

# 1. Введение в курс

## 1.1. История электросвязи

Термин «электросвязь» объединяет системы передачи и приема различных информационных сигналов по проводным, радио, оптическим и другим электромагнитным системам, которые принято называть линиями. По сетям электросвязи передают звуки, изображения, данные.

Способ связи	Скорость передачи	Когда появился	Информационная емкость сообщения	Максимальное расстояние между регенераторами
<b>Оптическая связь</b>				
1. Сигнальный костер, сигнальный дым	-	20 тыс. лет назад	1 бит	Расстояние прямой видимости невооруженным глазом (менее 1 км в хорошую погоду)
2. Система сторожевых башен	низкая	500 лет до н.э.	1 бит	Расстояние прямой видимости невооруженным глазом (до 5 км в хорошую погоду)
3. Факельный телеграф Клеоксена и Демоклета	очень низкая	100 лет до н.э.	Произвольная	Расстояние прямой видимости невооруженным глазом (до 1 км в хорошую погоду)
4. Телеграф Шаппа	средняя	1794 г.	Произвольная	Расстояние прямой видимости в подзорную трубу (до 15 км в хорошую погоду)
5. Волоконно-оптическая связь	очень высокая	1960 г.	Произвольная	В настоящее время порядка 200 км
<b>Электрическая связь</b>				
1. Телеграф Шиллинга	средняя	1832 г.	Произвольная	-
2. Записывающий телеграф Морзе	высокая	1837 г.	Произвольная	-
3. Телефон Белла	-	1876 г.	Произвольная	-

## 1.2. Виды сигналов электросвязи

### 1. Телефонный сигнал.

Аналоговая передача: достаточна полоса 0.3 – 3.4 кГц (обычно полагают  $\Delta F = 4$  кГц).

Цифровая передача: требуется скорость 64 кбит/с и полоса частот 32 кГц.

Телефонный канал называют также *каналом тональной частоты* (ТЧ).

### 2. Вещательный сигнал.

Для передачи вещательного сигнала используют 2 или 3 канала ТЧ.

### 3. Телеграфный сигнал.

Используются 7 или 8-разрядные двоичные коды.

Скорости передачи - 50, 100, 200 бит/с, то есть полоса частот телеграфного сигнала намного меньше, чем телефонного. Поэтому для передачи телеграфных сигналов используют телефонный канал, который вторично уплотняется с образованием каналов тонального телеграфирования.

### 3. Факсимильный сигнал.

Передача неподвижных изображений. Для передачи исходное изображение разлагается на отдельные элементы и информация о каждом элементе (точке) последовательно передается по ка-

налу связи. Скорость передачи информации автоматически оптимизируется в зависимости от имеющегося канала связи.

#### 4. Телевизионный сигнал.

Передача движущихся изображений. В нашей стране принято разлагать изображение на 625 строк при формате 4:3 и на 25 полных кадров в секунду. При аналоговой передаче для такого сигнала требуется полоса частот 6 МГц (1500 каналов ТЧ).

Телевидение повышенной четкости (1000 строк) и цифровое кодирование телевизионного сигнала: необходимая скорость передачи 100 Мбит/с (при прямом кодировании). Алгоритмы сжатия видеосигналов позволяют уменьшить скорость, сохраняя хорошее качество изображения. Например, MPEG-2 позволяет передавать телевизионный сигнал высокой четкости со скоростью 19.2 Мбит/с.

### 1.3. Классификация систем электросвязи

*По функциональному признаку* сети ЕСЭ разделяются на **сети доступа** и **транспортные сети**.



**Сеть доступа** – та часть сети связи, которая связывает источник (приемник) сообщений с узлом доступа, который является граничным между сетью доступа и транспортной сетью.



**Транспортная сеть** – это та часть сети связи, которая выполняет функции переноса (транспортирования) потоков сообщений от их источников из одной сети доступа к получателям из другой сети доступа.

*По типу присоединяемых абонентских терминалов* сети ЕСЭ разделяются на сети фиксированной связи и сети подвижной связи.

*По территориальному делению* сети ЕСЭ разделяются на:

- магистральную сеть;
- зоновые или региональные сети;
- местные сети (городские и сельские);
- международную сеть.

*По числу служб электросвязи* сети разделяют на моносервисные и мультисервисные.

Традиционно сохраняется разделение сетей на **первичные** и **вторичные**. Определенные технические средства ЕСЭ участвуют в процессе передачи *не зависимо от вида* передаваемых сообщений. Совокупность этих элементов образует **первичную сеть**. В состав первичной сети входят каналообразующая аппаратура и линии связи. Первичная сеть предоставляет каналы передачи (физические цепи) во вторичные сети для образования каналов связи.

*По физическому принципу* системы электросвязи можно разделить на радиосистемы (РС) и направляющие системы связи (НСС). К первым относятся системы радиовещания и радиосвязи, системы телевидения, радиорелейные линии, линии тропосферной и спутниковой связи. Ко вторым относятся воздушные, кабельные (электрические и волоконно-оптические) и волноводные НСС.

*По способу уплотнения* линии связи можно разделить на линии с частотным и временным уплотнением.

Системы с частотным уплотнением (рис. 1.2) преимущественно являются аналоговыми. На передающей стороне аналоговой системы с частотным уплотнением спектр каждого телефонного канала шириной 4 кГц переносится в более высокочастотную область, причем каждому каналу отводится свой участок спектра. Для переноса спектра сигнала используется амплитудная модуляция с одной боковой полосой и подавленной несущей. Ширина полосы получившегося многоканального сигнала равна  $\Delta F = n \cdot 4$  кГц.

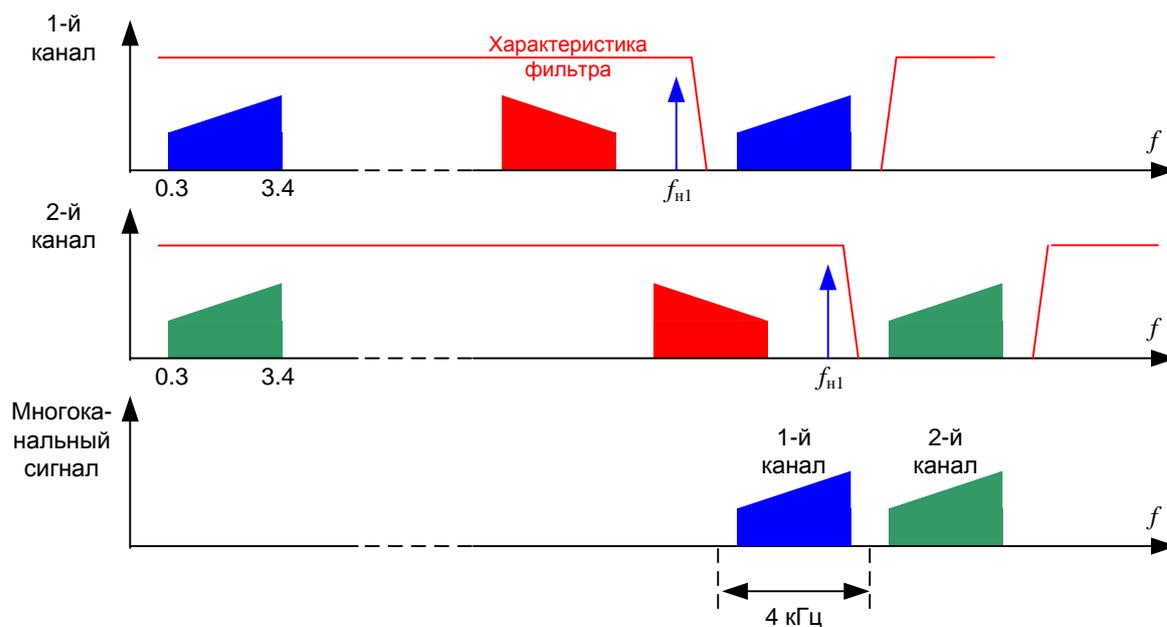


Рис. 1.2. Принципы частотного уплотнения

Принцип временного уплотнения основан на теореме Котельникова.



*Теорема Котельникова утверждает, что любая функция с ограниченным частотой  $f_v$  спектром может быть представлена в виде последовательности отсчетов, взятых через интервал времени  $\Delta t \leq 1/(2 \cdot f_v)$ . Эта последовательность может быть без погрешности вновь превращена в исходный сигнал, если ее пропустить через идеальный ФНЧ.*

Принцип формирования аналогового многоканального сигнала с временным уплотнением представлен на рис. 1.3.

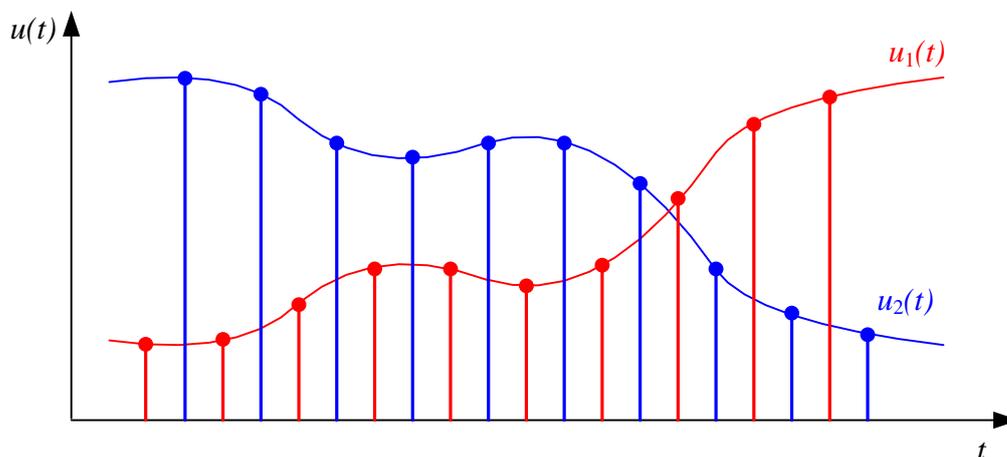


Рис. 1.3. Принципы временного уплотнения

При таком уплотнении информация заложена в амплитудах отсчетов сигнала. Этот вид модуляции называется амплитудно-импульсной (АИМ). АИМ редко используется в связи, так как обладает малой помехозащищенностью. Некоторое повышение помехоустойчивости при аналоговой передаче может быть достигнуто при использовании широтно-импульсной модуляции ШИМ или фазово-импульсной модуляции ФИМ.

Существенное увеличение помехозащищенности может быть достигнуто при переходе к цифровым сигналам. Для того чтобы превратить сигнал АИМ в цифровой, амплитуда каждого от-

счета кодируется 8-разрядным кодом. На рис. 1.4 показан процесс кодирования дискретного сигнала 3-разрядным кодом. Такая модуляция называется импульсно-кодовой (ИКМ).

С увеличением скорости передачи цифровых сигналов расширяется необходимая для них полоса передаваемых частот:

$$\Delta F = N \cdot \Delta f = C/2 ,$$

где  $N$  – число передаваемых аналоговых каналов,  $\Delta F$  – требуемая общая полоса частот,  $\Delta f$  – полоса частот 1 канала (4 кГц для АСП и 32 кГц для ЦСП),  $C$  – скорость передачи в бодах.

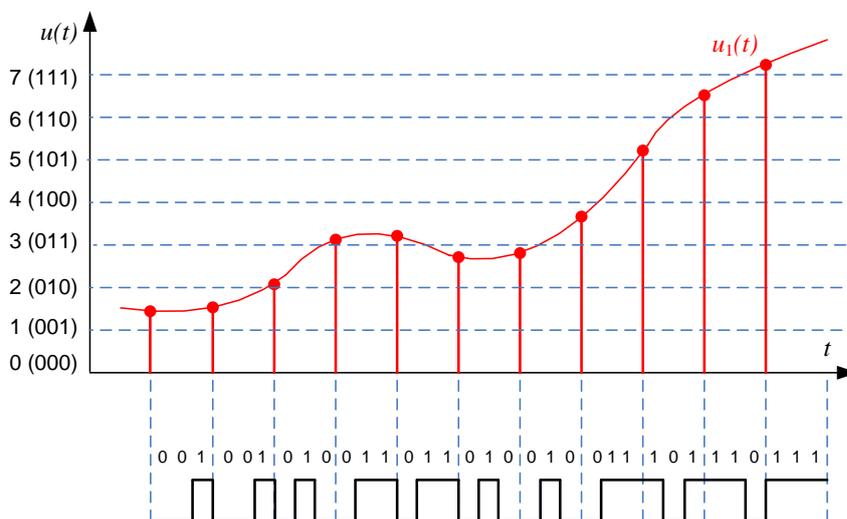


Рис. 1.4. Импульсно-кодовая модуляция

Цифровые системы передачи (ЦСП) обладают рядом преимуществ по сравнению с аналоговыми системами (АСП).

1. Более высокая помехозащищенность.
2. Нечувствительность к изменениям затухания линий связи, нелинейным искажениям и изменениям усиления регенераторов.
3. Возможность использования микропроцессорной техники.

## 1.4. Построение сетей электросвязи

Сеть состоит из узлов и соединительных линий связи. Возможно несколько вариантов топологии построения сети (рис.1.5):

- **Полностью связанная топология** или топология «каждый с каждым» (рис. 1.5а). Для соединения между собой  $N$  узлов требуется  $N(N-1)/2$  дуплексных соединительных линий. Недостаток: большая избыточность.
- **Кольцевая топология** (рис. 1.5б). Для соединения между собой  $N$  узлов требуется  $N$  дуплексных соединительных линий. Главное достоинство: малая избыточность. При однократном разрыве кольца существует возможность сохранения связи между всеми узлами. Кольцевая топология часто используется для создания транспортной сети, узлы которой являются центральными для сетей доступа.
- **Звездообразная топология** (рис. 1.5в). Для соединения между собой  $N$  узлов требуется  $N-1$  дуплексных физических соединительных линий. Главное достоинство: безызыточность. Главный недостаток: низкая надежность.

Крупные сети, как правило, имеют смешанную топологию. К смешанным топологиям относятся:

- **Древовидная топология** (рис.1.5г). Наиболее часто используется в локальных сетях.
- **Радиально-узловая топология** (рис. 1.5д).
- **Топология «сетка»** (1.5е).

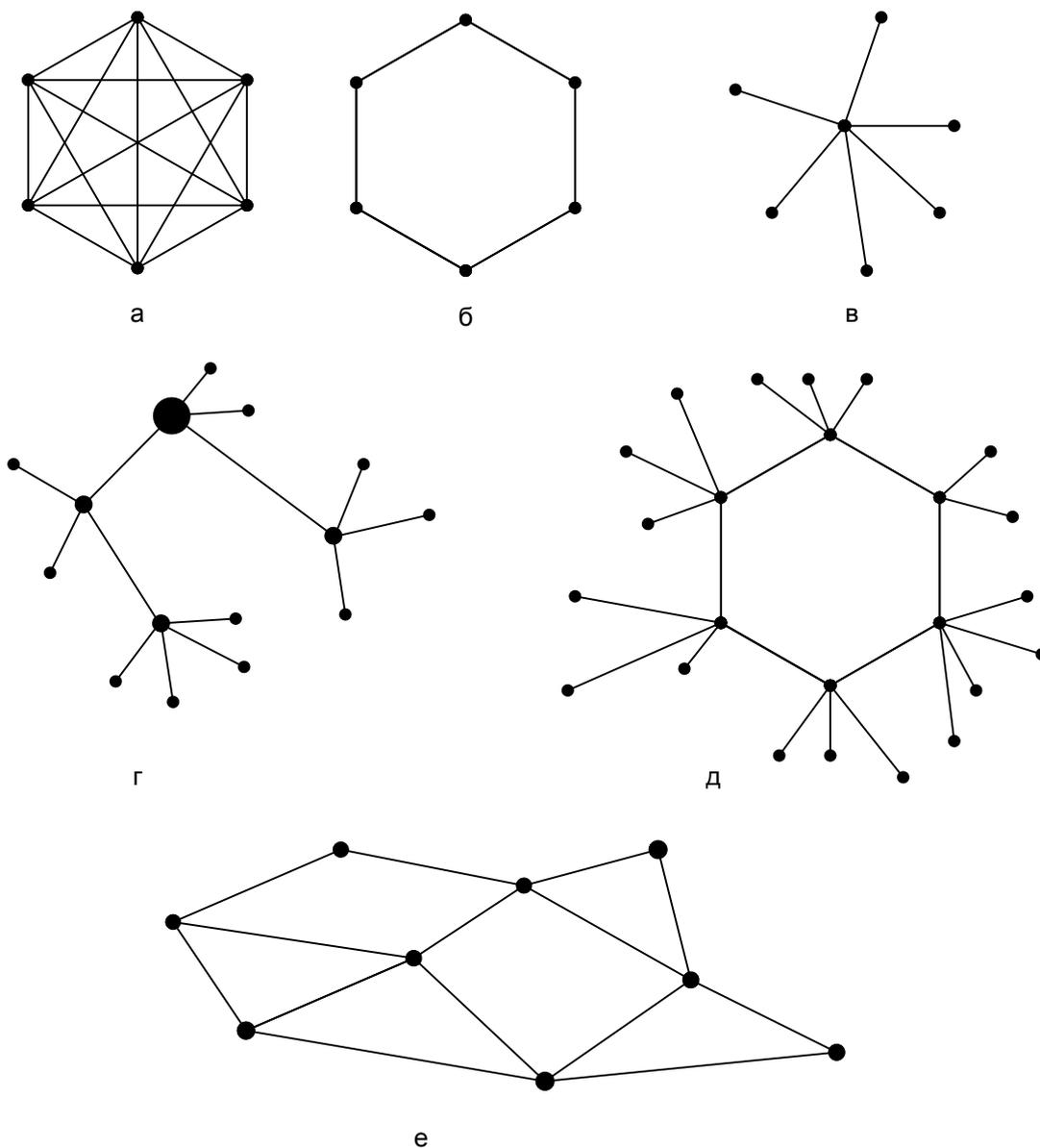


Рис. 1.5. Топологии сетей связи: а – «каждый с каждым», б – кольцевая, в – звездообразная, г – древовидная, д – радиально-узловая, е – «сетка»

## 2. Конструкции и параметры направляющих систем связи

### 2.1. Конструкция и параметры воздушных линий

Воздушные линии связи (ВЛС) были первыми направляющими системами связи, обеспечивающими телеграфную и телефонную связь на большие расстояния. В настоящее время они еще используются для сельской связи.

ВЛС состоит из голых (без изоляции) металлических линейных проводов, подвешенных на опорах с помощью изоляторов и арматуры (рис. 2.1). В качестве опор используются деревянные или железобетонные столбы высотой около 7 м. Срок службы опоры – 5-7 лет. Расстояние между опорами в зависимости от атмосферно-климатических условий составляет 35-50 м.

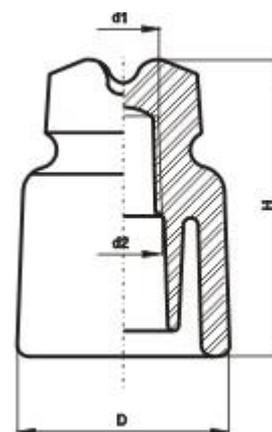
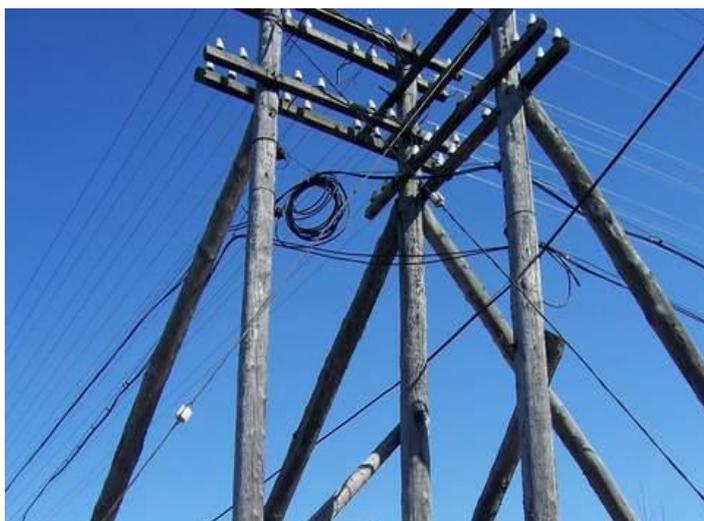


Рис. 2.1. Воздушная линия связи: внешний вид (слева) и конструкция изолятора (справа)

Тип	Размеры				Масса
	D	H	d1	d2	
	мм	мм	мм	мм	кг
ТФ20.01	70	100	20	22	0,49

Изоляторы изготавливаются из фарфора или стекла. Изолятор обеспечивает высокое сопротивление между линейным проводом и арматурным крюком (штырем), на который он навинчивается. Для увеличения поверхностного сопротивления, которое уменьшается при загрязнении изолятора, площадь поверхности искусственно увеличивают за счет конструкции.

К достоинствам ВЛС можно отнести:

- простоту конструкции;
- простоту диагностики неисправностей и ремонта;
- малое затухание.

Недостатками ВЛС являются:

- грозоздкость;
- возможность несанкционированного доступа;
- зависимость качества связи от внешних условий;
- большие взаимные влияния между цепями.

## 2.2. Конструкции и параметры кабельных линий связи

### 2.2.1. Классификация кабелей связи.



**Кабелем** называется конструкция, состоящая из скрученных вместе изолированных проводников или из одного или нескольких оптических волокон, образующих сердечник, которая скреплена поясной изоляцией и заключена в общую влагозащитную оболочку и броневые покрытия.

Все кабели можно разделить на два класса – электрические и оптические. Кроме того, они классифицируются по ряду других признаков: в зависимости от области применения, условий прокладки и эксплуатации, конструкции и др.

В зависимости от **области применения** все кабели связи подразделяются на:

- магистральные,
- зоновые (внутриобластные),
- городские,
- сельские,
- объектовые и монтажные,
- специальные.

*Магистральные* и *зоновые* кабели предназначены для передачи информации на большие расстояния и организации большого числа каналов. *Городские* кабели используются в качестве соединительных линий между городскими АТС. *Объектовые* кабели служат для передачи различной информации на малые расстояния внутри объекта. *Монтажные* кабели предназначены для внутри- и межблочного монтажа аппаратуры.

По **условиям прокладки и эксплуатации** кабели подразделяются на:

- кабели внутренней прокладки,
- кабели наружной прокладки.

