмотрим коротко конкретные типы влияющих цепей и их свойства.

Трехфазные цепи с заземленной нейтралью. Цепи ВЛ обычно подсоединяются к линейным трансформаторам. Если обмотки трансформатора соединены в звезду и нейтральные точки заземлены, то имеем трехфазную цепь с заземленной нейтралью (рис. 5.6).

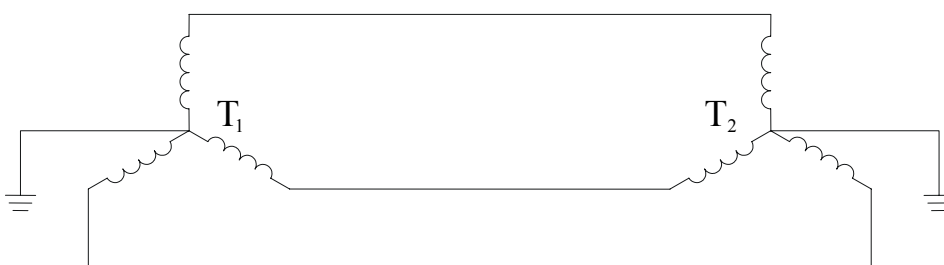


Рис. 5.6



Трехфазные цепи с заземленной нейтралью это линии с напряжением 35 кВ и выше, с частотой тока 50 Гц. Они частично симметричны и могут оказывать мешающее влияние, как фазными напряжениями, так и токами нулевой последовательности. В аварийном режиме при замыкании фазы на землю возникает ток, который может оказывать опасные магнитные влияния. Через 0,15 – 0,6 с срабатывает автоматическая защита и линия выключается.

Трехфазные цепи с изолированной нейтралью (рис. 5.7). Это в основном распределительные цепи с напряжением 6-10 кВ, в том числе и высоковольтные цепи автоблокировки и продольного электроснабжения.

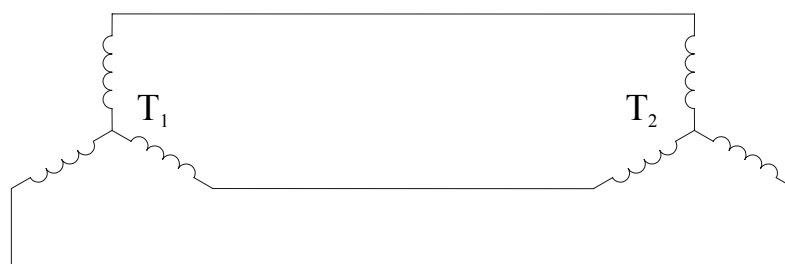


Рис. 5.7

При заземлении одной фазы резко возрастет напряжение относительно земли на двух других. Аварийный режим может продолжаться долгое время, так как электроснабжение не прекращается. В это время ВЛ могут оказывать мешающее электрическое влияние, вызванное не только напряжением нулевой последовательности, но и током нулевой последовательности, а также фазными напряжениями.

Трехфазные цепи ВЛ "два провода – земля". Это несимметричные цепи и поэтому даже в нормальном режиме могут оказывать опасные и мешающие электрические и магнитные влияния.

Тяговые сети эл. ж.д. переменного тока. В тяговую сеть подается напряжение 27 кВ и частотой 50 Гц. Электровозы обычно оборудуют понижающими трансформаторами, выпрямителями и двигателями постоянного тока. Эти устройства ухудшают форму кривой тока в тяговой сети, что увеличивает мешающее влияние на высших гармониках.

Рельсы оказывают экранирующее действие мешающему току текущему по земле. Это действие обозначают, как  $\rho < 1$ . Несмотря на это тяговые сети переменного тока оказывают большое влияние на линии АТС даже при нормальном режиме. При авариях или ремонте одна из тяговых подстанций может быть отключена, тогда не будет встречного тока и тяговая сеть оказывает опасное и мешающее влияние. Опасны также токи КЗ (0,6 сек). Меньшее влияние оказывает тяговая сеть двухпутных участков, построенная по схеме "два провода – рельс" – несимметричная, называемая "2х25" или "2х25" с автотрансформатором.

Тяговые цепи эл. ж/д. постоянного тока. В составе постоянного тока напряжением 3300 в присутствует пульсирующее напряжение, возникающее в результате выпрямления (шестифазного). Напряжение содержит частоты 50, 300, 600, 900, 1200 Гц и т.д. Эти составляющие могут вносить мешающее влияние. При этом влияние уменьшается из-за экранирующего действия рельсов и в результате двухстороннего питания. Данные сети оказывают влияние в основном на воздушные линии. Опасное влияние может быть при включении и отключении или при замыкании на землю.

Цепи АТС. Эти цепи могут оказывать только мешающее влияние друг на друга. При этом несимметричные – однопроводные и наложенные (фантомные) будут оказывать большее влияние, чем симметричные.

### 5.3. Особенности внешнего влияния на однопроводные и двухпроводные цепи

Пусть имеем однопроводную влияющую цепь 1, и подверженную влиянию однопроводную цепь 2, нагруженную на сопротивление  $z_2=z\vartheta$  (рис. 5.8).

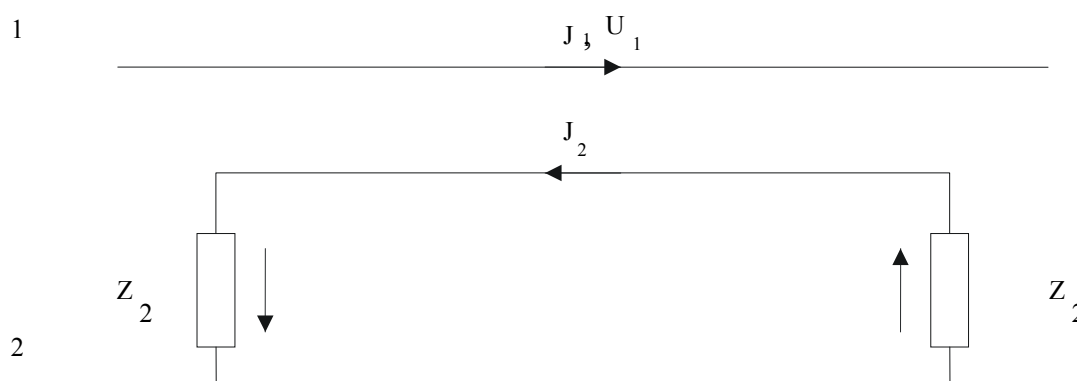


Рис. 5.8

В результате индукции в цепи 2 будет наводиться ЭДС и в ней потечет ток  $J_2$ . На нагрузках будет выделяться напряжение  $U_2=J_2Z_2$ .

Пусть имеем двухпроводную цепь подверженную влиянию (рис. 5.9).

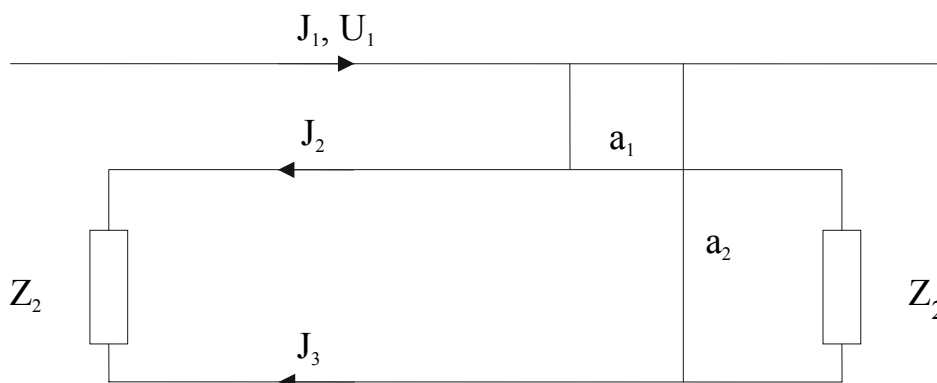


Рис.5.9

По проводам 2 и 3 потекут разные токи  $J_2$  и  $J_3$ , поскольку провода 2 и 3 находятся на разных расстояниях. Через сопротивление  $z_2$  будет протекать ток  $J_{23}=J_2-J_3$ , соответственно  $U_{23}=z_2J_{23}$ , при этом  $U_2>U_{23}$ , т.е. наводка на двухпроводную цепь меньше, чем на однопроводную, таким образом,  $U_2\neq U_{23}$ . Это по причине поперечной асимметрии. Другой причиной разных  $U_2$  и  $U_{23}$  будет продольная асимметрия двухпроводной цепи. Чтобы исключить поперечную асимметрию провода скрещивают в частности на воздушных линиях. Часто удобно представлять  $U_{23}$  как

$$U_{23} = \sqrt{(U'_{23})^2 + (U''_{23})^2},$$

$U'_{23}$  и  $U''_{23}$  – напряжения, индуцированные соответственно из-за поперечной и продольной асимметрий.

Для расчета  $U''_{23}$  ( $U'_{23}$  – обычно мала, так как предпринимаются определенные меры) применяют метод, основанный на использовании коэффициента чувствительности двухпроводной цепи к помехам  $\eta$ . Этот коэффициент определяют в результате измерений на действующих цепях. Например, пусть имеем цепь (рис. 5.10).

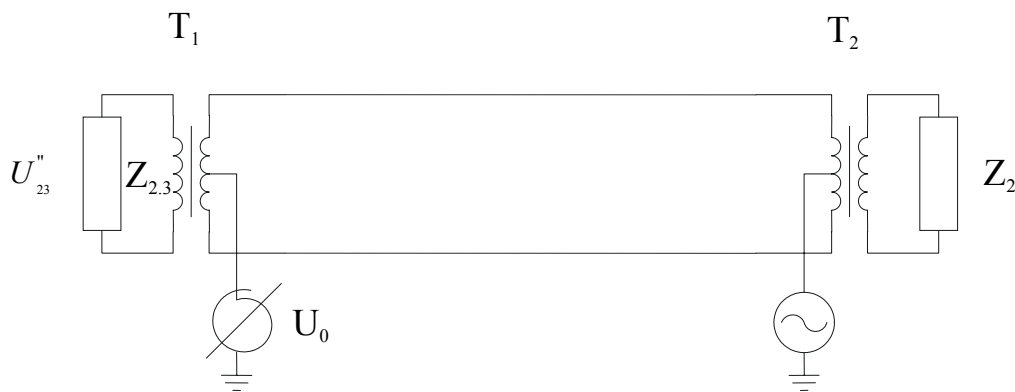


Рис. 5.10

Если имеется продольная асимметрия, то через вторичную обмотку  $T_1$  пойдет ток и на  $z_{23}$  выделится напряжение  $U''_{23}$ . Прибор покажет напряжение  $U_0$ . Коэффициент чувствительности тогда будет

$$\eta = \frac{U''_{23}}{U_0}.$$

Если будет известен  $\eta$ , то определяя  $U_0$  – напряжение цепи относительно земли, наведенное под влиянием внешней цепи можно определить  $U''_{23}$ .

При анализе  $U''_{23}$  цепи считают такими, что взаимное влияние обусловлено только продольной асимметрией.

## 5.4. Методика определения индуцированных напряжений и токов при взаимном влиянии

Рассмотрим общие подходы при определении напряжений токов при взаимном влиянии цепей друг на друга.

Считается, что цепи, влияющая и подверженная влиянию изолированы и согласованы.

### Магнитное влияние

1. Короткие цепи. Короткие цепи – это цепи, в которых можно не учитывать волновой характер распределения напряжения и тока, т.е. их длина значительно меньше длины волны колебаний тока в линиях. Рассмотрим схему (рис. 5.11).

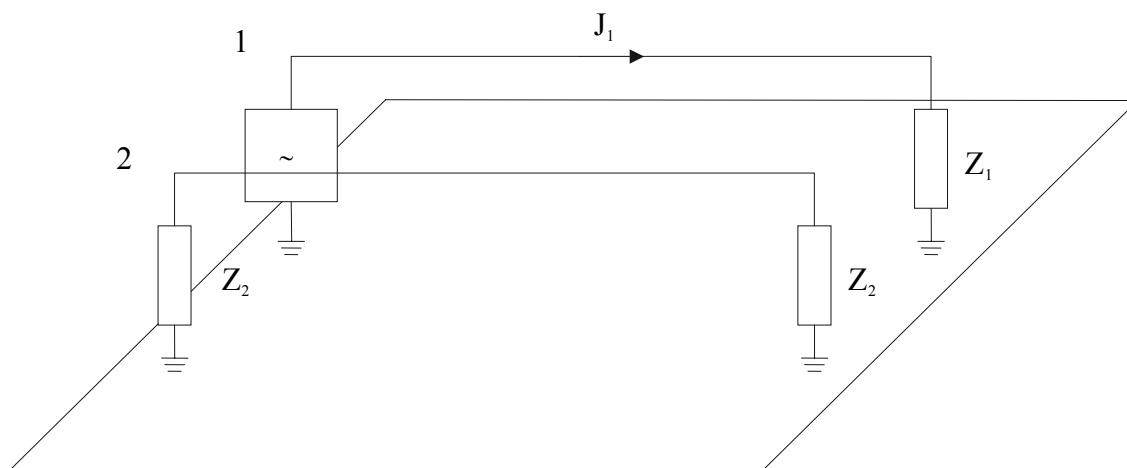


Рис. 5.11

Ток, наведенный во второй цепи, возникает в результате магнитного поля, возбужденного в пространстве током  $J_1$  и в результате гальванической связи цепей через землю. ЭДС, возникшие во второй цепи запишем как  $-E_2 = r_{1,2}J_1l + i\omega m_{1,2}J_1l = z_{1,2}J_1l$ ,  $z_{1,2} = r_{1,2} + i\omega m_{1,2}$  - полное взаимное сопротивление на 1 км сближения.

2. Длинные цепи. Длинные цепи – это цепи, длина которых больше длины волны колебаний тока или напряжения в цепи. Рассмотрим схему (рис. 5.12)

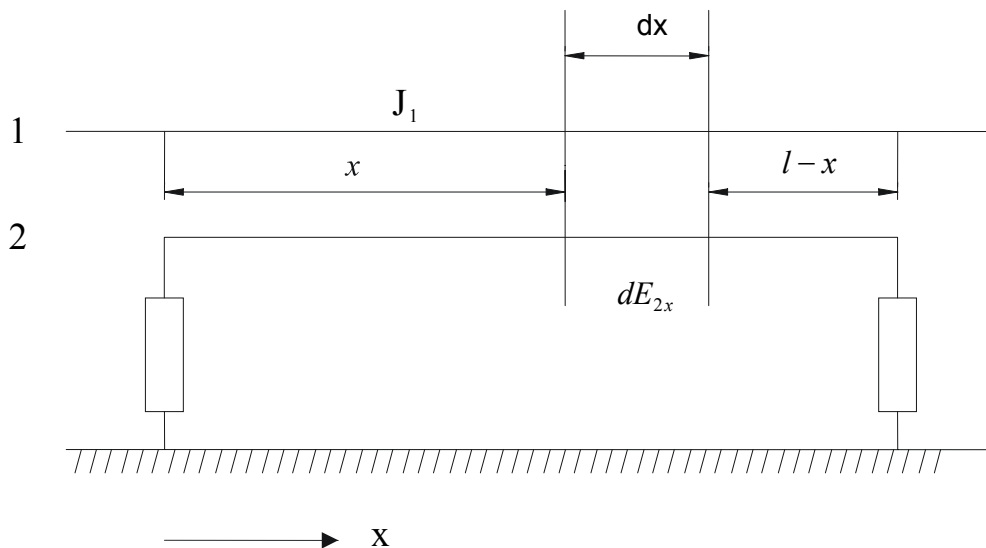


Рис. 5.12

Здесь необходимо учитывать волновой характер распределения тока и напряжения вдоль цепей. Поэтому выделяем бесконечно узкие участки  $dx$  первой и второй цепи, записываем связь между этими участками:

$$-dE_{2x} = J_{1x} Z_{1,2} dx,$$

ток в элементе  $dx$  второй цепи есть

$$dJ_{2x} = \frac{-dE_{2x}}{Z_{ex1} + Z_{ex2}},$$

где  $Z_{ex1}, Z_{ex2}$  входные сопротивления левого и правого относительно  $dx$  участков линии 2,  $z_{1,2}$  – полное взаимное сопротивление на единицу длины.

Электрическое влияние

Если цепь 1 (рис. 5.11) находится под напряжением  $U_1$ , по отношению к цепи 2, имеем ток во второй цепи  $J_2 = g_{1,2} U_1 l + i\omega C_{1,2} U_1 l = Y_{1,2} U_1 l$ ,  $g_{1,2} = \frac{1}{r_{1,2}}$ ,  $r_{1,2}$  – сопротивление гальванической связи между цепями 1 и 2.  $Y_{1,2} = g_{1,2} + i\omega C_{1,2}$  – полная взаимная проводимость на 1 км сближения.

Электромагнитное влияние

Пусть между цепями 1 и 2 (рис. 5.13) существует как магнитное, так и электрическое влияние.

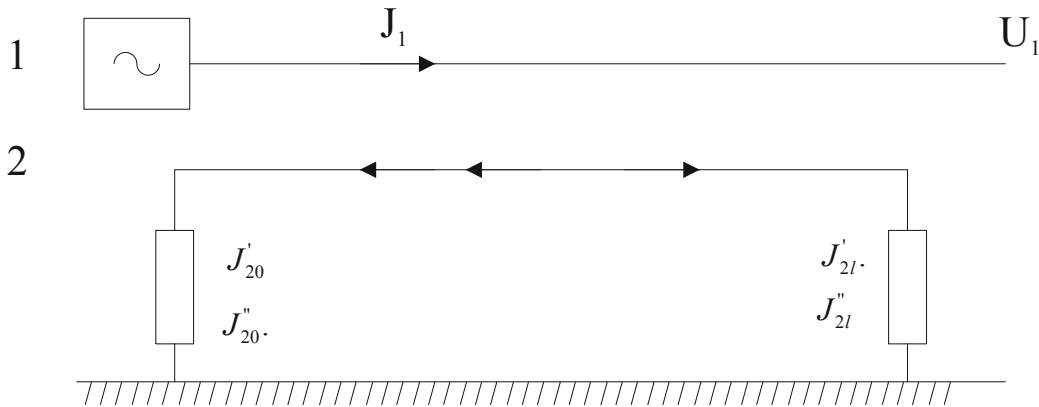


Рис. 5.13

1. Цепи короткие.

Токи электрического влияния запишем следующим образом

$$J'_{2l} = \frac{1}{2} Y_{12} U_1 = \frac{1}{2} Y_{12} Z_{e1} J_{10} \text{ - на дальнем конце;}$$

$$J'_{20} = -\frac{1}{2} Y_{12} Z_{e1} J_{10} \text{ - на ближнем конце, } Z_{e1} \text{ - волновое сопротивление первой цепи.}$$

Токи магнитного влияния есть

$$J_{20}'' = J_{2l}'' = -\frac{1}{2} \frac{Z_{12}}{Z_{e2}} J_{10}, Z_{e2} - \text{волновое сопротивление второй цепи.}$$

Результирующие токи.

На ближнем конце имеем

$$J_{10} = J_{20}' + J_{20}'' = -\frac{1}{2} J_{10} \left( Y_{12} Z_{e1} + \frac{Z_{12}}{Z_{e2}} \right),$$

на дальнем конце имеем

$$J_{2l} = J_{2l}' + J_{20}'' = \frac{1}{2} J_{10} \left( Y_{12} Z_{e1} - \frac{Z_{12}}{Z_{e2}} \right).$$

Величины

$$N_{12} = Z_{e1} \left( Y_{12} + \frac{Z_{12}}{Z_{e2} Z_{e1}} \right),$$

$$F_{12} = Z_{e1} \left( Y_{12} - \frac{Z_{12}}{Z_{e2} Z_{e1}} \right),$$

называются коэффициентами электромагнитной связи соответственно на ближнем и дальнем концах.

## 2. Цепи длинные.

Тогда выделяется элемент  $dx$  (рис. 5.14).

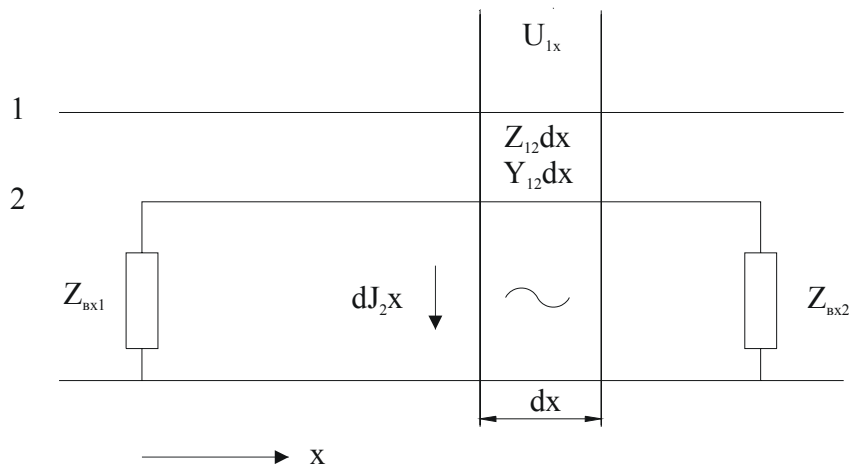


Рис. 5.14

В результате электромагнитной связи в пределах участка  $dx$  во второй цепи появляется эквивалентный генератор тока  $dJ_{2x}$ . Он действует как на правый, так и на левый участок линии 2. Поэтому можем записать

$$dU_{2x} = \frac{dJ_{2x}}{Z_{ex1}^{-1} + Z_{ex2}^{-1}}.$$

Далее нужно интегрировать, используя уравнения линии по всей длине сближения.

5.5. Коэффициенты электромагнитной связи между двухпроводными цепями при взаимном влиянии в кабельных и воздушных линиях

Взаимное влияние, в данном случае, обусловлено в основном поперечной асимметрией (т.к. провода расположены близко,  $C$  - большое) появляются электрические и магнитные связи.

Электрическая связь.

Рассмотрим две цепи: влияющая с проводами 1, 2 и подверженная влиянию с проводами 3, 4. Электрическая связь описывается параметром  $Y_{1,2}$  – полной взаимной проводимостью,  $Y_{1,2} = g_{1,2} + i\omega C_{12}$ . Нарисуем эквивалентную схему и определим  $g_{1,2}$  и  $C_{12}$  (рис.5.15).

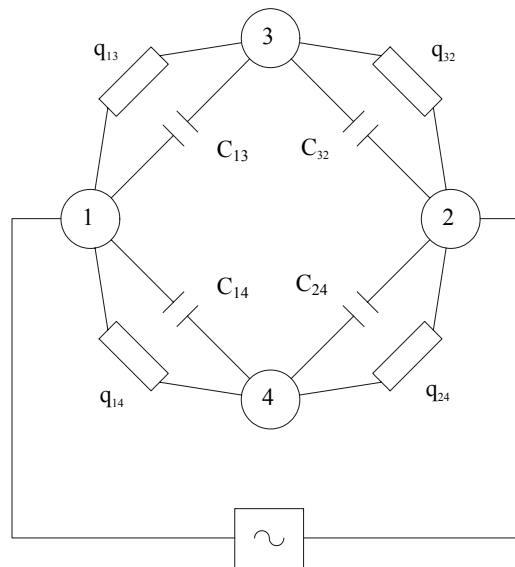


Рис. 5.15

Частичные емкости  $C_{1,3}$ ,  $C_{3,2}$ ,  $C_{2,4}$ ,  $C_{1,4}$  образуют электрический мост. Если имеет место поперечная асимметрия (несимметрично расположены провода), то равновесия моста не будет и появится емкостная связь между цепями 1 и 2:

$$C_{12} = (C_{13} + C_{24}) - (C_{14} + C_{23}),$$

и активная составляющая электрической связи

$$g_{1,2} = (g_{13} + g_{24}) - (g_{14} + g_{23}).$$

Аналогично можно представить эквивалентную схему для анализа индуктивной магнитной связи, которая определяет параметр  $Z_{12}$  – полное взаимное сопротивление.  $Z_{12} = r_{12} + i\omega m_{12}$ , (рис. 5.16).

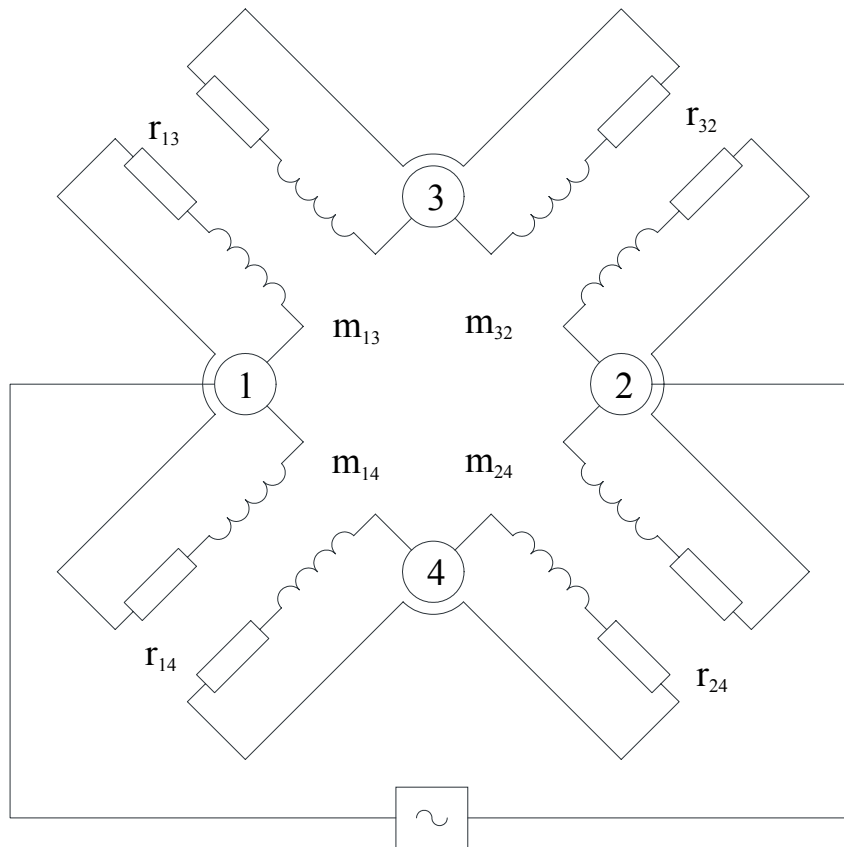


Рис. 5.16

При расбалансе индуктивного моста возникает связь  $Z_{1,2}$ , у которой

$$r_{1,2} = (r_{13} + r_{24}) - (r_{14} + r_{23}),$$

$$m_{1,2} = (m_{13} + m_{24}) - (m_{14} + m_{23}).$$

На воздушных линиях провода расположены на значительном расстоянии друг от друга и диэлектриком является воздух, поэтому активными составляющими связей можно пренебречь и будем иметь

$$N_{12} = i\omega Z_{e1} \left( C_{12} + \frac{m_{12}}{z_{e1} z_{e2}} \right) \approx i\omega Z_{e1} k_0,$$

$$F_{12} = i\omega Z_{e1} \left( C_{12} - \frac{m_{12}}{Z_{e1} Z_{e2}} \right) \approx i\omega Z_{e1} k_l.$$

Параметры  $k_0$  и  $k_l$  имеют размерность емкости ими обычно и характеризуют взаимную связь. Для медных проводов  $k_l$  составляет 5-6 %  $k_0$ .