*Кабели внутренней прокладки* используются внутри телефонных станций, офисов, зданий и помещений. Они подразделяются на кабели вертикальной и горизонтальной прокладки и шнуры коммутации.

*Кабели наружной прокладки* применяются на любых (сельских, городских, зонавых и магистральных) линиях связи и по условиям прокладки их можно разделить на подвесные, подземные и подводные.

Кабели воздушной подвески подвешиваются на опорах и в свою очередь подразделяются на кабели:

1. самонесущие – кабели с несущим тросом или без него, подвешиваемые на опорах различного типа, в том числе на опорах ЛЭП и контактной сети железных дорог;
2. прикрепляемые – кабели, крепящиеся к несущему проводу с помощью специальных зажимов;
3. навиваемые – оптические кабели, которые навиваются вокруг несущего, например, фазового провода или грозотроса;
4. оптические кабели, встраиваемые в грозотрос.

Кабели подземной прокладки подразделяются на:

1. кабели, прокладываемые в кабельной канализации или туннеле;
2. кабели, закладываемые в грунт;
3. кабели, предназначенные для автоматической прокладки в специальных трубах, например, в полиэтиленовых трубах компании Dura-Line.

Подводные кабели подразделяются на:

1. кабели, предназначенные для укладки на дно несудоходных рек, неглубоких озер и болот;
2. кабели, предназначенные для укладки на дно судоходных рек, морей и океанов.

Кроме того, в зависимости от **состава входящих в него элементов** различают однородные и комбинированные кабели.

Электрические кабели принято разделять также по **спектру передаваемых частот**:

- низкочастотные (тональные) – до 12 кГц,
- высокочастотные – 12 кГц и выше;

по **конструкции и взаимному расположению проводников** на:

- симметричные,
- коаксиальные;

по **виду скрутки изолированных проводников** в группы на:

- кабели парной скрутки,
- кабели четверочной (звездной) скрутки;

по **виду скрутки групп проводников** в сердечник на:

- кабели повивной скрутки,
- кабели пучковой скрутки;

## 2.2.2. Конструкции электрических кабелей связи.

### Кабельные проводники

Основными видами конструкции кабельных проводников являются:

- сплошной цилиндрический,
- полый цилиндрический,
- многопроволочный.

Для симметричных кабелей и в качестве внутреннего проводника коаксиального кабеля используются сплошные цилиндрические и многопроволочные проводники (рис. 2.2). Для изготовления внешнего проводника коаксиального кабеля используются полые цилиндрические проводники (рис. 2.3).

Для их изготовления сплошных цилиндрических и многопроволочных проводников обычно используется медная или алюминиевая проволока, диаметр которой стандартизируется. Медная проволока, используемая для производства кабелей связи, имеет диаметры 0.32, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7 мм (для кабелей городских телефонных сетей); 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.4 мм (для междугородных кабелей). Используется также алюминиевая проволока диаметром 1.15, 1.55, 1.8 мм (эти жилы аналогичны по проводимости медным жилам с диаметрами 0.9, 1.2 и 1.4 мм соответственно).

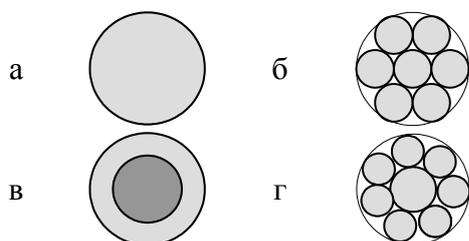


Рис. 2.2. Конструкции кабельных проводников: сплошной (а), гибкий (б), биметаллический (в), для подводных кабелей (г)

Сплошные цилиндрические проводники могут быть однородными (изготовленными из одного материала, например, меди, рис. 2.2а) и биметаллическими (алюминий-медь или сталь-медь, рис. 2.2в).

В тех кабелях, где требуются повышенная гибкость и механическая прочность используются многопроволочные проводники (рис. 2.2б, г): токопроводящая жила скручивается из нескольких проволок (обычно 7, 12, 19 и т.д.). В подводных кабелях применяется многопроволочная жила, состоящая из проволок разного сечения: в центре размещается толстый проводник, а повив состоит из тонких проволок.

Полый цилиндрический проводник, используемый в качестве внешнего для коаксиального кабеля, изготавливается в виде тонкой трубки из меди или алюминия. Промышленное применение имеют разновидности гибких внешних проводников коаксиального кабеля, приведенные на рис. 2.3. Наибольшее распространение в коаксиальных кабелях дальней связи получила конструкция типа «молния».

Кабельные проводники должны обладать высокой электрической проводимостью, гибкостью и достаточной механической прочностью. Наиболее распространенными материалами для изготовления кабельных жил являются медь и алюминий.

По механическим характеристикам лучшие результаты дают алюминиевые сплавы, содержащие присадку из магния, железа и других материалов.

### Кабельная изоляция

Изоляция должна предохранять токопроводящие жилы от соприкосновения между собой и строго фиксировать взаимное расположение жил в группе по всей длине кабеля.

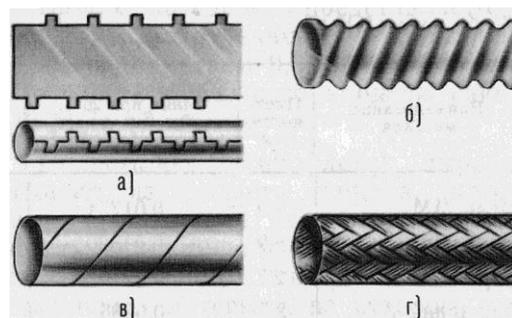


Рис. 2.3. Конструкции внешних проводников коаксиальных кабелей: молния (а), гофрированный (б), спиральный (в), оплеточный (г)

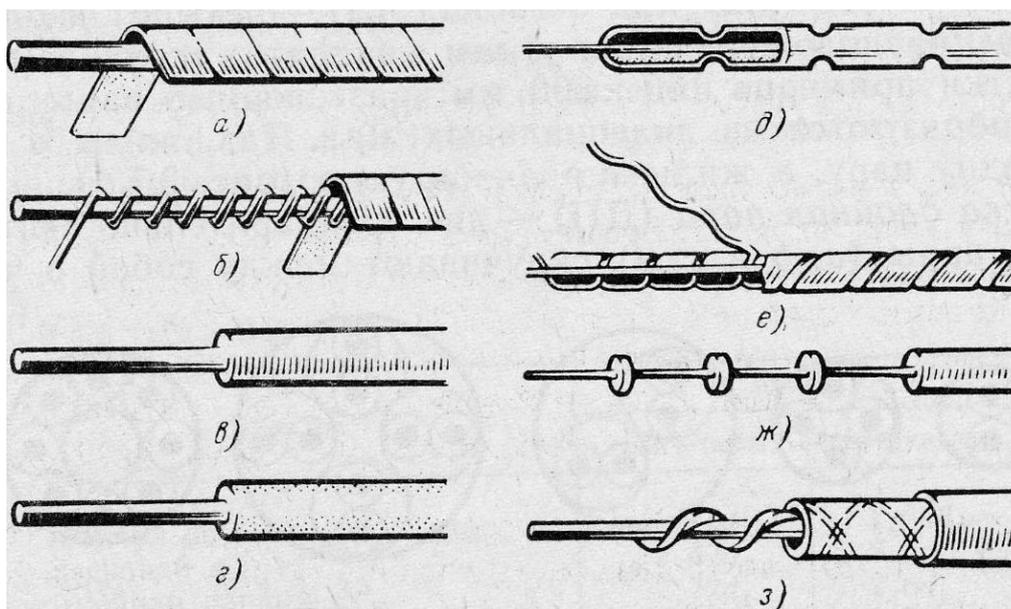


Рис. 2.4. Типы изоляции кабелей связи:  
трубчатая (а), кордельная (б), сплошная (в), пористая (г),  
баллонная (д, е), шайбовая (ж), спиральная (з)

Изоляционные покрытия кабельных проводников могут иметь различную конструкцию. В основном в кабелях связи используются следующие типы изоляции:

- трубчатая (рис. 2.4а);
- кордельная (кордельно-трубчатая) (рис. 2.4б);
- сплошная (рис. 2.4в);
- пористая (рис. 2.4г);
- баллонная (рис. 2.4д, е);
- шайбовая (рис. 2.4ж);
- спиральная (геликоидальная) (рис. 2.4з).

К основным материалам, используемым для изоляции, относятся кабельная бумага, полиэтилен, стирофлекс, фторопласт, поливинилхлорид, полиамиды и др.

### Элементарные группы

Отдельные жилы симметричного кабеля обычно скручивают в группы, называемые элементарными. В результате скрутки жилы цепи ставятся в одинаковые условия по отношению друг к другу. При этом снижаются электромагнитные связи между цепями и повышается их защищенность от взаимных и внешних помех. Кроме того, скрутка облегчает взаимное перемещение жил при изгибах кабеля и обеспечивает ему более устойчивую форму. Существует несколько способов скрутки жил в группы (рис. 2.5).

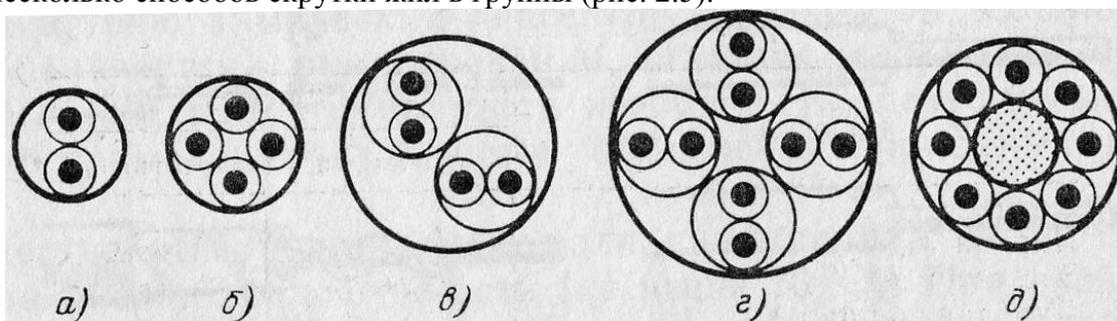


Рис. 2.5. Скрутка жил в элементарную группу:  
а) парная, б) четверочная, в) двойная пара, г) двойная звездная, д) восьмерочная

**Парная скрутка (П)** — две изолированные жилы скручивают вместе в пару с шагом скрутки не более 300 мм (рис. 2.5а).

**Четверочная или звездная скрутка (З)** — четыре изолированные жилы, расположенные по углам квадрата скручивают с шагом скрутки 150-300 мм. Пары образуются в этой скрутке из диагональных жил (рис. 2.5б).

**Скрутка двойная пара (ДП)** — две предварительно скрученные пары скручивают между собой в четверку (рис. 2.5в). Шаги скрутки пар должны быть отличными как один от другого, так и от шага скрутки самой четверки. Шаг скрутки пар обычно лежит в пределах 400-800 мм, шаг скрутки четверки — 150-300 мм.

**Двойная звездная скрутка (ДЗ)** — четыре предварительно скрученные пары скручивают вместе по способу звезды, образуя восьмерку (рис. 2.5г). Шаги скрутки пар, составляющих восьмерку, делают различными и берут обычно в пределах 150-250 мм, а шаг скрутки восьмерки — 200-400 мм.

**Восьмерочная скрутка (В)** — восемь жил группы располагаются концентрически вокруг сердечника из изолирующего материала (например, стирофлексного или полиэтиленового корделя) (рис. 2.5д). Из восьми жил могут быть образованы две четверки: из жил с нечетными и четными номерами.

Количество пар или четверок в кабеле принято называть его емкостью: 1×2, 100×2, 1×4, 37×4 и т.д. (одна пара, 100 пар, одна четверка, 37 четверок).

Для обеспечения правильного монтажа кабелей изоляция жил каждой группы имеет различную расцветку.

### Сердечник электрического кабеля

#### Построение сердечника

Скрученные в элементарные группы изолированные жилы объединяют в общий кабельный сердечник. В зависимости от характера образования сердечника различают две системы скрутки: **повивную** и **пучковую** (рис. 2.6).

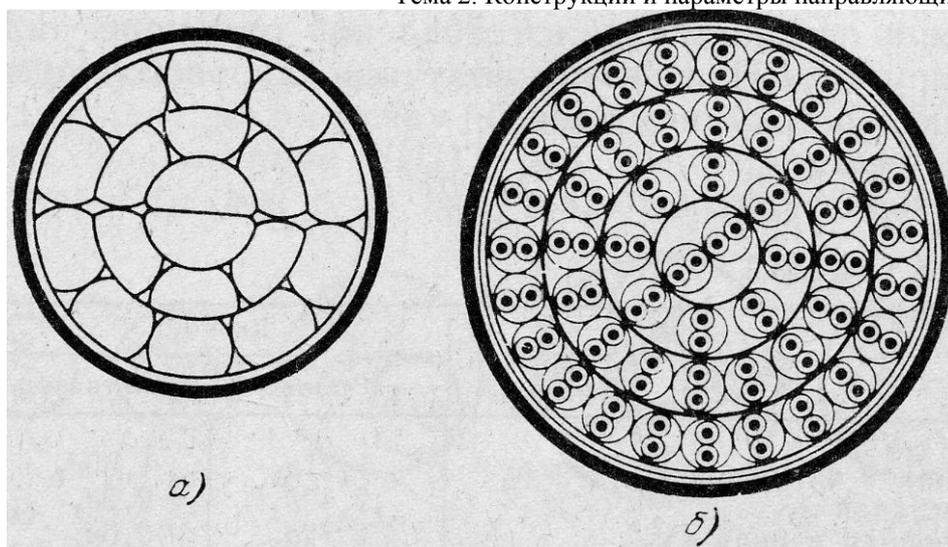


Рис. 2.6. Скрутка элементарных групп в сердечник:  
а) пучковая, б) повивная

При пучковой скрутке (рис. 2.6а) элементарные группы сначала скручивают в пучки, содержащие по несколько десятков групп, а затем скручивают вместе пучки, образуя сердечник кабеля. Пучковая скрутка применяется только для низкочастотных кабелей городских сетей. При пучковой скрутке в кабеле емкостью до  $100 \times 2$  пучки состоят из 10 пар ( $10 \times 2$ ) или пяти четверок ( $5 \times 4$ ), а в кабелях большей емкости — из  $50 \times 2$  ( $25 \times 4$ ) или  $100 \times 2$  ( $50 \times 4$ ). Например, в кабеле  $100 \times 2$  ( $50 \times 4$ ) система скрутки  $(3 + 7) \times (10 \times 2)$  или соответственно —  $(3 + 7) \times (5 \times 4)$ . Первые цифры  $(3 + 7)$  означают, что элементарные пучки располагаются в главном двумя повивами: в центральном повиве три пучка и в периферийном — семь пучков.

Основным видом общей скрутки в современных кабелях дальней связи является повивная скрутка (рис. 2.6б). Элементарные группы располагают последовательными концентрическими слоями (повивами) вокруг центрального повива, содержащего от одной до пяти элементарных групп. Смежные повивы скручиваются в противоположные стороны с целью уменьшения взаимного влияния между группами смежных повивов и придания кабельному сердечнику большей механической устойчивости. Такое расположение повивов также облегчает их отделение друг от друга при монтаже кабеля.

В каждом последующем повиве располагается на шесть элементарных групп больше, чем в предыдущем. Исключением из этого правила является второй повив в том случае, когда в первом (центральном) повиве имеется лишь одна элементарная группа. Тогда во втором повиве будет шесть элементарных групп. Так, например, в кабеле емкостью  $100 \times 2$  при повивной скрутке имеется шесть повивов, из которых в центральном располагаются две пары, во втором — восемь, в третьем — 14, в четвертом — 20, в пятом — 26 и в шестом — 31 (одна запасная).

#### *Поясная изоляция*

Для защиты изоляции жил и сохранения круглой формы сердечника кабеля на него накладывается путем спиральной обмотки поясная изоляция из лент телефонной или кабельной бумаги либо пластмассы и синтетических материалов.

#### *Экран*

Поверх поясной изоляции иногда накладывается металлическая оболочка - экран, обеспечивающий защиту цепей сердечника от внешних электромагнитных влияний. Экран может изготавливаться из свинца, алюминия, меди или стали или иметь двухслойную конструкцию алюминий-свинец, алюминий-сталь и др.



Рис. 2.7. Металлические оболочки – экраны кабелей связи:  
а) сплошные, б) ленточные, в) оплеточные

Экран может иметь сплошную цилиндрическую конструкцию (рис. 2.7а). Такие экраны изготавливают из свинца, алюминия или стали. Может быть ленточным (рис. 2.7б), обычно из алюминиевых, медных или стальных лент толщиной 0.1-0.2 мм, или оплеточным из плоских или круглых проволок (рис. 2.7в).

Экранирование будет работать, если экран заземлен.

## Защитные покровы

### Влагозащитная оболочка

Кабельный сердечник защищается от воздействия внешней среды и механических повреждений оболочкой. Оболочка может быть металлической, пластмассовой и металлопластмассовой. Она представляет собой герметичную непрерывную трубку на всем протяжении кабеля.

Металлические оболочки изготавливаются главным образом из свинца, алюминия или стали и служат одновременно экраном. Все металлические оболочки являются абсолютно герметичными в отличие от полимерных (рис. 2.8).

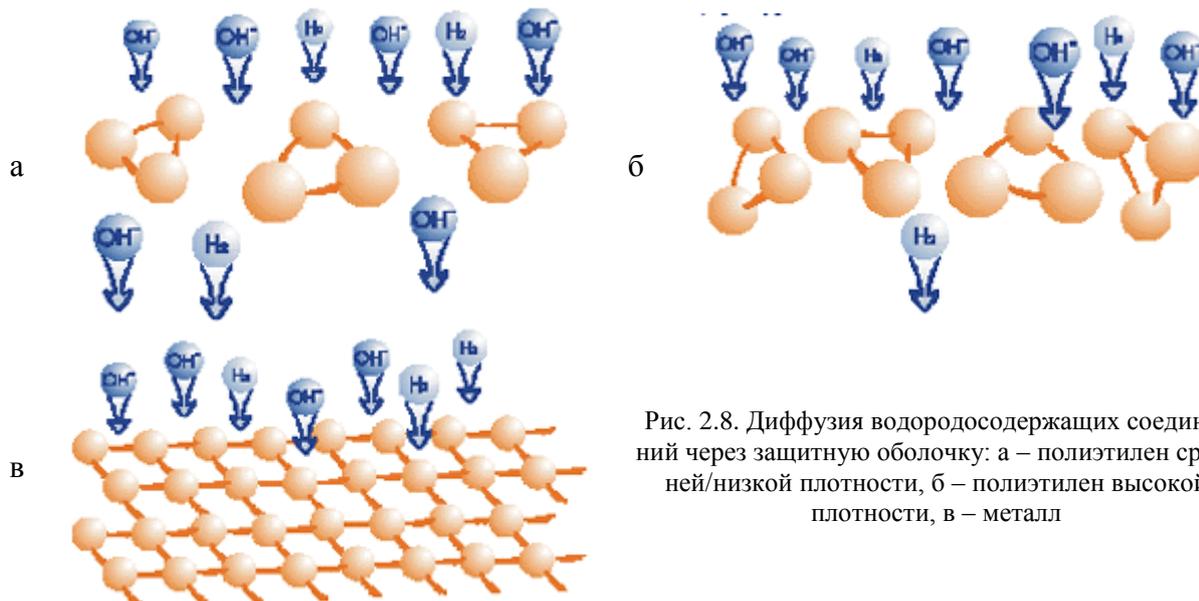


Рис. 2.8. Диффузия водородосодержащих соединений через защитную оболочку: а – полиэтилен средней/низкой плотности, б – полиэтилен высокой плотности, в – металл

Пластмассовые оболочки изготавливаются обычно из полиэтилена, поливинилхлорида и полиизобутиленовых композиций. Пластмассовые оболочки легкие, гибкие, вибростойкие, не подвержены коррозии. Однако они не герметичны. Через пластмассу постепенно

диффундируют водные пары (рис. 2.8). Поэтому такие оболочки применяют только в кабелях с негигроскопичной изоляцией.

Металлопластмассовые оболочки представляют собой соединение в одно монолитное целое полиэтилена и металла. Известна целая серия таких оболочек: алпэт, сталпэт, свипэт, состоящих соответственно из алюминия, стали, свинца и полиэтилена. Такие оболочки обеспечивают герметичность и защиту от внешних электромагнитных влияний.

#### *Подушка*

При больших внешних нагрузках кроме защитной оболочки может накладываться броневой покров, дополнительно защищающий кабель от механических воздействий. Под броню на защитную оболочку накладывается специальный слой - подушка. Подушка предохраняет оболочку кабеля от повреждений броней при ее наложении и в процессе изгибов кабеля во время намотки на барабан и при укладке в грунт. Она обычно представляет собой слой кабельной пряжи (джута) или кабельной бумаги, пропитанных битумным составом. В кабелях с алюминиевыми и стальными оболочками, которые сильно подвержены коррозии, под броню применяются усиленные влагозащитные покровы (Шп), состоящие из вязкого подклеивающего слоя, наносимого непосредственно на оболочку, и полиэтиленового шланга.

#### *Бронепокровы*

В зависимости от механического воздействия на кабель в процессе прокладки и эксплуатации применяются две разновидности брони: две стальные ленты (Б), повив из круглых стальных проволок (К) или плоских стальных проволок (П).

Броня типа Б изготавливается из стальных лент толщиной 0.3-0.8 мм и шириной 25-45 мм. Ленты накладываются на подушку спиралеобразно с прозорами (некоторым расстоянием между витками), но так, чтобы витки верхней ленты перекрывали зазоры нижней.

Броня типа К изготавливается из стальных проволок диаметром 4-6 мм. Проволоки с большим шагом накладываются на подушку.

Может использоваться также двойная броня, состоящая из комбинации брони различных типов (БК, КК)

#### *Внешний покров*

Наружный защитный слой может состоять из

1. кабельной пряжи (джута), пропитанной битумным компаундом, противогнилостным составом и меловым раствором, предохраняющим кабель от слипания витков на барабане;
2. полиэтиленового шланга (используется для кабелей с алюминиевой или стальной оболочкой).

### **2.2.3. Маркировка электрических кабелей связи**

В зависимости от назначения, материала, конструкции, защитных покровов, емкости (количества жил — пар и четверок) все кабели маркируют начальными буквами наименований и цифрами.

Первые буквы маркировки обозначают область применения кабеля:

	Симметричные кабели		Коаксиальные кабели	
Магистральные	МК	магистральный кабель	КМ	коаксиальный магистральный или комбинированный магистральный
			МКТ	малогобаритный коаксиальный
Зоновые	ЗК	зоновый кабель	ВК	внутриобластной коаксиальный
Городские	Г	телефонный кабель	-	
Сельские	КС	кабель сельский	-	

Для коаксиальных кабелей существует еще марка КП - коаксиальный подводный кабель. Для симметричных комбинированных кабелей дальней связи далее указывается ДС.

Следующая буква маркировки для симметричного кабеля указывает тип изоляции: П - полиэтиленовая, С - кордельно-полистирольная (стирофлексная). Отсутствие данной буквы маркировки означает кордельно-бумажную изоляцию.

Затем для симметричного кабеля указывается тип влагозащитной оболочки: П – полиэтиленовая, А – алюминиевая, В - поливинилхлоридная (виниловая). Если тип влагозащитной оболочки не указан, подразумевается свинцовая оболочка.

Для телефонных кабелей перед типом изоляции может указываться тип скрутки в соответствии с п. 2.2 (парная скрутка не указывается). За типом скрутки может быть указано наличие у элементарных групп экрана (Э). Например, ТЗЭ – телефонный кабель звездной скрутки с экранированными четверками. В этом случае буквы маркировки, указывающие тип изоляции и влагозащитной оболочки смещаются на две позиции вправо.

Для коаксиальных кабелей за областью применения может быть указано наличие у коаксиальных пар экрана (Э). Для симметричных и коаксиальных кабелей далее указывается наличие гидрофобного заполнения (З) и наличие и тип брони и внешнего покрова.

После букв, определяющих марку кабеля, указываются цифрами: для симметричного кабеля - количество элементарных групп, количество жил в группе, диаметр жил; для коаксиального кабеля - количество коаксиальных пар. Если в сердечнике кабеля имеются элементы разных конструкций, это указывается, например: 3×2 экр. ×1.4 + 15×4×0.8.

### 3. Физические процессы в электрических направляющих системах связи

#### 3.1. Эквивалентная схема двухпроводной цепи. Первичные параметры передачи.

Двухпроводная цепь - система с распределенными параметрами: длина цепи соизмерима или превышает длину волны  $\lambda$ , поперечные размеры меньше  $\lambda$ . В этом случае каждый участок цепи  $\Delta x$ , находящийся на расстоянии  $x$  от ее начала, при условии, что

$$\Delta x \ll \lambda \quad (3.1)$$

может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 3.1).

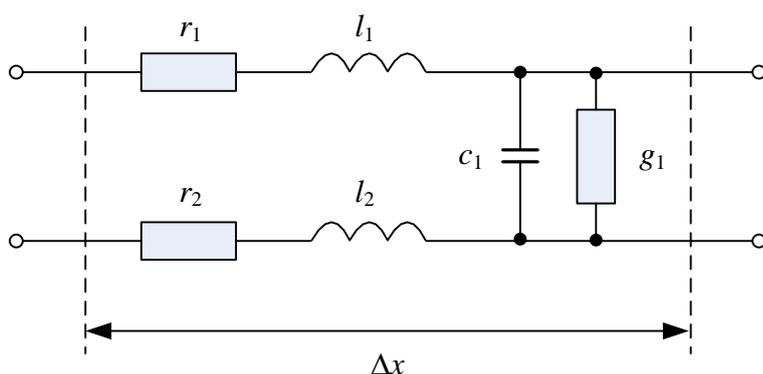


Рис. 3.1. Эквивалентная схема участка двухпроводной кабельной цепи

цепям относятся коаксиальные кабели. Для них  $r_1 \neq r_2, l_1 \neq l_2$ .

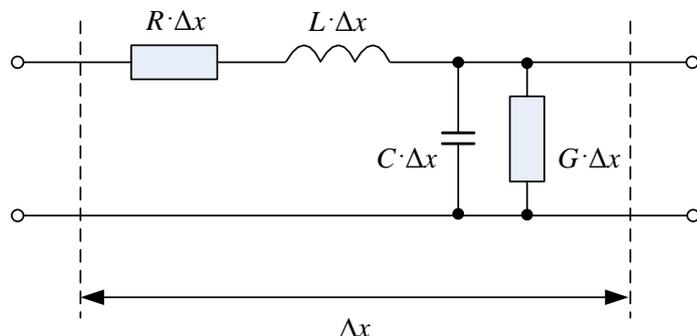


Рис. 3.2. Упрощенная эквивалентная схема участка двухпроводной кабельной цепи

Все двухпроводные цепи можно также разделить на однородные и неоднородные. Для однородных цепей значения параметров  $r, l, c, g$  при  $\Delta x = \text{const}$  не зависят от  $x$ . Для однородных цепей вводят погонные (километрические) или первичные параметры  $R, L, C, G$  (рис. 3.2):

$$\begin{aligned} R \cdot \Delta x &= r_1 + r_2 & G \cdot \Delta x &= g_1 \\ C \cdot \Delta x &= c_1 & L \cdot \Delta x &= l_1 + l_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Размерности первичных параметров

$R$  [Ом/км],  $L$  [Гн/км],  $C$  [Ф/км],  $G$  [Сим/км]. Первичные параметры определяются конструкцией и размерами двухпроводной цепи, а также параметрами используемых материалов для проводников и изоляции. Первичные параметры зависят от частоты. Параметры  $R$  и  $L$  определяются материалом проводника, а  $C$  и  $G$  – материалом изоляции.

### 3.2. Первичные параметры.

#### 3.2.1. Погонное сопротивление $R$

##### Сопротивление на постоянном токе и низкой частоте

Различают симметричные и коаксиальные кабельные цепи. Погонное сопротивление для них рассчитывается по-разному.

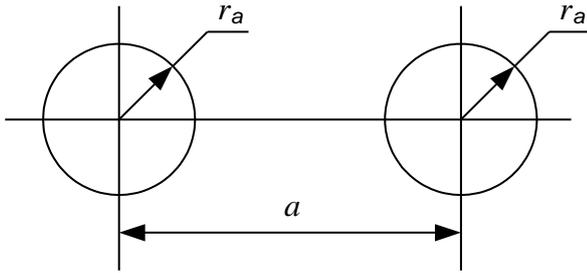


Рис. 3.3. Конструкция симметричной пары

$$R_{0a} = \frac{\rho}{\pi \cdot r_a^2} = \frac{1}{\pi \cdot \sigma \cdot r_a^2}, \quad (3.5)$$

где  $\rho$  - удельное сопротивление, Ом·м;  $\sigma = 1/\rho$  - удельная проводимость материала проводника, 1 / (Ом·м) или Сим / м.

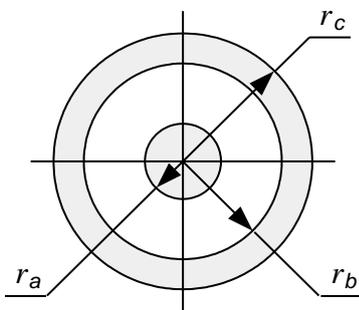


Рис. 3.4. Конструкция коаксиальной пары

$$R_{0b} = \frac{1}{2\pi \cdot r_b \cdot t \cdot \sigma}. \quad (3.8)$$

В коаксиальной цепи внешний и внутренний проводники могут изготавливаться из различных материалов с разной проводимостью  $\sigma_a$  и  $\sigma_b$ .

### Сопротивление на переменном токе

#### Учет поверхностного (скин) эффекта

Сопротивление проводников зависит от частоты в первую очередь за счет поверхностного эффекта, который проявляется в вытеснении переменного тока (и создаваемого им магнитного поля) на поверхность проводника с увеличением частоты.

Пусть по проводнику радиусом  $r_a$  течет переменный синусоидальный ток. Он создает переменное синусоидальное магнитное поле напряженностью. На рис. 3.5 показана одна силовая линия магнитного поля, вокруг нее возникает вихревое электрическое поле. Под действием вихревого электрического поля возникают вихревые токи, которые ближе к центру проводника направлены навстречу основному току, а ближе к поверхности совпадают с направлением

Для симметричной цепи: Погонное сопротивление симметричной цепи (рис. 3.3) складывается из погонных сопротивлений двух ее одинаковых сплошных проводников с учетом их удлинения за счет скрутки, то есть:

$$\text{Воздушная линия связи: } R_0 = 2 \cdot R_{0a} \quad (3.3)$$

$$\text{Симметричный кабель: } R_0 = 2 \cdot \chi \cdot R_{0a}, \quad (3.4)$$

где  $R_{0a}$  – погонное сопротивление одного сплошного проводника, которое можно рассчитать по выражению:

Для коаксиальной цепи: Погонное сопротивление коаксиальной цепи (рис. 3.4) складывается из погонных сопротивлений внутреннего (сплошного) и внешнего (полого) проводников:

$$R_0 = R_{0a} + R_{0b}. \quad (3.6)$$

Погонное сопротивление внутреннего сплошного проводника можно рассчитать по выражению (3.5), для погонного сопротивления внешнего полого проводника справедливо:

$$R_{0b} = \rho \frac{1}{\pi(r_c^2 - r_b^2)} = \frac{1}{\pi \cdot \sigma \cdot (r_c^2 - r_b^2)} \quad (3.7)$$

При малой толщине полого проводника выражение (3.7) примет вид:

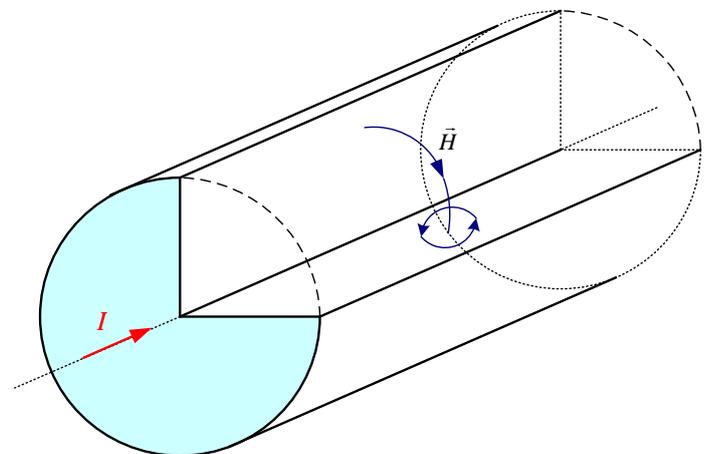


Рис. 3.5. Возникновение поверхностного эффекта

лением основного тока. В результате плотность тока у поверхности проводника возрастает, а ближе к центру уменьшается.

Поверхностный эффект характеризуется глубиной проникновения  $\theta$  (толщиной скин-слоя) - расстоянием, на котором плотность тока и напряженность магнитного поля уменьшаются в  $e = 2.73$  раз:

$$\theta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{\kappa}}, \quad (3.9)$$

где  $\kappa = \omega \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot \sigma$  - коэффициент вихревых токов,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн / м магнитная постоянная,  $\mu$  - относительная магнитная проницаемость проводника,  $\omega$  - круговая частота.

С учетом поверхностного эффекта любой сплошной проводник можно рассматривать как полый с толщиной  $\theta$ . Для сопротивления такого проводника справедливо выражение (3.8), которое в данном случае примет вид:

$$R_a = \frac{R_{0a}}{\frac{\theta}{r_a} \cdot \left(2 - \frac{\theta}{r_a}\right)} \quad (3.10)$$

Влияние поверхностного эффекта следует учитывать, начиная с частоты:

$$\omega_{skin} = \frac{2}{\mu \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot r_a^2} \quad (3.11)$$

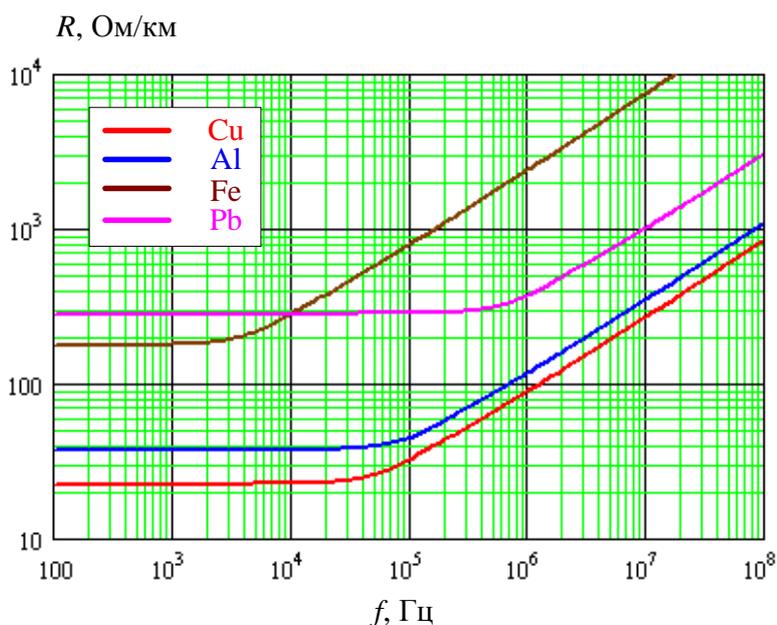


Рис. 3.6. Зависимость сопротивления от частоты для сплошных проводников диаметром 1 мм.

**Учет эффекта близости**

Эффект близости обусловлен взаимодействием переменного тока с магнитным полем соседнего проводника в двухпроводной цепи.

**Симметричная пара:** Внешнее магнитное поле одного из проводников пары пересекает толщу второго проводника. На рис. 3.8а показана силовая линия напряженности магнитного поля. Вокруг нее возникает вихревой ток. На одной из поверхностей второго проводника вихревой ток совпадает по направлению с основным током, а на противоположной поверхности - направлен навстречу основному току. Поэтому плотность результирующего тока на одной поверхности второго проводника увеличивается, а на другой - уменьшается.

На высоких частотах (3.10) примет вид:

$$R_a = \frac{R_{0a} \cdot r_a}{2\theta} = \frac{1}{2\pi \cdot r_a} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \mu_0}{2\sigma}} \quad (3.12)$$

Зависимости сопротивления сплошного проводника от частоты представлены на рис. 3.6.

Полый проводник начинает испытывать влияние поверхностного эффекта, начиная с частоты:

$$\omega_{skin} = \frac{2}{\mu \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot t^2} \quad (3.13)$$

Сопротивление полого проводника изменяется с частотой аналогично сопротивлению сплошного (рис. 3.7).

Эффект близости приводит к увеличению сопротивления. Его можно учесть в виде активного сопротивления (Ом/м), которое необходимо добавлять к активному сопротивлению пары жил:

$$\Delta R = R_0 \cdot \frac{G(\kappa \cdot r_a) \cdot \left(\frac{2 \cdot r_a}{a}\right)^2}{1 - \left(\frac{2 \cdot r_a}{a}\right)^2 \cdot H(\kappa \cdot r_a)} \quad (3.14)$$

где  $\kappa$  - коэффициент вихревых токов,  $G(\kappa \cdot r_a)$  и  $H(\kappa \cdot r_a)$  - функции, значения которых в зависимости от величины  $\kappa \cdot r_a$  можно определить по таблице 3.1.

Эффект близости, как и поверхностный эффект, можно характеризовать глубиной проникновения  $\theta$ , которая имеет ту же величину, что и при поверхностном эффекте.

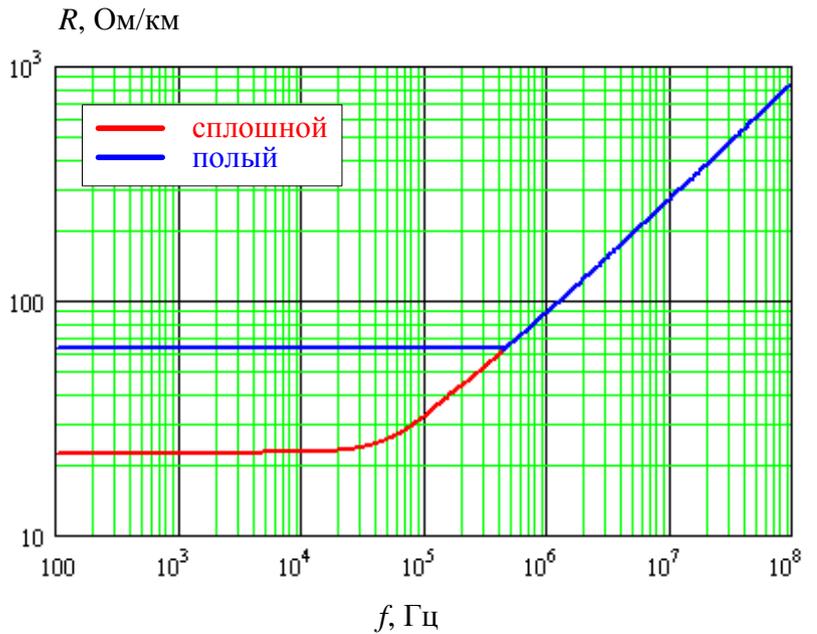


Рис. 3.7. Зависимость сопротивления от частоты для сплошного (красная кривая) и полого (синяя) проводников с внешним диаметром 1 мм и толщиной полого проводника 0.1 мм, изготовленных из меди.

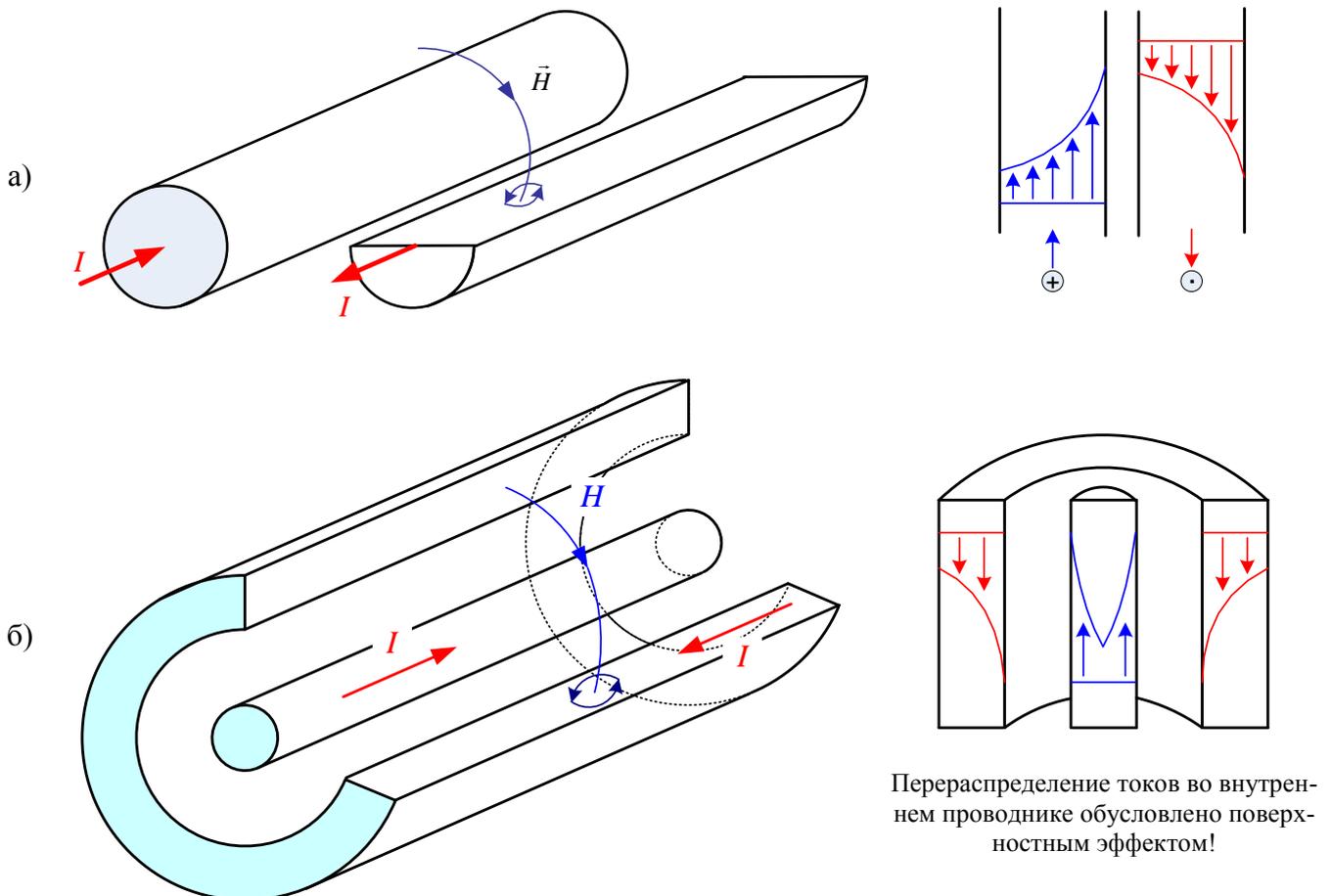


Рис. 3.8. Эффект близости в симметричных (а) и коаксиальных (б) парах.

Таким образом, выражение для сопротивления симметричной цепи с учетом поверхностного эффекта и эффекта близости:

$$R = \begin{cases} \frac{R_0}{\frac{\theta}{r_a} \cdot \left(2 - \frac{\theta}{r_a}\right)} + \Delta R & \text{при } \omega \geq \omega_{skin} \\ R_0 & \text{при } \omega < \omega_{skin} \end{cases} \quad (3.15)$$

Для диапазона ВЧ можно использовать приближенное выражение для одновременного учета поверхностного эффекта и эффекта близости:

$$R = \frac{1 + 2 \cdot \left(\frac{r_a}{a}\right)^2}{\pi \cdot r_a} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \mu_0}{2\sigma}} \quad (3.16)$$

На рис. 3.9 приведены результаты расчета зависимости сопротивления медной симметричной пары от частоты при разных расстояниях между проводниками. Расчет проведен для проводников диаметром 1 мм.

**Коаксиальная пара:** Во внутреннем проводнике коаксиальной пары эффект близости не возникает, так как магнитное поле внешнего проводника во внутренней области отсутствует. Внешний проводник коаксиальной пары находится под воздействием двух магнитных полей от внутреннего и внешнего проводника. На рис. 3.8б показана силовая линия напряженности магнитного поля  $H$ , создаваемая внутренним проводником во внешнем проводнике. Возникающий вокруг нее вихревой ток приводит к тому, что на внутренней поверхности внешнего проводника результирующий ток возрастает, а на внешней — уменьшается.