Параметры  $C_{12}$  и  $m_{12}$  обычно определяются, без учета земли, так как высота подвеса проводов значительно больше расстояния между ними:

$$C_{12} = 13900 \frac{\ln \frac{r_{14} r_{23}}{r_{13} r_{24}}}{\ln \left( \frac{a}{r} \right)^2} \cdot 10^{-12}, \frac{\Phi}{\text{кМ}}, r - \text{радиус проводом},$$

остальные параметры показаны на рис. 5.17.



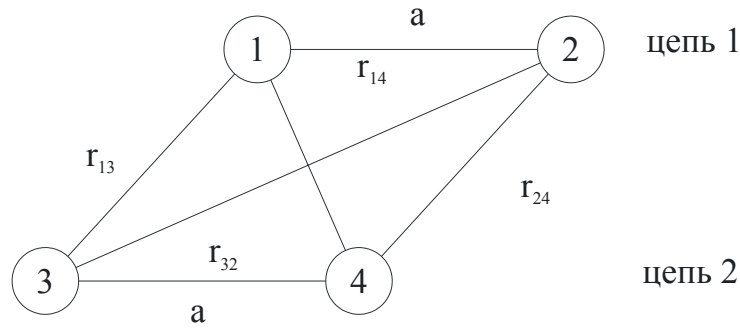


Рис. 5.17

Коэффициент индуктивной связи определяется как взаимная индуктивность между двумя петлями-цепями

$$m_{12} = 200 \ln \frac{r_{14} r_{23}}{r_{13} r_{24}} \cdot 10^{-6}, \frac{\text{Гн}}{\text{км}}$$

В кабельных линиях нельзя пренебрегать активными составляющими связей.

В строительных длинах кабелей со звездной скруткой при тональных частотах (до 4 кГц) влияние обусловлено электрическими связями (90 %) и активные составляющие малы по сравнению с реактивными. В диапазоне частот более 10 кГц связи (электр. и магн.) примерно одинаковы.

### 5.6. Параметры взаимной связи между однопроводными воздушными линиями с учетом земли

В качестве однопроводной линии, в данном случае, может рассматриваться провод тяговой сети (ВЛ), а линии, подверженной влиянию – провод линии связи (ЛС). Поскольку, линии находятся в воздухе, то активной составляющей связи можно пренебречь, и мы имеем

$$Y_{12} = i\omega C_{12},$$

где в случае проводящей земли

$$C_{12} = 4,2 \cdot 10^{-9} \frac{bc}{2(a^2 + b^2 + c^2)}, \frac{\Phi}{\text{км}}$$

Параметры  $a, b, c$  показаны на рис. 5.18.

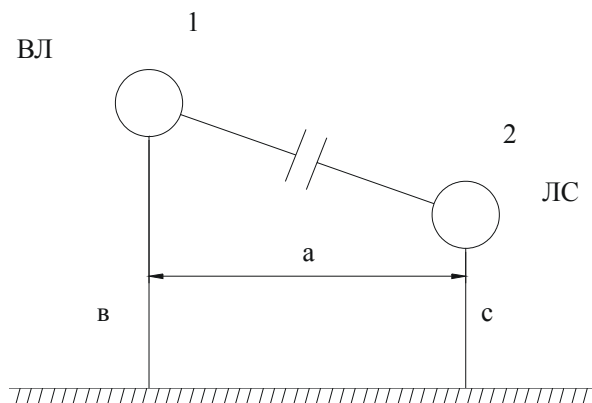


Рис. 5.18

Полное взаимное сопротивление при влиянии тяговой сети на цепи связи есть

$$z_{12} = r_{12} + i\omega m_{12} = i\omega \left( m_{12} - i \frac{r_{12}}{\omega} \right), |z_{12}| = \omega M_{12}, M_{12} = \left| m_{12} + i \frac{r_{12}}{\omega} \right|, M_{12} - \text{коэффициент взаимной}$$

индукции.

Для тяговой сети

$$M_{12} = 10^{-4} \ln \left| 1 + \frac{6 \cdot 10^5}{a^2 \sigma_3 f} \right|,$$

$a$  – расстояние между линиями при параллельном сближении в м,

$\sigma_3$  – проводимость земли, см/м,

$f$  – частота в Гц.

### 5.7. Внешнее влияние на цепи АТС. Меры защиты

При сближении линии АТС с ВЛ и тяговыми сетями чаще всего приходится учитывать возможность появления опасных индуцированных напряжений, а также мешающих напряжений. Здесь необходимо вычислять напряжение, индуцированное во-первых на конце изолированного провода и во-вторых при заземленном одном конце. А для оценки мешающего влияния на двухпроводную цепь используется коэффициент чувствительности цепи к помехам -  $\eta$ .

Рассмотрим случай, когда длина жилы – провода, подверженного влиянию больше длины сближения  $l > l_p$  (рис. 5.19).

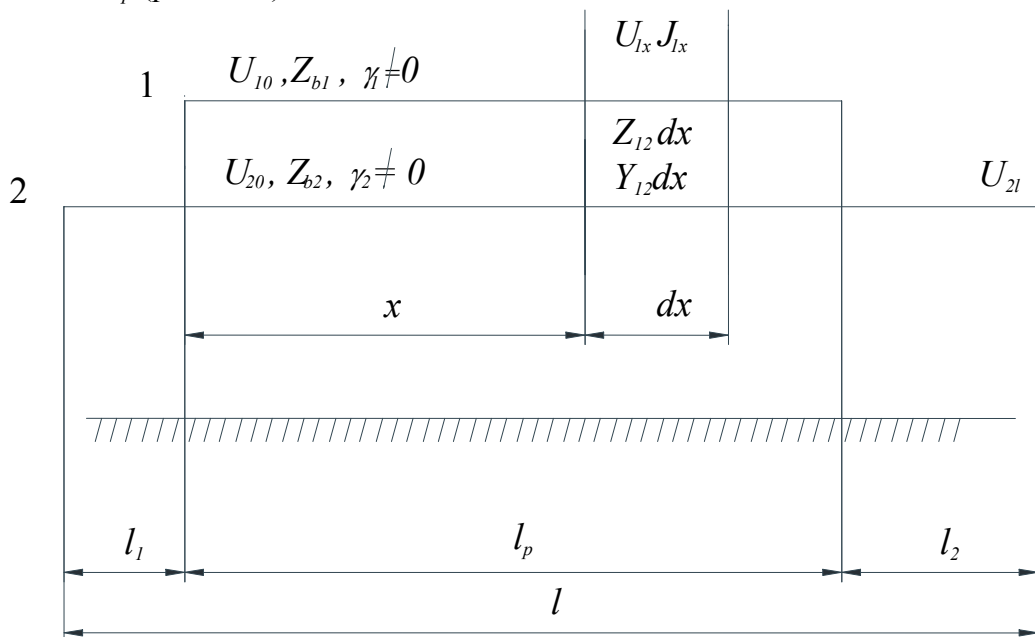


Рис. 5.19

Считаем, что цепи 1 и 2 согласованы, при этом цепь 1 – влияющая, цепь 2 – подвержена влиянию. Рассчитаем напряжение, наведенное во второй цепи с учетом волнового характера распределения тока и напряжения вдоль цепей. Рассмотрим два случая.

1. Провод изолирован на обоих концах.

Напряжение и ток в любой двухпроводной цепи (второй провод – земля) описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} U_n &= U_\kappa \operatorname{ch} \gamma l + Z_\theta J_\kappa \operatorname{sh} \gamma l, & \text{а)} \\ J_n &= J_\kappa \operatorname{ch} \gamma l + \frac{U_\kappa}{Z_\theta} \operatorname{sh} \gamma l, & \text{б)} \end{aligned} \quad (5.1)$$

$U_n, J_n$  – напряжение и ток в начале цепи (у генератора);

$U_\kappa, J_\kappa$  – напряжение и ток в конце цепи (у приемника);

$\gamma$  – коэффициент распространения волны;

$z_\theta$  – волновое сопротивление.

Уравнения (5.1) можно записать для дифференциалов токов и напряжений:

$$\begin{aligned} dU_n &= dU_\kappa \operatorname{ch} \gamma l + z_\theta dJ_\kappa \operatorname{sh} \gamma l, \text{ а)} \\ dJ_n &= dJ_\kappa \operatorname{ch} \gamma l + \frac{dU_\kappa}{z_\theta} \operatorname{sh} \gamma l, \text{ б)} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Предполагая, что элемент  $dx$  является началом двух цепей "вправо" и "влево".

Для цепи "влево" из (5.2(б)), полагая  $dJ_\kappa = dJ_{\kappa 0} = 0$ , пишем

$$dU_\kappa = dU_{20} = \frac{dJ_n z_\theta}{\operatorname{sh} \gamma x}, \quad (5.3)$$

где

$$dJ_n = dJ_{2x} = \frac{dU_{20}}{Z_{\text{ex1}} + Z_{\text{ex2}}} = \frac{Z_{12} J_{1x} dx}{Z_{\text{ex1}} + Z_{\text{ex2}}}. \quad (5.4)$$

Определим  $Z_{\text{ex1}}$  и  $Z_{\text{ex2}}$  из (5.1), полагая  $U_\kappa = U_{20}$ ,  $Z_\theta = Z_{\theta 2}$  и  $J_\kappa = 0$ , имеем

$$Z_{\text{ex1}} = \frac{U_n}{J_n} = \frac{Z_{\theta 2} U_{20} \operatorname{ch} \gamma_2 x}{U_{20} \operatorname{sh} \gamma_2 x} = Z_{\theta 2} \operatorname{cth} \gamma_2 x. \quad (5.5)$$

Для правой цепи, полагая в (5.1)  $J_\kappa = 0$ ,  $Z_\theta = Z_{\theta 2}$ ,  $U_\kappa = U_{21}$ , получим

$$Z_{\text{ex2}} = \frac{U_n}{J_n} = \frac{Z_{\theta 2} U_{21} \operatorname{lch} \gamma_2 (l-x)}{U_{21} \operatorname{lsh} \gamma_2 (l-x)} = Z_{\theta 2} \operatorname{cth} \gamma_2 (l-x). \quad (5.6)$$

Положим  $J_{1x} = J_{10}$ , тогда (5.3) с учетом (5.4), (5.5), (5.6) есть

$$dU_{20} = \frac{J_{10} Z_{12}}{\operatorname{cth} \gamma_2 x + \operatorname{cth} \gamma_2 (l-x)} \frac{dx}{\operatorname{sh} \gamma_2 x} = \frac{Z_{12} J_{10}}{\operatorname{sh} \gamma_2 l} \operatorname{sh} \gamma_2 (l-x) dx.$$

Результирующее напряжение на ближнем конце наведенного от всей длины сближения есть

$$U_{20} = \frac{Z_{12}J_{10}}{sh\gamma_2 l} \int_{l_1}^{l_1+l_p} sh\gamma_2(l-x)dx = \frac{Z_{12}J_{10}}{\gamma_2 sh\gamma_2 l} [ch\gamma_2(l-l_1) - ch\gamma_2 l_2]$$

При  $l_1=l_2=0$ , будем иметь

$$U_{20} = \frac{Z_{12}J_{10}}{\gamma_2} sh\gamma_2 \frac{l_p}{2}$$

Если  $\gamma_2 \frac{l_p}{2} \ll 1$ , то  $U_{20} \approx 0,5Z_{12}J_{10}l_p = \frac{1}{2}E, E = J_{10}Z_{12}l_p$ .

Напряжение, действующее на дальнем конце рассчитываем аналогично, согласно (5.2)

$$dU_{2l} = \frac{dJ_{2x}Z_{e2}}{sh\gamma_2(l-x)} = \frac{Z_{12}J_{1x}Z_{e2}}{Z_{ex1} + Z_{ex2}} \frac{dx}{sh\gamma_2(l-x)}$$

Учтем, что в данном случае  $J_{1x} = -J_{10}$ .

Далее интегрируя, получим

$$U_{2l} = -\frac{Z_{12}J_{10}}{\gamma_2 sh\gamma_2} [ch\gamma_2(l-l_2) - ch\gamma_2 l_1]$$

Если  $l_1=l_2=0$ , то

$$U_{2l} = -\frac{Z_{12}J_{10}}{\gamma_2} sh\gamma_2 \frac{l}{2}$$

Если  $\gamma_2 \frac{l_p}{2} \ll 1$ , то  $sh\gamma_2 \frac{l_p}{2} \approx \gamma_2 \frac{l_p}{2}$ , тогда

$$U_{2l} \approx -0,5Z_{12}J_{10} = -\frac{l}{2}E$$

Имеем эпюру наведенной ЭДС (рис. 5.20).

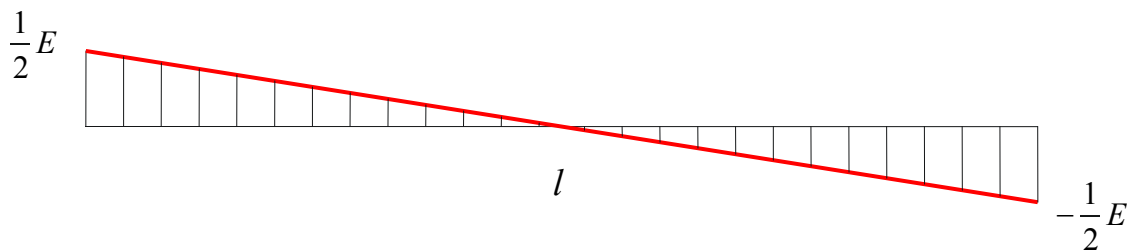


Рис. 5.20

2. Провод изолирован на одном конце и заземлен на другом.

Поскольку дальний конец заземлен, то  $U_{2l}=0$  и  $Z_{ex2}=Z_{e2}th\gamma_2(l-x)$ ,  $Z_{ex1}=Z_{e2}ch\gamma_2x$ .

Напряжение, действующее на ближнем конце из (5.2 (б)) получим

$$dU'_{20} = dJ_{2x}Z_{e2} \frac{1}{sh\gamma_2 x} = \frac{Z_{12}J_{1x}Z_{e2}}{Z_{ex1} + Z_{ex2}} \frac{dx}{sh\gamma_2 x} = \frac{Z_{12}J_{10}}{ch\gamma_2 l} ch\gamma_2(l-x)dx$$

Полное напряжение относительно земли на изолированном конце есть

$$U'_{20} = \frac{Z_{12}J_{10}}{ch\gamma_2 l} \int_{l_1}^{l_1+l_p} ch\gamma_2(l-x)dx = \frac{Z_{12}J_{10}}{\gamma_2 ch\gamma_2 l} [sh\gamma_2(l-l_1) - sh\gamma_2 l_2]$$

Если длины цепей совпадают  $l_1=l_2=0$ , то

$$U'_{20} = \frac{Z_{12}J_{10}}{\gamma_2} th\gamma_2 l.$$

При  $\gamma_2 l \ll 1$

$$U'_{20} = J_{10} Z_{12} l = E.$$

Распределение ЭДС вдоль провода в данном случае показано на рис. 5.21.

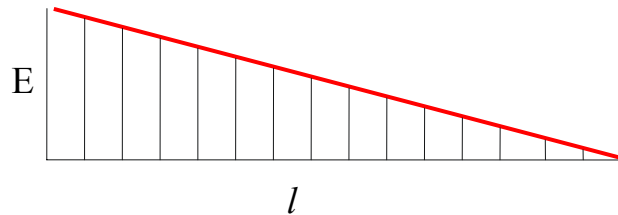


Рис. 5. 21

При заземлении обеих концов эпюра ЭДС имеет вид [23] (рис. 5.22).

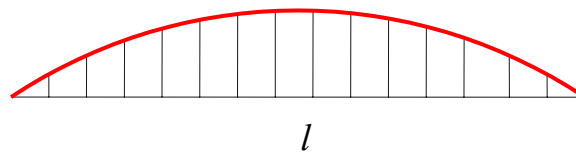


Рис. 5.22

При косом сближении (рис. 5.23).

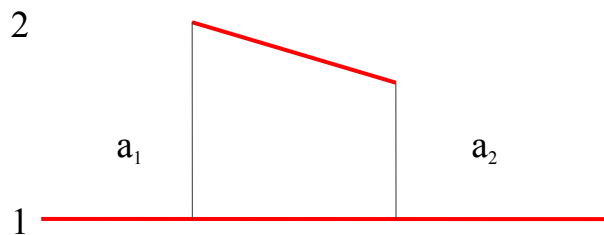


Рис. 5.23

Вводят эквивалентную ширину сближения:

$$a_3 = \sqrt{a_1 a_2}.$$

При смешанном (косом и параллельном) сближении находят индуцированное напряжение от всех участков, затем складывают.

В практических случаях полученные формулы уточняют некоторыми коэффициентами, учитывающими влияние леса, болот, рек и т.д.

## 5.8. Предельно-допустимые значения опасных и мешающих влияний

Для обеспечения безопасности людей предусмотрены ПДЗ опасных токов и напряжений.

Ток до 2 мА не оказывает заметного действия на организм человека. При токе 10 мА создается опасность для жизни. Соответственно опасно напряжение, вызывающее такой ток. Это напряжение зависит от состояния кожного покрова, от общего состояния организма и т.д.

В телефонных трубках в результате мешающего влияния возникают треск, щелчки и т.д., т.е. наблюдается акустическое влияние. Поэтому существуют допустимые значения мешающих влияний для телефонных каналов низкой частоты. Поскольку ухо человека неодинаково чувствительно к воздействиям различных частот, вводят коэффициент акустического воздействия  $P(f)$ , зависимость от частоты которого показана на рис. 5.24

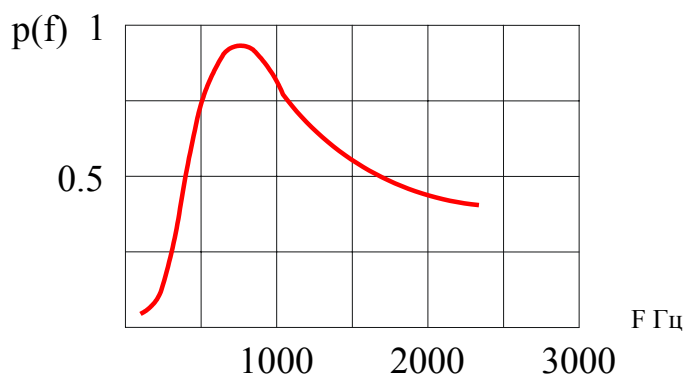


Рис. 5.24

Как видно максимум чувствительности приходится на  $f=800$  Гц.

Для определения полного напряжения шума необходимо найти индуцированное напряжение каждой гармонической составляющей  $U_i$ , умножить на соответствующие коэффициенты акустического воздействия и сложить по квадратичному закону:

$$U_{ш} = \sqrt{\sum_i (P_{f_i} U_{f_i})^2},$$

$U_{ш}$  – называют психометрическим напряжением. Аналогично для тока  $I_{ш} = \sqrt{\sum_i (P_{f_i} I_{f_i})^2}$ ;

Таким образом, психометрическое напряжение – это такое напряжение частотой 800 Гц, которое, действуя в телефонной цепи вместо индуцированных напряжений с различными частотами, оказывает одинаковое с ними мешающее действие.

Психометрические напряжения измеряются психометрами. Действующие ПДЗ приводятся в справочниках.

Например, в многоканальных цепях связи при длине сближения 400 км на входах усилителей уровень  $U_{ш}$  не должен превышать 2,1 мВ, при волновом сопротивлении линии 800 Ом.

При проведении практических расчетов вводятся дополнительные параметры, учитывающие наличие различных факторов и расчетные формулы несколько модернизируются. Эти рекомендации приведены, например, в [36].

### 5.9. Меры защиты от опасных и мешающих внешних влияний

Если при проектировании ВЛ и линий АТС не удастся расположить их так, чтобы исключить электромагнитное влияние, то принимаются дополнительные меры.

Для защиты от мешающих внешних влияний предусматривают:

- транспозицию проводов ВЛ;
- подвеску защитных тросов;
- включение отсасывающих трансформаторов в контактную сеть;
- включение сглаживающих фильтров на трансформаторных подстанциях.

На линиях АТС для защиты от опасного внешнего влияния применяют:

- разрядники;
- дренажные катушки;
- разделительные трансформаторы;
- заменяют воздушные линии кабельными;
- отказываются от однопроводных линий;
- применяют траверсные профили вместо крюковых.

Коротко рассмотрим некоторые перечисленные меры.

Транспозиция проводов высоковольтных цепей уменьшает их продольную асимметрию, следовательно уменьшает ток нулевой последовательности.

Отсасывающие трансформаторы (ОТ) схематично показаны на рис. 5.25.

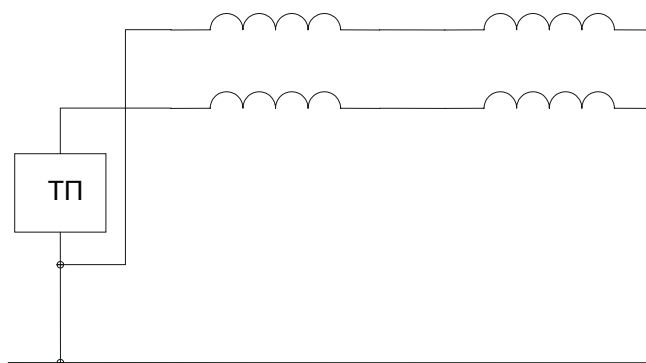


Рис. 5.25

ОТ уменьшают внешнее влияние по следующей причине: они имеют коэффициент трансформации от 0,9 до 1, мощность до 800 кВА. Первичные обмотки последовательно включаются в контактную сеть 2, вторичные – в провод обратного тока, подвешенный на опорах контактной сети или в рельсы. Токи в первичном и обратном проводах будут почти одинаковы по величине и противоположны по направлению, что уменьшает поле от этих токов в пространстве. Количество трансформаторов, их мощность и способ включения определяются исходя из конкретных условий.

Сглаживающие фильтры применяют для уменьшения мешающих влияний тяговых сетей постоянного тока и их устанавливают на всех тяговых подстанциях. Фильтры имеют резонансные контуры, настроенные на частоты гармоник с наибольшими амплитудами (рис. 5.26).

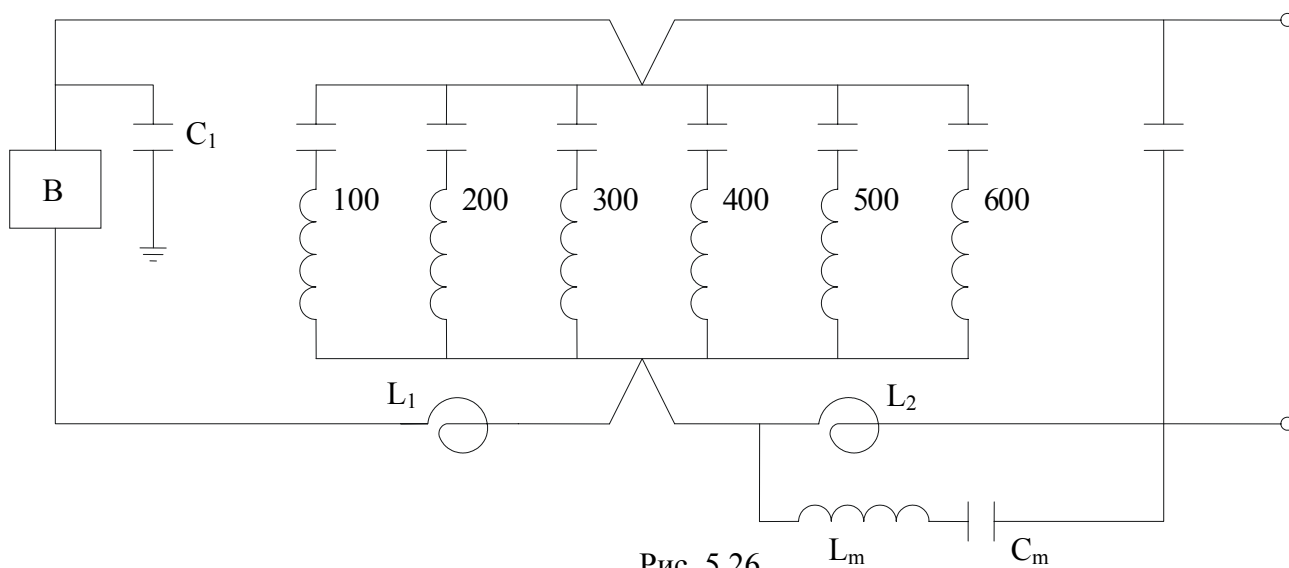


Рис. 5.26

$L_1, L_2$  – реакторы.

Эффективность фильтров оценивается коэффициентом сглаживающего действия: отношением напряжения на входе фильтра к напряжению на выходе. При  $L_1=L_2=5$  мГн коэффициент сглаживания фильтра равен 250.

Резонансные контуры  $L_1, L_2, C_1$  и  $C_2$  настроены на наиболее мощные по амплитуде гармоники. Реакторы, конденсаторы и фильтры уменьшают высокочастотные гармоники.

Контур  $L_{ш}, C_{ш}, L_2$  в первом фильтре настраивают на частоты 200 Гц с большой амплитудой.

Уменьшение влияния с помощью заземленных тросов (рис. 5.27, 5.28) и каблирования объясняется следующим образом (эффект экранирования):



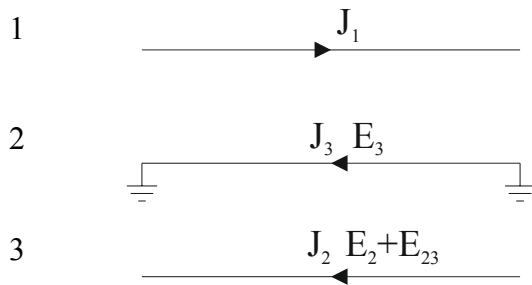


Рис. 5.27

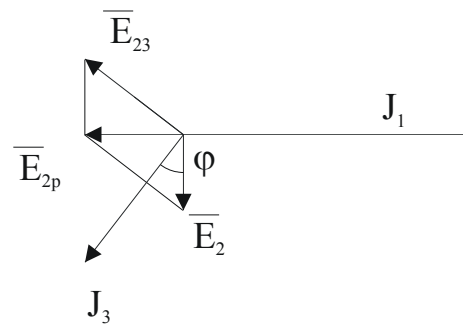


Рис. 5.28

Имеем влияющий провод 1 с током  $J_1$ , провод подверженный влиянию 2 и заземленный трос или экран кабеля. При прохождении тока по проводу 1 в экране и проводе 2 возникнут ЭДС индукции  $E_2$  и  $E_3$ , они будут отставать от  $J_1$  на  $90^\circ$ . Вторичная  $E_3$  будет вызывать ток  $J_3$ , отстающий от неё на угол  $\varphi$ . Ток  $J_3$  будет вызывать ЭДС в проводе 2,  $E_{23}$ , которая будет отставать от  $J_3$  на  $90^\circ$ . Результирующая ЭДС в проводе 2 будет равна сумме  $E_2$  и  $E_{23}$ .  $E_{2p}$  будет тем меньше, чем больше угол  $\varphi$ , а этот угол определяется как

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_3}{R_3}.$$

Таким образом, защитное действие экрана тем больше, чем меньше сопротивление и больше индуктивность. Следовательно, защитное действие медного троса будет больше, чем алюминиевого. Броня кабеля из стальных лент с повышенной магнитной проницаемостью обладает большим защитным действием больше, чем обычная броня из стали.