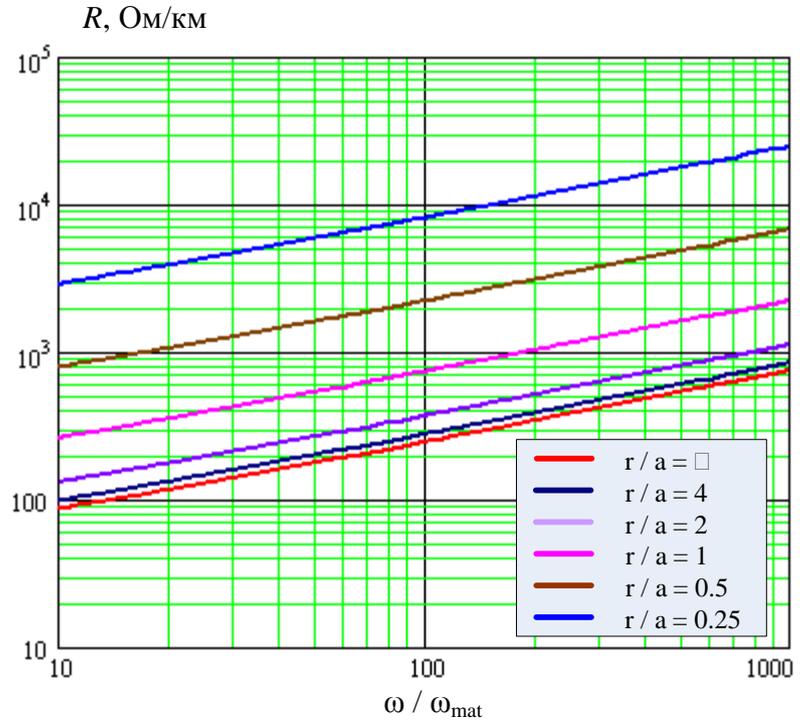


Рис. 3.9. Зависимость сопротивления симметричной пары от частоты с учетом поверхностного эффекта и эффекта близости.

Таблица 3.1

$x = \kappa \cdot r_a$	$G(x)$	$H(x)$	$x = \kappa \cdot r_a$	$G(x)$	$H(x)$
0	0	0.0417	3.5	0.499	0.416
0.5	0.000975	0.042	4.0	0.584	0.466
1.0	0.01519	0.053	4.5	0.669	0.503
1.5	0.0691	0.092	5.0	0.755	0.530
2.0	0.1724	0.169	7.0	1.109	0.615
2.5	0.295	0.263	10.0	1.641	0.712
3.0	0.405	0.348	> 10.0	$(\sqrt{2} \cdot x - 1)/8$	0.75

Для внешнего проводника коаксиальной пары эффект близости можно характеризовать глубиной проникновения  $\theta$ , которая имеет ту же величину, что и при поверхностном эффекте. Тогда сопротивление коаксиальной пары можно определить в широком диапазоне частот.

$$R = \begin{cases} R_{0a} + R_{0b} & \text{при } \omega \leq \omega_{skin a} \\ R_a + R_{0b} & \text{при } \omega_{skin a} < \omega \leq \omega_{skin b} \\ R_a + R_b & \text{при } \omega > \omega_{skin b} \end{cases} \quad (3.17)$$

где  $R_{0a} = \frac{1}{\pi \cdot \sigma_a \cdot r_a^2}$  и  $R_{0b} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma_i \cdot t \cdot r_b}$  - сопротивления внутреннего и внешнего проводников на низких частотах,  $R_a = \frac{R_{0a}}{\frac{\theta_a}{r_a} \left( 2 - \frac{\theta_a}{r_a} \right)}$  - сопротивление внутреннего проводника с учетом поверхностного эффекта,  $R_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma_b \cdot \theta_b \cdot r_b}$  - сопротивление внешнего проводника с учетом эффекта близости,  $\omega_{skin a} = \frac{2}{\mu \cdot \mu_0 \cdot \sigma_a \cdot r_a^2}$ ,  $\omega_{skin b} = \frac{2}{\mu \cdot \mu_0 \cdot \sigma_b \cdot t^2}$  - частоты, начиная с которых во внутреннем и внешнем проводниках начинает проявляться поверхностный эффект и эффект близости.

### 3.2.2. Погонная индуктивность $L$

#### *Магнитное поле проводника с током*

Напряженность магнитного поля сплошного цилиндрического прямолинейного, бесконечно длинного проводника на постоянном токе:

$$H(r) = \begin{cases} \frac{I \cdot r}{2 \cdot \pi \cdot r_a^2}, & \text{при } r \leq r_a \\ \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r}, & \text{при } r > r_a \end{cases}, \quad (3.18)$$

где  $I$  - сила тока в проводнике,  $r_a$  - радиус проводника,  $r$  - расстояние от центра проводника до точки, в которой вычисляется напряженность магнитного поля.

Для полого проводника на постоянном токе:

$$H(r) = \begin{cases} 0, & \text{при } r < r_b \\ \frac{I \cdot (r^2 - r_b^2)}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot (r_c^2 - r_b^2)}, & \text{при } r_b \leq r \leq r_c \\ \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r}, & \text{при } r > r_c \end{cases}, \quad (3.19)$$

где  $r_b$  - внутренний диаметр проводника,  $r_c$  - внешний диаметр проводника.

Напряженность магнитного поля вне проводника:

$$H(r) = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r}, \quad (3.20)$$

На рис. 3.10 также показано как изменяется поле внутри сплошного и полого проводника с ростом частоты. На рис. 3.11 и 3.12 показаны поля симметричной и коаксиальной пар.

#### *Внутренняя индуктивность на постоянном токе*

Поскольку магнитное поле существует как внутри, так и вне проводника с током, то различают внутреннюю  $L_{внт}$  и внешнюю  $L_{внш}$  индуктивность.

Для удельной магнитной энергии внутри проводника, приходящейся на единицу длины, справедливо:

$$W_{внт} = \frac{L_{внт} \cdot I^2}{2} = \int_S \frac{H \cdot B}{2} ds = \frac{\mu \cdot \mu_0}{2} \int_S H^2 ds, \quad (3.21)$$

где  $B = \mu \cdot \mu_0 \cdot H$  - магнитная индукция,  $\mu$  - магнитная проницаемость проводника. Откуда:

$$L_{\text{внт}} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{I^2} \int_S H^2 ds. \quad (3.22)$$

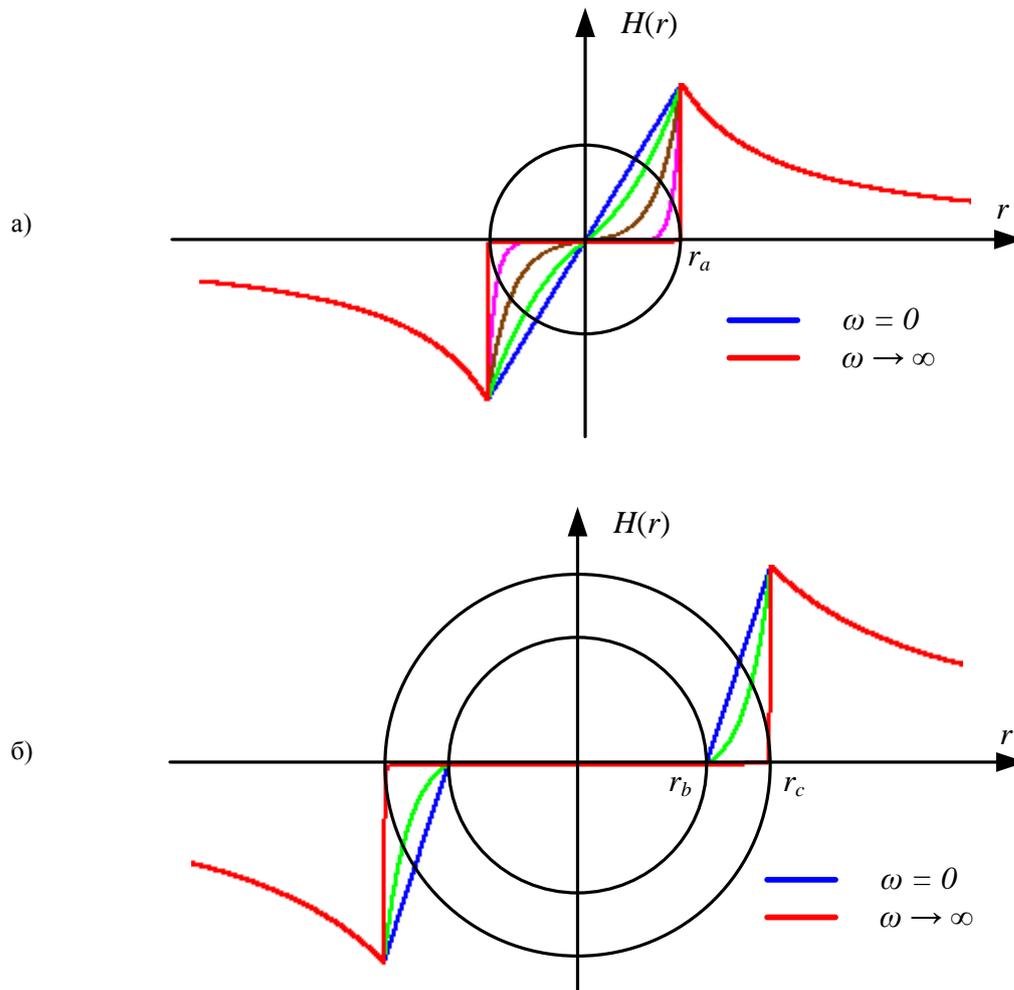


Рис. 3.10. Магнитное поле сплошного (а) и полого (б) проводника с током.

Магнитное поле внутри одиночного проводника создает только его собственный ток. Если проводник находится в составе пары, магнитное поле внутри него создает как его собственный ток, так и ток соседнего проводника.

Для одиночного сплошного проводника на постоянном токе из (3.22) и (3.18) получаем:

$$L_{\text{внт } a0} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{8\pi}. \quad (3.23)$$

При расчете внутренней индуктивности проводника симметричной пары магнитным полем соседнего проводника можно пренебречь и пользоваться выражением:

$$L_{\text{внт } s0} = 2 \cdot L_{\text{внт } a0} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{4\pi}. \quad (3.24)$$

Внутренняя индуктивность коаксиальной пары складывается из внутренних индуктивностей сплошного внутреннего и полого внешнего проводников. Для сплошного внутреннего проводника внутренняя индуктивность на постоянном токе определяется выражением (3.23). Для полого (одиночного) проводника (Гн/м):

$$L_{\text{внт } b0} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{8\pi} \left( \frac{1-3x^2}{1-x^2} - \frac{4x^4 \ln x}{(1-x^2)^2} \right), \quad (3.25)$$

где  $x = r_b/r_c$ . При  $r_b \rightarrow 0$  (сплошной проводник), то есть при  $x \rightarrow 0$  из (3.25) получаем:  $L_{\text{внт } b0} \rightarrow L_{\text{внт } a0} = \mu \cdot \mu_0 / 8\pi$ . При  $r_b \rightarrow r_c$  (бесконечно тонкий проводник), то есть при  $x \rightarrow 1$  из (3.25) получаем:  $L_{\text{внт } b0} \rightarrow 0$  - внутренняя индуктивность полого проводника уменьшается с уменьшением толщины.

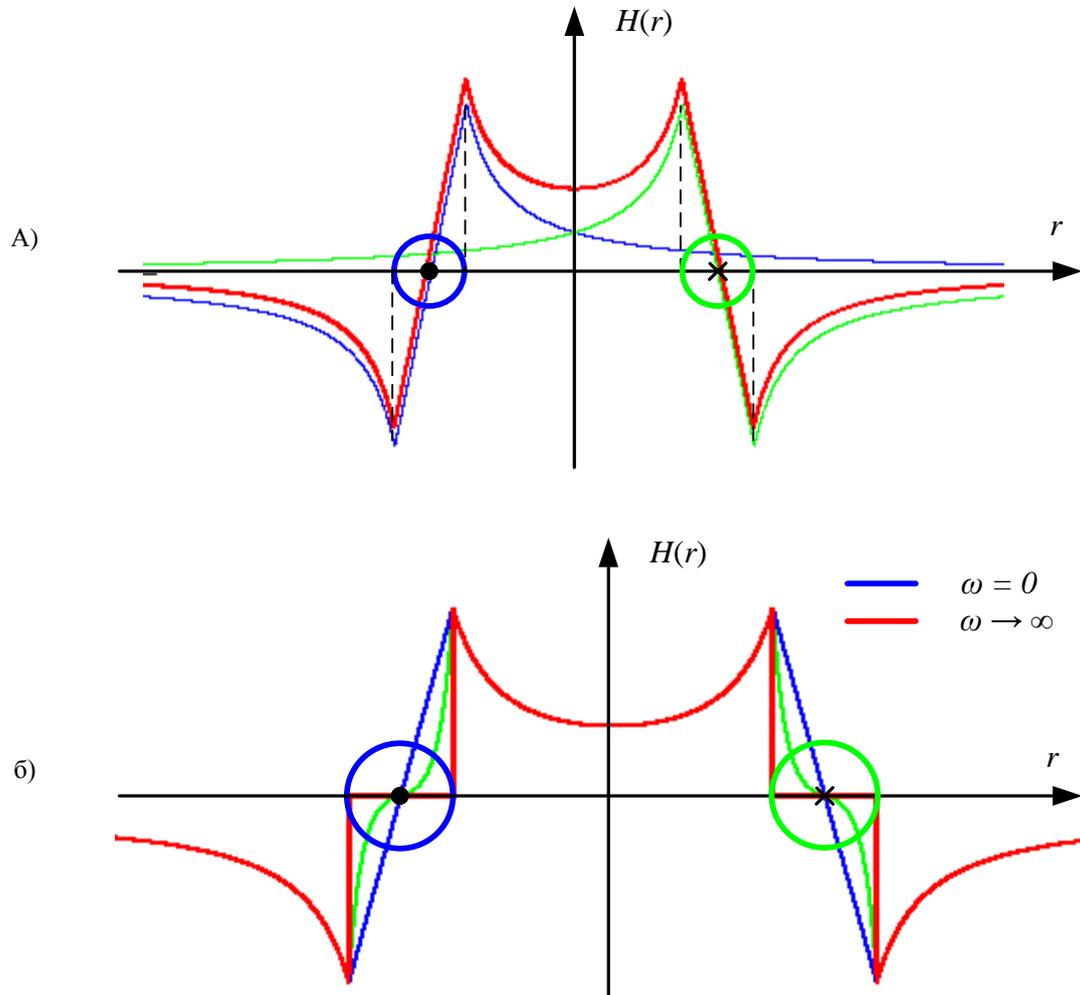


Рис. 3.11. Магнитное поле симметричной пары на постоянном (а) и переменном (б) токе

Для определения внутренней индуктивности внешнего полого проводника коаксиальной пары необходимо учитывать магнитное поле внутреннего проводника:

$$L_{\text{внт } b0} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{8\pi} \left( \frac{x^2 - 3}{1 - x^2} - \frac{4 \ln x}{(1 - x^2)^2} \right) \quad (3.26)$$

Таким образом, внутренняя индуктивность коаксиальной пары на постоянном токе будет равна:

$$L_{\text{внт } k0} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{8\pi} \left( 1 + \frac{x^2 - 3}{1 - x^2} - \frac{4 \ln x}{(1 - x^2)^2} \right) \quad (3.27)$$

### **Внутренняя индуктивность на переменном токе**

С увеличением частоты за счет скин-эффекта ток будет постепенно вытесняться на поверхность проводника. В этом случае сплошной проводник можно рассматривать как полый и пользоваться для расчета внутренней индуктивности выражением (3.25), где параметр  $x$  будет определяться выражением:

$$x = (r_a - \theta)/r_a . \quad (3.28)$$

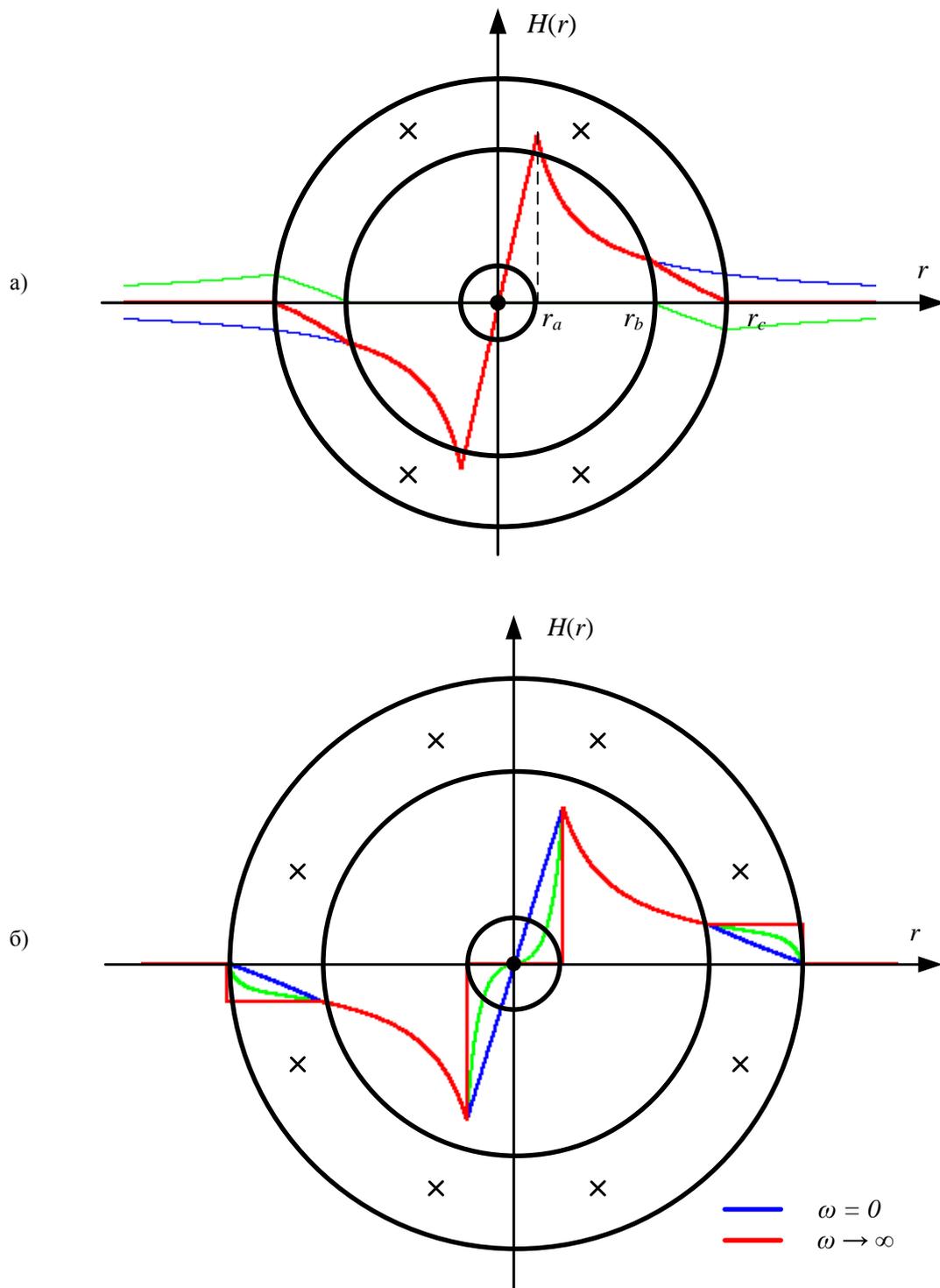


Рис. 3.12. Магнитное поле коаксиальной пары на постоянном (а) и переменном (б) токе

Тогда внутренняя индуктивность симметричной пары на переменном токе будет равна сумме внутренних индуктивностей двух ее проводников на переменном токе:

$$L_{\text{внт } s} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{4\pi} \left( \frac{1-3x^2}{1-x^2} - \frac{4x^4 \ln x}{(1-x^2)^2} \right), \quad (3.29)$$

где параметр  $x$  определяется выражением (3.28).

Внутреннюю индуктивность полого проводника на высоких частотах также можно рассчитать по выражению (3.25), где параметр  $x$  будет определяться следующим образом:

$$x = \begin{cases} r_b/r_c & , \text{при } \theta \geq r_c - r_b \\ (r_c - \theta)/r_c & , \text{при } \theta < r_c - r_b \end{cases} \quad (3.30)$$

Внутренняя индуктивность коаксиальной пары на переменном токе равна сумме внутренних индуктивностей внутреннего (3.25, 3.28) и внешнего (3.29, 3.30) проводников. Поскольку параметры, обозначенные буквой  $x$ , входящие в эти выражения, различны (для внутреннего проводника параметр  $x$  определяется выражением (3.28), а для внешнего - выражением (3.30)), введем обозначения  $x_1$  и  $x_2$ :

$$L_{\text{внт } k} = \frac{\mu \cdot \mu_0}{8\pi} \left( \frac{1-3x_1^2}{1-x_1^2} - \frac{4x_1^4 \ln x_1}{(1-x_1^2)^2} \right) + \frac{\mu \cdot \mu_0}{8\pi} \left( \frac{x_2^2-3}{1-x_2^2} - \frac{4 \ln x_2}{(1-x_2^2)^2} \right) \quad (3.30)$$

Результаты расчетов по выражениям (3.29) и (3.31) приведены на рис. 3.13. Расчеты были проведены при следующих конструктивных параметрах: симметричная пара -  $r_a = 0.5$  мм,  $a = 4$  мм; коаксиальная пара -  $r_a = 0.5$  мм,  $r_b = 2$  мм,  $r_c = 3$  мм.

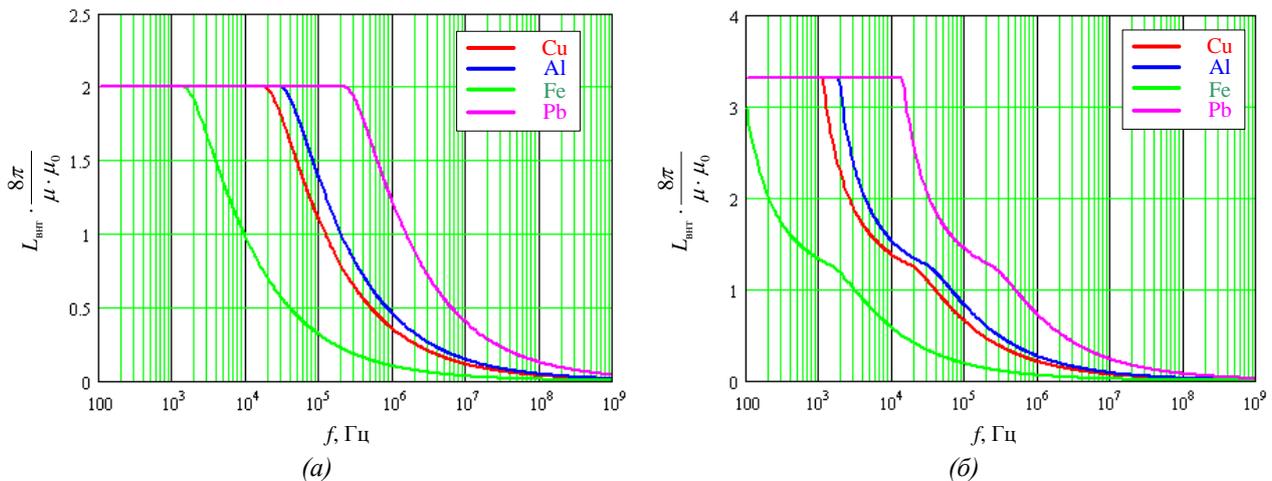


Рис. 3.13. Зависимость внутренней индуктивности от частоты для симметричной (а) и коаксиальной (б) пары.

### Внешняя индуктивность проводников

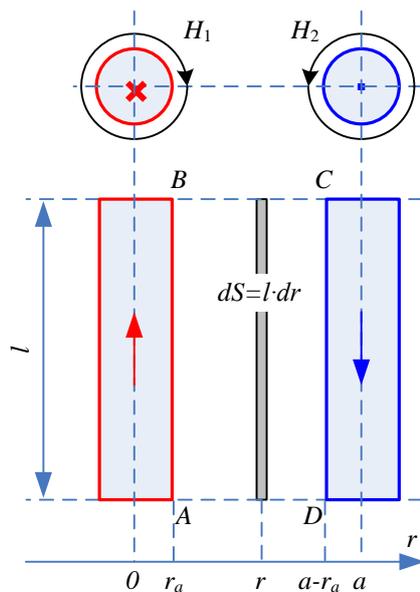


Рис. 3.14. К расчету внешней индуктивности симметричной пары.

Внешняя индуктивность проводников обусловлена энергией магнитного поля вне проводников с током. Для ее определения удобнее воспользоваться другим определением индуктивности:

$$L_{\text{внш}} = \frac{\Phi}{I \cdot l}, \quad (3.32)$$

где  $\Phi = \int_S B \cdot ds = \mu_d \cdot \mu_0 \cdot \int_S H \cdot ds$  - поток вектора  $B$  через площадку  $S$  между проводниками двухпроводной цепи,  $\mu_d$  - магнитная проницаемость диэлектрика, которым заполнено пространство между проводниками.

Рассмотрим сначала симметричную пару (рис. 3.14). Общий поток  $\Phi$  складывается из двух потоков, создаваемых магнитными полями двух проводников пары. Можно показать, что:

$$\Phi = 2 \cdot \Phi_1 = \frac{\mu_d \cdot \mu_0 \cdot l \cdot I}{\pi} \cdot \ln \frac{a - r_a}{r_a}, \quad (3.33)$$

Значит внешняя индуктивность симметричной пары

равна:

$$L_{\text{внеш}} = \frac{\mu_d \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln \frac{a - r_a}{r_a} \quad (3.34)$$

Рассмотрим коаксиальную пару (рис. 3.15). Магнитное поле коаксиальной пары полностью сосредоточено внутри внешнего проводника и создается только током во внутреннем проводнике (рис. 3.12б).

Можно показать, что:

$$\Phi = \mu_d \cdot \mu_0 \cdot l \cdot \int_{r_a}^{r_b} \frac{I}{2\pi \cdot r} dr = \frac{\mu_d \cdot \mu_0 \cdot l \cdot I}{2\pi} \cdot \ln \frac{r_b}{r_a}, \quad (3.35)$$

Значит внешняя индуктивность коаксиальной пары равна:

$$L_{\text{внеш}} = \frac{\mu_d \cdot \mu_0}{2\pi} \cdot \ln \frac{r_b}{r_a}. \quad (3.36)$$

На рис. 3.16 представлены результаты расчета внешней индуктивности симметричной и коаксиальной пар в зависимости от конструктивных параметров.

### Погонная индуктивность симметричной и коаксиальной пары

Погонная индуктивность пары складывается из внутренней и внешней:

$$L = L_{\text{внт}} + L_{\text{внеш}} \quad (3.37)$$

На рис. 3.22 показаны зависимости погонной индуктивности симметричной и коаксиальной пары от частоты. Расчеты были проведены при следующих конструктивных параметрах: симметричная пара –  $r_a = 0.5$  мм,  $a = 4$  мм; коаксиальная пара –  $r_a = 0.5$  мм,  $r_b = 2$  мм,  $r_c = 3$  мм.

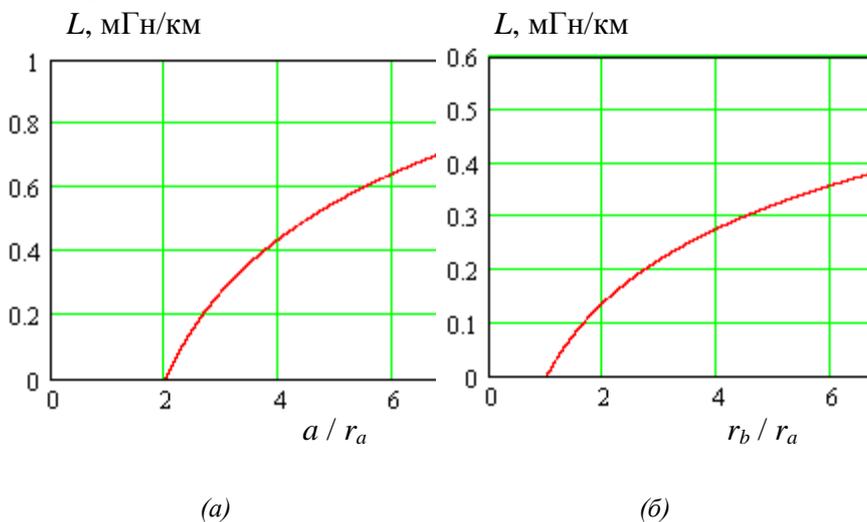


Рис. 3.16. Зависимость внешней индуктивности симметричной (а) и коаксиальной (б) пары от конструктивных параметров.

### 3.2.3. Погонная емкость С.

#### Электрическое поле двухпроводной цепи

В двухпроводной цепи один из проводников всегда заряжен положительно, а другой отрицательно. Силовые линии электрического поля проводников с током показаны на рис. 3.18.

Для прямолинейного, бесконечно длинного цилиндрического проводника с линейной плотностью заряда  $\rho_l$  (рис. 3.18а) напряженность электрического поля:

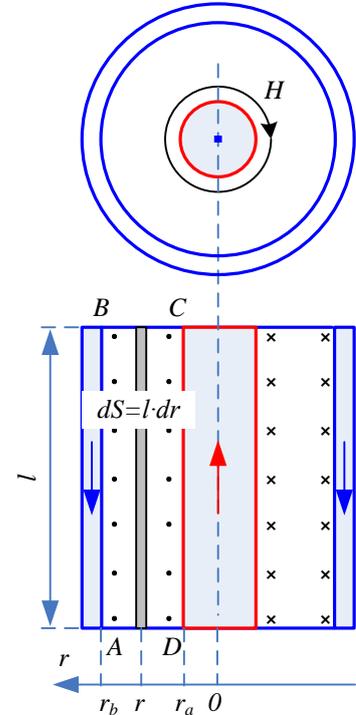


Рис. 3.15. К расчету внешней индуктивности коаксиальной пары.

$$E = \frac{D}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0} = \begin{cases} \frac{\rho_l}{2\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot r} & , r > r_a \\ 0 & , r < r_a \end{cases}, \text{ В/м} \quad (3.38)$$

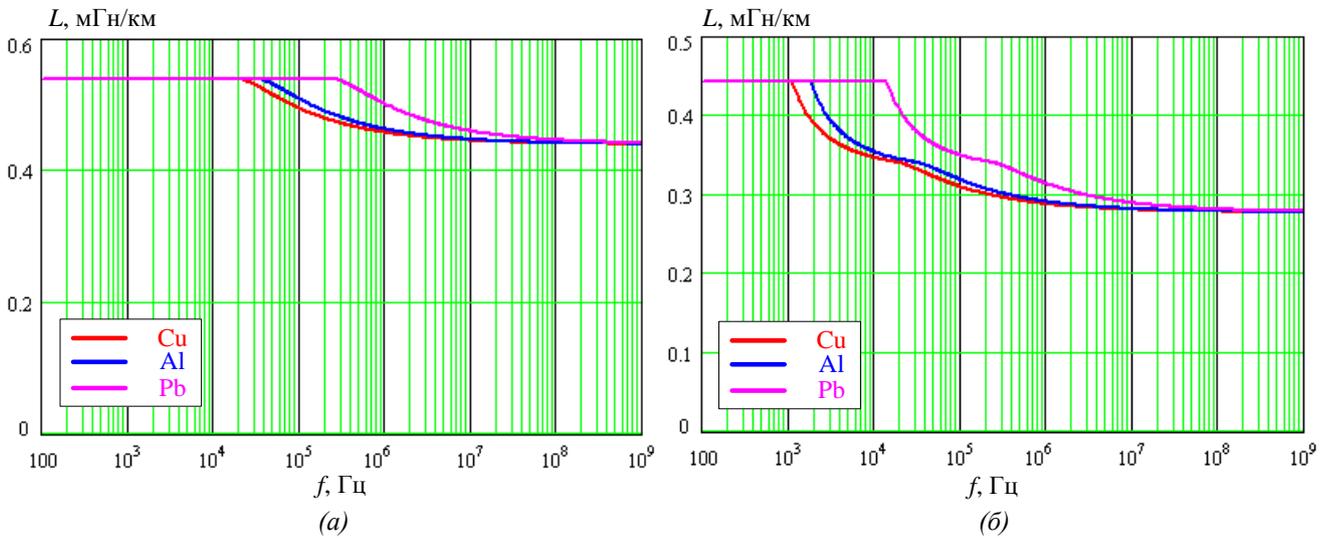


Рис. 3.17. Зависимость погонной индуктивности от частоты для симметричной (а) и коаксиальной (б) пары.

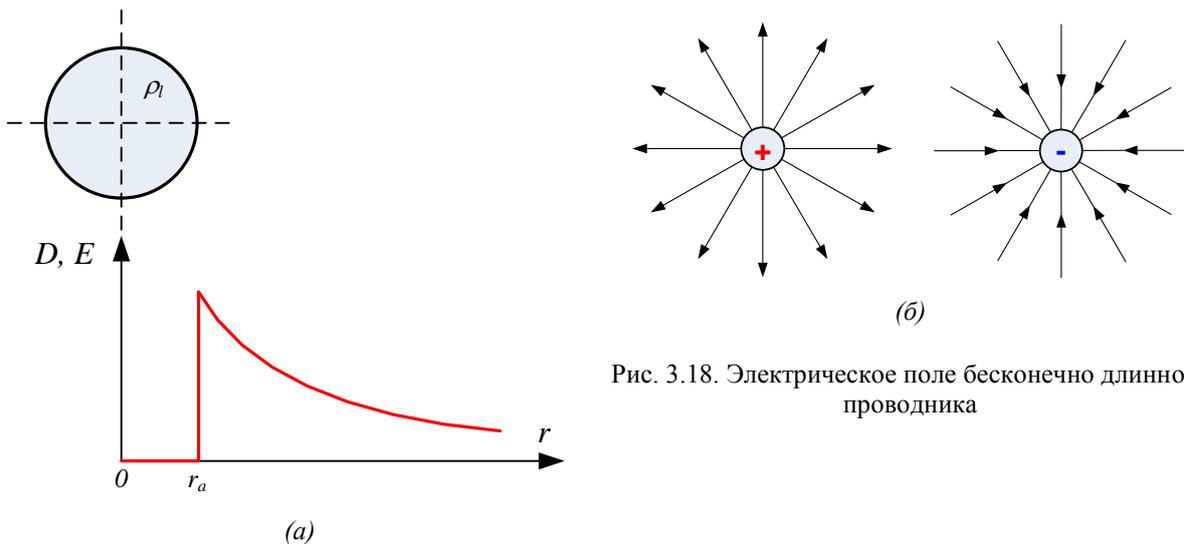
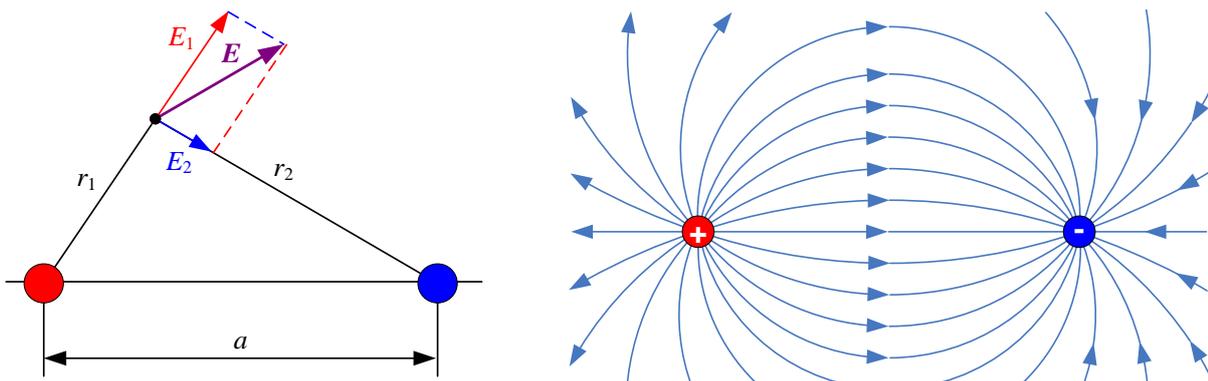


Рис. 3.18. Электрическое поле бесконечно длинного проводника

Рассмотрим симметричную пару. Полагаем, что линейные плотности зарядов проводников  $\rho_l$  равны и имеют разные знаки. На рис. 3.19а показано, как определить направление вектора напряженности электрического поля в произвольной точке пространства. Напряженность электрического поля можно найти как векторную сумму напряженностей электрического поля, создаваемого каждым проводником:



(а)

Рис. 3.19. Электрическое поле симметричной пары.

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (3.39)$$

На рис. 3.19б показаны силовые линии электрического поля симметричной пары.

Рассмотрим коаксиальную пару. Также полагаем, что линейные плотности зарядов внешнего и внутреннего проводников  $\rho_l$  равны и имеют разные знаки. Напряженность электрического поля коаксиальной пары:

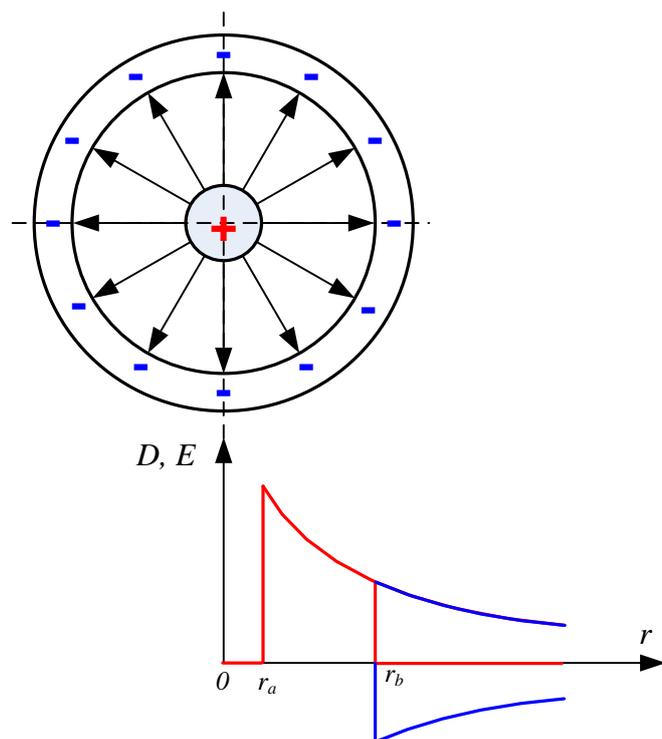


Рис. 3.20. Электрическое поле коаксиальной пары.

$$E = \begin{cases} \frac{\rho_l}{2\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot r} & , r_a \leq r \leq r_b \\ 0 & , 0 < r < r_a, r > r_b \end{cases} \quad (3.40)$$

На рис. 3.25 показаны силовые линии электрического поля коаксиальной пары.

### Погонная емкость симметричной и коаксиальной пары

Емкость двухпроводной цепи аналогична емкости конденсатора, обкладками которого служат проводники, а диэлектриком – изоляция. Емкость конденсатора определяется выражением:

$$C = \frac{Q}{U}, \quad (3.41)$$

где  $Q$  – заряд обкладок,  $U$  – разность потенциалов между обкладками.

Аналогично погонная емкость двухпроводной цепи определяется выражением:

$$C = \frac{\rho_l}{U}, \quad (3.42)$$

где  $\rho_l$  – линейная плотность заряда проводника цепи,  $l$  – длина цепи,  $U$  – разность потенциалов между проводниками.

Тогда для симметричной пары имеем (рис. 3.21):

$$U = \int_{r_a}^{a-r_a} (E_1(r) - E_2(r)) dr = \frac{\rho_l}{\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0} \ln \frac{a-r_a}{r_a} \quad (3.43)$$

Откуда с учетом (3.42) получаем выражение для погонной емкости симметричной пары:

$$C = \frac{\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{a-r_a}{r_a}}, \quad (3.44)$$

Электрическое поле внутри коаксиальной пары создается только внутренним проводником (3.40), то есть:

$$U = \int_{r_a}^{r_b} E(r) dr = \frac{\rho_l}{2\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0} \ln \frac{r_b}{r_a} \quad (3.45)$$

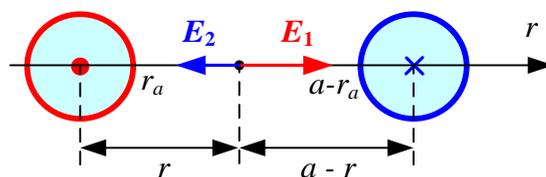


Рис. 3.21. К расчету емкости симметричной пары

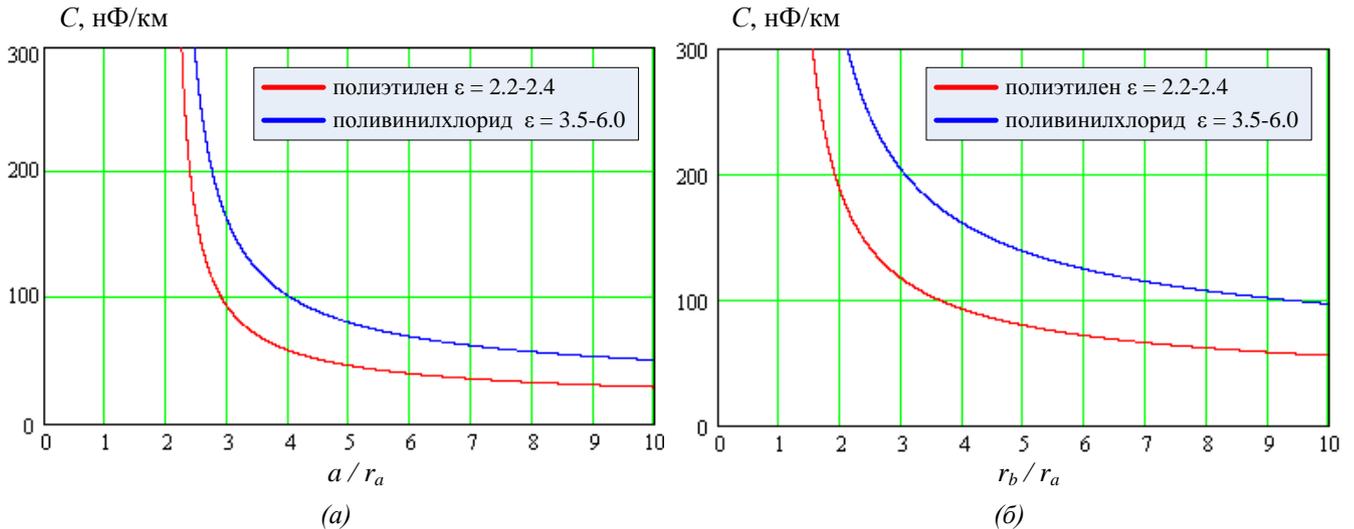


Рис. 3.22. Зависимость погонной емкости симметричной (а) и коаксиальной (б) пар от конструкции.

Тогда с учетом (3.42) для погонной емкости коаксиальной пары получаем:

$$C = \frac{2\pi \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0}{\ln r_b/r_a} \quad (3.46)$$

### 3.2.4. Погонная проводимость $G$ .

#### *Поляризация диэлектриков в постоянном электрическом поле*

Первичный параметр «**погонная проводимость**» характеризует изоляцию двухпроводной цепи. Двухпроводная цепь характеризуется емкостью, проводимость которой равна:

$$G = \omega C \quad (3.47)$$

При определении проводимости двухпроводной цепи необходимо также учитывать процессы поляризации, которые происходят в реальном твердом диэлектрике.

**i**

**О поляризации диэлектриков.** Все диэлектрики можно разделить на 2 класса – полярные и неполярные. В молекуле неполярного диэлектрика в отсутствие внешнего электрического поля центры тяжести положительных и отрицательных зарядов совпадают. В полярной молекуле центры тяжести положительных и отрицательных зарядов сдвинуты друг относительно друга.

Полярная молекула эквивалентна электрическому диполю. Под действием внешнего электрического поля диполь будет поворачиваться, ориентируясь по полю. Это явление называют *ориентационной поляризацией* диэлектрика. Неполярные диэлектрики также поляризуются в электрическом поле, так как под действием поля происходит смещение центров тяжести положительных и отрицательных зарядов друг относительно друга. В результате неполярная молекула приобретает дипольный момент. Поляризацию неполярного диэлектрика называют *электронной*.

В переменном электрическом поле дипольные молекулы вынуждены переориентироваться с частотой поля. Поскольку молекулы обладают инерционными свойствами, то при высоких частотах за время, равное половине периода, они не успевают полностью переориентироваться по полю. В результате вектор электрического смещения  $\mathbf{D}$  будет отставать по фазе от вектора напряженности электрического поля  $\mathbf{E}$  на угол, называемый углом диэлектрических потерь  $\delta_e$ .