Практически экранами могут быть рельсы, металлические трубопроводы и т.д. Результирующий коэффициент экранирования:

$$\rho = \rho_k \rho_p \rho_m \dots$$

$\rho_k$  – коэффициент защитного действия металлических оболочек и брони;

$\rho_p$  – коэффициент защитного действия рельсов;

$\rho_m$  – коэффициент защитного действия заземленного троса.

Защитное действие экранов и тросов определяется сопротивлением заземления, чем оно меньше, тем коэффициент больше. Методика определения реальных коэффициентов экранирования дается в справочниках и пособиях.

Идеальный (сопротивление заземления равно 0) коэффициент экранирования оболочки кабеля равен

$$S_k = \frac{R'_{o\delta}}{R'_{o\delta} + i\omega L_{o\delta}},$$

$R'_{o\delta}$  – сопротивление оболочки постоянному току;

$R'_{o\delta} + i\omega L_{o\delta}$  – полное сопротивление оболочки переменному току.

Защитное действие оболочки кабеля увеличится, если увеличить  $L$ . Для этого применяют многообмоточные трансформаторы и редуционные трансформаторы. Схема многообмоточного трансформатора показана на рис. 5.29

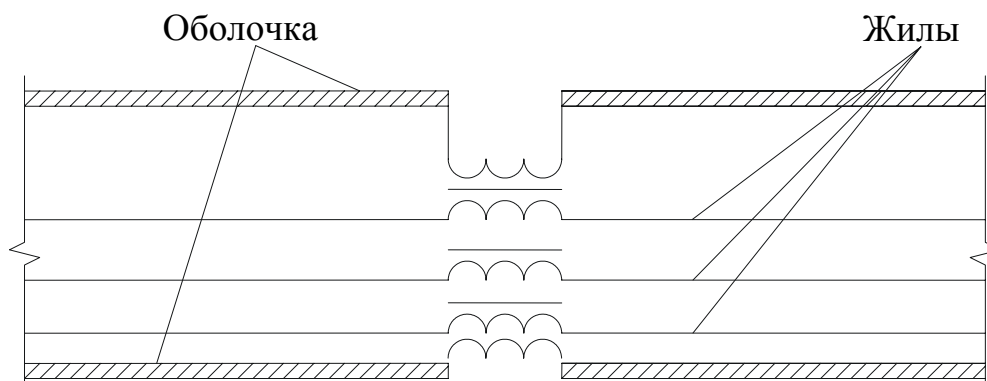


Рис. 5.29

Защитное действие в данном случае определяется тем, что в результате внешнего влияния в оболочке и жилах возбуждаются токи. Поскольку существует магнитная связь между оболочкой и жилами, то ток, наведенный в оболочке, будет вызывать дополнительный ток в жилах, который будет направлен противоположно наведенному. В результате происходит компенсация наводки в жилах.

Схема редуционного трансформатора показана на рис. 5.30

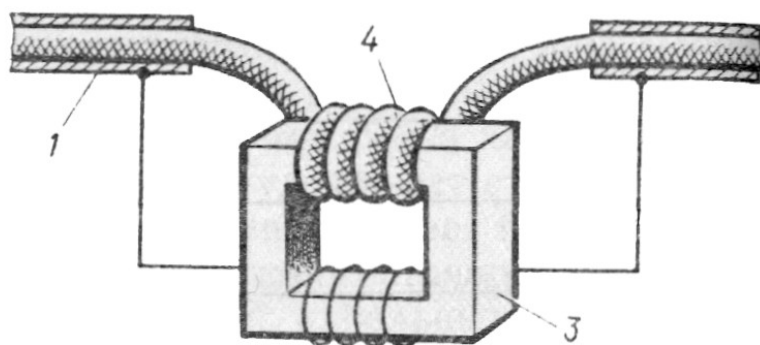


Рис. 5.30

Здесь также происходит компенсация тока наведенного в жилах током, наведенным в оболочке, в результате уменьшается внешнее влияние.

Разделительные трансформаторы включают в подверженные опасным влияниям цепи разъединяя ее на гальванически не связанные участки, уменьшая тем самым продольную ЭДС.

Для защиты от опасных и мешающих влияний применяют дренажные катушки (ДК), которые состоят из двух одинаковых полуобмоток, помещенных на общий кольцевой сердечник из ферромагнитного материала. Включают их на концах цепи между проводами, а среднюю точку заземляют (рис. 5.31).

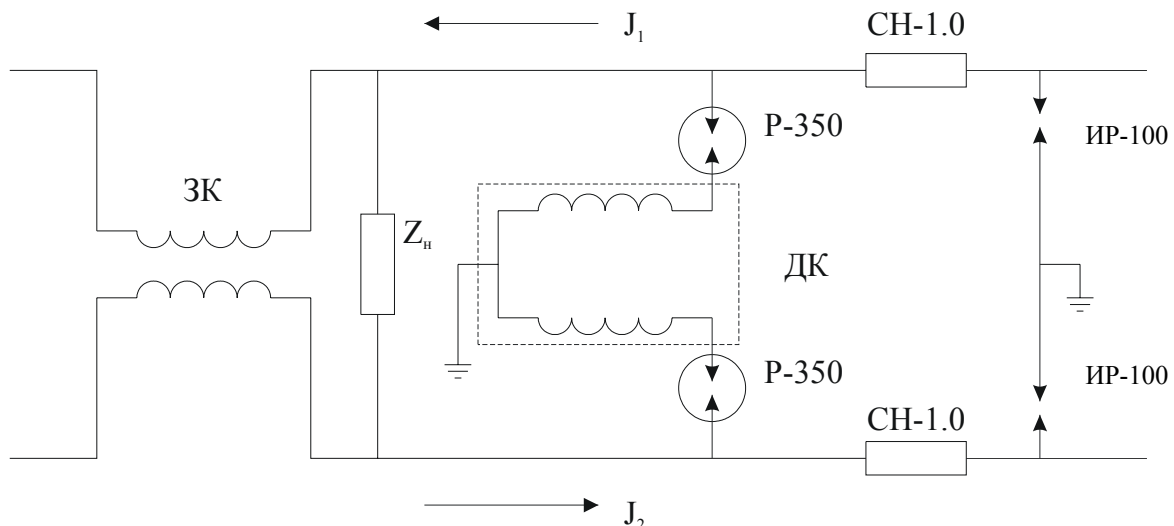


Рис. 5.31

Здесь P-350 – разрядник на 350 в, СН-1.0 – плавкий предохранитель на 1 А, ЗК – запирающая катушка, ДК – дренажная катушка.

Защитные действия дренажной катушки основаны на следующем: при срабатывании одного из разрядников в полуобмотке протекает ток, который наводит ЭДС во второй полуобмотке, способствующей срабатыванию второго разрядника. В результате токи в цепи выравниваются.

Наиболее радикальным средством защиты коаксиальных и симметричных цепей от помех является их экранирование. Для этого сердечник покрывается сплошной оболочкой (проводящей). Не вдаваясь подробно в теорию экранирования, отметим, что эффект экранирования возрастает почти в прямой зависимости от толщины экрана и от силы вихревых токов, т.е. чем более проводящий экран, тем он эффективнее, а также, чем больше у него  $\mu_a$ , тем также он эффективнее. Толщина скин-слоя должна быть меньше толщины экрана:

$$\Delta \leq \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_a f \sigma}}.$$

В однопроводных цепях возможно влияние блуждающих в земле токов, возникающих, например, из-за магнитных бурь. Для борьбы с этим влиянием используют фильтры.

#### 5.10. Взаимное влияние между цепями на воздушных и кабельных линиях

Дальность и качество связи, особенно и с использованием высокочастотных систем определяется не столько затуханием, сколько мешающим взаимным влиянием. В комбинированных ж.д. кабелях необходимо учитывать не только связь между цепями связи, но и влияние линейных цепей автоматики на линии связи.

В линиях автоматики передаются сигналы напряжением до 100 в (в цепях связи 3 в) в коммутационном режиме работы цепей автоматики они создают широкополосную помеху, которая прослеживается в виде щелчков в каналах тональной частоты и вызывает сбои в цифровых системах передачи.

Природа взаимных влияний определяется электрическим и магнитными полями, возбужденными токами, текущими по цепям.

Для исследования процессов взаимного влияния предложены модели, отражающие различные стороны процесса перехода энергии с одной цепи в другую. Наиболее применимая модель – это модель непосредственного влияния между однородными согласованно-нагруженными цепями. Используется также модель косвенного влияния через третьи цепи (соседние цепи, экраны, оболочки кабелей). Существует также модель влияния из-за отражения от неоднородностей цепей и несогласованности нагрузок.

Основная модель непосредственного влияния может быть представлена следующей электрической схемой (рис. 5.32)

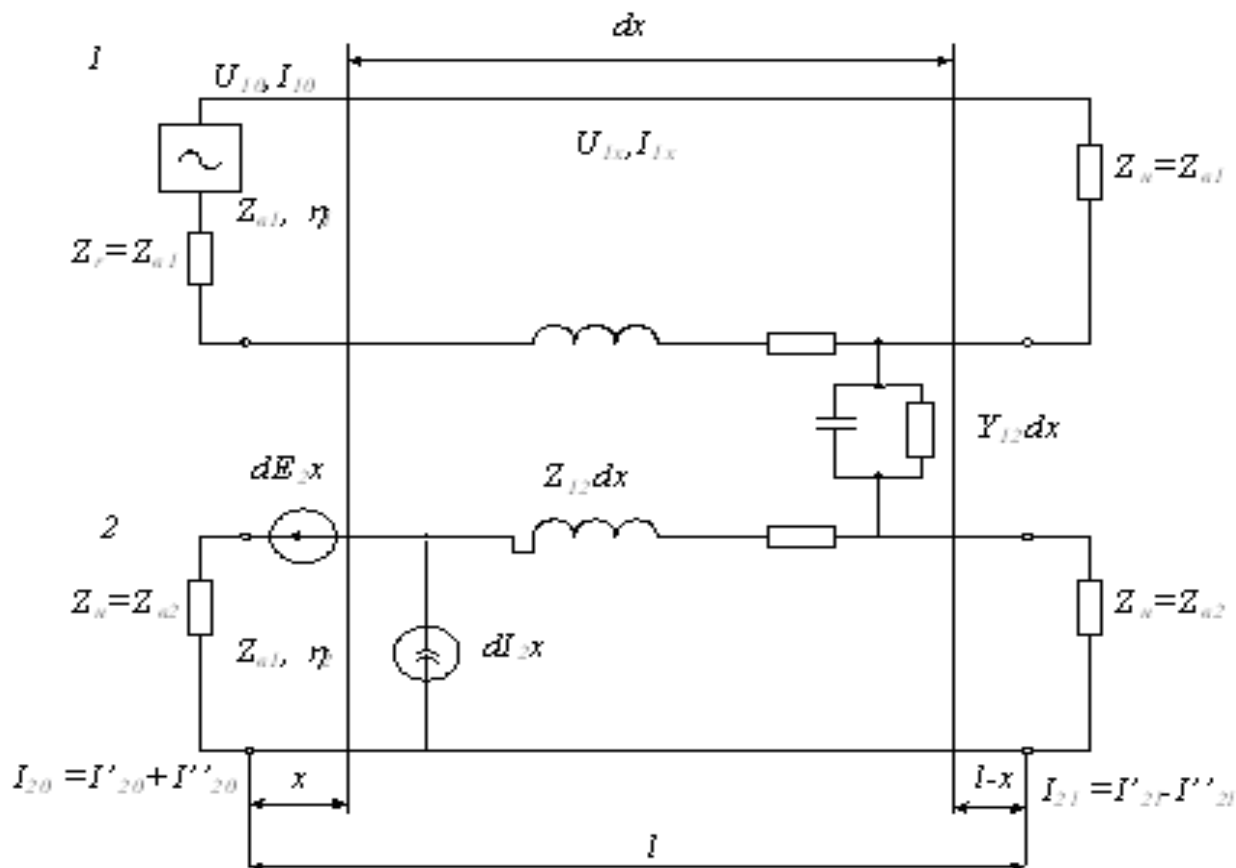


Рис. 5.32

Токи от электрического и магнитного влияния через нагрузки во второй цепи протекают на ближнем конце в одном направлении, на дальнем – в противоположных направлениях. Определим эти токи.

Пусть цепь 1 – влияющая, 2 – подверженная влиянию.  $U_{10}$  и  $J_{10}$  – напряжения и токи в начале влияющей цепи.

При согласованной нагрузке ток электрического влияния  $dJ_{2x}$  индуцированный на отрезке  $dx$  делится на две равные части. Одна часть направляется к ближнему концу, другая – к дальнему. На нагрузке во второй цепи на ближнем конце запишем

$$dJ'_{20} = -0,5dJ_{2x}e^{-\gamma_2 x} = -0,5U_{1x}Y_{12}e^{-\gamma_2 x} dx.$$

На дальнем конце

$$dJ''_{2l} = 0,5dJ_{2x}e^{-\gamma_2(l-x)} = 0,5U_{1x}Y_{12}e^{-\gamma_2(l-x)} dx,$$

$Y_{12}$  – коэффициент электрической связи между двухпроводными цепями. Учитывая, что при согласованной нагрузке

$$U_{1x} = U_{10}e^{-\gamma_1 x},$$

и допуская, что  $Y_{12}$  – постоянен по всей цепи, находим токи электрического влияния от всей линии на дальнем и ближнем концах

$$J'_{20} = -0,5Y_{12}U_{10} \int_0^l e^{-(\gamma_1+\gamma_2)x} dx,$$

$$J'_{2l} = 0,5Y_{12}U_{10}e^{-\gamma_2 l} \int_0^l e^{-(\gamma_1-\gamma_2)x} dx.$$

Токи магнитного влияния в цепи 2 на ближнем конце

$$dJ''_{20} = \frac{dE_{2x}e^{-\gamma_2 x}}{Z_{ex1} + Z_{ex2}}.$$

При согласованном режиме

$$dJ''_{20} = -\frac{Z_{12}J_{1x}e^{-\gamma_2 x}}{2Z_{e2}} dx.$$

На дальнем конце

$$dJ''_{2l} = -\frac{dE_{2x}}{2Z_{e2}} e^{-\gamma_2(l-x)} = -\frac{Z_{12}J_{1x}}{2Z_{e2}} e^{-\gamma_2(l-x)} dx,$$

$Z_{12}$  – коэффициент магнитной связи между цепями;

$J_{1x}$  – влияющий ток на элементе  $dx$ .

Учитывая, что при согласованной нагрузке  $J_{1x} = J_{10}e^{-\gamma_1 x}$  и допуская, то  $Z_{12}$  – постоянен вдоль цепей, определим токи магнитного влияния от всей влияющей линии

На ближнем конце

$$J''_{20} = -\frac{Z_{12}J_{10}}{2Z_{e2}} \int_0^l e^{-(\gamma_1+\gamma_2)x} dx,$$

на дальнем конце

$$J_{2e}'' = -\frac{Z_{12}J_{10}e^{-\gamma_2 l}}{2Z_{\epsilon 2}} \int_0^l e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)x} dx.$$

Полные токи электромагнитного влияния.

На ближнем конце

$$J_{20} = -J_{20}' - J_{20}'' = -0,5J_{10}Z_{\epsilon 1} \left( Y_{12} + \frac{Z_{12}}{Z_{\epsilon 1}Z_{\epsilon 2}} \right) \int_0^l e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)x} dx = -\frac{J_{10}N_{12}}{2(\gamma_1 + \gamma_2)} (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)l}),$$

$$N_{12} = Z_{\epsilon 1} \left( Y_{12} + \frac{Z_{12}}{Z_{\epsilon 1}Z_{\epsilon 2}} \right) - \text{коэффициент электромагнитной связи на ближнем конце.}$$

На дальнем конце цепи 2 полный ток электромагнитного влияния есть

$$J_{2e} = J_{2e}' - J_{2e}'' = 0,5J_{10}Z_{\epsilon 1} e^{-\gamma_2 l} \left( Y_{12} - \frac{Z_{12}}{Z_{\epsilon 1}Z_{\epsilon 2}} \right) \int_0^l e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)x} dx = \frac{J_{10}F_{12}}{2(\gamma_1 - \gamma_2)} e^{-\gamma_2 l} (1 - e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)l})$$

$$F_{12} = Z_{\epsilon 1} \left( Y_{12} - \frac{Z_{12}}{Z_{\epsilon 1}Z_{\epsilon 2}} \right) - \text{коэффициент электромагнитной связи на дальнем конце.}$$

Если цепи имеют одинаковые параметры  $Z_{\epsilon 1} = Z_{\epsilon 2} = Z_{\epsilon}$ ,  $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$ , то

$$J_{20} = \frac{J_{10}N_{12}}{4\gamma} (1 - e^{-2\gamma l}), \quad (5.7)$$

$$J_{2l} = \frac{J_{10}F_{12}l}{2} e^{-\gamma l}. \quad (5.8)$$

### 5.11. Переходное затухание и защищенность

Параметром, характеризующим взаимное влияние между цепями является переходное затухание.

С его помощью удобно оценивать эффективность мероприятий по уменьшению влияния.

Переходное затухание определяется как

$A_0 = 10 \lg P_{10}/P_{20}$  – на ближнем конце;

$A_l = 10 \lg P_{10}/P_{2l}$  – на дальнем конце.

$P_{0l}$  – полная мощность сигнала в начале влияющей цепи;  $P_{20}$ ,  $P_{2l}$  – полная мощность помехи в конце и начале подверженной влиянию цепи. Эти параметры можно выразить через токи:

$$P_{10} = J_{10}^2 z_{\epsilon 1}, P_{20} = J_{20}^2 z_{\epsilon 2}, P_{2e} = J_{2e}^2 z_{\epsilon 2},$$

тогда

$$A_0 = 20 \lg \left( \frac{J_{10}}{J_{20}} \right) \sqrt{\frac{z_{\epsilon 1}}{z_{\epsilon 2}}},$$

$$A_l = 20 \lg \left( \frac{J_{10}}{J_{2l}} \right) \sqrt{\frac{z_{\epsilon 1}}{z_{\epsilon 2}}}.$$

Если известно значение токов  $J_{20}$ ,  $J_{2l}$ ,  $J_{10}$ , то обозначив  $J_{10}/J_{20}=B_0$ ,  $J_{10}/J_{2l}=B_l$  переходное затухание будет:

$$A_0 = 20 \lg \left| B_0 \sqrt{\frac{z_{\epsilon 1}}{z_{\epsilon 2}}} \right|,$$

$$A_l = 20 \lg \left| B_l \sqrt{\frac{z_{\epsilon 1}}{z_{\epsilon 2}}} \right|.$$

Для анализа качества связи вводят, так называемую защищенность, которая определяется как:

$$A_s = 10 \lg \frac{P_c}{P_n} = 10 \lg P_c - 10 \lg P_n = \hat{P}_c \text{ дБ} - \hat{P}_n \text{ дБ}.$$

Где  $P_c$  – полная мощность сигнала,  $P_n$  – мощность помех. Защищенность удобно определять как разность уровней полезного сигнала  $P_c$  и помехи измеренных в данной точке, например, у приемника.

Рассмотрим схему (рис. 5.33).

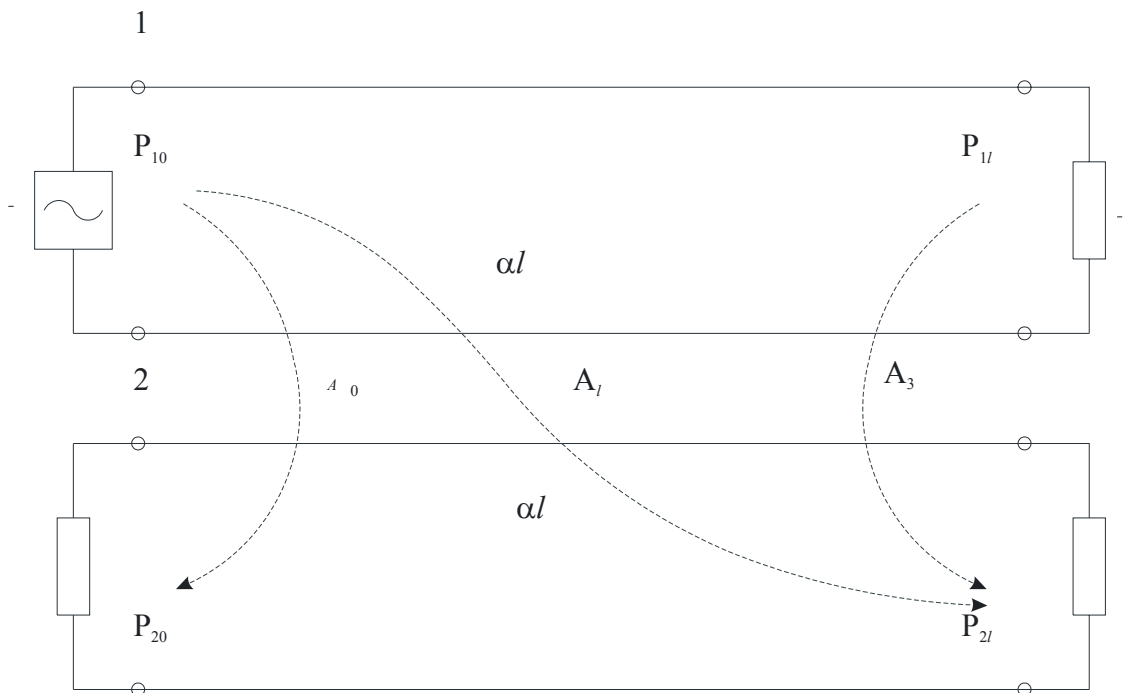


Рис. 5.33

Если уровень передачи в начале влияющей цепи  $P_{10}$ , а в начале цепи 2, подверженной влиянию  $P_{20}$  и затуханием цепей  $al$ , то защищенность на дальнем конце

$$A_3 = \widehat{P}_c \partial B - \widehat{P}_n \partial B = (P_{20} - \alpha l) - (P_{10} - A_l) = A_e - \alpha l - (P_{10} - P_{20}).$$

Если  $P_{10}=P_{20}$ , то  $A_3=A_l-\alpha l$ .

Если поменять местами генератор и приемник цепи 2, то защищенность в этом случае цепи 2 на ближнем конце будет:

$$A_3 = \widehat{P}_c \partial B - \widehat{P}_n \partial B = (P_{20} - \alpha l) - (P_{10} - A_0).$$

Значение защищенности нормируется. Поскольку допустимое значение шумов в каналах связи эталонной линии длиной 2500 км не превышает 1,1 мВ, величина защищенности в кабельной линии должна быть не менее 54,7 дБ, и воздушной 50,4 дБ.

Когда на линии имеется несколько усилительных участков, то токи помех, наводимые в пределах одного участка усиливается промежуточными усилителями и защищенность на N-ом участке надо увеличивать. Действительно, фазы токов на отдельных участках не известны, поэтому применяют квадратичный закон сложения. При одинаковых цепях и одинаковых токах влияния на каждом усилительном участке  $J_n^y$  полный ток помех с  $N$  участков будет равен

$$J_n = J_n^y \sqrt{N}.$$

Защищенность по длине всей цепи

$$A_3 = 20 \lg \left| \frac{J_c}{J_n} \right| = 20 \lg \left| \frac{J_c}{J_n^y \sqrt{N}} \right| = A_3^y - 10 \lg N.$$

Отсюда защищенность на одном усилительном участке

$$A_3^y = A_3 + 10 \lg N.$$

Значение защищенности, известное для одной длины линии может быть пересчитано на другую по формуле:

$$A_3^x = A_3 - 10 \lg \frac{l_x}{l}.$$

Где  $l_x$  – длина участка цепи на которой определяется защищенность,  $l$  – длина участка с нормированной защищенностью.

Нормы переходного затухания устанавливаются на основании норм защищенности.

## 5.12. Зависимость переходного затухания от длины линии и частоты тока

при непосредственном влиянии

С ростом частоты тока увеличиваются коэффициент электрической и магнитной связи, следовательно, падает переходное затухание. В силу волнового характера тока и напряжения в линиях, переходное затухание будет зависеть от длины.



Переходное затухание на дальнем конце  $A_l$  больше, чем на ближнем  $A_0$ , так как на ближнем конце токи электрического и магнитного влияния складываются, а на дальнем вычитаются.

Рассмотрим зависимость  $J_{20}$ , а следовательно  $A_0$  от длины линий и частоты сигнала. Мы получили ток на ближнем конце (5.7). Используем эту формулу для исследования зависимости переходного затухания от длины линий и частоты сигнала.

$$J_{20} = \frac{J_{10} N_{12}}{4\gamma} (1 - e^{-2\gamma l}) = \frac{J_{10} N_{12}}{4\gamma} e^{-\gamma l} (e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}) = \frac{J_{10} N_{12}}{2\gamma} e^{-\gamma l} \operatorname{sh} \gamma l =$$

$$= \frac{J_{10} N_{12}}{2\gamma} e^{-\alpha l} e^{-i\beta l} \operatorname{sh}(\alpha + i\beta)l = \frac{J_{10} N_{12}}{2\gamma} e^{-\alpha l} e^{-i\beta l} (\operatorname{sh} \alpha l \cos \beta l + i \operatorname{ch} \alpha l \sin \beta l),$$

здесь учтено, что  $\gamma = \alpha + i\beta$ ,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ . Запишем модуль  $J_{20}$ :

$$|J_{20}| = J_{10} \left| \frac{N_{12} e^{-\alpha l}}{2\gamma} \right| \sqrt{\operatorname{sh}^2 \alpha l \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} l + \operatorname{ch}^2 \alpha l \sin^2 \frac{2\pi}{\lambda} l}.$$

При  $\alpha l \ll 1$

$$|J_{20}| = J_{10} \left| \frac{N_{12}}{2\gamma} \right| \frac{e^{-\alpha l}}{2} \sin \frac{2\pi}{\lambda} l.$$

Так как переходное затухание есть  $A_0 = 20 \lg \left| \frac{J_{10}}{J_{20}} \sqrt{\frac{z_{e1}}{z_{e2}}} \right|$ , то мы получим зависимость  $A_0$  от  $l$

такую, как показано на рис 5.34.

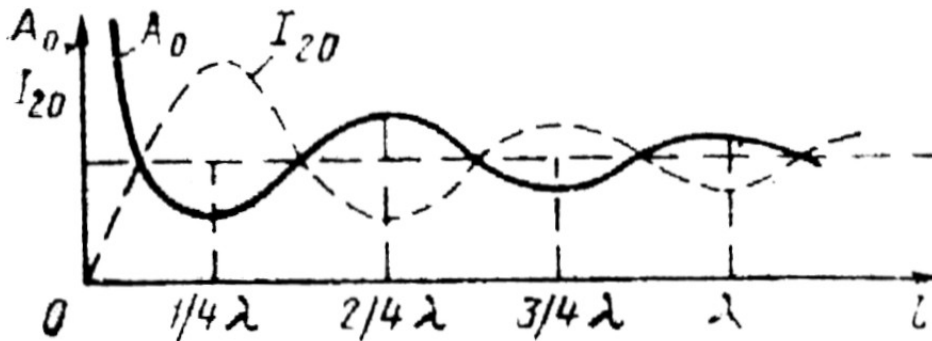


Рис.5.34

При  $\frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{\pi}{2} \pm 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots$  имеем максимум тока, следовательно минимум  $A_0$ . Та-

ким образом, через участки  $\lambda/4$  происходит как бы изменение знака коэффициента электромагнитной связи. Это явление называют электрическим скрещиванием.

Так как  $\lambda = v/f$ , где  $v$  - скорость распространения энергии, то частоты на которых  $A_0$  будет иметь соответственно максимум и минимум определяются следующими соотношениями:

Максимум при

$$\frac{2\pi f n_1}{v} l = \pm \pi n, n = 0, 1, 2, \dots$$

Минимум при

$$\frac{2\pi f n_2}{v} l = \frac{\pi}{2} \pm 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots$$

При расчетах переходного затухания в широком диапазоне частот необходимо в первую очередь проверять соответствие нормы на частотах, соответствующих условию

$$\frac{2\pi f n_2}{v} l = \frac{\pi}{2} \pm 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots$$

### 5.13. Косвенное влияние

На практике часто наряду с непосредственным влиянием имеет место влияние через третьи цепи из-за несогласованности нагрузок и неоднородностей. Установлено, что косвенное влияние особенно сказывается на дальнем конце цепи в области высоких частот и даже могут превышать непосредственное влияние.

Модель влияние через третьи цепи можно представить, как на рис. 5.35

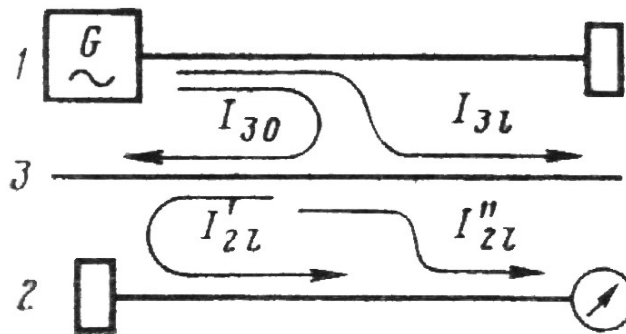


Рис. 5.35

В рамках данной модели в начале определяют токи наведенные на дальнем и ближнем концах третьей цепи  $J_{30}, J_{3l}$ , затем по этим токам определяют, токи наведенные в линии подверженной влиянию на дальнем конце  $J_{2l}, J_{2l}'$ . На ближнем конце токи не показаны.

Модель влияния через третьи цепи может быть представлена также, как на рис. 5.36

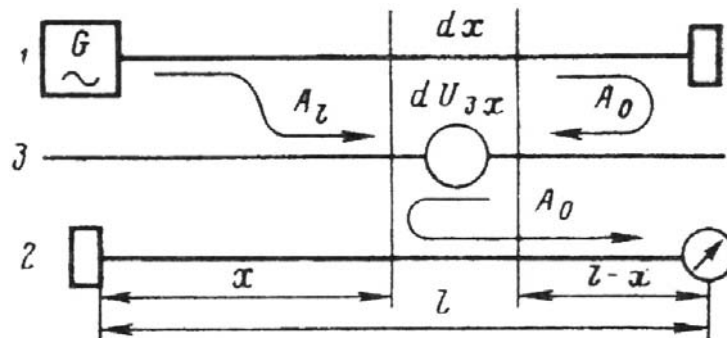


Рис. 5.36

Расчет влияния через третьи цепи заключается в определении напряжения  $dV_{3x}$  эквивалентно генератора. Следует учесть, что если  $dV_{3x}$  обусловлено переходом энергии между цепями 1 и 3 по закону дальнего конца на участке сближения 0-х и ближнего конца на участке 1-х, то напряжение  $dV_{3x}$  является источником влияния на цепь 2, причем токи косвенного влияния, поступающие к ближнему концу цепи 2, переходят с одной цепи на другую по закону дальнего конца, и ими можно пренебречь по сравнению с токами непосредственного влияния. Токи косвенного влияния на дальний конец цепи 2 переходят с одной цепи на другую по закону ближнего конца и учитываются.

Если имеет место неполное согласование нагрузок в цепях, то возникают отраженные волны тока. В результате увеличивается взаимное влияние. Это влияние из-за отражения, также приходится учитывать.

Известно, что конструктивные неоднородности (неодинаковые стрелы провеса на воздушных линиях, неоднородности полуфабрикатов, используемых для изготовления кабелей и др.) увеличивают продольную и поперечную асимметрию, и следовательно, влияние между цепями. Эти неоднородности часто носят случайный характер, поэтому их нормируют.

На воздушных линиях разница в стрелах провеса проводов на должна превышать 3 см, отклонение длины элемента скрещивания при средней длине 100 м, не должно превышать  $\pm 10$  м.

На кабельных линиях асимметрия сопротивлений жил цепей допустима в пределах  $0,1 \div 0,14$  ом/км. Емкостная асимметрия 1-2 Нф/км, отклонение волнового сопротивления от номинального 3-5%.

#### 5.14. Влияние между коаксиальными цепями

На сравнительно низких частотах расположенные рядом коаксиальные цепи оказывают некоторое влияние друг на друга из-за продольной составляющей электрического поля, направленной вдоль цепей (рис. 5.37).

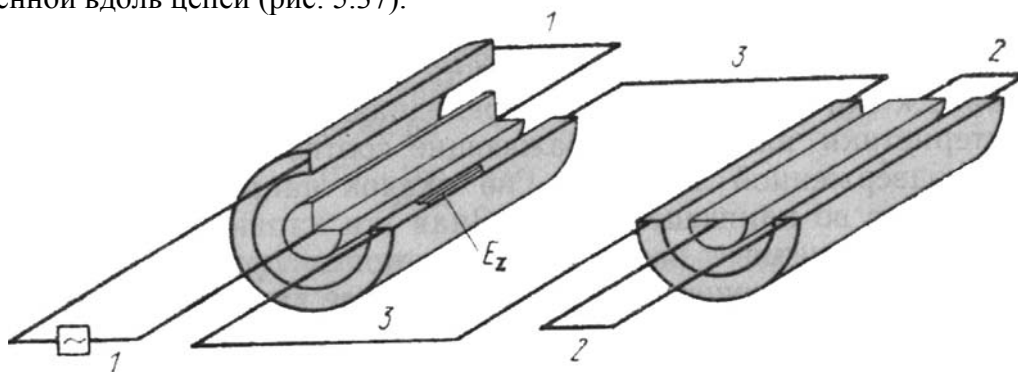


Рис. 5.37

С увеличением частоты влияния между коаксиальными цепями уменьшается, поскольку уменьшается продольная составляющая  $E_z$  из-за скин-эффекта. Поле сосредотачивается на внутренней поверхности внешнего проводника и третья цепь исчезает.

### 5.15. Меры защиты от взаимных влияний.

#### Скрещивание цепей воздушных линий

Принимаемые меры защиты проводят на нескольких этапах:

- на этапе изготовления в заводских условиях (коаксиальный и волоконно-оптический кабель);
- на этапе строительства (воздушные линии связи);
- на обоих этапах (симметричный кабель).

Основной мерой защиты от взаимных помех цепей воздушных линий является скрещивание, а симметричных кабелей – скрутка жил в группы и симметрирование (комплекс мероприятий, направленных на уменьшение влияний, обусловленных процессом выполнения монтажных работ на кабельной магистрали).

Скрещивание цепей уменьшает взаимное и внешнее влияния, обусловленные поперечной асимметрией, а при подвеске проводов на различном расстоянии от земли (крюковой профиль) и влияние из-за продольной асимметрии.

Рассмотрим уменьшение взаимного влияния за счет скрещивания. Для этого проанализируем схемы:

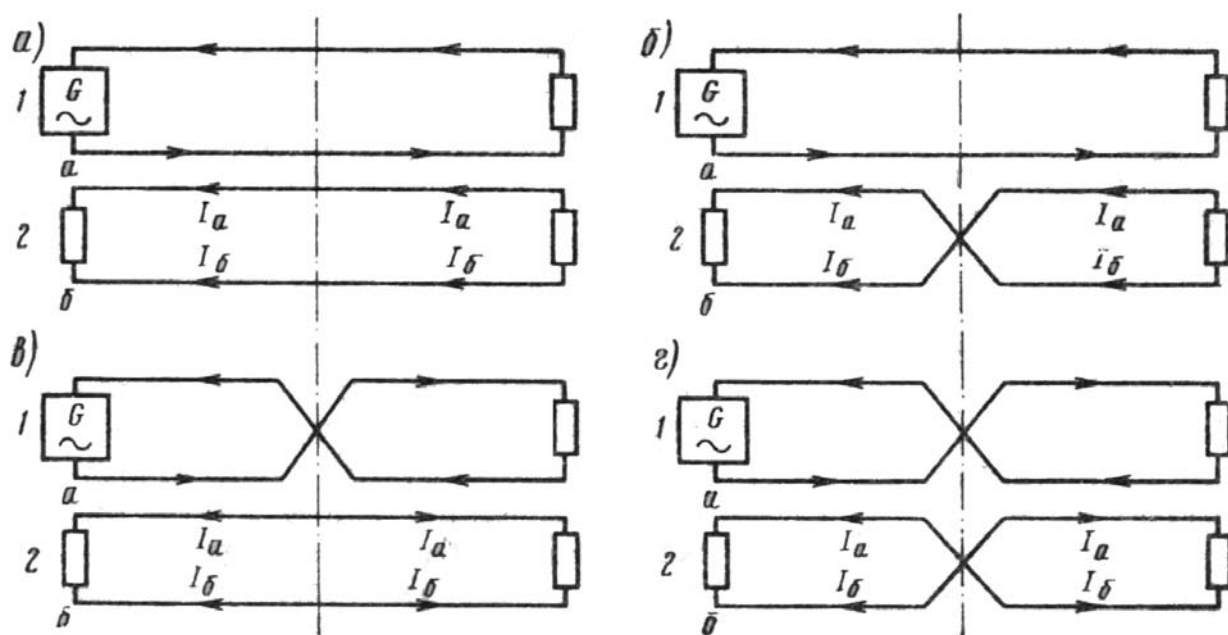


Рис. 5.38

Пусть между цепями имеет место магнитное влияние. Цепи 1 – влияющие; 2 – цепи, подверженные влиянию. При анализе будем учитывать наводку от ближайшего провода влияющей цепи, на провода цепи, подверженной влиянию.

Поскольку провод  $\alpha$  цепи 2 в схеме "а" расположен ближе к влияющей цепи 1, чем провод  $\delta$ , то  $J_a > J_\delta$  и через нагрузки пройдет результирующий ток

$$J_{a\delta} = (J_a + J_a) - (J_\delta + J_\delta) = 2J_a - 2J_\delta \neq 0.$$

При скрещивании цепи 2 (схема "б") провода а и б меняются местами, и результирующий ток будет равен 0:

$$J_{a\delta} = (J_a + J_\delta) - (J_a + J_\delta) = 0$$

При скрещивании цепи 1 (схема "в") ток также будет равен 0:

$$J_{a\delta} = (J_a - J_a) - (J_\delta - J_\delta) = 0.$$

Таким образом, при скрещивании токи влияния одного участка компенсируются токами влияния другого участка, что аналогично изменению знака коэффициента электромагнитной связи. Те же процессы будут происходить если скрестить одну из цепей в нескольких местах. При этом число участков должно быть четным, иначе останется нескомпенсированный участок, который называется неуравновешенной длиной.

Практически полной компенсации тока не происходит из-за различных токов с разных участков, кроме того, токи с разных участков отличаются фазами.

Рассмотрим схему "г", т.е. обе цепи скрещены в одной точке, тогда

$$J_{a\delta} = (J_a - J_\delta) - (J_\delta - J_a) = 2J_a - 2J_\delta \neq 0$$

т.е. скрещивание в одной точке бесполезно. Следовательно, при подвеске на линии нескольких цепей каждая цепь должна скрещиваться по своей схеме.

Скрещивание удобно устраивать отдельными участками, секциями, на которых бы заканчивались схемы скрещивания всех цепей и отсутствовала неуравновешенная длина линии.

Секции составляют из  $2^n$  элементов,  $n$  – целое. За длину элемента принимают отрезки линии равные двум, иногда трем или одному пролету. Чем больше в секции элементов, тем больше можно получить различных схем скрещивания, число которых в секциях равно  $2^n - 1$ . Практически применяют секции из 8, 16, 32, 64, 128 и 256 элементов. Секции из 128 и 256 элементов называют основными, а остальные – укороченными. Сначала размещают основные, затем укороченные, если на линиях не укладывается целой число основных секций.

При составлении схем скрещивания пользуются условными обозначениями – индексами. Скрещивание цепей через равные промежутки обозначают одноцифровыми индексами: 1 – через 1 элемент; 2 – через 2 элемента; 3 – через 3 элемента и т.д. Эти индексы и схемы скрещивания называют основными.

Схемы, обозначенные двумя индексами, получаются наложением основных схем. Например, если цепь скрестить по индексу 1, вторично скрестить по индексу 2, то через каждые два элемента схемы скрещивания совпадут. Два скрещивания в одной точке взаимно компенсируются и в результате цепь будет сокращена по индексу 1-2. Цепь скрещенную по индексу 1-2 можно дополнительно скрестить по индексу 8 и тогда схема скрещивания будет определяться по индексу 1-2-8 и т.д.

Увеличение переходного затухания на ближнем конце между скрещенными цепями зависит от схемы взаимной защищенности, которая определяется скрещиваниями цепей, не совпадающими при наложении друг на друга.

Например, если одна цепь скрещена по индексу 1-4, другая по 1-8, то при наложении получим схему взаимной защищенности 4-8, т.к. для установления схем взаимной защищенности нужно исключить одинаковые индексы из индексов взаимовлияющих цепей. На рис. 5.39 показан пример скрещивания трех цепей в секции из 16 элементов

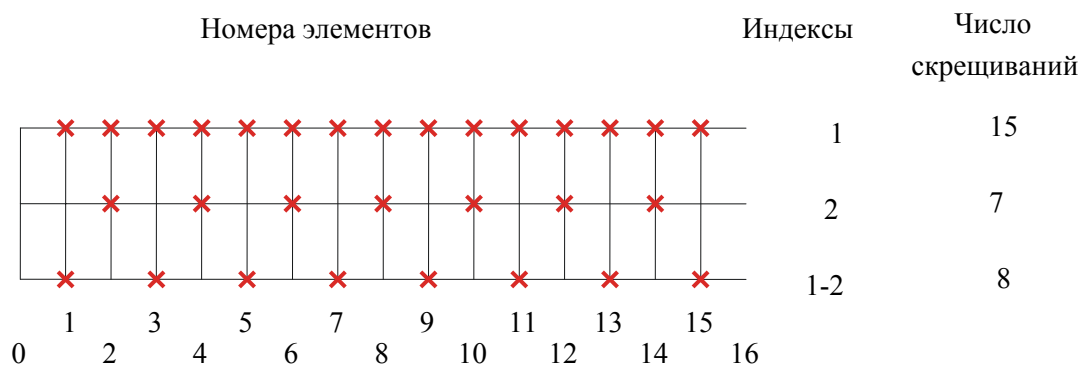


Рис. 5.39

### 5.16. Переходное затухание между скрещенными цепями

Пусть имеется две цепи длиной  $l$ , одна из них скрещена по индексу 1, другая не скрещена. Длины элементов  $S$ , количество элементов –  $n$ . Считаем, что электромагнитные связи между цепями - постоянны по всей длине (рис. 5.40).

Для определения переходного затухания на ближнем конце установим значение токов влияния от каждого элемента:

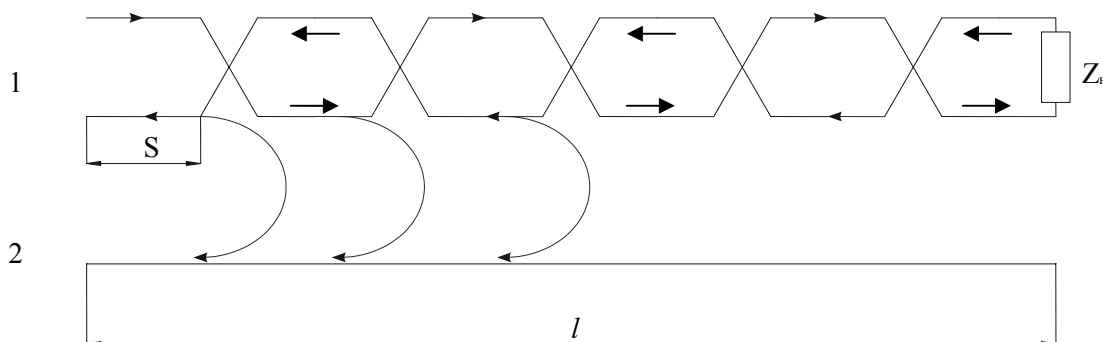


Рис. 5.40

Ток влияния на ближнем конце от первого элемента влияющей цепи, в соответствии с (5.8) есть:

$$J_{20}^1 = \frac{J_{10}N_{12}}{2(\gamma_1 + \gamma_2)} (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)S}) = \frac{J_{10}N_{12}}{2a} (1 - e^{-aS}), a = \gamma_1 + \gamma_2.$$

Ток влияния от второго элемента по величине будет такой же как  $J_{20}^1$ , но добавится множитель  $e^{-aS}$ , так как он удален на расстояние  $S$ , кроме того, влияющий ток во втором элементе имеет противоположное направление по отношению к току в первом элементе, поэтому

$$J_{20}^2 = -J_{20}^1 e^{-aS}.$$

Ток от третьего элемента есть

$$J_{20}^3 = +J_{20}^1 e^{-2aS}.$$

Ток от  $n$ -го элемента будет

$$J_{20}^n = J_{20}^1 e^{-a(n-1)S} (-1)^{n+1}.$$

Суммарный наведенный ток запишется как

$$J_{20}^c = J_{20}^1 [1 - e^{-aS} + e^{-2aS} - \dots (-1)^{n+1} e^{-a(n-1)S}] = J_{20}^1 \frac{1 - e^{-anS}}{1 + e^{-aS}} = \frac{J_{10}N_{12}}{2a} (1 - e^{-aS}) th \frac{aS}{2}.$$

Здесь учтено, что в квадратных скобках имеем геометрическую прогрессию со знаменателем  $q = -e^{-aS}$ .

При скрещивании по индексу  $n$  мы будем иметь

$$J_{20}^c = \frac{J_{10}N_{12}}{2(\gamma_1 + \gamma_2)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)l}] th \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} nS = J_{20}^1 th \frac{aS}{2} nS.$$

Если схема взаимной защищенности обозначена несколькими индексами, например 1-4-16, то

$$J_{20}^c = J_{20}^1 \left| th \frac{aS}{2} \right| \left| th \frac{aS}{2} \right| \left| th \frac{aS}{2} \right|.$$

Выражение для переходного затухания

$$A_0^c = 20 \lg \left| \frac{J_{10}}{J_{20}^c} \sqrt{\frac{z_{\epsilon 1}}{z_{\epsilon 2}}} \right| = 20 \lg \frac{B_0}{T} = A_0 + A_n, z_{\epsilon 1} = z_{\epsilon 2}.$$

Здесь  $B_0 = J_{10}/J_{20}$ ,  $T$  – произведение модулей гиперболических тангенсов.  $A_0$  – переходное затухание между нескрещенными одинаковыми цепями,  $A_n$  – дополнительное затухание, вызванное скрещиванием  $A_n = 20 \lg 1/T$ .

Следует обратить внимание на то, что скрещивание может уменьшить первоначальное переходное затухание в том случае, если  $1/T < 1$  (при этом  $A_n < 0$ ).

Значение тока влияния на дальнем конце вычисляется аналогично, в результате получаем

$$J_{2l}^c = J_{2l} T',$$

где  $T'$  – произведение модулей гиперболических тангенсов вида  $\left| th \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2} nS \right|$ . При  $\gamma_1 = \gamma_2$  влияния на дальний конец не будет.  $J_{2l}$  – наведенный ток при нескрещенных цепях.

Как видно затухание за счет скрещивания зависит от произведения  $nS$ , т.е. от расстояния между скрещиваниями. Рассмотрим выражение:

$$T_n = |th \gamma nS| = \sqrt{\frac{ch 2\alpha nS - \cos 2\beta nS}{ch 2\alpha nS + \cos 2\beta nS}},$$

здесь предполагается, что  $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$ ,  $\gamma = \alpha + i\beta$ .

При  $\pi/2 < 2\beta nS < 3\pi/2$ ,  $\cos 2\beta nS < 0$ , поэтому  $T_n > 1$  и скрещивание даст отрицательный эффект, т.е. необходимо, чтобы  $2\beta nS < \pi/2$ , отсюда  $nS < \lambda/8$ , т.е. секции скрещивания должны быть такими, чтобы  $nS < \lambda/8$ .

### 5.17. Скрутка кабельных жил

Взаимное влияние цепей в кабельных линиях определяется в основном поперечной асимметрией при тщательном обеспечении однородности материалов кабеля. Поэтому основными мерами уменьшения взаимного влияния является скрутка и симметрирование.

При парной скрутке необходимо учитывать межгрупповые связи. Действие скрутки аналогично скрещиванию проводов на воздушных линиях. Отличие заключается лишь в том, что скрещивание устраивают в точках, и расстояния между скрещиваниями могут быть различны. А скрутка представляет собой равномерное, непрерывное вращение жил относительно оси с неизменным шагом по всей длине кабеля.

Шагом скрутки называют длину участка, на котором жилы группы совершают полный оборот вокруг оси скручивания. Шаг скрутки соответствует двум шагам скрещивания по схеме с одиночным индексом. С одной стороны выгодно шаг скрутки делать как можно меньше, но тогда увеличивается объем кабеля, поэтому с учетом оптимальных параметров шаг скрутки выбирают 100-300 мм, а повивов – 400-100 мм.

Подбор и согласование шагов скрутки осуществляется по участкам – секциям, длина которых не должна превышать  $\lambda_{мин}/8$ .  $\lambda_{мин}$  – минимальная длина волны передаваемого сигнала. Согласование – это значит, что выбраны определенные шаги скрутки. Так если кабель низкочастотный, то при четном числе групп в повиве достаточно взять два согласованных шага I и II и чередовать их (рис. 5.41).



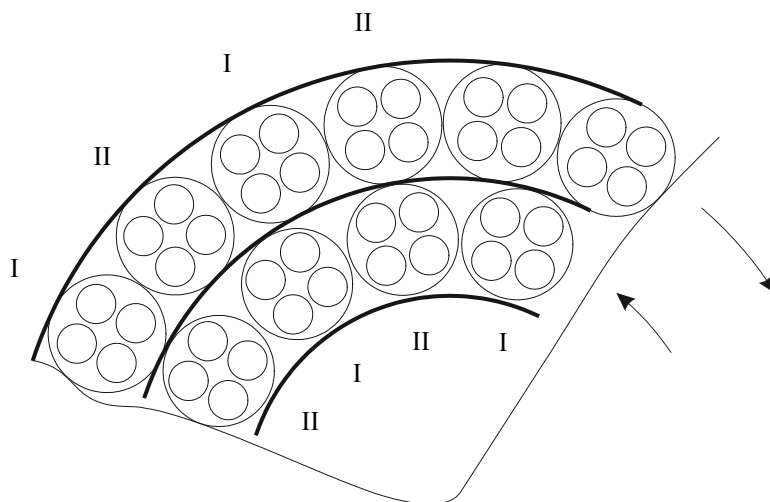


Рис. 5.41

При нечетном числе групп в повиве потребуется три согласованных шага во избежание появления соседних групп, скрученных с одинаковым шагом.

В высокочастотных кабелях шаги скрутки всех групп должны быть неодинаковы и согласованы между собой поскольку приходится учитывать связь между всеми группами. В то время, как при низкой частоте связь в основном емкостная и соседние группы экранируют ее.

Для уменьшения связи между группами в соседних повивах, последние скручивают в разные стороны.

Принятых мер оказывается недостаточно, поэтому во время ремонта и монтажа проводят симметрирование кабельной магистрали.

#### 5.18. Переходное затухание между цепями в кабельных линиях

Кабельные линии монтируются из отдельных отрезков строительных длин, поставляемых заводами со скрученными (скрещенными) жилами цепей. Поэтому фазы токов влияния поступающих к ближнему и дальнему концам неизвестны, тогда полный ток влияния определяется по квадратичному закону сложения от отдельных строительных длин.

Пусть имеем кабельную линию из  $n$ -отрезков кабеля длиной  $S$  с цепями, имеющими одинаковые параметры.

Для определения переходного затухания на ближнем конце предположим, что электромагнитные связи между цепями постоянны по всей длине и ток влияния первой строительной длины

$$J_1 = J_{20}^{cd}$$

Тогда ток влияния со второй строительной длины будет

$$J_2 = J_{20}^{cd} e^{-aS}$$

с последней строительной длины

$$J_n = J_{20}^{cd} e^{-aS(n-1)}$$

Полный ток влияния на ближнем конце запишем

$$J_{20} = \sqrt{J_1^2 + J_2^2 + \dots + J_n^2} = J_{20}^{cd} \sqrt{\frac{1 - e^{-2aS(n-1)}}{1 - e^{-2aS}}}, a = \gamma_1 + \gamma_2$$

Отношение токов:

$$\frac{J_{10}}{J_{20}} = \frac{J_{10}}{J_{20}^{cd}} \sqrt{\frac{1 - e^{-2aS}}{1 - e^{-2aS(n-1)}}}$$

Переходное затухание на ближнем конце получим в виде:

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{J_{10}}{J_{20}} \sqrt{\frac{z_{\epsilon 1}}{z_{\epsilon 2}}} \right| = -20 \lg |B_{20}^{cd}| + 20 \lg |D| = A_0^{cd} + 20 \lg |D|, B_{20}^{cd} = \frac{J_{10}}{J_{20}^{cd}}, D = \sqrt{\frac{1 - e^{-2aS}}{1 - e^{-2aS(n-1)}}}, z_{\epsilon 1} = z_{\epsilon 2}$$

$A_0^{cd}$  - переходное затухание на ближнем конце строительной длины, определяемое обычно измерениями.

Токи влияния на дальний конец проходят один и тот же путь при одинаковых взаимодействующих цепях, поэтому все слагаемые при квадратичном суммировании получаются одинаковыми и полный ток есть

$$J_{2e} = J_{2l}^{cd} e^{-(n-1)aS} \sqrt{n}$$

Переходное затухание на дальнем конце есть

$$A_{2l} = A_{2l}^{cd} - 20 \lg \sqrt{n} + 20 \lg D', D' = e^{(n-1)Sa}$$

Как видно,  $A_{2l}$  зависит от длины линий и при  $\lg D' \approx \lg \sqrt{n}$  переходное затухание  $A_{2l}$  может быть минимальным.

## 5.19. Симметрирование кабельных линий

Кабельные цепи в строительных длинах одного и того же типа всегда имеют различные электрические характеристики и от того, как они будут соединены зависит защищенность и от взаимных влияний и влияний внешних источников. Поэтому при выполнении монтажных работ с симметричными кабелями проводят симметрирование – комплекс мероприятий, направленных на уменьшение влияний.

Рассмотрим способы симметрирования.

В низкочастотных кабелях (до 4 кГц) преобладают электрические связи, а в высокочастотных – электромагнитные. Исходя из этого в НЧ кабелях достаточно проводить сим-

метрирование емкостных связей, в ВЧ кабелях необходимо симметрировать все составляющие (активные и реактивные) электрических и магнитных связей.