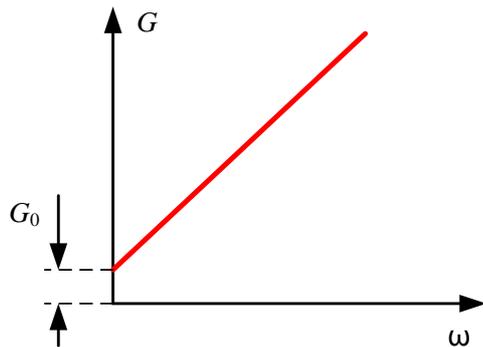
С учетом процессов поляризации диэлектриков проводимость двухпроводной цепи будет равна:

$$G = \omega \cdot C \cdot \operatorname{tg} \delta_e \quad (3.48)$$

В реальном неидеальном диэлектрике имеются свободные заряды, поэтому его проводимость не равна нулю даже на постоянном токе. Поэтому в окончательное выражение для погонной проводимости двухпроводной цепи войдет еще проводимость изоляции на постоянном токе:

$$G = G_0 + \omega \cdot C \cdot \operatorname{tg} \delta_e. \quad (3.49)$$

Зависимость погонной проводимости от частоты проиллюстрирована на рис. 3.23.



### 3.2.5. Зависимость первичных параметров от частоты и конструкции двухпроводной цепи

На рис. 3.24 одновременно представлены зависимости всех первичных параметров от частоты:

На рис. 3.25 и 3.26 показаны зависимости первичных параметров симметричной и коаксиальной пары от геометрических размеров.

Рис. 3.23. Зависимость погонной проводимости от частоты.

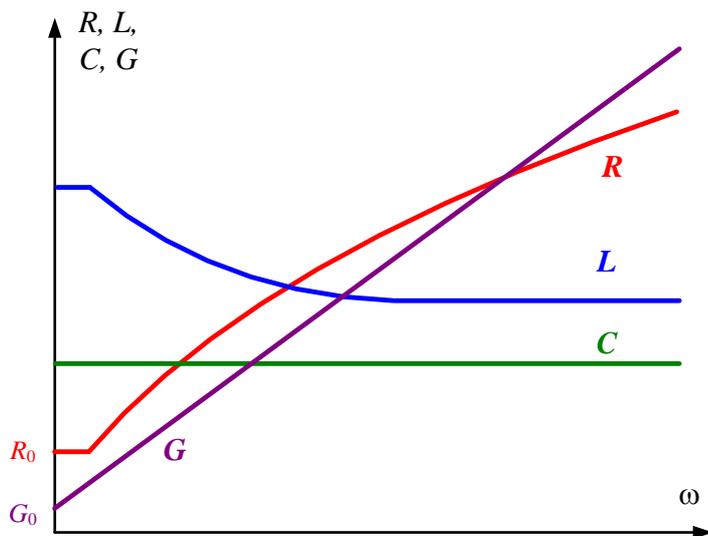


Рис. 3.24. Характер зависимостей первичных параметров от частоты.

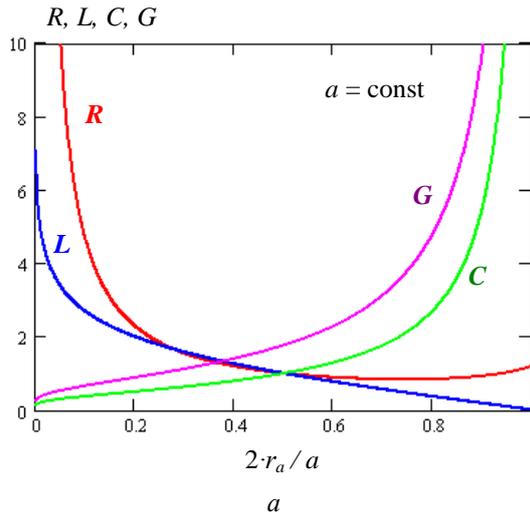


Рис. 3.25. Характер зависимостей первичных параметров от конструкции симметричной пары.

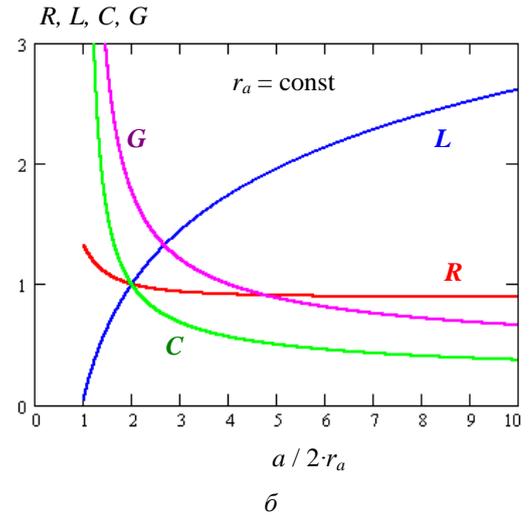
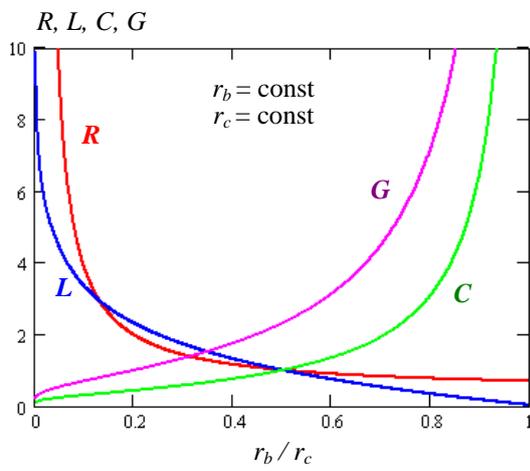


Рис. 3.26. Характер зависимостей первичных параметров от конструкции коаксиальной пары.



### 3.3. Телеграфные уравнения

Процессы распространения электромагнитной энергии по двухпроводным цепям описываются телеграфными уравнениями. Для элемента цепи  $\Delta x$  (рис. 3.27) по законам Кирхгофа можно записать:

$$\text{для напряжений: } -\Delta u = R \cdot \Delta x \cdot i(x) + L \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial i(x)}{\partial t} \quad (3.50)$$

$$\text{для токов: } -\Delta i = (u(x) + \Delta u) \cdot G \cdot \Delta x + C \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial (u(x) + \Delta u)}{\partial t} \quad (3.51)$$

При  $\Delta x \rightarrow 0$  (3.51) примет вид:

$$-\Delta i = u(x) \cdot G \cdot \Delta x + C \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial u(x)}{\partial t} \quad (3.52)$$

Выражения (3.50) и (3.52) представляют собой систему уравнений. Разделим обе части каждого уравнения на  $\Delta x$  и перейдем к пределу при  $\Delta x \rightarrow 0$ :

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial x} &= R \cdot i + L \cdot \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} &= G \cdot u + C \cdot \frac{\partial u}{\partial t} \end{aligned} \quad (3.54)$$

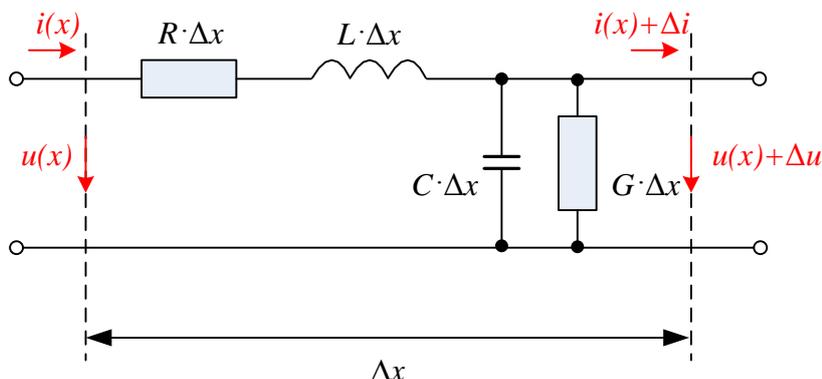


Рис. 3.27. Упрощенная эквивалентная схема участка двухпроводной кабельной цепи

Это и есть телеграфные уравнения. Они представляют собой систему линейных дифференциальных уравнений в частных производных, так как входящие в него напряжение и ток зависят и от времени и от расстояния. Решив эти уравнения, мы сможем найти напряжение и ток в любой точке линии в любой момент времени.

Получить аналитическое решение в общем случае невозможно. Поэтому будем искать

решение при упрощающих задачу предположениях.

**Во-первых, будем рассматривать установившийся режим работы двухпроводной цепи при гармоническом воздействии** определенной частоты  $\omega$ . Для определенной частоты первичные параметры зависят только от расстояния.

**Во-вторых, будем полагать двухпроводную цепь однородной.** Для однородной цепи первичные параметры не зависят от расстояния.

В этом случае можно применить символический метод анализа электрических цепей. Запишем систему (3.54) для комплексных действующих значений напряжения и тока  $u \rightarrow \dot{U}$ ,  $i \rightarrow \dot{I}$ . Тогда от частных производных можно перейти к обычным, а производные по времени заменить умножением на  $j\omega$ . В результате получим:

$$\begin{cases} -\frac{d\dot{U}}{dx} = (R + j\omega L) \cdot \dot{I} \\ -\frac{d\dot{I}}{dx} = (G + j\omega C) \cdot \dot{U} \end{cases} \quad (3.55)$$

#### Решение телеграфных уравнений для однородной цепи.

На рис. 3.28 представлена схема однородной двухпроводной цепи. Получим для нее аналитическое решение системы дифференциальных уравнений (3.55).

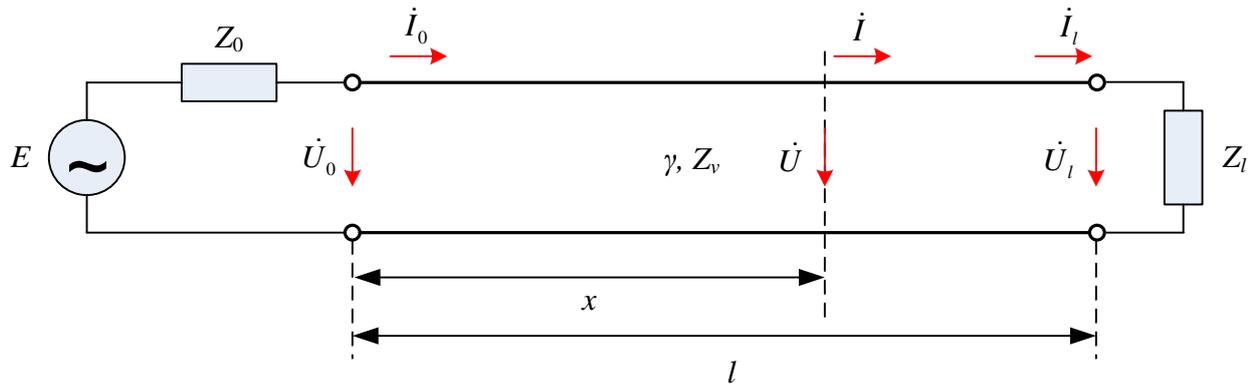


Рис. 3.28. Схема, для которой получено решение телеграфных уравнений (3.55)

Исключим из первого уравнения системы величину  $\dot{I}$ . Для этого продифференцируем это уравнение по  $x$  и подставим выражение для производной  $\dot{I}$  по  $x$ :

$$-\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = (R + j\omega L) \cdot \frac{d\dot{I}}{dx} = (R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) \cdot \dot{U} \quad (3.56)$$

Величину  $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$  называют постоянной распространения, с ее использованием (3.56) примет вид:

$$-\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = \gamma^2 \cdot \dot{U} \quad (3.57)$$

Решение уравнения (3.57) имеет вид:

$$\dot{U} = A \cdot \exp(\gamma \cdot x) + B \cdot \exp(-\gamma \cdot x). \quad (3.58)$$

С учетом этого из первого уравнения системы (3.69) можно получить:

$$\dot{I} = -\sqrt{\frac{G + j\omega C}{R + j\omega L}} \cdot (A \cdot \exp(\gamma \cdot x) - B \cdot \exp(-\gamma \cdot x)) \quad (3.59)$$

Величину  $Z_v = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$  называют волновым сопротивлением цепи, то есть сопротивлением, которое встречает при распространении по цепи электромагнитная волна. С использованием параметра  $Z_v$  из (3.59) получаем:

$$\dot{I} \cdot Z_v = -A \cdot \exp(\gamma \cdot x) + B \cdot \exp(-\gamma \cdot x) \quad (3.60)$$

Уравнения (3.58) и (3.60) образуют систему уравнений с двумя неизвестными -  $A$  и  $B$ . Найти неизвестные можно, если задать начальные условия. Предположим, что нам известны ток  $\dot{I}_0$  и напряжение  $\dot{U}_0$  в начале линии при  $x = 0$ . Тогда из (3.58) и (3.60) получим:

$$\begin{cases} \dot{U}_0 = A + B \\ \dot{I}_0 \cdot Z_v = -A + B \end{cases} \quad (3.61)$$

Решая систему (3.61) относительно  $A$  и  $B$ , получим:

$$A = \frac{\dot{U}_0 - \dot{I}_0 \cdot Z_v}{2} \quad B = \frac{\dot{U}_0 + \dot{I}_0 \cdot Z_v}{2} \quad (3.62)$$

Подставляя найденные значения  $A$  и  $B$  в (3.58) и (3.60), получим:

$$\begin{cases} \dot{U} = \frac{\dot{U}_0 - \dot{I}_0 \cdot Z_v}{2} \cdot \exp(-\gamma \cdot x) + \frac{\dot{U}_0 + \dot{I}_0 \cdot Z_v}{2} \cdot \exp(\gamma \cdot x) \\ \dot{I} \cdot Z_v = -\frac{\dot{U}_0 - \dot{I}_0 \cdot Z_v}{2} \cdot \exp(-\gamma \cdot x) + \frac{\dot{U}_0 + \dot{I}_0 \cdot Z_v}{2} \cdot \exp(\gamma \cdot x) \end{cases} \quad (3.63)$$

Используя гиперболические функции, получим:

$$\begin{cases} \dot{U} = \dot{U}_0 \cdot ch(\gamma \cdot x) - \dot{I}_0 \cdot Z_v \cdot sh(\gamma \cdot x) \\ \dot{I} = \dot{I}_0 \cdot ch(\gamma \cdot x) - \frac{\dot{U}_0}{Z_v} \cdot sh(\gamma \cdot x) \end{cases} \quad (3.64)$$

где  $ch(\gamma \cdot x) = \frac{\exp(\gamma \cdot x) + \exp(-\gamma \cdot x)}{2}$  - гиперболический косинус,  
 $sh(\gamma \cdot x) = \frac{\exp(\gamma \cdot x) - \exp(-\gamma \cdot x)}{2}$  - гиперболический синус.

Уравнения (3.63) позволяют определить напряжение и ток  $\dot{U}$  и  $\dot{I}$  в любом сечении цепи, если известны напряжение и ток  $\dot{U}_0$  и  $\dot{I}_0$  на ее входе. Часто более удобно считать известными ток и напряжение в конце цепи ( $y = l, x = l$ ), а не в начале. Из (3.64) следует связь между входными и выходными токами и напряжениями:

$$\begin{cases} \dot{U}_l = \dot{U}_0 \cdot ch(\gamma \cdot l) - \dot{I}_0 \cdot Z_v \cdot sh(\gamma \cdot l) \\ \dot{I}_l = \dot{I}_0 \cdot ch(\gamma \cdot l) - \frac{\dot{U}_0}{Z_v} \cdot sh(\gamma \cdot l) \end{cases} \quad (3.65)$$

Полученное решение (3.64) представляет собой гиперболическую форму решения телеграфных уравнений.

Учитывая, что  $\dot{U}_l$  и  $\dot{I}_l$  связаны между собой по закону Ома через сопротивление нагрузки  $Z_l$ :

$$Z_l = \frac{\dot{U}_l}{\dot{I}_l} \quad (3.66)$$

и вводя понятие коэффициента отражения от нагрузки, как отношения напряжения в отраженной волне к напряжению в падающей волне:

$$p_l = \frac{\dot{U}_{l\text{отр}}}{\dot{U}_{l\text{пад}}} = \frac{Z_l - Z_v}{Z_l + Z_v} \quad (3.67)$$

получим:

$$\begin{cases} \dot{U} = \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{отр}} = \frac{\dot{U}_l + \dot{I}_l \cdot Z_v}{2} [\exp(\gamma \cdot x) + p_l \cdot \exp(-\gamma \cdot x)] \\ \dot{I} = \dot{I}_{\text{пад}} + \dot{I}_{\text{отр}} = \frac{\dot{U}_l + \dot{I}_l \cdot Z_v}{2 \cdot Z_v} [\exp(\gamma \cdot x) - p_l \cdot \exp(-\gamma \cdot x)] \end{cases} \quad (3.68)$$

Из выражения (3.68) следует, что в любом сечении линии напряжение и ток складываются из двух волн: падающей или прямой, распространяющейся от источника к нагрузке, и отраженной или обратной, распространяющейся от нагрузки к источнику. Коэффициент распространения  $\gamma$  и волновое сопротивление  $Z_v$  для обеих волн одинаковы.

### **Решение телеграфных уравнений для однородной согласованной цепи.**

Если линия нагружена согласованно, то есть  $Z_0 = Z_l = Z_v$ , решение системы телеграфных уравнений (3.64) существенно упрощается и оно принимает вид:

$$\begin{cases} \dot{U} = \dot{U}_0 \cdot \exp(-\gamma \cdot x) \\ \dot{I} = \dot{I}_0 \cdot \exp(-\gamma \cdot x) \end{cases} \quad (3.69)$$

### 3.4. Вторичные параметры передачи.

#### 3.4.1. Общие сведения.

В разделе 3.3 были введены следующие параметры передачи, которые получили название вторичных параметров - постоянная распространения  $\gamma$  и волновое сопротивление. Рассмотрим их более подробно.

**Постоянная распространения  $\gamma$**  - комплексная величина, позволяющая учесть потери в цепи. Она может быть выражена через первичные параметры:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}. \quad (3.70a)$$

Постоянную распространения можно представить суммой действительной и мнимой частей:

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (3.70b)$$

где  $\alpha$  [1/км] – коэффициент затухания,  $\beta$  [1/км] – коэффициент фазы.

**i**

**Коэффициент затухания  $\alpha$**  показывает, какое затухание испытывает волна на единичном расстоянии:  $\alpha = \Delta a / \Delta l$ , Нп/км.

1 Нп соответствует ослаблению  $\dot{U}$  или  $\dot{I}$  в  $e = 2.73$  раза. На практике чаще используется другая единица измерения коэффициента затухания – дБ/км. Между дБ и Нп существует однозначное соответствие: **1 Нп = 8.68 дБ**.

Если коэффициент затухания выражен в Нп, для падающей волны справедливо:

$$U_l = U_0 \exp(-\alpha l)$$

Если коэффициент затухания выражен в дБ, для падающей волны справедливо:

$$U_l = U_0 10^{\frac{-\alpha l}{20}}$$

**i**

**Коэффициент фазы  $\beta$**  показывает, какое изменение фазы испытывает волна на единичном расстоянии:  $\beta = \Delta \varphi / \Delta l$ , рад/км.

Коэффициент фазы определяет **фазовую скорость**  $v_p$  распространения падающей и отраженной волн:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta}. \quad (3.71)$$

Через коэффициент фазы можно выразить также длину волны  $\lambda$ , которая определяет расстояние, на котором фаза волны меняется на  $2\pi$ :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v_p}{f}, \quad (3.72)$$

где  $f$  – частота волны.

**i**

**Волновое сопротивление  $Z_v$**  - это сопротивление, которое испытывает электромагнитная волна при распространении вдоль однородной цепи.

Волновое сопротивление зависит только от первичных параметров и частоты:

$$Z_v = |Z_v| \cdot \exp(j \cdot \varphi_v) = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.73)$$

В общем виде волновое сопротивление является комплексной величиной.

Параметры  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $Z_v$ ,  $v_p$  относят ко вторичным параметрам двухпроводных цепей.

### 3.4.2. Зависимости вторичных параметров от частоты.

По приведенным в разделе 3.4.1 выражениям, зная первичные параметры, можно рассчитать значения вторичных параметров для любой частоты. Однако в инженерной практике принято пользоваться упрощенными выражениями для определенного диапазона частот. Весь частотный диапазон разбивается на три поддиапазона – инфранизкие частоты, низкие частоты и высокие частоты.

#### Инфранизкие частоты $\omega \rightarrow 0$

В этом диапазоне  $R_0 \gg \omega L$ ,  $G_0 \gg \omega C$ . Можно не учитывать поверхностный эффект и считать, что  $R = R_0$ , а также не учитывать поляризационных потерь в диэлектрике и считать, что  $G = G_0$ . С учетом этих приближений получим:

$$\begin{aligned} \alpha &\cong \sqrt{R_0 G_0} = \text{const}(\omega) & \beta &\cong \frac{\omega C}{2} \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} & v_p &= \frac{\omega}{\beta} \cong \frac{2}{C} \cdot \sqrt{\frac{G_0}{R_0}} = \text{const}(\omega) \\ Z_v &\cong \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} \cdot \left(1 - j \frac{\omega C}{2G_0}\right) & |Z_v| &\cong \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} = \text{const}(\omega) & \varphi_v &\cong -\text{arctg} \frac{\omega C}{2G_0} \approx -\frac{\omega C}{2G_0} \end{aligned} \quad (3.74)$$

#### Низкие частоты

В этом диапазоне можно не учитывать поверхностный эффект и считать, что  $R = R_0 > \omega L$ , но уже необходимо учитывать поляризационные потери в диэлектрике. Можно утверждать, что  $G < \omega C$ . С учетом этих приближений получим:

$$\begin{aligned} \alpha &\cong \sqrt{\frac{R_0 \omega C}{2}} & \beta &\cong \sqrt{\frac{R_0 \omega C}{2}} & v_p &= \frac{\omega}{\beta} \cong \sqrt{\frac{2\omega}{R_0 C}} \\ Z_v &\cong \sqrt{\frac{R_0}{j\omega C}} \cdot \sqrt{1 + j \frac{\omega L}{R_0}} & |Z_v| &\cong \sqrt{\frac{R_0}{\omega C}} & \varphi_v &\cong -\frac{\pi}{4} + \frac{\omega L}{2R_0} \end{aligned} \quad (3.75)$$

#### Высокие частоты

В этом диапазоне  $R > R_0$ ,  $\omega L > R$ ,  $\omega C > G$ .

$$\begin{aligned} \alpha &\cong \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} & \beta &\cong \omega \sqrt{LC} & v_p &= \frac{\omega}{\beta} \cong \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{const}(\omega) \\ Z_v &\cong \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left[1 - j \frac{R}{2\omega L}\right] & |Z_v| &\cong \sqrt{\frac{L}{C}} = \text{const}(\omega) & \varphi_v &= -\frac{R}{2\omega L} \end{aligned} \quad (3.76)$$

На рис. 3.29 показана зависимость коэффициента затухания от частоты (расчет проведен для симметричной пары с диаметром медных проводников 0.5 мм и расстоянием между ними 0.9 мм в сплошной полиэтиленовой изоляции). Из рисунка видно, что коэффициент затухания минимален в диапазоне ИНЧ (3.74), в диапазоне НЧ коэффициент затухания возрастает пропорционально  $\sqrt{\omega}$  (3.75). В диапазоне ВЧ коэффициент затухания можно разделить на две составляющих, учитывающих потери в металле и диэлектрике:

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \alpha_m + \alpha_d \quad (3.77)$$

Зависимость  $\alpha$  от частоты определяется величинами  $R$  и  $G$ . На ВЧ  $R$  возрастает пропорционально  $\sqrt{\omega}$  (3.12), а  $G$  - пропорционально  $\omega$  (3.49). Обычно на тех частотах, на которых работают линии связи, преобладают потери в металле  $\alpha_m > \alpha_d$  и  $\alpha$  растет пропорционально  $\sqrt{\omega}$ .