Для симметрирования НЧ кабелей применяют метод скрещивания жил, конденсаторный метод и концентрированное симметрирование контурами противосвязи.

Сущность симметрирования скрещиванием жил заключается в том, что производится компенсация электромагнитных связей между цепями на одном участке кабельной линии связями другого участка. Как известно, при скрещивании связи меняют знак.

При симметрировании конденсаторным методом, конденсаторы устанавливают в промежуточных муфтах и включают их между жилами цепей.

Поскольку в этом случае достигается равновесие электрического моста, поэтому не возникает напряжения влияния между жилами.

Концентрированное симметрирование контурами противосвязи заключается в том, что токи помех компенсируются токами противоположной фазы, вводимыми через контуры противосвязи, включенные между жилами. Схематично это выглядит так, как показано на рис. 5.42.

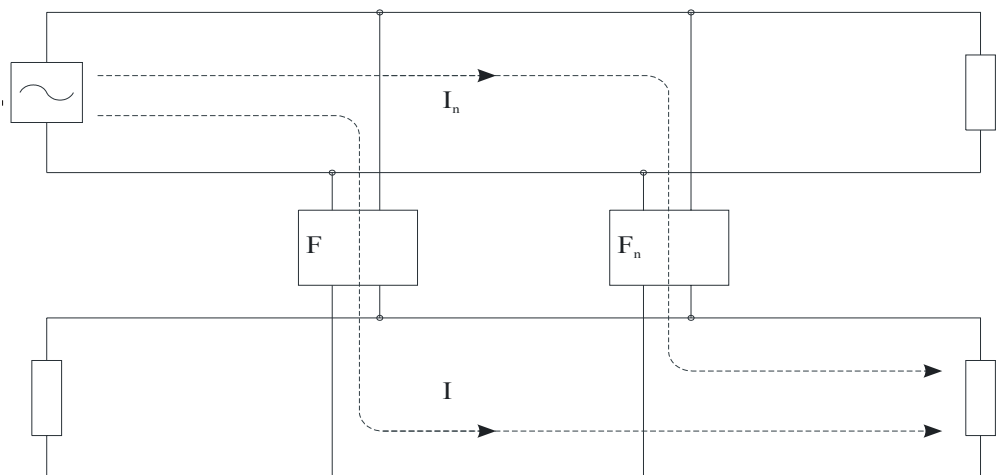


Рис. 5.42

$F$  – естественная помеха,  $F_n$  – контур противосвязи.

Такая система эффективна для компенсации помехи на дальнем конце. На ближнем производят скрещивание. Контур  $F_n$  должен создавать противоток во всем частотном диапазоне.

Методики симметрирования высокочастотных и низкочастотных цепей различны. Высокочастотные цепи симметрируют на всем усилительном участке, не разделяя его на шаги, из-за большого затухания на высоких частотах (помехи с начальных участков быстро затухают и компенсировать надо только на концах).

Низкочастотные цепи имеют меньше затухание, поэтому снижая влияние на дальний конец, можно усилить влияние на ближний и наоборот. Низкочастотные кабели симметри-

руют небольшими участками – шагами симметрирования, обычно  $\approx 2$  км. В ж.д. кабелях есть и ВЧ цепи и НЧ цепи, поэтому применяется оба метода.

Симметрирование низкочастотных цепей. В кабелях со звездной скруткой жил наибольшее влияние имеет место между цепями внутри четверок (рис. 5.43).

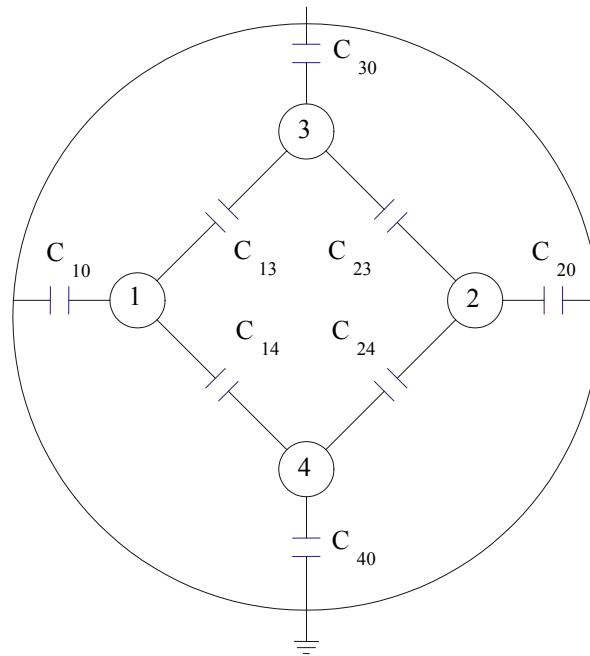


Рис. 5.43

Влияние между цепями смежных четверок меньше из-за различных шагов их скрутки. В ж.д. кабелях применяется преимущественно симметрирование внутри четверок. Перед симметрированием все ответвления и выводы должны быть замонтированы.

Для симметрирования четверок сначала измеряют емкостные связи в соединяемых строительных длинах кабеля:

$$k_1 = (C_{13} + C_{24}) - (C_{14} + C_{23}) \text{ – связь между основными цепями четверки;}$$

$k_2 = (C_{13} + C_{14}) - (C_{23} + C_{24})$  – между первой основной и искусственной (фонтомной) цепями;

$$k_3 = (C_{13} + C_{23}) - (C_{14} + C_{24}) \text{ – связь между второй основной и искусственной.}$$

Измеряют также емкостную симметрию:

$$e_1 = (C_{10} - C_{20}) \text{ – симметрия первой пары четверки;}$$

$$e_2 = (C_{30} - C_{40}) \text{ – симметрия второй пары четверки;}$$

$$e_3 = (C_{10} + C_{20}) - (C_{30} + C_{40}) \text{ – симметрия искусственной цепи.}$$

Затем симметрирование выполняют в три этапа: внутри шагов симметрирования; при соединении шагов и на смонтированном усилительном участке.

Симметрирование внутри шагов можно выполнить в одной, трех и семи точках, расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга и от концов шага симметрии.

При этом применяют следующие муфты:

- симметрирующие муфты, в них производят симметрирование скрещиванием;
- конденсаторные муфты, где производится симметрирование скрещиванием и конденсаторами;
- прямые муфты, здесь не производится симметрирование, а жилы соединяются непосредственно.

☒ Схемы симметрирования внутри шагов:

☐ К 1-точечная (рис. 5.44)



Рис. 5.44

3-х точечная (рис. 5.45)

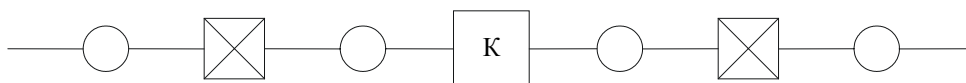


Рис. 5.45

7-точечная (рис. 5.46)

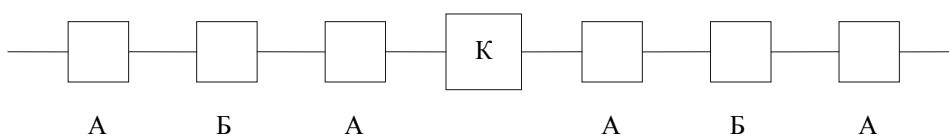


Рис. 5.46

конденсаторные муфты монтируют в конце, сначала прямые или А, затем Б (в семиточных схемах).

Схемы скрещивания жил цепей при соединении четверок в симметрирующих муфтах выбирают по данным измерений емкостных связей и асимметрий.

Например, если на одном участке кабельной линии емкостная связь между цепями одной из четверок

$$K_1' = +350, n\phi .$$

А на другом участке емкостная связь между цепями также внутри одной четверки

$$K_1'' = +300, n\phi .$$

То при соединении жил обеих четверок без скрещивания

$$K_1 = K_1' + K_1'' = +350 + 300 = 650, n\phi .$$

Если жилы одной из цепей скрестить в соединительной муфте, то результирующая связь

$$K_1 = 350 - 300 = 50, n\phi .$$

Отметим, что при скрещивании обеих цепей емкостная связь не меняется (650 пф).

Когда соединяются четверки, возможны 8 вариантов скрещивания. Эти варианты приведены в таблице 2.

При выполнении симметрирования скрещиванием пробуют все схемы и выбирают ту, при которой взаимное влияние между цепями будет минимальным.

Если скрещиванием не удалось снизить связи и асимметрию до допустимых значений ( $k_1, k_2, k_3 \leq 20 n\phi, e_1, e_2 \leq 300 n\phi, e_3 \leq 400 n\phi$ ), то применяют симметрирование конденсаторами.

Емкости этих конденсаторов выбирают следующим образом. Допустим, что в результате измерений установлено, что:

$$k_1 = -30 n\phi .$$

Это значит, что

$$k_1 = (C_{13} + C_{24}) - (C_{14} + C_{23}) = -30 n\phi .$$

Следовательно, для условия  $k_1 = 0$  нужно между жилами 1-3 и 2-4 включить конденсаторы по 15 пф (так, чтобы  $k_2$  и  $k_3$  не менялись).

При соединении шагов между собой (второй этап) симметрирование выполняют скрещиванием по результатам измерения переходного затухания на участке между цепями на частоте 800 Гц. Выбирают операторы, которые дают наибольшее переходное затухание. Шаги наращивают последовательно, начиная от концов участка к его середине, измеряя переходное затухание на ближнем и дальнем конце, добиваясь наибольшего их значения. Одновременно добиваясь, чтобы асимметрия в основных цепях не превышала 0,1 Ом.

Таблица 2

комбинации	Схема соединения жил		Условные обозначения (операторы)	Емкостные связи			Емкостные асимметрии		
	Сторона			k <sub>1</sub>	k <sub>2</sub>	k <sub>3</sub>	ε <sub>1</sub>	ε <sub>2</sub>	ε <sub>3</sub>
	А	Б							
1			●●●	$k_1' + k_1''$	$k_2' + k_2''$	$k_3' + k_3''$	$\varepsilon_1' + \varepsilon_1''$	$\varepsilon_2' + \varepsilon_2''$	$\varepsilon_3' + \varepsilon_3''$
2			X●●	$k_1' - k_1''$	$k_2' - k_2''$	$k_3' - k_3''$	$\varepsilon_1' - \varepsilon_1''$	$\varepsilon_2' + \varepsilon_2''$	$\varepsilon_3' + \varepsilon_3''$
3			●X●	$k_1' - k_1''$	$k_2' + k_2''$	$k_3' - k_3''$	$\varepsilon_1' + \varepsilon_1''$	$\varepsilon_2' - \varepsilon_2''$	$\varepsilon_3' + \varepsilon_3''$
4			XX●	$k_1' + k_1''$	$k_2' - k_2''$	$k_3' - k_3''$	$\varepsilon_1' - \varepsilon_1''$	$\varepsilon_2' - \varepsilon_2''$	$\varepsilon_3' + \varepsilon_3''$
5			●●X	$k_1' + k_1''$	$k_2' + k_2''$	$k_3' + k_3''$	$\varepsilon_1' + \varepsilon_1''$	$\varepsilon_2' + \varepsilon_2''$	$\varepsilon_3' - \varepsilon_3''$
6			X●X	$k_1' - k_1''$	$k_2' - k_2''$	$k_3' + k_3''$	$\varepsilon_1' - \varepsilon_2''$	$\varepsilon_2' + \varepsilon_1''$	$\varepsilon_3' - \varepsilon_3''$
7			●XX	$k_1' - k_1''$	$k_2' + k_2''$	$k_3' - k_2''$	$\varepsilon_1' + \varepsilon_2''$	$\varepsilon_2' - \varepsilon_1''$	$\varepsilon_3' - \varepsilon_3''$
8			XXX	$k_1' + k_1''$	$k_2' - k_2''$	$k_3' - k_2''$	$\varepsilon_1' - \varepsilon_2''$	$\varepsilon_2' - \varepsilon_1''$	$\varepsilon_3' - \varepsilon_3''$

Симметрирование высокочастотных цепей. Для высокочастотных цепей симметрирование выполняют в пределах усилительных участков для систем передачи с частотным разделением каналов. Цифровые системы обладают высокой помехозащищенностью и не требуют симметрирования.

Симметрирование ВЧ цепей выполняют только на дальнем конце усилительного участка. Симметрирование выполняют в два этапа. На первом производят систематическое скрещивание первой цепи четверки при соединении строительных длин кабеля (оператор по схеме X○○). На втором скрещивание в двух, трех муфтах с подбором операторов скрещивания из результатов измерения защищенности на дальнем конце усилительного участка. Выбирают наилучший оператор исходя из требуемых норм по защищенности  $A_{3e}$ . Если этого достичь не удастся, то симметрируют с применением контуров противосвязи. Тогда симметрирование будет трехэтапным.

Компенсационный метод ослабления взаимных влияний на участках ОУП-ОУП. К кабельным магистралям ж.д. наиболее применим компенсационный метод ослабления на участках ОУП-ОУП. Поскольку имеется большое число отпаев, наличие комбинированных

цепей, большое число кабелей с бумажной изоляцией и алюминиевой оболочкой трудно симметризовать в широком диапазоне частот.

Компенсационный метод имеет большие возможности ослабления по сравнению с методом симметрирования. Он, в частности, учитывает эффект перестановки (эффект перестановки заключается в том, что коэффициент связи первой цепи со второй различен с коэффициентом связи с второй на первую).

Взаимное влияние на участке ОУП-ОУП подавляется включенным в приемном ОУПе контура противосвязи с однонаправленным устройством. Подбор элементов контуров противосвязи возможен двумя способами – расчетом с применением ЭВМ и аппаратно-итеррационным.

Типовые схемы противосвязи и их передаточные характеристики и рекомендации по применению даны в [22].

### 5.20. Меры защиты подземных кабелей от коррозии

Коррозия – это разрушение металлических жил, оболочек, брони, медных или алюминиевых экранов.

Причины коррозии в основном следующие:

1. электрическая коррозия, возникающая под действием блуждающих токов;
2. почвенная или электрохимическая коррозия, возникающая в химически активных средах;
3. межкристалльная коррозия, возникающая в результате вибраций, толчков и т.д.

Электрическая коррозия широко распространена на рельсовом транспорте с электрической тягой на постоянном токе (ж.д. транспорт, метрополитен, трамвай и т.д.). Приближенная схема действия электрической коррозии показана на рис. 5.47.

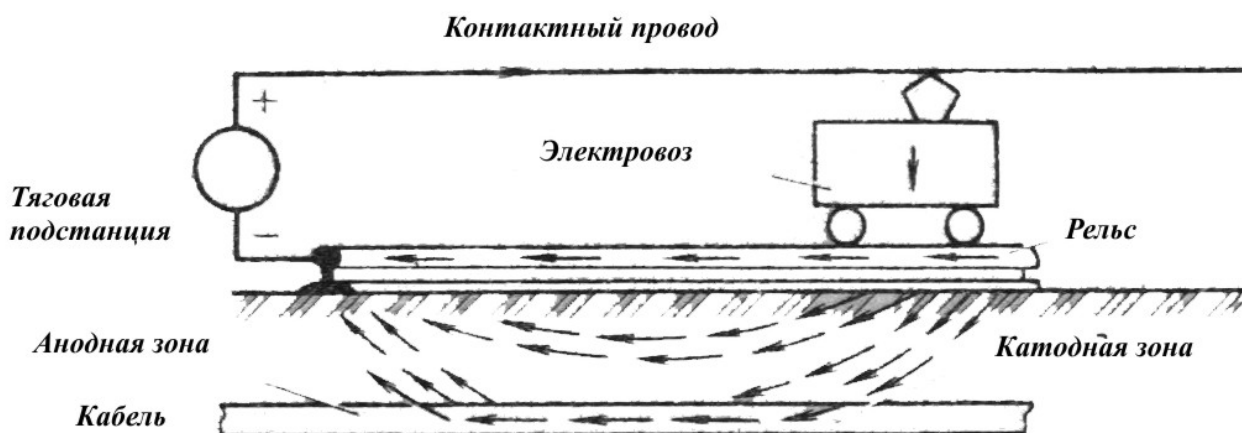


Рис. 5.47



В анодных зонах происходит вынос металла из кабеля (положительно заряженные катионы высасываются из металла). Отметим, что в случае тягового переменного тока будут наблюдаться знакопеременные зоны [1].

Для защиты от электрической коррозии необходимо уменьшать сопротивление рельсовых нитей (установка медных соединителей), увеличить переходное затухание рельс-земля (пропитка деревянных шпал масляными антисептиками и прокладка резиновых прокладок). Следует применять щебеночный или гравийный балласт, при этом зазор между подошвой рельса и балластом не должен быть меньше 30 мм.

Наилучшим способом защиты кабелей от блуждающих токов является прокладка кабелей с пластмассовыми оболочками. Такая защита обязательна для кабелей с алюминиевыми и стальными оболочками.

К активным методам защиты от коррозии кабелей относятся простые и поляризованные дренажи, катодные установки, протекторы и др. Схема простого дренажа показана на рис. 5.48.

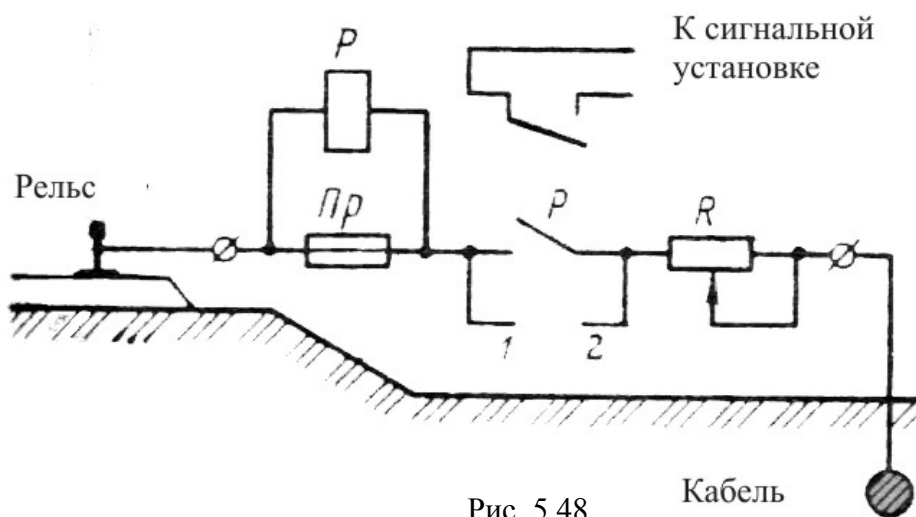


Рис. 5.48

Рельс соединяется с кабелем, тем самым выравниваются потенциалы и поле между кабелем и рельсом становится равным нулю. Здесь Р – реле сигнализирующее о целостности предохранителя (пр.).

В знакопеременных зонах используют поляризационный дренаж (рис. 5.49)

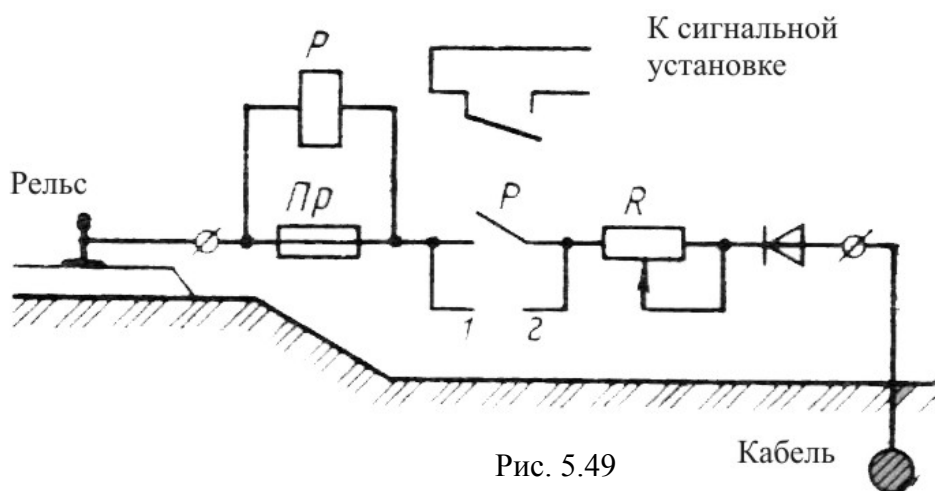


Рис. 5.49

Здесь стоит диод, пускающий ток в одном направлении, защищая от случая, когда кабель будет находится под отрицательным полюсом по отношению к рельсу.

Катодную защиту устанавливают в устойчивых анодных зонах и зонах почвенной коррозии. Это источник постоянного напряжения, питаемый от выпрямителя, причем отрицательным полюсом он подсоединяется к кабелю, а положительным к дополнительному заземлителю, находящемуся на расстоянии 30-50 м (рис. 5.50).

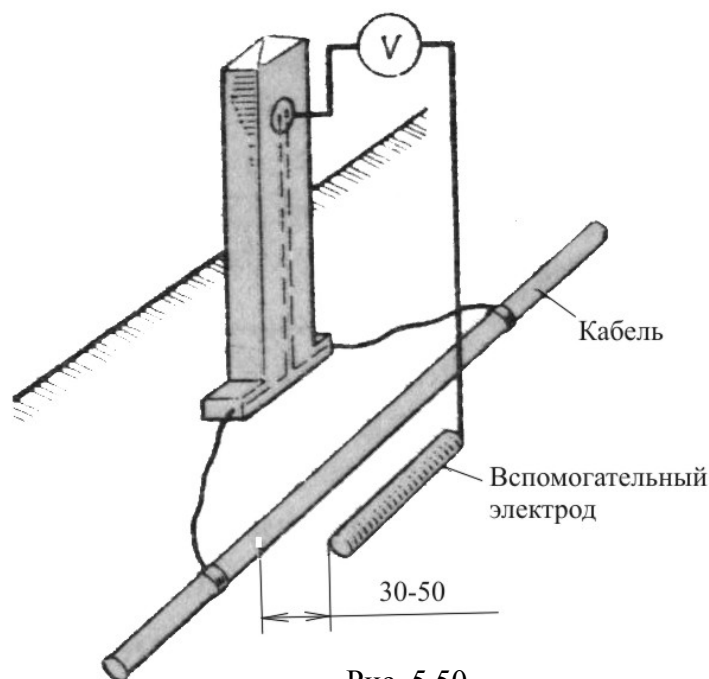


Рис. 5.50

Этим самым катионы металла будут экранированы положительными зарядами поступающими к кабелю из почвы.

При протекторной защите оболочка кабеля служит катодом, а анодом является специальный электрод – протектор, который разрушается, защищая кабель.

Пластмассовые оболочки и шланги защищают кабели от всех видов коррозии.

От межкристаллической коррозии кабели, проложенные по мостам, защищают пружинистыми подвесками и пластмассовыми гасителями колебаний.

Для контроля коррозионной обстановки измеряют потенциалы кабеля относительно земли. Для этого на трассе через 200-2000 м. устанавливают КИПы, в которых измеряют потенциал кабеля относительно земли и разность потенциалов вдоль кабеля. Строят потенциальные диаграммы (рис. 5.51).

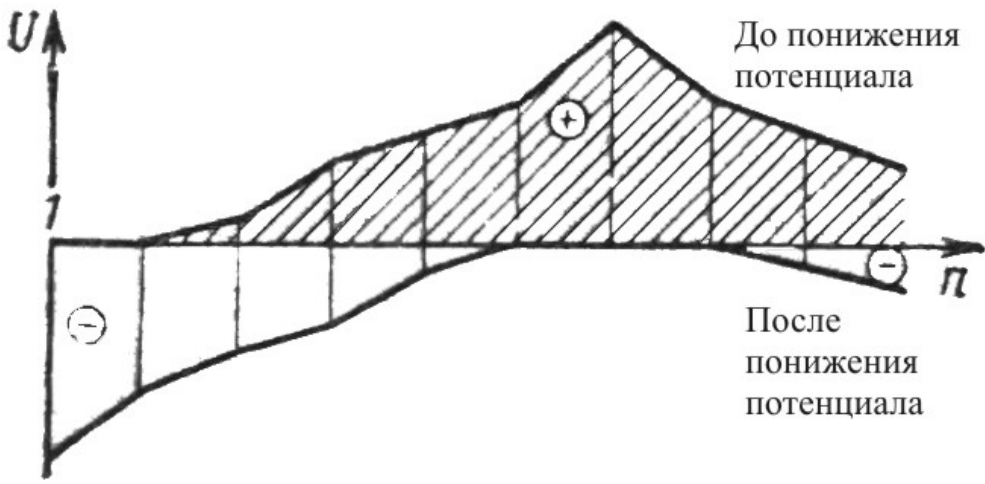


Рис. 5.51

По данной диаграмме принимают меры по защите от коррозии (положительный потенциал нужно превратить в отрицательный).

5.21. Защита от атмосферного электричества

Опасное влияние на воздушные кабельные линии оказывают грозовые разряды – молнии [23].

Что такое молния?

В среднем на земном шаре за сутки происходит около 300 гроз. В основном они сосредоточены в грозовых центрах – это район вблизи экватора. В средних широтах количество грозовых дней колеблется от 20 до 60 в году. Грозы сопровождаются молниями. Молния – это электрический разряд через воздух.

Откуда берутся молнии? Механизм сложный и на сегодня не совсем понятен. Одна из версий генерации молнии связана с образованием грозовой ячейки (рис. 5.52).

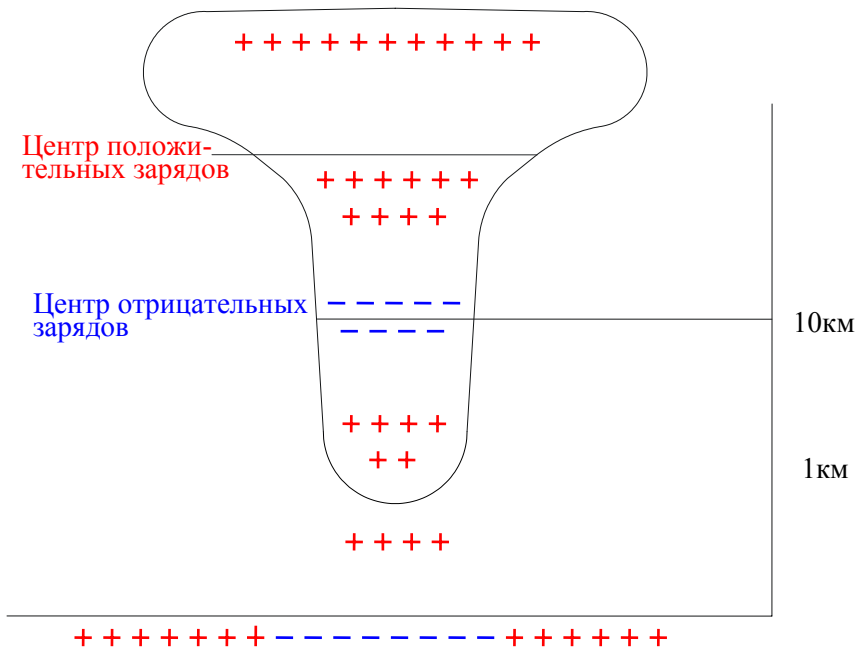


Рис. 5.52

В грозовой ячейке из-за наличия заряженных и движущихся ионов происходит разделение зарядов. Движение – конвективное и оно вызывается нагревом земной поверхности солнечной радиацией – т.е. в конечном счете причиной молнии является Солнце.

В результате разделения зарядов увеличивается поле и оно достигает величины пробивного значения. Тогда начинается разряд. Вначале сгусток отрицательных зарядов движется по направлению к положительному рывками, скачками. Это, так называемые – лидер. Скорость его около 100 км/ч. Этот лидер может двигаться из более отрицательного, по отношению к земной поверхности, дна грозовой ячейки к земной поверхности. Лидер образует канал, по которому устремляются заряды, чаще всего отрицательные по направлению к земле. Как только происходит встреча с землей, происходит замыкание и резко увеличивается ток в канале до полного разряда между ячейкой и землей – это удар. Наблюдается до 12 ударов – это и есть молния. С каждым ударом с небес низвергается 20-30 Кулон электричества, если учесть время удара 100-200 мкс, то ток составит величину более  $10^5$  А. Температура в канале молнии достигает величины  $20000^\circ\text{C}$ , поэтому образуется ударная волна – гром.

Молнии являются генераторами поддерживающими электрическое статическое поле в промежутке между земной поверхностью и высотой примерно 50 км. Это поле характеризуется разностью потенциалов примерно 100 в/м. Это поле в свою очередь способствует разделению зарядов в грозовой ячейке путем поляризации водяных и ледяных капель.

В результате присутствия заряженных частиц в атмосфере даже в солнечный день через атмосферу протекает ток ( $\approx 1800$  А) разряда, причем максимум его приходится на 7 часов вечера по Гринвичу, независимо от места наблюдения или местного времени. Связано это с тем, что к этому времени в результате грозовой активности увеличивается потенциал между "обкладками" конденсатора: земная поверхность – слой на высоте 50 км и эта разность потенциалов выравнивается по всему земному шару. Вернемся к молнии. Ток канала нарастает примерно по закону (рис. 5.53):

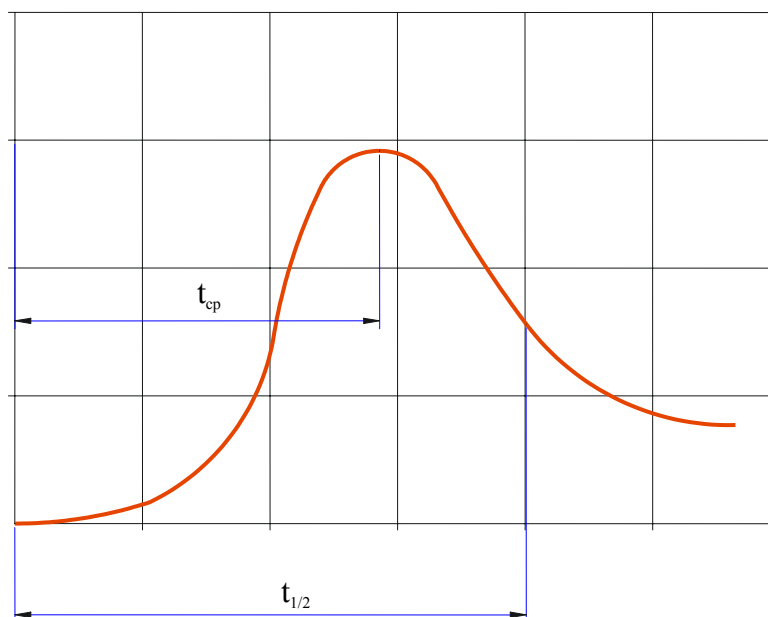


Рис. 5.53

$t_{cp} = 10 - 40$  мкс – время нарастания,  $t_{1/2} = 40-120$  мкс – время спада до половины.

Примерно такую же временную зависимость имеют импульс электромагнитного поля, который и определяют наведенные токи и напряжения в кабельных и воздушных линиях, вызывая их разрушение.

Чаще всего молния поражает наиболее высокие строения, так как их вершины – это часто острия, где имеет место наибольшая плотность зарядов, значит наиболее вероятно появление пробивного поля.

В земле ток молнии распространяется по участкам с хорошей проводимостью, поэтому повреждаются кабели уложенные в грунт с малой проводимостью (песчаные, каменные, вечномёрзлотные и т.д.). Повреждения кабелей разнообразны: расплавление свинцовой оболочки и жил, образование вмятин на оболочке, прогибы кабеля, разрыв ленточной брони, пробой изоляции между жилами и др.

Воздействие грозовых разрядов на воздушные линии может быть непосредственным, т.е. прямым ударом в опоры, расщепляя деревянные, или индуктируя большие токи в проводах, которые могут даже расплавиться.

Воздействия также могут быть индуктивными, когда молния ударяет в земную поверхность вблизи воздушной или кабельной линии. В этом случае наводится ток и возникает опасное напряжение.

В случае кабельных линий трассы прокладки выбирают в местах с наименьшим числом ожидаемых ударов (в случае ж.д. рельсы и контактные провода экранируют кабели связи от молнии). Применяют кабели с повышенной проводимостью оболочки, отводят молнию от кабелей прокладкой одного или нескольких тросов на глубине  $\frac{1}{2}$  от глубины укладки кабеля (рис. 5.54).

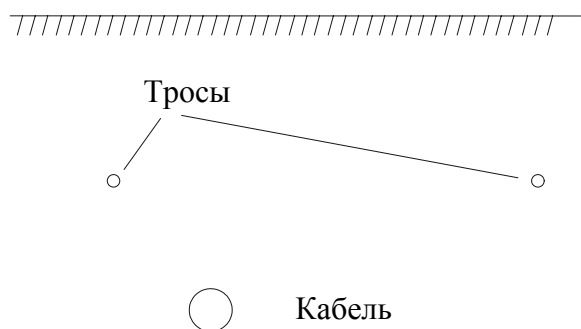


Рис. 5.54

Опоры воздушных линий защищают молниеотводами, установленными на ответственных опорах, кроме того молниеотводы устанавливают на опорах ранее разрушенных молнией, так как наблюдается повторяемость ударов молнии. В качестве молниеотвода ис-

пользуют стальной провод диаметром 4-5 мм, прокладываемый вдоль опоры и отведенный в землю на глубину до 0,7 м и длиной, в зависимости от проводимости грунта, достигающей 12 м.

Защиту от опасных напряжений аппаратуры, включенной в воздушные и кабельные линии, людей выполняют с помощью разрядников, устанавливая их на входе в аппаратные помещения.

Разрядники делятся на газонаполненные (рис. 5.55):

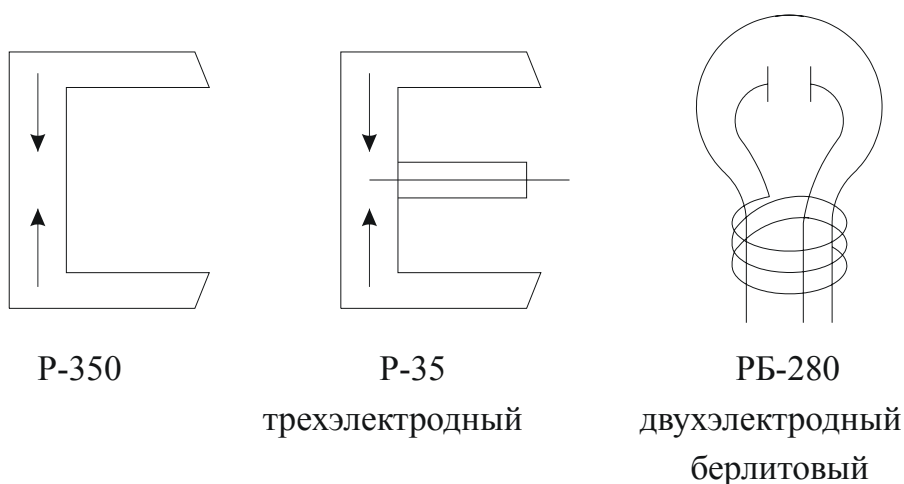


Рис. 5.55

Велитовые разрядники типа РВ-500, 1000 (рис. 5.56)

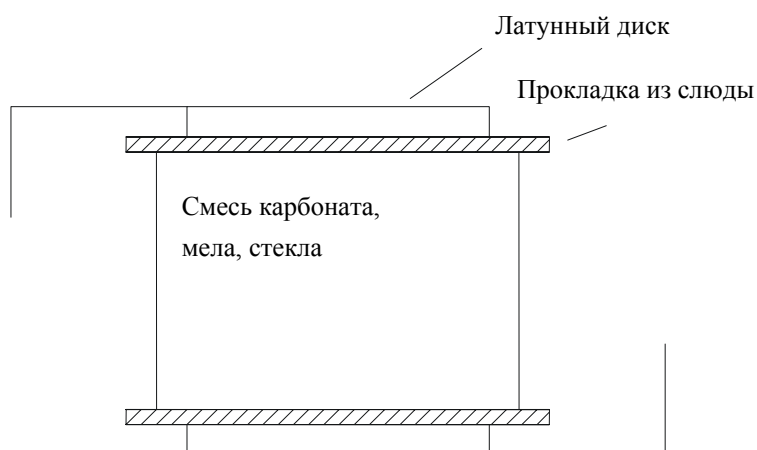


Рис. 5.56

Искровые разрядники ИР-02, ИР-03, ИР-7, ИР-10, ИР-15, ИР-20. Цифра – это промежуток между электродами.

Для защиты рельсовых цепей от опасного влияния применяют нелинейные выравниватели ВК-220, ВК-10 и ВС-90 (цифры указывают на номинальное напряжение), которые выравнивают асимметрию наведенного напряжения в рельсах, образующих рельсовую цепь.

Применяют также взамен искровых разрядников, где может гореть дуга в силовых цепях, вентильные разрядники РВНШ=250, РВНН-250 в низковольтных цепях 110/120 в РВН-500 в цепях с напряжением 220/380 в и РВО-6 или РВО-10 в цепях с напряжением, соответственно 6 или 10 кв.

Пример схемы, защиты кабельной линии показан на (рис. 5. 57).

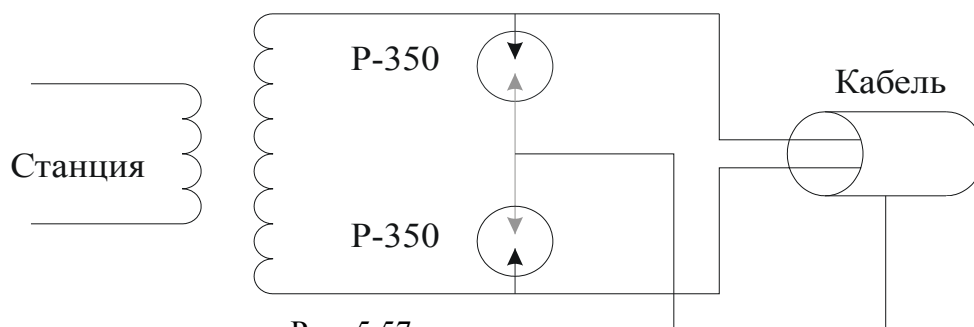


Рис. 5.57

Схема защиты воздушной линии показана на рис. 5.31.

## Контрольные вопросы к главе №5:

1. Внешнее и взаимное влияние в цепях АТС, электрическое и магнитное влияние
2. Влияющих цепи на ж/д.
3. Внешнее влияние на цепи АТС
4. Взаимное влияние между цепями на воздушных и кабельных линиях.
5. Зависимость переходного затухания от длины линии и частоты тока при непосредственном влиянии.
6. Меры защиты от взаимных влияний. Скрещивание цепей воздушных линии. Скрутка кабельных жил.
7. Симметрирование кабельных линий.
8. Меры защиты подземных кабелей от коррозии.



#### 6.1. Общие сведения о СКС

В середине 80-х годов компьютерная техника, а вместе с ней техника локальных вычислительных сетей начала быстрыми темпами внедряться во все сферы деятельности предприятий и организаций, что резко увеличило объем информации, передаваемой внутри зданий или комплекса зданий, компактно расположенных на одной территории без выхода в сети общего пользования. Отсюда следует необходимость создания в офисном здании кабельной системы, которая обладает следующими свойствами:

- является универсальной, то есть дает возможность использовать ее для передачи сигналов основных существующих и перспективных видов сетевой аппаратуры различного назначения;
- позволяет быстро с минимальными затратами организовать новые рабочие места и менять топологию трактов передачи без прокладки дополнительных кабельных линий;
- позволяет организовать единую службу эксплуатации;
- создается на этапе строительства здания или переоборудования его помещений под офис и имеет гарантированный срок эксплуатации 10 лет и более.

Всем этим требованиям отвечает структурированная кабельная система. Под СКС понимают кабельную систему, принцип построения которой отвечает трем основным признакам: структуризация, универсальность и избыточность.

Структуризация предполагает разбиение кабельной проводки и ее аксессуаров на отдельные части или подсистемы, каждая из которых выполняет строго определенные функции и снабжена стандартизированным интерфейсом для связи с другими подсистемами и сетевым оборудованием. В состав любой подсистемы обязательно включается развитый набор средств переключения, что обеспечивает ее высокую гибкость и позволяет создавать сложные структуры с конфигурацией. При построении системы используется обобщенный подход без привязки к какому-либо конкретному виду кабеля или коммутационного оборудования.

Универсальность кабельной системы проявляется в том, что она изначально строится не для обеспечения работы какой-либо конкретной, пусть и весьма распространенной сетевой технологии, а создается на принципах открытой архитектуры с заданным и зафиксированным в стандартах набором основных технических характеристик. При этом в нормативных документах задаются параметры как электрических и оптических кабельных трасс отдельных подсистем, так и их интерфейсов. Это позволяет обеспечить возможность использо-

вания кабельной системы для передачи сигналов самых разнообразных приложений в сочетании с сокращением количества типов кабелей до двух: симметричного (из витых пар) и волоконно-оптического.

Коммутация отдельных подсистем СКС друг с другом, а также с активным сетевым оборудованием осуществляется при помощи ограниченного набора шнуров с универсальными разъемами, что значительно упрощает как процесс администрирования, так и адаптацию кабельной системы к различным приложениям.

Под избыточностью понимается введение в состав СКС дополнительных информационных розеток, количество и размещение которых определяются площадью топологией рабочих помещений, а не планами размещения сотрудников и расположения офисной мебели.

## 6.2. Структура СКС. Топология СКС

В основу любой структурированной кабельной системы положена древовидная топология или структура иерархической звезды. Обобщенная структурная схема СКС изображена на рис. 6.1.

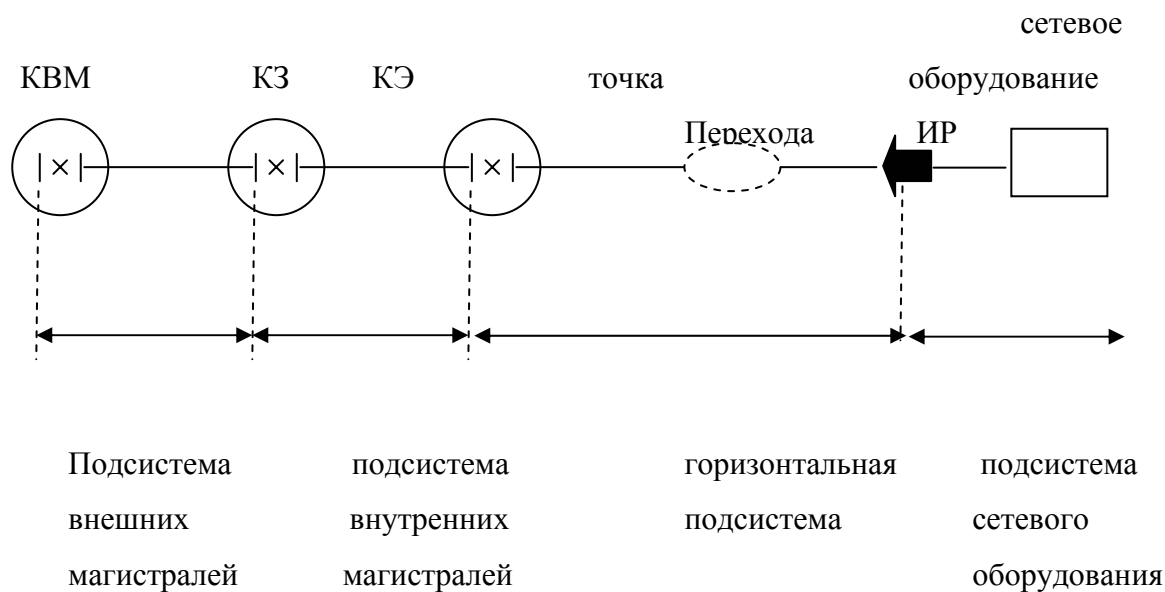


Рис. 6.1

Узлами структуры являются коммутационное оборудование различного вида (в соответствии со стандартом ISO/IEC11801), которое обычно устанавливается в технических помещениях и соединяются друг с другом и с информационными розетками (ИР) на рабочих местах электрическими и оптическими кабелями.

Основой для применения именно иерархической звездообразной топологии является возможность ее использования для поддержки работы всех основных сетевых приложений. Для примера приведем основные сетевые приложения (протоколы) и требуемые для них топологии сетей, табл. 6.1

Табл. 6.1.

протокол	Логическая топология	Физическая топология
Token Ring	Кольцо	Кольцо, звезда
High Speed Token Ring	Кольцо	Кольцо, звезда
FDDI	Кольцо	Кольцо, звезда
Ethernet	Шина	звезда
Fast Ethernet	Шина	звезда
Gigabit Ethernet	Шина	звезда
ATM	Виртуальный канал	Кольцо, звезда

Отсюда следует, что звездообразная топология лежит в основе основных современных средств передачи данных.

Технические помещения. Технические помещения для СКС и информационной системы предприятия в целом делятся на аппаратные и кроссовые. В аппаратной или техническом помещении наряду с коммутационным оборудованием СКС располагается сетевое оборудование коллективного пользования (АТС, серверы, концентраторы). Эти помещения иногда называют серверной или узлом связи в зависимости от того, какого оборудования в нем больше оборудования ЛВС или АТС.

Кроссовая представляет собой помещение, в котором размещается коммутационное оборудование СКС, сетевое и другое вспомогательное оборудование.

В кроссовую внешних магистралей (КВМ) сходятся кабели внешней магистрали, подключающие к ней КЗ. В КЗ заводятся внутренние магистральные кабели, подключающие к ним кроссовые этажей (КЭ). К КЭ в свою очередь, горизонтальными кабелями подключены информационные розетки рабочих мест.

Подсистемы СКС. Подсистема внешних магистралей или первичная подсистема состоит из внешних магистральных кабелей между КВМ и КЗ, коммутационного оборудования в КВМ и КЗ, к которому подключаются внешние магистральные кабели, и коммутационных шнуров и/или перемычек в КВМ. Подсистема внешних магистралей является основой для построения сети связи между компактно расположенными на одной территории зданиями. Эта подсистема часто имеет физическую кольцевую топологию, что обеспечивает увеличение надежности за счет наличия резервных кабельных трасс. Если СКС устанавливается только в одном здании, то КВМ отсутствует.

Подсистема внутренних магистралей (КЗ), называемой иногда магистральной системой здания, вертикальной или вторичной подсистемой, содержит проложенные между КЗ и КЭ внутренние магистральные кабели, подключенное к ним коммутационное оборудование в КЗ и КЭ, а также коммутационные шнуры и/или перемычки в КЗ. Кабели данной подсистемы фактически связывают между собой отдельные этажи и/или пространственно разнесенные помещения в пределах одного здания. Если СКС обслуживает один этаж, то подсистема внутренних магистралей может отсутствовать.

Горизонтальная подсистема (КЭ). Эта подсистема иногда называется третичной подсистемой. Она образована внутренними горизонтальными кабелями между КЭ и информационными розетками рабочих мест, самими информационными розетками, коммутационным оборудованием в КЭ, к которому подключаются горизонтальные кабели, и коммутационными шнурами и/или перемычками в КЭ. В состав горизонтальной проводки допускается использование одной точки перехода, в которой происходит изменение типа прокладываемого кабеля (например, переход на плоский кабель для прокладки под ковровым покрытием с эквивалентными передаточными характеристиками).

В самом общем случае СКС, согласно действующим международным нормативно-техническим документам, включает в себя восемь компонентов:

- линейно-кабельное оборудование подсистемы внешних магистралей;
- коммутационное оборудование подсистемы внешних магистралей;
- линейно-кабельное оборудование подсистем внутренних магистралей;
- коммутационное оборудование подсистем внутренних магистралей;
- линейно-кабельное оборудование горизонтальной подсистемы;
- коммутационное оборудование горизонтальной подсистемы;
- точка перехода;
- информационные розетки.

В подавляющем большинстве случаев подключение к СКС сетевого оборудования производится с помощью коммутационного шнура. В некоторых ситуациях кроме шнура может понадобиться адаптер, обеспечивающий согласование сигнальных и механических параметров оптических или электрических интерфейсов (разъемов) СКС и сетевого оборудования. Пример структуры СКС с привязкой к зданиям показан на рис. 6.2.

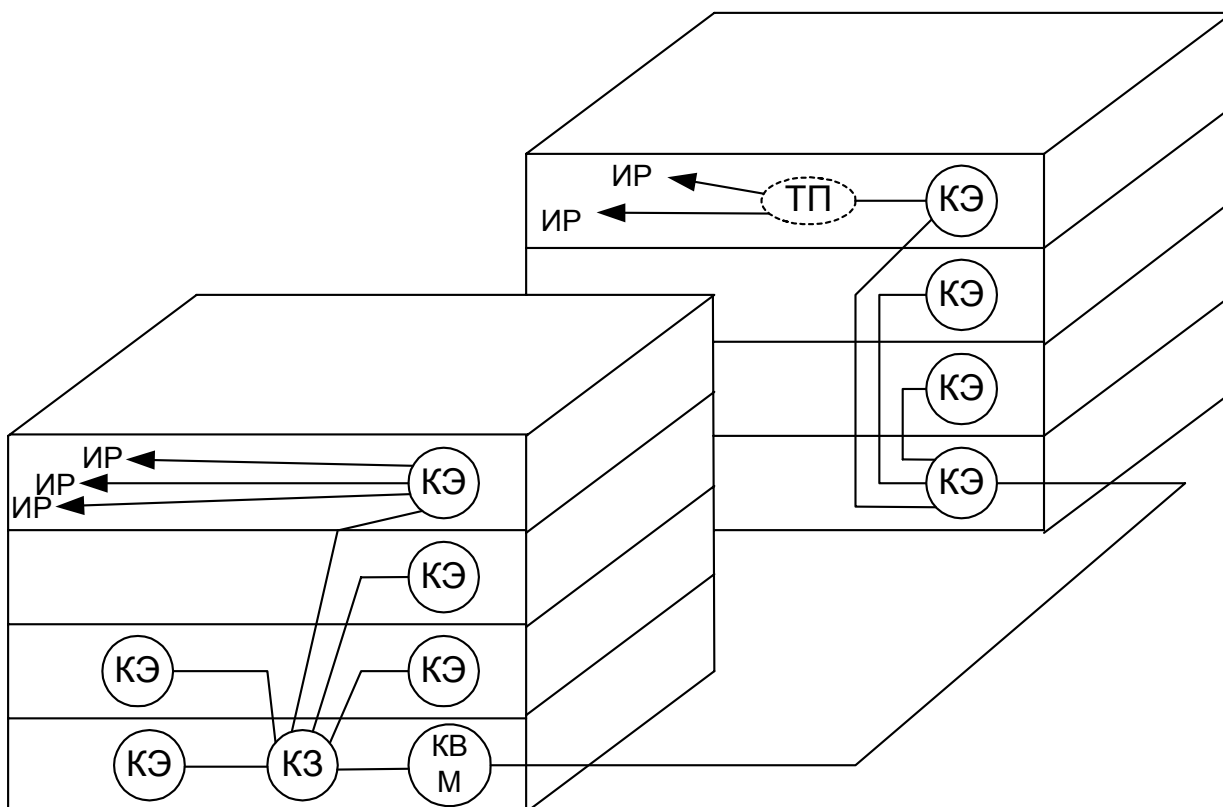


Рис. 6.2

Коммутация в СКС. Коммутация в СКС, в отличие от электронных АТС и сетевого компьютерного оборудования всегда производится вручную коммутационными шнурами и/или переключателями. Вызвано это тем, что введение в состав СКС элементов электронной или электромеханической коммутации вызывает необходимость использования автономного электропитания, что понижает надежность системы.

Однако использование коммутационных шнуров существенно ухудшает массогабаритные показатели коммутационного оборудования и требует применения специальных мер для решения задач администрирования.

Принципы администрирования СКС. Принципы администрирования (иначе управления) СКС определяется ее структурой. Различают одноточечное и многоточечное администрирование. Под многоточечным администрированием понимают управление СКС, которая построена по классической архитектуре иерархической звезды. Основным признаком этого варианта является необходимость выполнения переключения минимум двух шнуров в общем случае изменение конфигурации.

Архитектура одноточечного администрирования применяется в тех ситуациях, когда требуется максимально упростить управление кабельной системой. Ее основным признаком является прямое соединение всех информационных розеток рабочих мест с единственным техническим помещением.

Кабели СКС. В СКС согласно международному стандарту ISO/IEC 11801 допускается использование только

- симметричных электрических кабелей на основе витой пары с волновым сопротивлением 100, 120 и 150 Ом в экранированном и неэкранированном исполнении;
- одномодовых и многомодовых оптических кабелей.

Электрические кабели используются в основном для создания горизонтальной разводки. По ним передаются как телефонные сигналы и низкоскоростные данные, так и данные высокоскоростных приложений. В подсистеме внутренних магистралей электрические и оптические кабели применяются одинаково часто, причем электрические кабели предназначены для передачи главным образом телефонных сигналов и данных с тактовыми частотами до 1МГц, тогда как оптические кабели обеспечивают передачу данных высокочастотных приложений. На внешних магистралях оптические кабели играют доминирующую роль.

Для перехода с электрического кабеля на оптический в процессе передачи данных со скоростью 10Мбит/с и выше в технических помещениях устанавливается соответствующее сетевое оборудование (преобразователи среды или трансиверы), которое обычно обслуживают групповое устройство (концентратор системы передачи данных, выносной модуль АТС, контроллер инженерной системы здания и т.д.) Прямое использование волоконно-оптического кабеля для передачи телефонных сигналов и низкоскоростных данных на современном этапе развития техники является экономически нецелесообразным и применяется в тех ситуациях, когда другие решения невозможны или же выдвигаются особые требования в отношении защиты информации. Поэтому для улучшения эффективности сети в целом процесс преобразования низкоскоростного электрического сигнала в оптический обычно совмещают с мультиплексированием.

### 6.3. Понятие классов и категорий и их связь с длинами кабельных трасс

Действующая редакция стандарта ISO/IEC 11801 подразделяет все виды приложений, которые могут обмениваться данными по витым парам на 4 класса-А, В, С, Д. Для приложений каждого класса определяется соответствующий класс линий связи, который задает предельные электрические характеристики линии, необходимые для нормальной работы приложений, табл. 6.2

Табл. 6.2.

Класс линии	Определения и приложения
А	Телефонные каналы и низкочастотный обмен данными максимальная частота сигнала-100 кГц
В	Приложения со средней скоростью обмена. Максимальная частота сигнала-1 МГц
С	Приложения с высокой скоростью обмена. Максимальная частота сигнала-16 МГц
Д	Приложения с очень высокой скоростью обмена. Максимальная частота сигнала-100 МГц
оптический	Приложения, использующие в качестве среды передачи сигнала. Оптический кабель частоты 10 МГц и выше.