На самых высоких частотах из-за более быстрого роста  $\alpha_d$  начинают преобладать потери в диэлектрике  $\alpha_m < \alpha_d$  и  $\alpha$  растет пропорционально  $\omega$ .

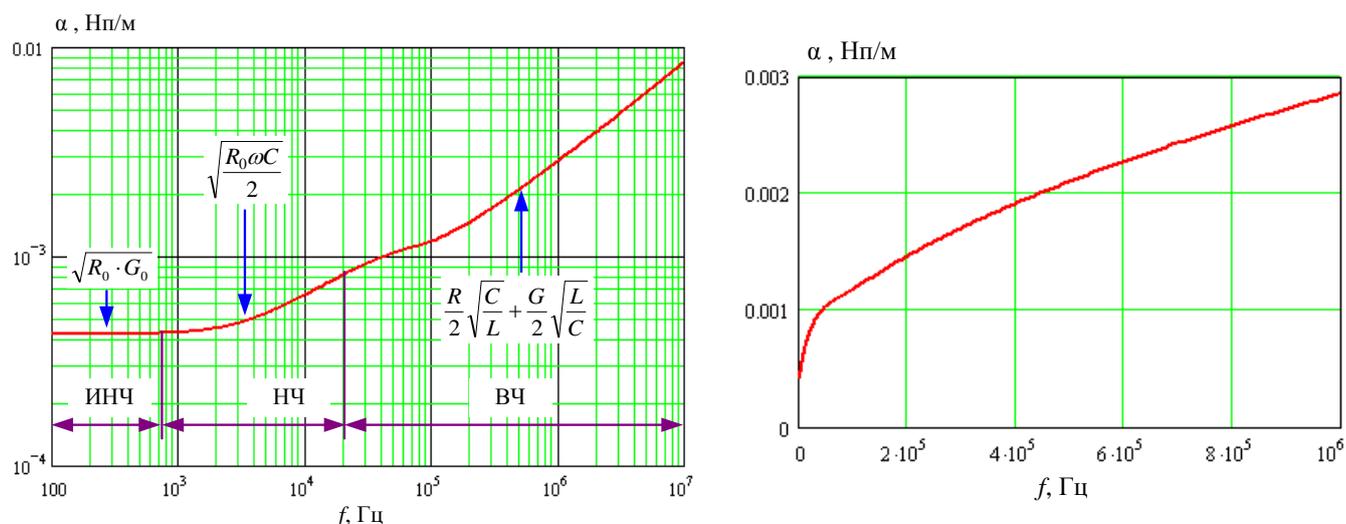


Рис. 3.29. Зависимость коэффициента затухания от частоты в логарифмическом и линейном масштабах.

На рис. 3.39 показана зависимость коэффициента фазы от частоты (расчет проведен для симметричной пары с диаметром медных проводников 0.5 мм и расстоянием между ними 0.9 мм в сплошной полиэтиленовой изоляции). Из рисунка видно, что коэффициент фазы в диапазоне ИНЧ растет пропорционально  $\omega$  (3.74), в диапазоне НЧ коэффициент фазы возрастает пропорционально  $\sqrt{\omega}$  (3.75), а в диапазоне ВЧ коэффициент фазы снова растет пропорционально  $\omega$  (3.76).

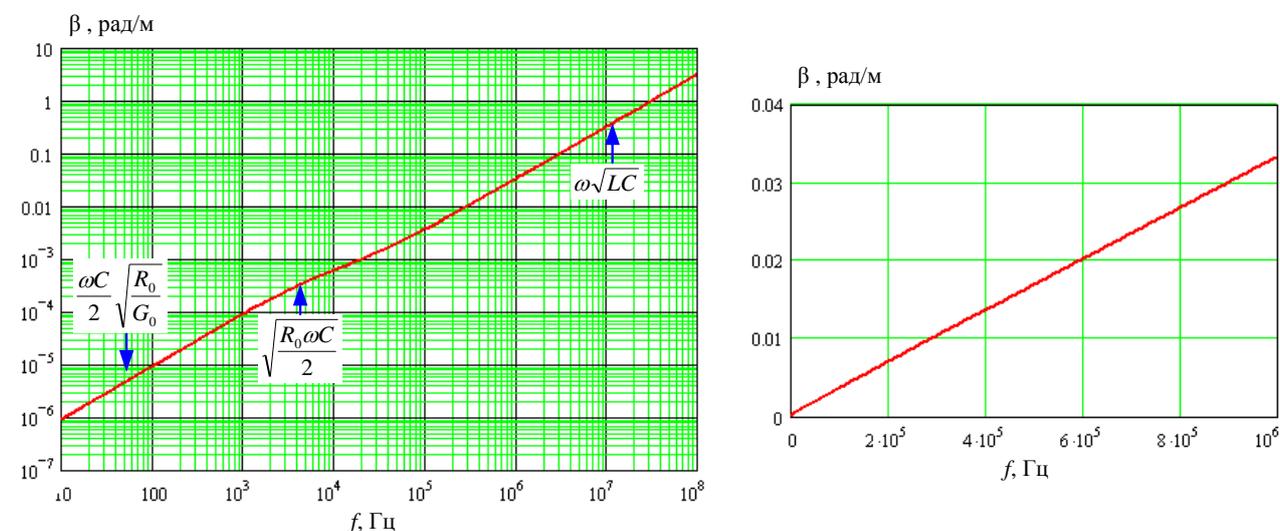


Рис. 3.30. Зависимость коэффициента фазы от частоты в логарифмическом и линейном масштабах.

На рис. 3.31 показаны зависимости модуля и фазы волнового сопротивления от частоты. Модуль волнового сопротивления максимален в диапазоне ИНЧ, в диапазоне НЧ он уменьшается пропорционально  $\sqrt{\omega}$  (3.75), в диапазоне ВЧ - стремится к постоянной величине  $\sqrt{L/C}$  (3.76). Эта величина обычно и приводится в справочниках. В диапазоне ВЧ волновое сопротивление носит чисто активный характер, в диапазоне НЧ - емкостной характер.

**ВНИМАНИЕ: Расчет  $|Z_v|$  в диапазоне ИНЧ представленный на рис. 3.31 не корректен: проведен при завышенном значении  $G_0$ . Реально  $|Z_v|$  в диапазоне ИНЧ существенно больше.**

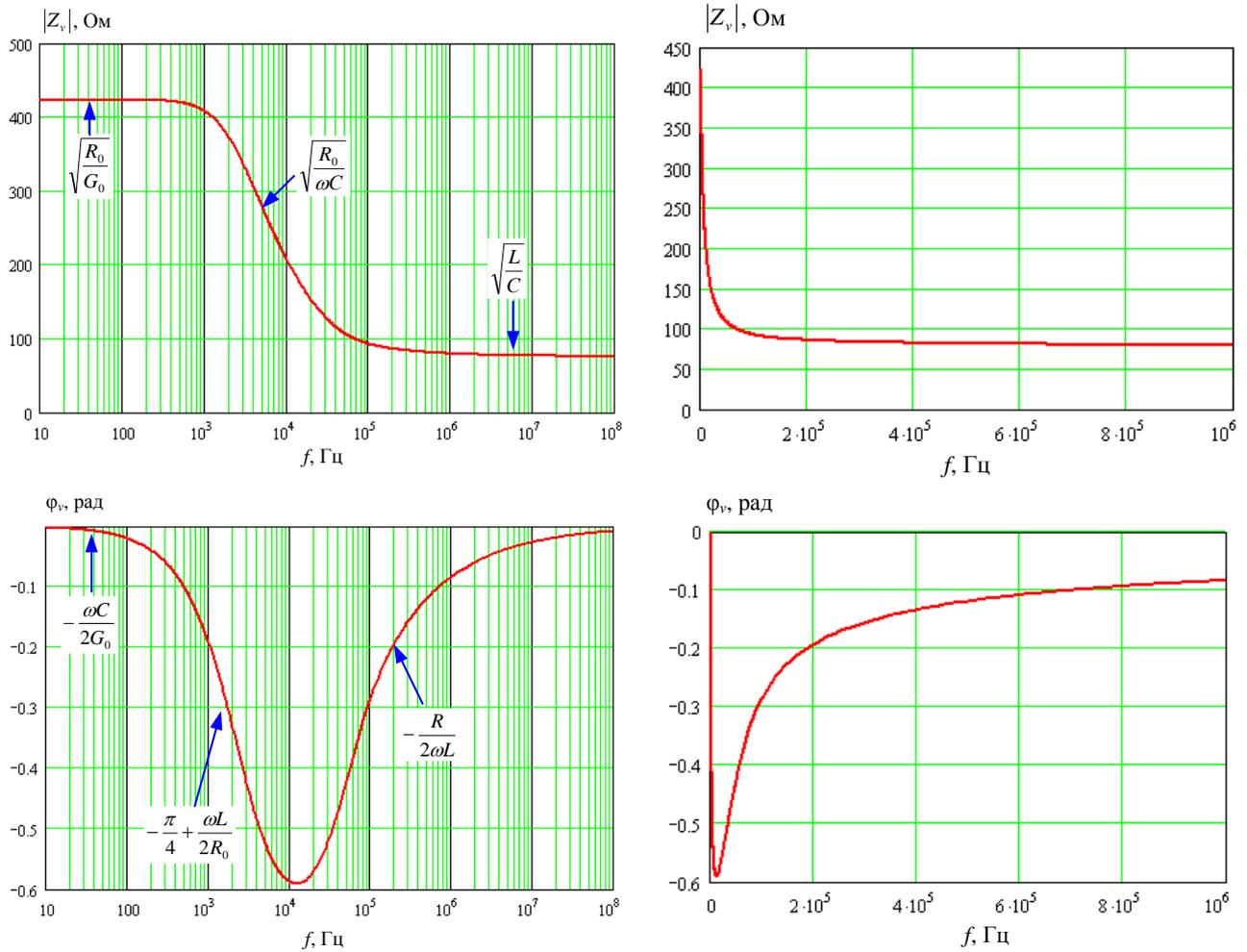


Рис. 3.31. Зависимость модуля и фазы волнового сопротивления от частоты в логарифмическом и линейном масштабах.

На рис. 3.32 показана зависимость фазовой скорости от частоты. В диапазоне ИНЧ фазовая скорость минимальна и постоянна, в диапазоне НЧ возрастает пропорционально  $\sqrt{\omega}$  (3.75), стремясь на ВЧ к постоянной величине  $1/\sqrt{LC}$  (3.76).

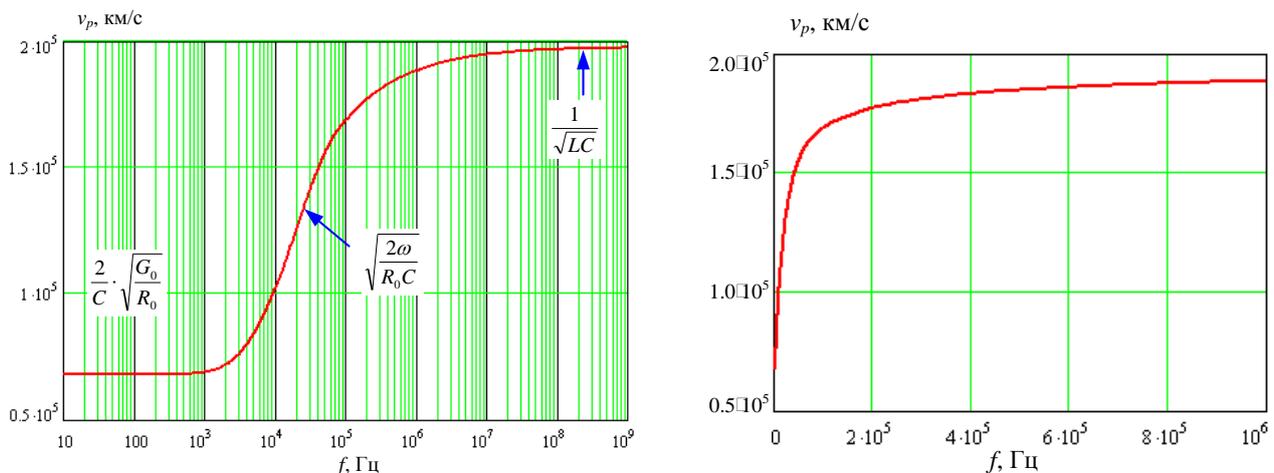


Рис. 3.32. Зависимость фазовой скорости от частоты.

В ЦСП искажения сигнала проявляются в виде межсимвольных искажений. Для их уменьшения необходимо уменьшать ширину спектра сигнала (скорость передачи) и переходить в область более высоких частот, где фазовая скорость  $v_p$  постоянна. Но при повышении частоты возрастает коэффициент затухания.

### 3.5. Оптимизация конструкции двухпроводной цепи по коэффициенту затухания

Коэффициент затухания  $\alpha$  - важнейший параметр линии связи, который определяет расстояние, на котором необходимо устанавливать усилительные (регенерационные пункты по трассе. Особенно важно минимизировать  $\alpha$  в диапазоне ВЧ, где для  $\alpha$  справедливо выражение (3.77). Обычно в диапазоне ВЧ  $\alpha_m \gg \alpha_d$ ,  $L = L_{\text{внш}}$ , то есть:

$$\alpha = \alpha_m = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{2 \cdot Z_{\text{вс}}}, \quad (3.78)$$

где  $Z_{\text{вс}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$  - модуль волнового сопротивления в диапазоне ВЧ.

#### 3.5.1. Оптимизация коаксиальной цепи

Рассмотрим коаксиальную пару. Полагаем, что внутренний и внешний проводники изготовлены из одного материала с проводимостью  $\sigma$  и относительной магнитной проницаемостью  $\mu$ . Для такой цепи в диапазоне ВЧ справедливо:

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma\theta} \cdot \left( \frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \mu_0}{2\sigma}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot r_b} \left( 1 + \frac{r_b}{r_a} \right), \quad (3.79)$$

$$L = L_{\text{внш}} = \frac{\mu_d \mu_0}{2\pi} \cdot \ln \frac{r_b}{r_a}; \quad (3.80)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\ln \frac{r_b}{r_a}}. \quad (3.81)$$

Из приведенных выражений следует, что:

$$\alpha = \alpha_m = \frac{1 + \frac{r_b}{r_a}}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \cdot \frac{1}{2r_b} \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \epsilon_0}{2\mu_d \sigma}}. \quad (3.82)$$

Из выражения (3.140) видно, что при ограничении габарита коаксиальной пары (при фиксированном  $r_b$ ) коэффициент затухания  $\alpha$  будет зависеть только от отношения  $r_b / r_a$ , причем  $\alpha_m \rightarrow \infty$  при  $r_a \rightarrow 0$  и при  $r_a \rightarrow r_b$ . Это означает, что существует оптимальное отношение  $r_b / r_a$ , при котором  $\alpha_m$  минимально. Для нахождения оптимального отношения  $r_b / r_a$  необходимо рассмотреть функцию:

$$A(x) = \frac{1+x}{\ln x}. \quad (3.83)$$

Найдем минимум функции  $A$ , для чего вычислим ее производную и приравняем ее к нулю:

$$\frac{dA(x)}{dx} = \frac{\ln x - (1+x) \cdot \frac{1}{x}}{\ln^2 x}. \quad (3.84)$$

Таким образом, для нахождения оптимума необходимо решить уравнение:

$$\ln x_{\text{опт}} = 1 + \frac{1}{x_{\text{опт}}}. \quad (3.85)$$

Уравнение (3.85) является трансцендентным и может быть решено численным или графическим методом (рис. 3.33). Оптимальное отношение  $x_{\text{опт}} = r_b / r_a = 3.6$ .

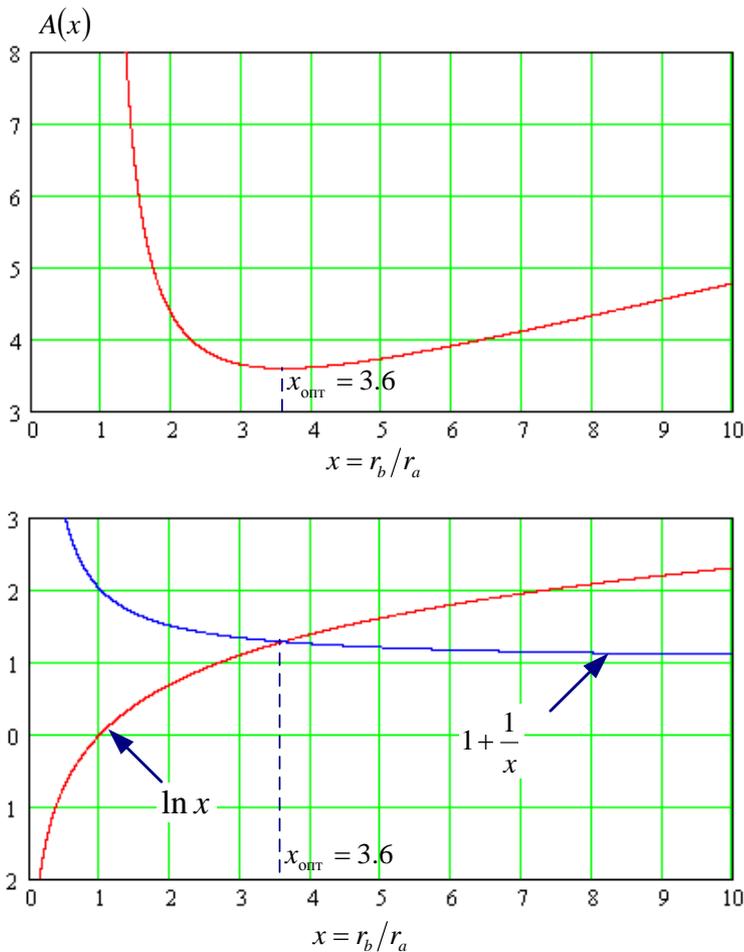


Рис. 3.33. Оптимизация конструкции коаксиальной пары.

проводника, внутренний и внешний изготовлены из одного материала. Для коаксиальной пары, в которой внутренний проводник изготовлен из меди, а внешний из алюминия оптимальное соотношение  $x_{\text{опт}} = r_b / r_a = 3.9$ .

### 3.5.2. Оптимизация симметричной цепи

В диапазоне ВЧ для симметричной пары справедливы следующие выражения:

$$R = \frac{1 + 2 \cdot \left(\frac{r_a}{a}\right)^2}{\pi \cdot r_a} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \mu_0}{2\sigma}}, \quad (3.86)$$

$$L = L_{\text{внш}} = \frac{\mu_d \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln \frac{a - r_a}{r_a}; \quad (3.87)$$

$$C = \frac{\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{a - r_a}{r_a}}. \quad (3.88)$$

Тогда волновое сопротивление в диапазоне ВЧ:

$$Z_{\text{вч}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln \frac{a - r_a}{r_a} \sqrt{\frac{\mu_d \cdot \mu_0}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}}. \quad (3.89)$$

Из приведенных выражений следует, что:

Для стандартной (средней) коаксиальной пары (кабель КМ) отношение  $r_b / r_a$  составляет  $9.4 / 2.6 = 3.61$ .

Отметим, что правая ветвь зависимости  $A(x)$  более пологая. Поэтому некоторое отклонение от оптимального соотношения в сторону больших значений не приводит к существенному возрастанию коэффициента затухания, но позволяет уменьшить радиус внутреннего проводника, то есть экономить медь (металл).

В кабеле МКТ  $r_b / r_a = 4.6 / 1.2 = 3.83$ . Однако в данном случае такое отклонение от оптимального значения обусловлено в первую очередь не экономией меди, а необходимостью стандартизовать величину волнового сопротивления на ВЧ, которое для коаксиальных кабелей должно составлять 75 Ом. Для кабеля МКТ (баллонная изоляция) диэлектрическая проницаемость изоляции больше, чем у кабеля КМ (шайбовая изоляция), поэтому для сохранения  $Z_{\text{вч}}$  необходимо увеличить отношение  $r_b / r_a$ .