Стандарты ISO/IEC 11801 в дополнении к кабелям специфицируют по категориям разъемы. Категории определяются максимальной частотой сигнала, на которую рассчитаны соответствующие разъемы и кабели, табл. 6.3.

Табл. 6.3.

Категории кабеля и разъема	Максимальная частота сигнала	Типовые приложения
Категория 3	до 16 МГц	Локальные сети Token Ring и Ethernet 10 Base-T, голосовые каналы и другие низкочастотные приложения.
Категория 4	до 20 МГц	Локальные сети Token Ring и Ethernet 10 Base-T.
Категория 5	до 100 МГц	Локальные сети со скоростью передачи данных до 100 Мбит/сек
Категория 5е	до 100 МГц	Локальные сети со скоростью передачи данных до 1000 Мбит/сек
Категория 6	до 250 МГц	Локальные сети со скоростью передачи данных до 1000 Мбит/сек
Категория 7	До 600 МГц	Локальные сети со скоростью передачи данных до 1000 Мбит/сек

Для построения трактов категории 6 используются кабели всех типов (экранированные и неэкранированные). В качестве соединителя применяются, в основном, модульный

разъем. Линии категории 7 могут быть реализованы только на кабеле с экранированными парами.

Линии электрической связи СКС должны быть собраны из кабелей и других компонентов с характеристиками не хуже той категории, на которую они рассчитаны. Линия связи, собранная из компонентов определенной категории, поддерживает работу всех приложений своего и более низких классов.

Стандарты ISO/IEC 11801 устанавливают ограничения на максимальные длины кабелей и соединительных шнуров горизонтальной и магистральных подсистем, рис. 6.3.

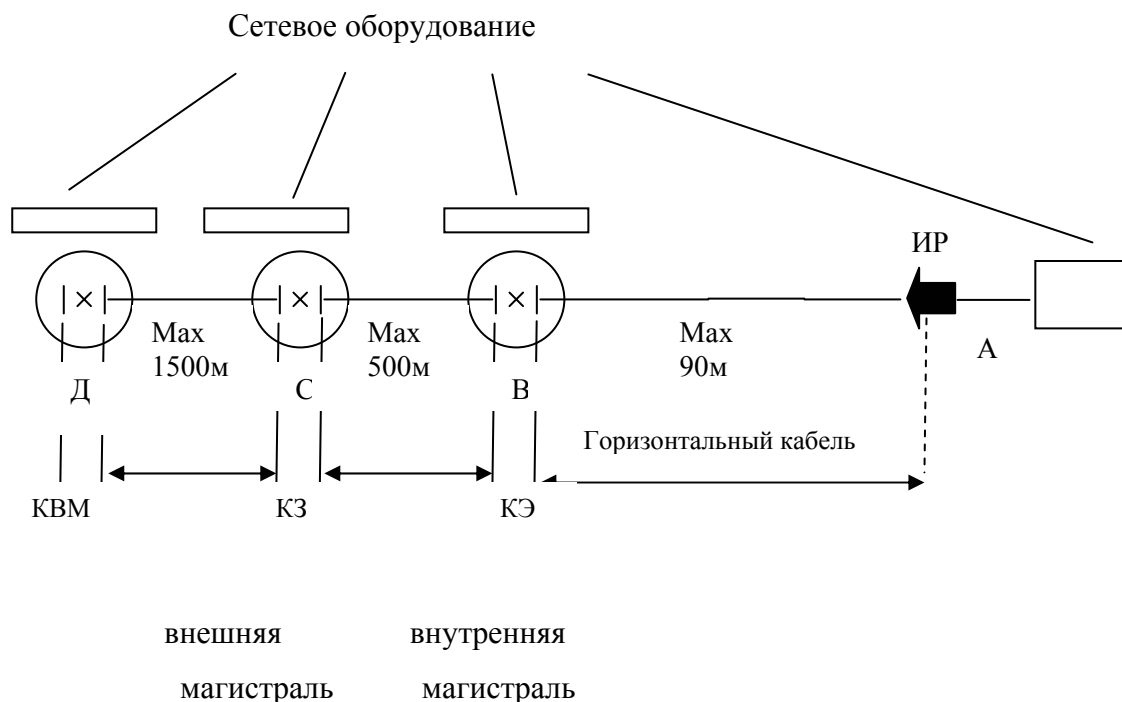


Рис. 6.3

Максимальная длина коммутационного шнура, применяемого в кроссовых магистральных подсистемах (КЗ и КВМ) согласно стандарту ISO/IEC 11801 равна 20м. Длина окончных шнуров, предназначенных для подключения сетевого оборудования в этих технических помещениях, не должна превышать 30м.

#### 6.4. Электрические компоненты СКС

Кабели на основе витых пар. Из всех электрических компонент СКС рассмотрим только кабели.

Кабели на основе витых пар содержат одну или несколько скрученных с различными шагами медных проводов и по классификации относятся к симметричным. Кроме витых пар он может иметь дополнительные элементы: защитные, экранирующие и т.д., которые обра-



зуют сердечник. Каждый провод снабжен изоляцией из сплошного или спененного диэлектрика. На сердечник накладывается защитная оболочка в виде шланга. В зависимости от основной области применения и соответственно конструкции кабельные изделия для СКС на основе витых пар подразделяются на четыре вида:

- горизонтальный кабель;
- многопарный кабель;
- кабель для шнуров;
- провод для перемычек.

Горизонтальный кабель. Этот кабель предназначен для использования в горизонтальной подсистеме на участке от коммутационного оборудования в кроссовой этажа до информационных розетках рабочих мест. Наиболее распространенная конструкция кабеля имеет четыре витых пары с волновым сопротивлением 100 Ом. Допускается применение и двухпарной конструкции. Выпускаются такие спаренные (сдвоенные) 4-парные кабели, или строенные 4-х парные, рис. 6.4.

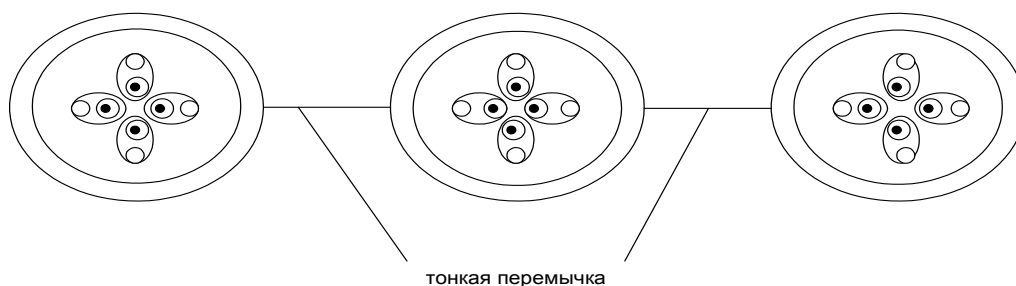


Рис. 6.4

Для изготовления проводящих жил используется электротехническая медь. Жилы представляют из себя монолитную проволоку.

В горизонтальных кабелях различают два вида скрутки: парную или четвёрочную. Четверочная скрутка позволяет добиться лучших электрических характеристик, но она наиболее сложна при изготовлении.

Для уменьшения взаимного влияния пар друг на друга в кабелях с парной скруткой используют различные и некратные шаги скрутки.

В кабелях с четверочной скруткой пары четверки прилегают друг к другу существенно плотнее, однако они электрически развязаны друг от друга за счет того, что их плоскости в любом месте ориентированы перпендикулярно друг другу.

В качестве материалов изоляции проводников используется поливинилхлорид, полиэтилен и полипропилен. Применяются как сплошные так и вспененные материалы.

Для изготовления внешней оболочки наряду с обычными поливинилхлоридом часто применяется материал типа комнауда, который не содержит галогенов, не поддерживает горения. На внешнюю оболочку наносятся маркирующие надписи, где указывается тип кабеля, диаметр и тип проводников, характеристики оболочек, фирма-производитель и т.д.

Горизонтальные кабели из витых пар подразделяются на экранированные и неэкранированные. Среди экранированных разделяют кабели с общим внешним экраном, с экраном для каждой пары, и с одновременным экранированием отдельных пар и сердечника в целом. Экранирование применяют в первую очередь для повышения переходных затуханий на ближнем и дальнем концах, снижение уровня электромагнитного излучения и в целях повышения помехозащищенности.

Наибольшее распространение для экранирования отдельных пар получили металлизированные алюминиием тонкие полимерные пленки. Внешние экраны, окружающие сердечник изготавливаются из такой же пленки или выполняются в виде оплетки из оцинкованной медной проволоки.

Основными электрическими параметрами горизонтального кабеля, которые представляют практический интерес и нормируются действующими редакциями стандартов являются:

- затухание;
- переходное затухание;
- волновое сопротивление;
- сопротивление постоянному току;
- NVP (относительная скорость распространения сигналов  $\frac{V}{C}$ , с – скорость света)

Большинство горизонтальных кабелей обладает затуханием на 100м от 2,0 до 2.6. дБ на частоте 1МГц. Переходное затухание соответственно составляет величину 75÷150 Ом на частоте 1МГц.

Максимальное сопротивление постоянному току пары длиной 100 м. при  $t^{\circ}=20^{\circ}\text{C}$  не превышает 19,2 Ом.

Ассиметрия проводников не превышает 3% от сопротивления пары.

Многопарный кабель. Многопарный кабель предназначен для использования в основном в магистральных подсистемах СКС для связи между собой помещений кроссовых. Эти кабели

содержат, как правило, более четырех пар, и у них отсутствуют в структуре кабельного сердечника каких-либо оболочки для отдельных пар или четверок.

В случае емкости свыше 25 пар в сердечнике они разбиваются на пучки по 25 пар в каждом. Провода одного пучка скрепляются полиэтиленовыми лентами. Для увеличения механической прочности может применяться центральный стеклопластиковый пруток. Снаружи сердечник защищается общей диэлектрической оболочкой. С целью снижения затухания проводники изготавливаются из монолитной медной проволоки. Количество пар в кабелях может быть от 25 до 1800. Кабели разделяются для внешней и внутренней прокладки. Для исключения попадания влаги кабели внешней прокладки имеют дополнительное покрытие.

Электрические характеристики данных кабелей в целом одинаковы с характеристиками горизонтальных кабелей.

Кабель для шнуров. Кабель для шнуров или гибкий кабель предназначен для изготовления из него коммутационных и оконечных шнуров. Он содержит в большинстве случаев четыре витые пары.

Электрические характеристики для шнуров и горизонтального кабеля практически совпадают, за исключением затухания, так для первого из них оно является примерно на 20% выше из-за конструкции токоведущих жил – токоведущие жилы у шнуров – многопроволочные, состоящие из семи тонких перевитых медных проволок.

Провод для перемычек. Провод для перемычек или кроссировочный провод в большинстве случаев представляет собой одну неэкранированную витую пару категории 3 без внешней защитной оболочки. Проводники изготавливаются из монолитной медной проволоки диаметром 0,51 мм. с изоляцией из поливинилхлорида. Провода перемычек имеют различную окраску.

Наряду с однопарным кроссировочным проводом существуют также варианты: двухпарный, трехпарный и четырехпарный.

## 6.5. Передача электрических сигналов по витым парам

Существует два способа передачи сигналов по витым парам: несбалансированная передача (несимметричные цепи) и балансная передача (симметричные цепи). Все виды ЛВС используют балансную передачу сигналов по витым парам.

При несбалансированной передаче используется несимметричная цепь, то есть один из проводников заземляется с одной или с двух сторон, рис. 6.5. такие цепи очень чувствительны к электромагнитным помехам (ЭМИ).

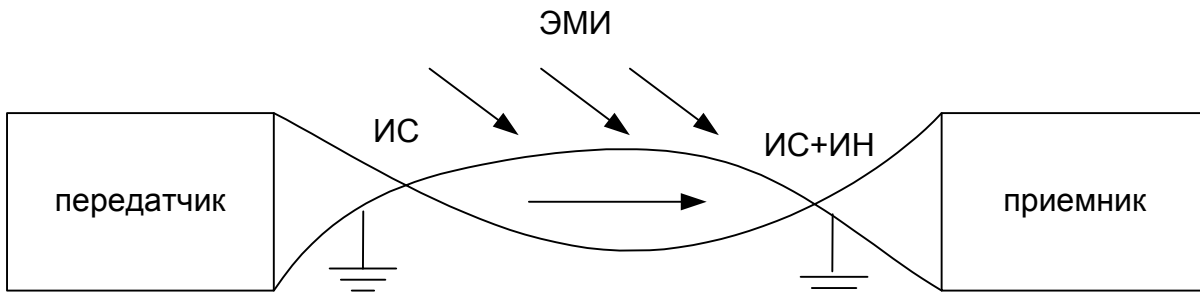


Рис. 6.5

Достоинством несимметричных цепей является то, что для передачи  $N$  сигналов требуется только  $N+1$  проводников ( $N$  сигнальных и один общий). Несимметричные цепи применяют для передачи низкочастотных сигналов на короткие расстояния.

Схема симметричной цепи, в которой используется балансный принцип передачи показан на рис. 6.6

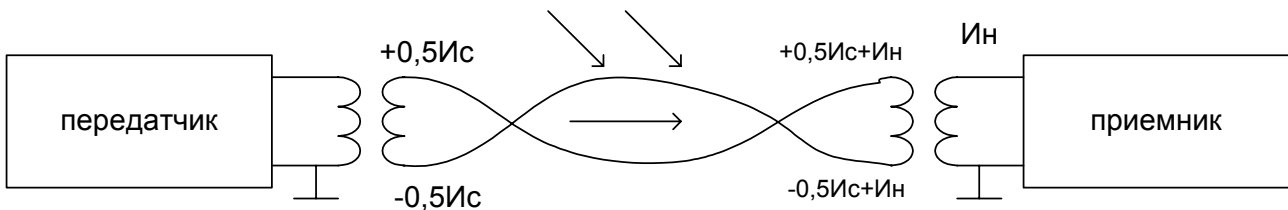


Рис. 6.6

Здесь ИС- напряжение сигнала, ИН – напряжение наводки. Симметричные цепи позволяют передать значительно более широкополосные сигналы по сравнению с несимметричными цепями и поэтому широко используются в СКС.

Основные недостатки симметричных цепей – во-первых, необходимость использования для приема в передачи  $N$  сигналов  $2 \times N$  проводников и, во-вторых невозможность передачи постоянной составляющей сигнала.

### 6.6. Первичные электрические параметры витой пары.

Витая пара является типичной цепью с распределенными параметрами. Её эквивалентная схема на рис. 6.7

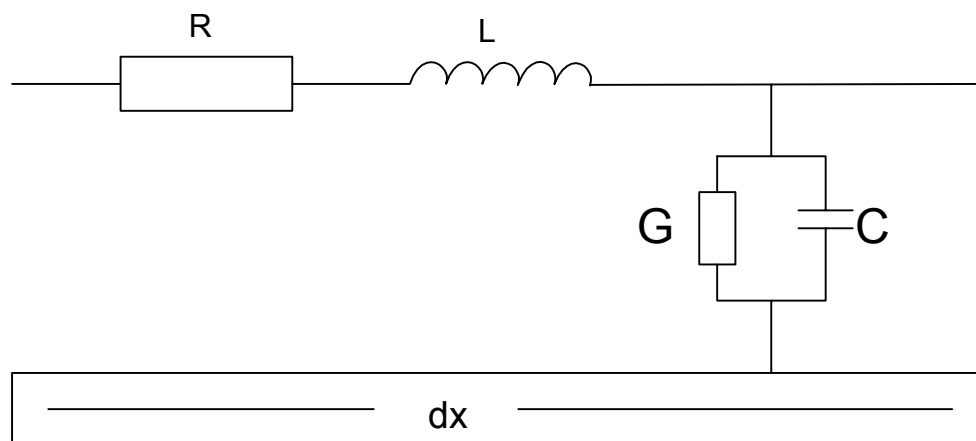


Рис. 6.7

Электрические свойства витой пары, как и любой другой направляющей системы электромагнитных колебаний, полностью характеризуется ее первичными параметрами: омическим сопротивлением  $R$ , индуктивностью  $L$ , емкостью  $C$  и проводимостью изоляции  $G$ .

$R$  и  $G$  обуславливают потери энергии соответственно в проводе, экране и изоляции. Параметры  $C$  и  $L$  определяют реактивность витой пары и следовательно ее частотные свойства.

Ёмкость. Величина емкости идеальной витой пары составляет  $C = \frac{27,9\varepsilon}{Ln \frac{2D}{d}}, \frac{\text{нФ}}{\text{м}}$

$\varepsilon$  - относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляции,  $D$ -расстояние между проводами пары,  $d$ - диаметр проводника.

По стандарту TIA/EIA – 568-A для кабелей категории 3 на длине 100м. емкость не должна превышать 6,6нФ, а для кабелей категории 4-5,6нФ. Применение экрана увеличивает емкость примерно на 30%.

Активное сопротивление. Активное сопротивление зависит от материала, его длины, сечения, температуры частоты и т.д.

Согласно требованиям стандарта TIA/EIA – 568-A при  $t = 20^\circ\text{C}$  сопротивление постоянному току любого проводника витой пары длиной 100м не должно превышать 9,38 Ом. Для компенсации влияния поверхностного эффекта на сопротивление диаметр проводников для разных частот выбирают разным. Так, например, типовым диаметром проводников категории 5, работающих на частотах до 100 МГц является диаметр  $0,51 \div 0,52\text{мм}$ , тогда как у 600-мегагерцевых кабелей диаметр проводника увеличивается примерно до 0,6мм.

Индуктивность. Индуктивность витой пары состоит из ряда составляющих

$$L = L_1 + L_2 + L_3, \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$$

где  $L_1$ - внешняя индуктивность, которая определяется геометрией провода, магнитными свойствами материала проводника.  $L_2$  – внутренняя индуктивность. Эта составляющая уменьшается с увеличением частоты.  $L_3$  – индуктивность оболочки (если пара экранирована). Эта составляющая имеет заметную частотную зависимость. Результирующая  $L$  имеет тенденцию уменьшения с частотой.

Проводимость изоляции. Этот параметр является мерой качества материала и процессов изготовления изоляционных покровов отдельных проводников. Результирующая проводимость изоляции витой пары можно представить в виде двух составляющих:

$$G = G_0 + G_f, \frac{\text{см}}{\text{м}}$$

где  $G_0$  - учитывает утечки тока из-за несовершенства диэлектрика,  $G_f$  - затраты энергии на поляризацию диэлектрика.

#### 6.7. Вторичные параметры кабелей из витых пар

Волновое сопротивление. Под волновым сопротивлением или импедансом витой пары понимают сопротивление волновому процессу в линии. Оно определяется как

$$Z_B = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}}, \text{ Ом}$$

где  $Z_B$  - численно равно входному сопротивлению разомкнутой витой пары бесконечной длины.

В соответствии с действующими редакциями стандартов на частотах свыше 1МГц и до верхней граничной частоты конкретного кабеля с волновым сопротивлением 100 Ом оно не должно отличаться от номинального значения более чем на  $\pm 15\%$

Затухание. В кабельной технике различают собственное и рабочее затухание кабеля. Под собственным затуханием кабеля понимается его затухание при идеальных условиях. Оно определяется при условии идеального согласования как реальная часть коэффициента распространения

$$\gamma = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)}.$$

В процессе реальной эксплуатации кабелей условие согласования нарушается и это приводит к увеличению затухания. Такое затухание называется рабочим.

Затухание связанное с излучением. При  $\lambda < a$ , где  $a$  - расстояние между проводами, эти потери резко возрастают. Для витой пары  $a=2\text{мм}$ , поэтому  $f = f_{кр} = 15\text{ГГц}$ .

Затухание с ростом частоты растет. Эта зависимость для витой пары по стандарту TIA/EIA – 568-A на длине 100м. при  $t^\circ=20^\circ$  может быть аппроксимирована выражением

$$A(f) = k_1\sqrt{f} + k_2f + k_3(\sqrt{f})^3, \text{ дБ},$$

$A(f)$  – максимально допустимое затухание.

$f$  - частота в МГц,

$k_1, k_2, k_3$  – коэффициенты зависящие от категории кабеля. Так, например, для кабеля 5 категории имеем  $k_1 = 1,967, k_2=0,023, k_3=0,050$ .

Переходное затухание. Разность между уровнями передаваемого сигнала и создаваемой им помехи на соседней паре называется переходным затуханием. В технике СКС переходное затухание на ближнем конце обозначается как NEXT (Near End Crosstalk), на дальнем конце FEXT (Far End Crosstalk).

Стандарт TIA/EIA – 568-A нормирует минимальное значение переходного затухания на ближнем конце кабеля при длине 100м. Оно определяется следующим аппроксимирующим выражением для частот более 0,772МГц:

$$NEXT(f) = NEXT(0,772) - 15\lg\left(\frac{f}{0,772}\right), \text{ дБ}.$$

Для кабелей категории 3,4,5 величина NEXT (0,772) принимается равной 43, 58, 64дБ.

В зависимости от приложения и метода использования кабеля нормирование величины переходного затухания может быть выполнено по разному. Так в случае приложений имеющих приемник и передатчик одновременно, помеха может возрасть из-за собственного передатчика.

Защищенность. Под защищенностью понимают защищенность от переходных помех. Этот параметр обозначается как ACR (Attenuation to Crosstalk Radio). Этот параметр определяет величину превышения помехи полезным сигналом. Он определяется как

$$ACR=NEXT-A(f), \text{ дБ}.$$

Для примера, согласно стандарта TIA/EIA – 568-A для кабелей категории 3,4,5 при длине 100 минимально допустимое значение ACR есть 15, 34, 40 дБ. При частоте 10МГц.

Относительная скорость распространения сигналов. (Параметр NVP) и задержка прохождения сигналов (параметр Delay). Параметр NVP (Nominal Velocity of Propagation) является мерой замедления скорости распространения электромагнитной волны вдоль витой пары. Он численно равен отношению фактической скорости к скорости света в вакууме и выражается в %.

В стандарте JSO/JEC -11801 параметр NVP определен в частности, в случае частоты 1МГц для кабелей 3, 4, 5 категорией как 0,4, 0,6, 0,65

Величина NVP для витой пары зависит от диаметра проводников, расстояния между ними, и типа диэлектрика. Для кабелей, применяемых в СКС определяющим является материал изоляции.

Конечная скорость распространения электромагнитной волны по витой паре вызывает также задержку поступления сигналов на приемник после его подачи на вход линии. Величина задержки (параметр delay) является критичной для некоторых приложений при высокоскоростном информационном обмене. Согласно стандарту JSO/JEC -11801 параметр delay не должен превышать величину

$$delay = 534 + 36 / \sqrt{f} , \frac{нс}{100}$$

где f- частота в МГц.

Разброс задержек прохождения сигналов по витым парам (параметр Skew). В кабелях содержащих несколько витых пар, каждая из них будет характеризоваться индивидуальным временем прохождения сигнала от передатчика к приемнику. Максимальная разность задержек между всеми парами обозначается параметром skew:

$$Skew = \max(t_i - t_j),$$

$$i, j = 1, n$$

где n- количество пар в тестируемом кабеле (часто n=2).  $t_k$ - момент прихода импульсов на дальний конец витых пар при условии одновременной подачи зондирующих сигналов на все пары.

Структурные и обычные возвратные потери. В реальных линиях всегда присутствуют неоднородности, которые приводят к отражениям. В результате в линии возникают два дополнительных паразитных потока, ухудшающих согласование и вызывающих дополнительное затухание и искажение. Это обратный поток, состоящий из отраженных волн и попутный поток, возникающий из-за двойного переотражения. Интенсивность обратного отражения характеризуется параметром SRL (Structural Return Lose), который определяется как отношение мощности основного сигнала к мощности обратного потока энергии. Этот параметр нормируется разными стандартами для различных категорий кабелей. В частности на частоте 1-10МГц значение возвратных потерь для кабелей с волновым сопротивлением 100, 120 Ом, категорий 3, 4, 5 составляет соответственно величины 12, 21, 23 дБ.

Сопротивление связи. Сопротивление связи является мерой качества исполнения экрана экранированного кабеля. Этот параметр определяется как отношение напряжения  $U_2$  наведенного током  $I_1$  в экране, нормированного к единице длины кабеля



$$R_k = \frac{U_2}{I_1 l} \frac{\text{мОм}}{\text{м}}.$$

Эта величина нормируется. Так, например, на частоте 10МГц обычные пленочные экраны имеют величину этого параметра примерно 30 мОм/м тогда как для комбинированных экранов  $R_k < 25 \text{ мОм/м}$ .

Затухание несимметрии. Реальная витая пара всегда обладает большей или меньшей несимметрией отдельных своих проводников относительно земли и различным активным сопротивлением. Это сопровождается неполной компенсацией и приводит к возникновению излучения и к поведению электрического тока в витой паре под действием внешнего электромагнитного поля. Интегральной количественной мерой величины несимметрии является значение затухания несимметрии. Эта величина определяется на ближнем и дальнем конце.

На ближнем конце параметр затухания несимметрии обозначается как

$$LCL = 20 \lg \left| \frac{U_1}{U_3 - U_4} \right|, \text{ дБ.}$$

Где  $U_1, U_3, U_4$  показаны на рис. 6.8.

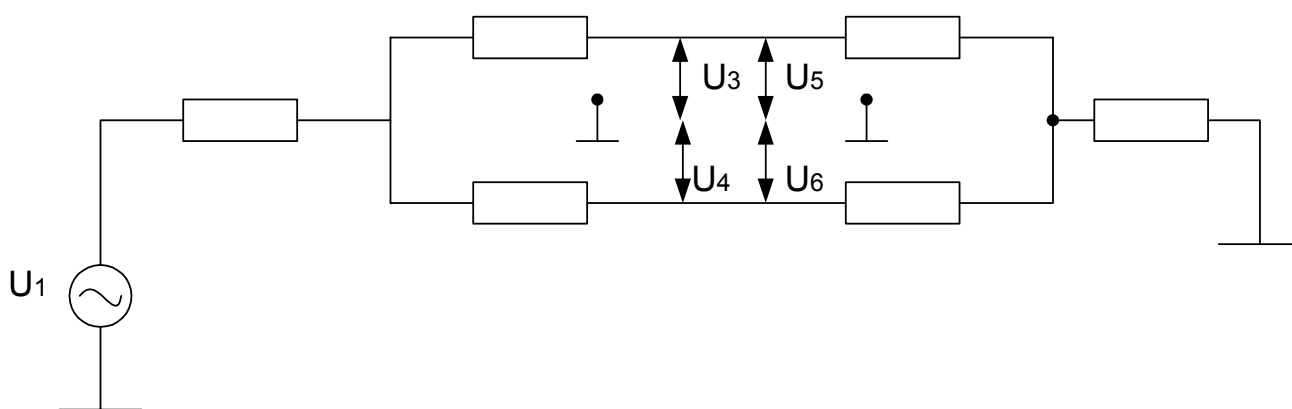


Рис. 6.8

Аналогично для дальнего конца

$$LCTL = 20 \lg \left| \frac{U_1}{U_5 - U_6} \right|, \text{ дБ.}$$

В соответствии со стандартом JSO/JEC -11801 величины затуханий несимметрии LCL и LCTL на частоте 1МГц для классов линии А, В, С, Д составляют 30, 20, 30, 40 дБ.

Дополнительные потери. (JLD Insertion Loss Deviation). Данная характеристика применяется для описания не отдельных компонентов, а смонтированных линий различных ви-

дов. Причиной возникновения данных потерь является эффект достаточно сильной вариации волнового сопротивления отдельных компонентов, последовательное соединение которых образует кабельный тракт на основе витой пары. Данные потери невелики и составляют на разных частотах и различных линиях от 1 до 2 дБ.

Шум от внешних источников электромагнитного излучения. Из-за неидеальности балансировки в витых парах могут возникнуть наводки от внешних электромагнитных полей. Такими полями могут быть излучения электродвигателей, силовых кабелей, стартеров флуоресцентных ламп, сотовые радиотелефоны, передатчики радиовещания и телевидения и т.д. В целом витые пары устойчивы к таким факторам и поэтому специальных нормативов на данные влияния не предусматривается.

## **Контрольные вопросы к главе №6:**

1. Свойства структурной кабельной системы (СКС). Требования к структуре СКС.
2. Структура и топология СКС.
3. Классы линии связи в приложениях, категории кабелей и разъемов в приложениях.
4. Электрические компоненты СКС.
5. Передача сигналов по витым парам.

## Глава VII

### Основы проектирования

#### ВОЛС [8]

Под волоконно-оптической линией связи понимается совокупность физических цепей, линейных трактов однотипных или разнотипных систем передачи, имеющих общие среду распространения (ОК), линейные сооружения и устройства их технического обслуживания.

Документом, на основе которого ведутся проектные работы, является техническое задание (ТЗ) на проектирования, разрабатываемые заказчиком.

#### 7.1. Содержание технического задания

Содержание ТЗ включает в себя:

- основание для проектирования и назначение ВОЛС и её место в общегосударственной сети связи, перспективы развития;
- описание конечных и промежуточных пунктов, которые связываются различными каналами связи, а также пунктов, где предполагается выделение и ввод каналов, предназначенных для передачи различного вида сообщений: телефонных, телеграфных, передачи данных, вещания, телевидения и др.;
- предварительное распределение числа каналов;
- рекомендации по использованию типового каналообразующего оборудования, системы передачи, типа кабеля и источника их поставки;
- информацию о существующих сооружениях связи на вероятной трассе и возможности их использования для проектируемой ВОЛС.

#### 7.2. Процесс проектирования

Для технологического процесса проектирования установлены некоторые общие положения. Последовательность проектирования, реализующая принцип “от общего к частному”. Сначала решаются вопросы экономической целесообразности проектирования, производственно-хозяйственной и социальной его необходимости, научно-технической возможности.

Вариантность (оптимизация) проектирования – сравнение и оптимизация технико-экономических показателей нескольких вариантов и выбор варианта обеспечивающего максимальный эффект при минимуме затрат.

Использование типовых проектов, обеспечивающее максимальное использование типовых решений с привязкой их к конкретному проектируемому объекту с целью снижения затрат и трудоемкости проектирования.

Комплексность проектирования, т.е. учет самых различных факторов и одновременное, взаимосвязанное принятие проектных решений по всем объектам будущего строительства.

Решение о целесообразности и возможности сооружений ВОЛС принимается на основе технико-экономического (ТЭО) обоснования. Основанием для разработки ТЭО является ТЗ. Решения, принятые на этапе ТЭО оформляются в виде пояснительной записки, которая содержит разделы:

1. Введение, где отражены цели и задачи строительства, основные положения ТЗ на разработку ТЭО;
2. Исходные данные – анализ состояния и перспективы развития связи в районе строительства;
3. Основание выбора типа системы передачи, их числа на основе определения числа каналов для передачи различного вида сообщений;
4. Разработки схемы организации связи, включающей в себя анализ вариантов прохождения трассы и ее выбор, выбор мест размещения ОРП, НРП, сетевых узлов связи;
5. Основные технологические решения, где отражены ситуационная схема трассы ее географические, метеорологические и геологические особенности, наличие ЛЭП, внешних коммуникаций и инженерных сетей и др.;
6. Основные строительные решения, где указываются объемы и типы стационарных сооружений, вспомогательных технических зданий, возможность использования типовых проектов;
7. Организация строительства, включающая в себя состав, объем и содержание проектной документации, сроки поставки оборудования, рекомендации по очередности ввода пусковых объектов;
8. Себестоимость строительства с указанием намеченных размеров капиталовложений по различным альтернативным вариантам;
9. Выводы и предложения – сравнительная оценка вариантов, рекомендации по стадийности проектирования, основные требования по выполнению изыскательных работ.

После разработки ТЭО подвергается экспертизе и утверждается соответствующими организациями.

По характеру и степени участия человека, применения вычислительной техники при разработке ПСД (проектно-сметная документация) различают следующие режимы проектирования:

- автоматический, при котором проектирование ведется по формальным алгоритмам на ЭВМ без вмешательства человека;
- автоматизированный, при котором проектирование частично выполняется автоматически, а частично – с использованием ЭВМ;
- диалоговый, более совершенный режим, когда все процедуры проектирования выполняются с помощью ЭВМ, а роль человека заключается в оперативной оценке результатов проектирования и их коррекции.

### 7.3. Выбор оптического кабеля

Самым дорогостоящим элементом ВОЛС является оптический кабель. Правильный его выбор уменьшает капитальные затраты и эксплуатационные расходы на проектируемую ВОЛС.

Для магистральных и внутризоновых сетей представляет интерес ОВ только с длинами волн 1,3 и 1,55 мкм, позволяющее реализовать регенерационные участки длиной 60÷100 км. При современном состоянии развития элементной базы реально построение линий с длиной ретрансляционного участка 35÷60 км с применением ОК, имеющих коэффициент затухания 0,5÷1 дБ/км, полосу пропускания 1÷1,2 ГГц ·км при скорости передачи 34 Мбит/с. Эти значения параметров можно получить на градиентном волокне в диапазонах 1,3, 1,55 мкм.

Число ОВ и тип ОК определяются конкретной схемой организации связи или топологии сетей. Отечественной промышленностью для условий железной дороги выпускаются кабели типа ОКМС.

Могут быть, выбраны и другие типы кабелей исходя из экономических, эксплуатационных и других требований.

После предварительного выбора типа кабеля необходимо оценить энергетический потенциал, необходимость и длину регенерационных участков, а также оценить дисперсионное искажение.

Пусть энергетический потенциал аппаратуры уплотнения Э дБ. Затухание в кабеле может быть оценено по следующей формуле:

$$\alpha_n = \alpha l + \alpha_{pc} \cdot n_{pc} + \alpha_{nc} \cdot \left( \frac{l}{l_c} - 1 \right),$$

где  $\alpha$  - коэффициент затухания ОВ, дБ/км;

$l$  – длина кабеля, км;

$n_{pc}$  – число разъемных соединителей (ввод в ОВ и вывод из него оптического излучения);

$\alpha_{pc}$  – потери в разъёмных соединителях, дБ;

$l_c$  – строительная длина ОК, км;

$\alpha_{nc}$  – потери в неразъёмном соединении, дБ.

Если  $\alpha > \Delta$ , то необходимо включение линейных регенераторов, чтобы определить отвечает ли выбранный тип кабеля требованиям широкополосности, воспользуемся формулой:

$$\Delta F = \Delta f / l,$$

где  $\Delta f$  – коэффициент широкополосности кабеля, МГц · км;  $l$  – длина регенерационного участка, км. Если  $\Delta F \geq B$ , где  $B$  [Мбит/сек] = МГц – скорость передачи линейного тракта аппаратуры уплотнения, то выбранный кабель отвечает условиям широкополосности.

#### 7.4. Методика инженерного расчета параметров оптического линейного тракта (ОЛТ) цифровой волоконно-оптической линии связи – ЦВОЛС

При расчете параметров ОЛТ считаются заданными или выбранными на этапе разработки схемы организации связи, тип кабеля и системы передачи, характер сигнала и типы линейного кода, источники и приемники оптического излучения, число разъёмных и неразъёмных соединений, требуемая вероятность ошибки Рош. Кроме того устанавливаются допуски на ухудшение параметров оборудования ОЛТ при изменении температуры и других дестабилизирующих факторов.

Основные параметры ОЛТ, подлежащими поверочному расчету, являются:

- ширина полосы частот или скорость передачи информации, определяемые выбранной системой передачи, широкополосностью или дисперсией ОВ.
- проектная длина регенерационного участка  $l$  и полная длина ОЛТ и его структура.
- отношение С\Ш или вероятность ошибки Рош отводимые на ретрансляционный участок. Для ЦВОЛС вероятность Рош зависит от типа сети (местная, магистральная) и определяется по формуле:  $Roш = p \cdot l$ ,

где  $p$  – вероятность ошибки, приходящейся на один км. ОЛТ (для магистральной сети  $p \approx 10^{-11}$ ),  $l$  – длина ретрансляционного участка, км.

- уровень передачи мощности оптического излучения на выходе ПОМ:

$$P_{пер} = P_c - \Delta P, \text{ дБм}$$

где  $P_c$  – уровень средней мощности оптического сигнала на выходе источника излучения;  $\Delta P$  – снижение уровня средней мощности, зависящее от характера сигнала (для кода NRZ

$\Delta P=3$ дБ, для RZ  $\Delta P=6$ дБ, для других типов кодов уменьшение  $\Delta P$  по сравнению с кодом NRZ пропорционально увеличению ширины полосы сигнала относительно кода NRZ).

- уровень МДМ (порог чувствительности ПРОМ)  $P_{пр}$ , дБм. Для ЦВОЛС с вероятностью ошибки не более  $10^{-9}$  при использовании фотодетекторов на p-n ФД и ЛФД можно определить по формулам:

$$P_{\min} = \begin{cases} -70 + 10,5 \lg B, & \text{если } B < 50 \text{ Мбит/с} \\ -70 + 10 \lg B, & \text{если } B \geq 50 \text{ Мбит/с} \end{cases}$$

- быстродействие системы передачи, характеризующая способность ее компонентов обеспечить заданную скорость передачи информации или ширину полосы частот аналогового сигнала.

Изложим порядок расчета основных параметров ОЛТ.

#### 7.5. Расчет длины регенерационного участка (РУ).

Длина регенерационного участка ВОЛС определяется двумя параметрами: суммарным затуханием РУ и дисперсией ОК. Длина РУ с учетом только затухания определяется по формуле:

$$l_{PY} \leq (\mathcal{E} - \alpha_{PC} n_{PC} - \alpha_{HC} n_{HC} - \alpha_t - \alpha_b) / \alpha,$$

где  $\alpha_t$  - допуск на температурные изменения затухания ОВ;

$\alpha_b$  - допуск на ухудшение характеристик компонентов РУ со временем.

Остальные параметры мы уже упоминали.

Сумма вида:

$$\alpha_{\Sigma} = \alpha_{pc} n_{pc} + \alpha_{kc} n_{kc} + \alpha_f + \alpha_{\beta}$$

называется суммарными потерями, а разность

$$\mathcal{E} - \alpha_{\Sigma} = \alpha_{\text{доп}}$$

допустимыми потерями. Зная  $\alpha_{\Sigma}$  и  $\alpha_{\text{доп}}$  длину РУ можно определить как:

$$l_{PY} \leq \frac{\alpha_{\text{доп}}}{\alpha}$$

С учетом дисперсионных свойств ОВ магистральная длина РУ:



$$l_{\max} \leq \frac{0,25}{\sigma_1 \cdot B}, \quad (50)$$

где  $B$  - требуемая скорость передачи информации, бит/с;  $\sigma$  - среднеквадратичное значение дисперсии выбранных ОВ, с/км.

Для многомодовых ОВ величину  $\sigma$  можно определить из соотношения:

$$\sigma_1 = 0.25 / \Delta f \quad (51)$$

Здесь  $\Delta f$  – коэффициент широкополосности волокна, Гц·км (берется из паспортных данных кабеля).

Для одномодовых ОВ в паспортных данных указывается нормированная хроматическая среднеквадратичная дисперсия, Гн, нс/(нм·км), которая с  $\sigma$  связана отношением

$$\sigma_1 = 10^{-12} \Delta \lambda \sigma_n,$$

где  $\Delta \lambda$  - ширина полосы оптического излучения нм определяется из паспортных данных соответствующего источника излучения.

Длина регенерационного участка, рассчитанная по формуле (50) должна удовлетворять требованию:  $l_{\max} \geq l_{PY}$

Если это условие не выполняется, то следует выбрать кабель с другими дисперсионными свойствами.

## 7.6. Расчет быстродействия ВОЛС

Правильность выбора типа ОК может быть оценена расчетом быстродействия системы и сравнением его с допустимым.

Допустимое быстродействие ВОЛС зависит от характера передаваемого сигнала, скорости передачи информации и определяются по формуле:

$$t_{\Sigma} = \frac{\beta}{B},$$

где  $\beta$  - коэффициент, учитывающий характер линейного сигнала (линейный код) и равный 0,7 для кода NRZ и 0,35 для всех других. Общее ожидаемое быстродействие ВОЛС:

$$t_{ож} = 1,111 \sqrt{t_{пер}^2 + t_{пр}^2 + t_{ов}^2},$$

где  $t_{пер}=0,5 \div 10$  нс – быстродействие передающего оптического модуля (ПОМ),  $t_{пр}$  – быстродействие приемного оптического модуля,  $t_{ов}$  – уширение импульса на длине РУ:

$$t_{ов} = \sigma l_{ру},$$

где  $\sigma$  - среднеквадратичная дисперсия.

Если  $t_{ож} < t_{\Sigma}$ , выбор кабеля и длины РУ сделан верно.

Величина  $\Delta t = t_{\Sigma} - t_{ож}$  называется запасом по быстродействию.

### 7.7. Определение минимально допустимого уровня приема – порога чувствительности

Если длина проектируемой магистрали  $L$ , а длина регенерационного участка  $l_{py}$ , то общее число регенерационных участков  $m=L/l_{py}$ . Суммарная вероятность ошибки  $P_{\Sigma}=mP_{ош}$ ,  $P_{ош}$  - вероятность ошибки трактового регенератора равная:  $P_{ош}=pl$

Зная вероятность ошибки одиночного регенератора по графикам [6], определяют допустимую защищенность  $A_3$ , затем находят отношение С-Ш, то есть  $\varphi(P_{ош})=10^{0,05A_3}$  и по формуле [8]

$$P_{\min} = 2\sqrt{\varphi(P_{ош})}S^{-1}(2KTF_{ш}B/R)^{0.5}$$

для p-i-n фотодиода находим минимально допустимый уровень приема. Здесь  $B$  – скорость передачи информации,  $S$  – чувствительность фотодетектора,  $K$  – постоянная Больцмана,  $T$  – температура в  $K^0$ ,  $R$  – эквивалентное сопротивление, учитывающее динамическое сопротивление фотодиода, его цепей смещения и входное сопротивление усилителей,  $F_{ш}$  – коэффициент шума фотодиода.

### 7.8. Определение уровня передачи источника оптического излучения

Если известно затухание  $PY$ , то уровень передачи  $P_{пер}=P_{пр}+\alpha_{py}$ .

Если известна скорость передачи, то допустимое затухание между ПОМ и ПРОМ  $\alpha_{py}$  при вероятности ошибки не более  $10^{-8}$  ориентировочно определяется по графикам данным в [8].

### 7.9. Пример расчета оптического линейного тракта

Приведем пример расчета ОЛТ

Имеются исходные данные: Волоконно-оптическая система передачи ИКМ-120-4/5; скорость передачи  $B=8,5$  Мбит/с; характер (код) сигнала RZ, линейный код CMJ; длина волны оптического излучения  $\lambda=1,3$  мкм; энергетический потенциал системы  $\Delta P=P_{пер}-P_{пр}=38$  дБ. Предполагаемая длина PY  $12\div 30$  км; длина ОЛТ  $L=98$  км; кабель ОКК-50-01-1,0-4, работающий в диапазоне длин волн  $\lambda=1,3$  мкм, с четырьмя многомодовыми ОВ, градиентным коэффициентом преломления, коэффициентом затухания  $\alpha=1$  дБ/км, коэффициентом широкополосности  $\Delta f = 450$  МГц·км, строительной длиной ОК  $l_c=2$ км. Возможен заказ на  $l_c=1$ км.

Требуется определить длину РУ, уровни передачи и приема, быстродействие системы, вероятность ошибки и осуществить выбор источника и приемника оптического излучения. Другие параметры ОЛТ будут определяться по мере необходимости.

Расчет производится в несколько этапов.

1 Этап – определение требуемой скорости передачи ОЛТ.

В качестве каналообразующего оборудования и оборудования сопряжения используется аппаратура ИКМ-120, формирующая поток со скоростью передачи  $V=8,5$  Мбит/с. Линейный код ВОЛС СМJ – разновидность блочного кода типа 1B2B с характером сигнала RZ то есть с возвращением в ноль. При таком кодировании между элементами сигнала имеются промежутки, которые используют для защиты от межсимвольных помех, и возвраты к нулю обеспечивают появление в спектре линейного сигнала дискретной составляющей тактовой частоты, что упрощает устройства выделения последней в регенераторах. Нужно помнить, что применение кодов типа mBnB ведет к увеличению тактовой частоты, в m/n раз. Для нашего примера, следовательно, тактовая частота возрастет в два раза и скорость передачи в линейном тракте  $V_{лт}=2V=2 \cdot 8,5=17$  Мбит/с.

2 Этап – Размещение линейных регенераторов.

По возможности нужно размещать равномерно на станциях. Причем так, что длина РУ была кратна строительной длине.

В нашем примере возможны два варианта размещения линейных регенераторов.

- 1) Два РУ длиной  $l_{ру1}=l_{ру2}=25$  км и два Ру длиной  $l_{ру3}=l_{ру4}=24$  км.
- 2) Три длиной  $l_{ру1}=l_{ру2}=l_{ру3}=24$  км, и один РУ длиной  $l_{ру4}=26$  км.

Второй вариант предпочтительнее так, как ориентирован на применение стандартных строительных длин.

3 Этап – проверочный расчет выбранной длины РУ.

Для проверочного расчета длины РУ необходимо определить его затухание и сопоставить с энергетическим потенциалом ВОЛС, а также определить широкополосность ОЛТ и сделать заключение о межсимвольных искажениях импульсов оптического излучения. Обусловленных их уширением из-за дисперсии ОВ. Такой расчет целесообразно производить для самого длинного РУ.

Найдем число строительных длин:

$$n_c = \frac{l_{ру}}{l_c} = \frac{26}{2} = 13$$

Для монтажа строительных длин кабеля требуется  $n_{нс}=n_c-1=12$

неразъемных соединителей, а для ввода в ОК и вывода из него оптического излучения потребуется  $n_{рс}=2$  разъемных соединителя. Затухание РУ

$$\alpha_{py} = \alpha_{py} + n_{nc} \alpha_{nc} + n_{pc} \alpha_{pc} + \alpha_t + \alpha_v$$

В нашем случае  $\alpha$  - дано в исходных данных, значения  $\alpha_{nc}$  и  $\alpha_{pc}$  берутся из табличных данных [8] и в данном случае составляют

$$\alpha_{nc} = 0,3 \div 0,5 \text{ дБ} \quad \alpha_{pc} = 0,5 \div 1,5 \text{ дБ}$$

Допуском на температурные изменения параметров ВОЛС  $\alpha_t$  возьмем  $\alpha_t = 1$  дБ, Допуски на ухудшение со временем параметров элементов ВОЛС  $\alpha_v$  для различных комбинаций источников излучения и фотодиодов даны в таблицах [8]. В нашем случае комбинация будет СИД+АФД этому соответствует  $\alpha_t = 4$  дБ.

Таким образом:

$$\alpha_{py} = 1 \cdot 26 + 12 + 0,4 + 2 \cdot 1 + 1 \cdot 4 = 37,8 \text{ дБ.}$$

То есть  $\text{Эп} \geq \alpha_{py}$  по затуханию выбрана верно.

По формулам (50) и (51), находим

$$\sigma_1 = 0,25 / \Delta f = 0,25 / 450 \cdot 10^6 = 0,56 \cdot 10^{-9} \text{ с / км}$$

$$l_{\max} \leq \frac{0,25}{\sigma B} = \frac{0,25}{0,56 \cdot 10^{-9} \cdot 17 \cdot 10^6} = 26,3 \text{ км}$$

Таким образом, длина РУ удовлетворяет требованию по дисперсии.

4 этап – расчет детектируемой мощности оптического сигнала.

Минимально детектируемая мощность или порог чувствительности, определяется вероятностью ошибки. Эта ошибка в расчете на 1 км линейного тракта не должна превышать на магистральных линиях величины  $P'_{B3} = 1,67 \cdot 10^{-10}$ , а для РУ длиной  $l_{py} = 26$  км должна быть не более  $P_{Oш} = P'_{B3} l_{py} = 1,67 \cdot 10^{-10} \cdot 26 = 0,43 \cdot 10^{-8}$ . С учетом дестабилизирующих факторов (неточность ЛРУ, устройство выделения тактовой частоты и т.п.) положим  $P_{Oш} = 10^{-8}$ . Это значение обеспечивает хорошее качество передачи.

Уровень МДМ или порог чувствительности ПРОМ с ЛФД определяется по формуле:

$$P_{\min} = -70 + 10,5 \lg B = -70 + 13,41 = -56,59 \text{ дБм.}$$

Если задается вероятность ошибки  $10^{-9}$ , то МДМ для  $B = 17$  Мбит/с и  $\lambda = 3$  мкм, составит  $\approx -65$  дБм. [8]

5 этап – выбор и ориентирочное определение параметров приёмника и источника оптического излучения

Комбинация “источник-приемник оптического излучения” выбирается исходя из максимально допустимого затухания между ПОМ и ПРОМ.

На выбор типа фотодетектора оказывает влияние значения МДМ (порога чувствительности), быстродействия, темновой ток, и емкость переходов ФД.

Если значение МДМ лежит в пределах  $-30 \dots -40$  дБм, то рекомендуется реализовать фотодетектор на основе р-і-п ФД, если МДМ менее  $-40$  дБм, то целесообразно использовать ЛФД. Значение быстродействия р-і-п ФД находится в пределах  $3 \dots 10$  нс, токовая чувствительность  $-0,2 \dots 0,7$  А/Вт, емкость переходов  $-1 \dots 30$  нФ. Значения быстродействия ЛФД находится в пределах  $0,1 \dots 1$  нс, токовая чувствительность  $-20 \dots 100$  А/Вт, емкость переходов  $-2 \dots 30$  пФ.

Отметим, что если в качестве аппаратуры уплотнения используется оборудование с источником и приемником оптического излучения, то выбор и определение их параметров не обязателен.

### **Контрольные вопросы к главе №7:**

1. Содержание технического задания на проектирование ВОЛС.
2. Выбор оптического кабеля.
3. Расчет длины регенерационного участка.

## Библиографический список

1. Виноградов В.В., Кузьмин В.И., Гончаров Л.Я. Линии автоматики телемеханики и связи на железнодорожном транспорте. – М.: Транспорт. 1990. - 231 с.
2. Козлов Л.Н., Кузьмин В.И. Линии автоматики телемеханики и связи на железнодорожном транспорте. – М.: Транспорт. 1981. - 232 с.
3. Гроднев И.И., Верник С.М. Линии связи. Учебник для вузов. – М.: "Радио и связь". 1988. - 544 с.
4. Гроднев И.И. Линейные сооружения связи. Учебник для техникумов. – М.: "Радио и связь". 1987. - 303 с.
5. Верник С.М., Гитин В.Я., Иванов В.С. Оптические кабели связи. Учебное пособие Учебник для техникумов. – М.: "Радио и связь". 1988. - 143 с.
6. Каллер М.А. Теория линейных электрических цепей. М. Транспорт. 1978. - 351 с.
7. Кошечев И.А. Теория связи по проводам. – М.: Связьиздат. 1953. - 383 с.
8. Оптические системы передачи. Учебное пособие. Под ред. В.И. Иванова. – М.: "Радио и связь". 1994. - 229 с.
9. Букин Д.А., Яцкевич А.И. Магистральные кабельные линии связи на железных дорогах. – М.: Транспорт. 1978.
10. Гроднев И.И., Курбатов Н.Д. Линии связи. – М.: Связь. 1980.
11. Марков М.В., Михайлов А.Ф. Линейные сооружения железнодорожной автоматики телемеханики и связи. – М.: Транспорт. 1980.
12. Бартковский А.Л., Козин В.А., Купер С.А. Измерения в электротехнических устройствах железнодорожного транспорта. – М.: Транспорт. 1980. - 407 с.
13. Бунин Д.А. Провода и кабели в СЦБ и связи. Справочник. - М.: Транспорт. 1982. - 287 с.
14. Белоруссов Н.И., Саакян А.Е., Яковлев А.И. Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. – М.: Энергоатомиздат. 1987. - 536 с.
15. Ломухин Ю.Л., Кузнецов В.П. Распространение сигналов и измерения в двухпроводных линиях. Учебное пособие. Иркутск. 1998. – 93 с.
16. Ломухин Ю.Л., Шехин В.А. распространение сигналов и измерения в оптических линиях. Учебное пособие. Иркутск. 2000. – 82 с.
17. Маркузе Д. Оптические волноводы: перевод с англ. Под ред. В.А. Шевченко. – М.: Мир.1974. – 576 с.

18. Гроднев И.И., Верник С.М., Кончаловский Л.Н. Линии связи. – М.: "Радио и связь". 1995.
19. Структурированные кабельные системы. – М.: Эко-Трендз. 1998.
20. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-Трендз. 1998.
21. Телекоммуникационные технологии на железнодорожном транспорте. Под ред. д.т.н. Горелова Г.В. – М.: УМК МПС. 1998.
22. Верник С.М., Кашутин А.А. Взаимное влияние между линейными трактами кабельных магистралей. – М.: Транспорт. 1981. – 232 с.
23. Михайлов М.И., Разумов Л.Д. Защита кабельных линий связи от внешних электромагнитных полей. – М.: Связь. 1967. – 343 с.
24. Ефимов И.Е. Радиочастотные линии передачи. – М.: Советское радио. 1964. – 599 с.
25. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь. 2000. – 468 с.
26. Айзенберг Г.З. Антенны ультракоротких волн. – М.: Связьиздат. 1957. – 679 с.
27. Асс Э.Е., Паверман Н.Г., Хвощевская И.В., Шолуденко М.В. Кабели для сигнализации и блокировки с полиэтиленовой изоляцией в палстмассовой оболочке с гидрофобным наполнителем. Автоматика, связь, информатика. № 4. 2001. С. 15-18.
28. Кугушев А.М., Голубева Н.С. Основы радиоэлектроники. – М.: Энергия. 1969. – 880 с.
29. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Советское радио. 1957. - 483 с.
30. Правила защиты устройств проводной связи и проводного вещания от влияния тяговой сети электрофицированных железных дорог переменного тока. – М.: Транспорт. 1989. – 134 с.
31. Правила защиты устройств проводной связи, железнодорожной сигнализации от опасного и мешающего влияния линии электропередачи. – Ч.1: Опасное влияния. – М.: Энергия. 1966. – 40 с.
32. Семенов А.Б., Стриженов С.К., Сунчелей И.Р. Структурированные кабельные системы. – 4-е изд. Перераб. и док. –М.: ДМК Пресс. 2002.-656с.
33. Виноградов В.В., Кустышев С.Е., Прокофьев В.А., Линии железнодорожной автоматики, телемеханики и связи,- М.: издательство «Матшрут» 2002г.- 415с.