Проведенная оптимизация справедлива для случая, когда оба

$$\alpha = \alpha_m = \frac{\frac{a}{r_a} \cdot \left(1 + 2 \cdot \left(\frac{r_a}{a}\right)^2\right)}{\ln\left(\frac{a}{r_a} - 1\right)} \cdot \frac{1}{2 \cdot a} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}{2\mu_d \sigma}} \quad (3.90)$$

Для нахождения оптимального отношения  $a / r_a$  необходимо рассмотреть функцию:

$$A(x) = \frac{x \cdot \left(1 + \frac{2}{x^2}\right)}{\ln(x-1)}. \quad (3.91)$$

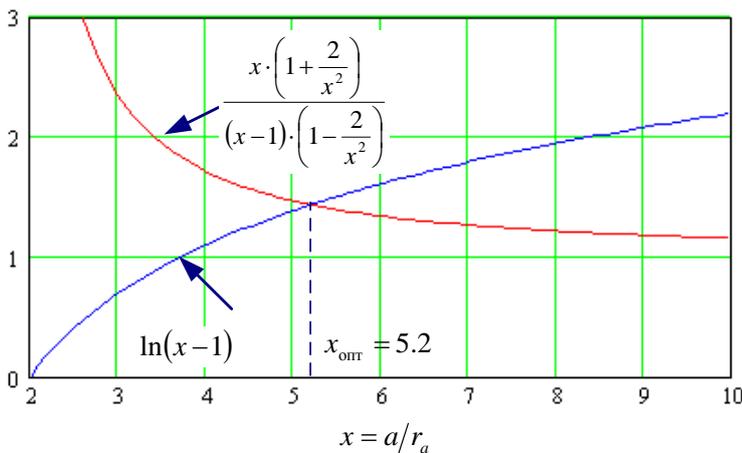
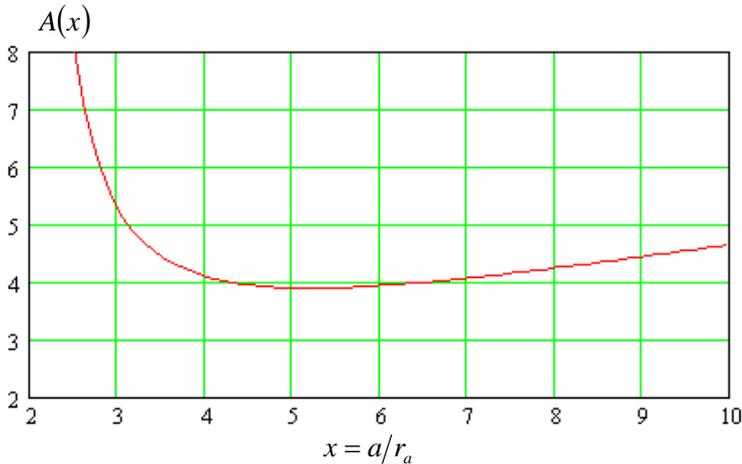


Рис. 3.34. Оптимизация конструкции симметричной пары.

Найдем минимум функции  $A$ , для чего вычислим ее производную и приравняем ее к нулю:

$$\frac{dA(x)}{dx} = \frac{\ln(x-1) \left(1 - \frac{2}{x^2}\right) - \frac{x \cdot \left(1 + \frac{2}{x^2}\right)}{x-1}}{\ln^2(x-1)} \quad (3.92)$$

Таким образом, для нахождения оптимума необходимо решить уравнение:

$$\ln(x_{\text{опт}} - 1) = \frac{x_{\text{опт}} \cdot \left(1 + \frac{2}{x_{\text{опт}}^2}\right)}{(x_{\text{опт}} - 1) \cdot \left(1 - \frac{2}{x_{\text{опт}}^2}\right)} \quad (3.93)$$

Уравнение (3.93) является трансцендентным и может быть решено численным или графическим методом. На рис. 3.34 показаны график функции  $A$  и графики правой и левой частей уравнения (3.93). Оптимальное отношение  $x_{\text{опт}} = a / r_a = 5.2$ .

Из рис. 3.51 видно, что минимум функции  $A$  довольно плоский, поэтому в ряде случаев отклонение от него, не приводя к существенному увеличению затухания, позволяет получить значительную экономию меди. Для ВЧ симметричного кабеля МКС  $a = 4.2$  мм,  $r_a = 0.6$  мм, то есть  $a / r_a = 7$ . Оптимуму соответствует  $r_a = 0.8$  мм. Отклонение от оптимума приводит к увеличению коэффициента затухания на 4.5% и уменьшению расхода меди на 81.2%.

### 3.6. Входное сопротивление двухпроводной цепи

Еще одним важным параметром двухпроводной линии является ее входное сопротивление, определяемое следующим образом:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{I}_0} \quad (3.94)$$

Из (3.65) следует:

$$Z_{\text{вх}} = Z_v \cdot \frac{\frac{Z_l}{Z_v} \cdot ch(\gamma \cdot l) + sh(\gamma \cdot l)}{ch(\gamma \cdot l) + \frac{Z_l}{Z_v} \cdot sh(\gamma \cdot l)}, \quad (3.95)$$

где  $Z_l = \dot{U}_l / \dot{I}_l$  - сопротивление нагрузки.

Рассмотрим разные случаи:

### 1. Согласованный режим.

В системах электросвязи двухпроводные цепи стараются использовать в согласованном режиме, то есть  $Z_l = Z_v$ . Тогда  $Z_{\text{вх}} = Z_l = Z_v$ .

### 2. Очень короткая линия.

В этом случае  $l \rightarrow 0$ ,  $\gamma \cdot l \rightarrow 0$ ,  $sh(\gamma \cdot l) \rightarrow 0$ ,  $ch(\gamma \cdot l) \rightarrow 1$ . Тогда  $Z_{\text{вх}} \rightarrow Z_l$ .

### 3. Очень длинная линия.

В этом случае  $l \rightarrow \infty$ ,  $\gamma \cdot l \rightarrow \infty$ ,  $sh(\gamma \cdot l) \rightarrow \frac{\exp(\gamma \cdot l)}{2}$ ,  $ch(\gamma \cdot l) \rightarrow \frac{\exp(\gamma \cdot l)}{2}$ . Тогда  $Z_{\text{вх}} \rightarrow Z_v$ . Линии, удовлетворяющие этому условию, называют электрически длинными.

### 4. Короткозамкнутая линия.

В этом случае  $Z_l = 0$ ,  $U_l = 0$  и  $Z_{\text{вх}} = Z_v \cdot \frac{sh(\gamma \cdot l)}{ch(\gamma \cdot l)} = Z_v \cdot th(\gamma \cdot l)$ .

### 5. Разомкнутая линия.

В этом случае  $Z_l \rightarrow \infty$ ,  $I_l = 0$  и  $Z_{\text{вх}} = Z_v \cdot \frac{ch(\gamma \cdot l)}{sh(\gamma \cdot l)} = Z_v \cdot cth(\gamma \cdot l)$ .

## 3.7. Затухание двухпроводной цепи

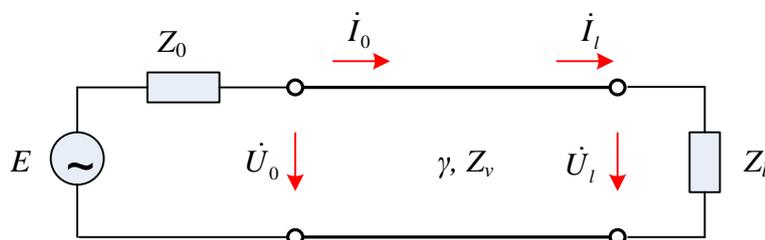


Рис. 3.35. Однородная двухпроводная цепь.

Затухание характеризует ослабление сигнала по мере его распространения по линии связи. Его выражают в логарифмических единицах:

$$a = 10 \cdot \lg \frac{P_0}{P_l}, \text{ дБ} \quad (3.96)$$

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_l}, \text{ Нп}$$

Для мощности сигнала в конце линии справедливо выражение:

$$\dot{P}_l = |\dot{U}_l \cdot \dot{I}_l|. \quad (3.97)$$

В зависимости от того, как определяется мощность в начале линии  $P_0$ , затухание, рассчитанное по выражениям (3.96), называют собственным, рабочим или вносимым.

### 3.7.1. Собственное затухание

Собственным называют затухание линии в согласованном режиме, то есть при  $Z_0 = Z_v = Z_l$ . мощность в начале линии  $P_0$  определяется выражением:

$$\dot{P}_0 = |\dot{U}_0 \cdot \dot{I}_0|. \quad (3.98)$$

Для согласованного режима справедливы соотношения:

$$Z_{\text{вх}} = Z_v, \text{ следовательно } I_0 = \frac{U_0}{Z_v} \text{ и } U_0 = \frac{E}{2}, \text{ то есть } P_0 = U_0 \cdot I_0 = \frac{U_0^2}{Z_v} = \frac{E^2}{4 \cdot Z_v}$$

$$P_l = U_l \cdot I_l = U_0 \cdot I_0 \cdot \exp(-2\alpha l) = \frac{E^2}{4 \cdot Z_v} \cdot \exp(-2\alpha l) \quad (3.99)$$

Подставляя полученные выражения в (3.96), получим для собственного затухания:

$$a_c = \frac{1}{2} \cdot \ln \frac{P_0}{P_l} = \frac{1}{2} \cdot \ln(\exp(-2\alpha l)) = \alpha \cdot l. \quad (3.100)$$

Собственное затухание зависит от длины линии и частоты (так как коэффициент затухания зависит от частоты). С увеличением длины линии  $a_c$  растет линейно (для данной частоты). С увеличением частоты  $a_c$  растет примерно пропорционально  $\sqrt{f}$  (рис. 3.36).

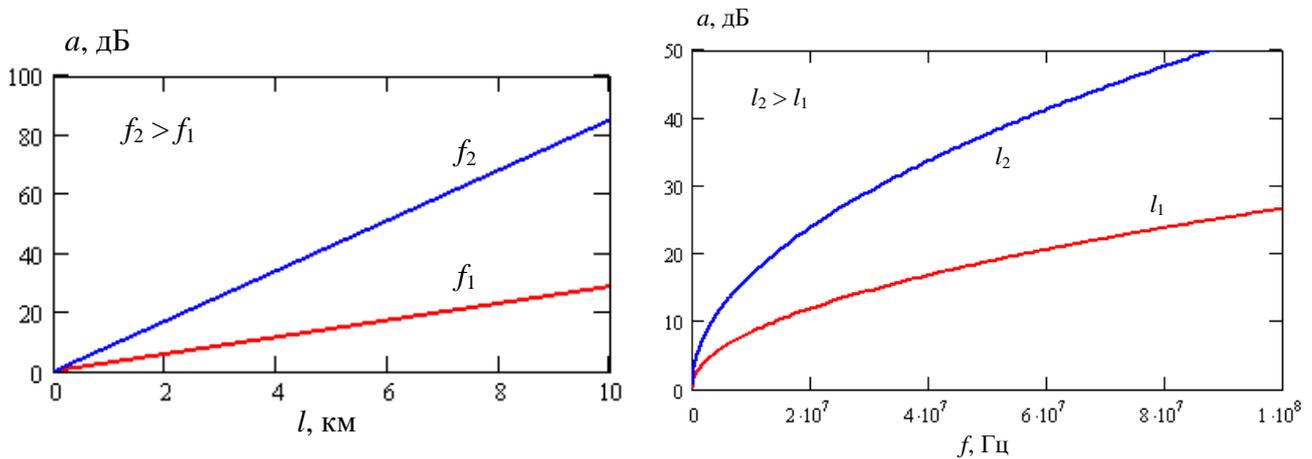


Рис. 3.36. Зависимости собственного затухания от длины линии и частоты.

### 3.6.2. Рабочее затухание

Характеризует затухание в линии, нагруженной на произвольное сопротивление:  $Z_0 \neq Z_v$ ,  $Z_l \neq Z_v$ . Обычно в линии стараются использовать согласованный режим, однако из-за отклонения величин  $Z_0$  и  $Z_l$  всегда имеет место нарушение согласованного режима. Кроме того,  $Z_v$  зависит частоты, а сопротивления  $Z_0$  и  $Z_l$  обычно чисто активные, постоянные и не зависящие от частоты. К тому же  $Z_v$  зависит частоты сложным образом, поэтому согласовать линию в широком диапазоне частот очень сложно.

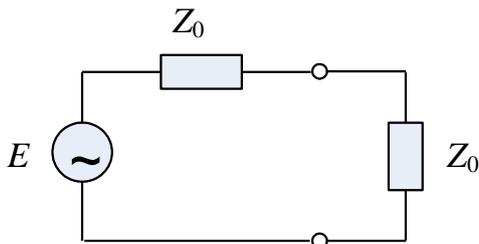


Рис. 3.37. К расчету мощности  $P_0$  для расчета рабочего затухания.

При определении рабочего затухания под мощностью  $P_0$  понимают мощность, которую может отдать источник с внутренним сопротивлением  $Z_0$  в нагрузку, равную  $Z_0$  (рис. 3.37).

$$P_0 = \left| \frac{E}{2} \cdot \frac{E}{2 \cdot Z_0} \right| = \left| \frac{E^2}{4 \cdot Z_0} \right| \quad (3.101)$$

Поскольку в данном случае линия несогласована, при расчете  $P_l$  необходимо учитывать многократные отражения волны от входа и выхода линии, так как напряжение и ток на выходе линии складываются из напряжений и токов во всех переотраженных волнах:

$$P_l = \dot{U}_l \cdot \dot{I}_l = \frac{E^2 \cdot Z_v \cdot [1 - p_l^2] \cdot \exp(-2\gamma l)}{(Z_v + Z_0)^2 \cdot [1 - p_0 \cdot p_l \cdot \exp(-2\gamma l)]^2} \quad (3.102)$$

Тогда получим:

$$a_p = \alpha l - \frac{1}{2} \ln|1 - p_0^2| - \frac{1}{2} \ln|1 - p_l^2| + \ln|1 - p_0 \cdot p_l \cdot \exp(-2\gamma l)| \quad (3.103)$$

Итак, рабочее затухание складывается из собственного затухания  $a_c = \alpha \cdot l$ ; затуханий, обусловленных несогласованностью линии на входе и выходе:

$$a_{\text{нс}0} = -\frac{1}{2} \ln|1 - p_0^2|, \quad (3.104)$$

$$a_{\text{нс}l} = -\frac{1}{2} \ln|1 - p_l^2|; \quad (3.105)$$

а также дополнительного затухания, возникающего за счет многократных отражений, обусловленных несогласованностью линии на входе и выходе:

$$a_{\text{нс}M} = \ln|1 - p_0 \cdot p_l \cdot \exp(-2\gamma l)|. \quad (3.106)$$

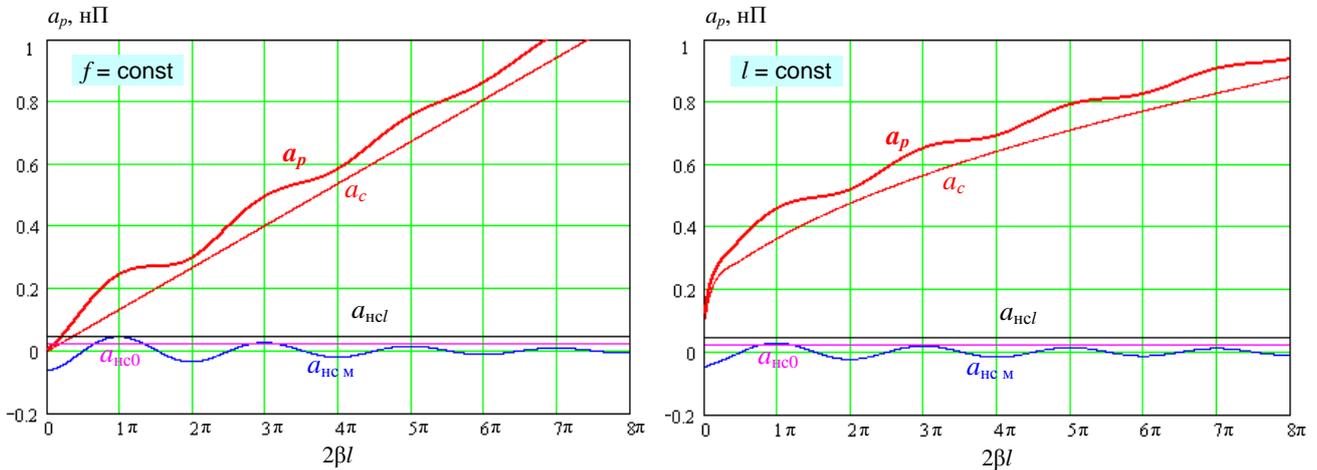


Рис. 3.38. Зависимости рабочего затухания от параметра  $2\beta \cdot l$ .

### 3.7.3. Вносимое затухание

Также как и рабочее затухание характеризует затухание в линии, нагруженной на произвольное сопротивление:  $Z_0 \neq Z_v$ ,  $Z_l \neq Z_v$ . При определении вносимого затухания под мощностью  $P_0$  понимают мощность, которую может отдать источник с внутренним сопротивлением  $Z_0$  в нагрузку, равную  $Z_l$  (рис. 3.39).

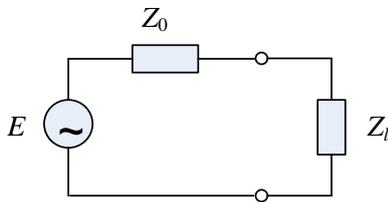


Рис. 3.49. К расчету мощности  $P_0$  для вносимого затухания.

$$P_0 = \left| \frac{E^2 \cdot Z_l}{(Z_0 + Z_l)^2} \right| \quad (3.107)$$

При расчете  $P_l$  необходимо учитывать многократные отражения волны от входа и выхода линии. Полученное с их учетом выражение (3.102) остается справедливым. Получим выражение для расчета вносимого затухания:

$$a_{\text{вн}} = a_c + a_{\text{нс}l} + a_{\text{нс}M} + a'_{\text{нс}0}, \quad (3.108)$$

где  $a'_{\text{нс}0} = \frac{1}{2} \ln|1 - p_0^2| + \frac{1}{2} \ln \left| \frac{4Z_0 Z_l}{(Z_0 + Z_l)^2} \right| = a_{\text{нс}0} + a_{\text{нси}}$

## 4. Взаимные влияния в кабельных цепях

### 4.1. Общие положения.

Между соседними цепями возникают взаимные влияния. В общем случае все двухпроводные цепи создают вокруг себя электромагнитное поле, то есть являются влияющими цепями - источниками электромагнитных помех для соседних цепей и подверженными влиянию цепями - та как на них действуют электромагнитные поля соседних цепей. Взаимные влияния проявляются в виде помех ухудшающих качество аналоговой передачи или увеличивающей вероятность ошибок при цифровой передаче информации.

Помимо помех от взаимных влияний на двухпроводные цепи оказывают действие внешние электромагнитные помехи, источниками которых являются ЛЭП, ЭЖД, атмосферное электричество и т.п.

### 4.2. Классификация взаимных влияний.

Различают *непосредственные* и *косвенные* влияния.

#### Непосредственные влияния

Непосредственные влияния возникают в симметричных цепях под прямым воздействием влияющей цепи на цепь подверженную влиянию без учета окружающих или третьих цепей, экранов, оболочек, бронепокровов. Рассматриваемые линии предполагаются однородными, согласованными по входу и выходу. Рассмотрим схему (рис. 4.1) непосредственных влияний и используемые для ее описания условные обозначения, которые пригодны и для описания косвенных влияний.

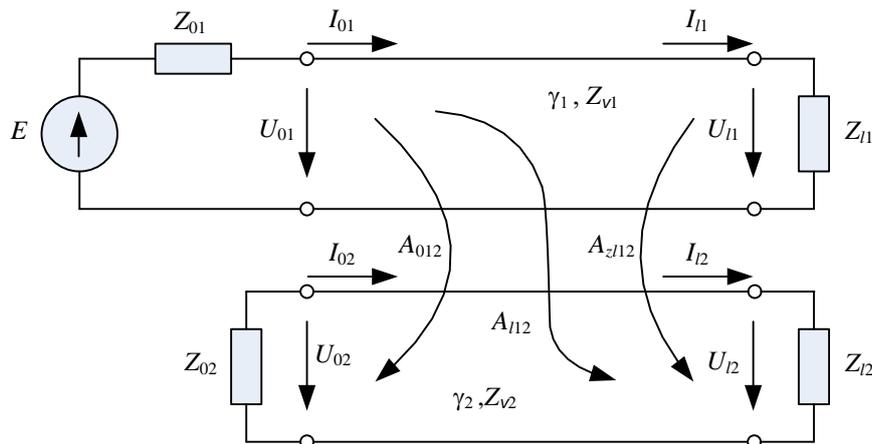


Рис. 4.1. Схема взаимных влияний между цепями НСС

Индекс 1 относится к влияющей линии, а индекс 2 - к линии, подверженной влиянию. Индекс 0 относится к ближнему концу линии, а индекс  $l$  - к дальнему концу нагруженной линии. В случае непосредственных влияний должны выполняться следующие равенства

$$Z_{01} = Z_{v1} = Z_{l1} \text{ и } Z_{02} = Z_{v2} = Z_{l2}.$$

#### Косвенные влияния

Косвенные влияния можно разделить на:

- влияния за счет отражений от несогласованных нагрузок, а также от внутренних и стыковых неоднородностей;
- влияния через третьи цепи.

Схема *влияния на дальний конец за счет отражения от несогласованной нагрузки* показана на рис. 4.2. На дальнем конце возникают дополнительные помехи за счет отраженного от нагрузки и неоднородностей обратного потока.

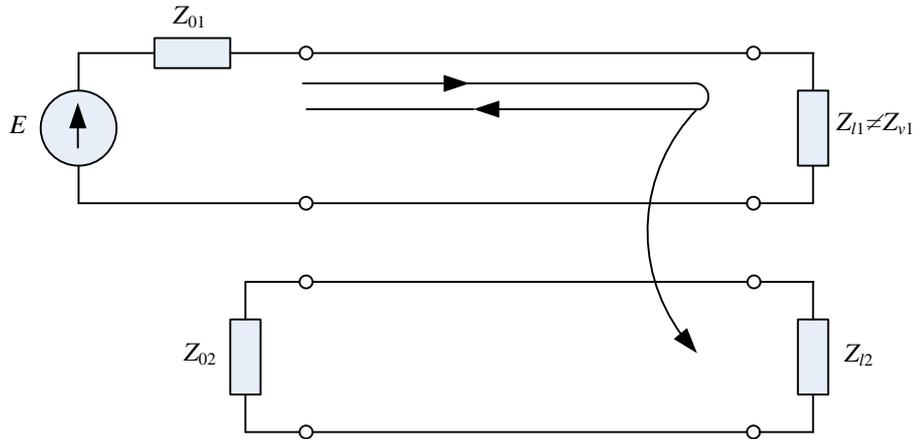


Рис. 4.2. Схема косвенного влияния за счет несогласованной нагрузки

**Влияния через третьи цепи**, упрощенная схема которых показана на рис. 4.3, характеризуются тем, что влияющая цепь (первая) воздействует на третью цепь и создает в ней помехи, а третья цепь в свою очередь воздействует на цепь подверженную влиянию (вторую). Роль третьих цепей играют другие физические цепи, отдельные проводники в совокупности с металлическими экранами, влагозащитными оболочками или землей.

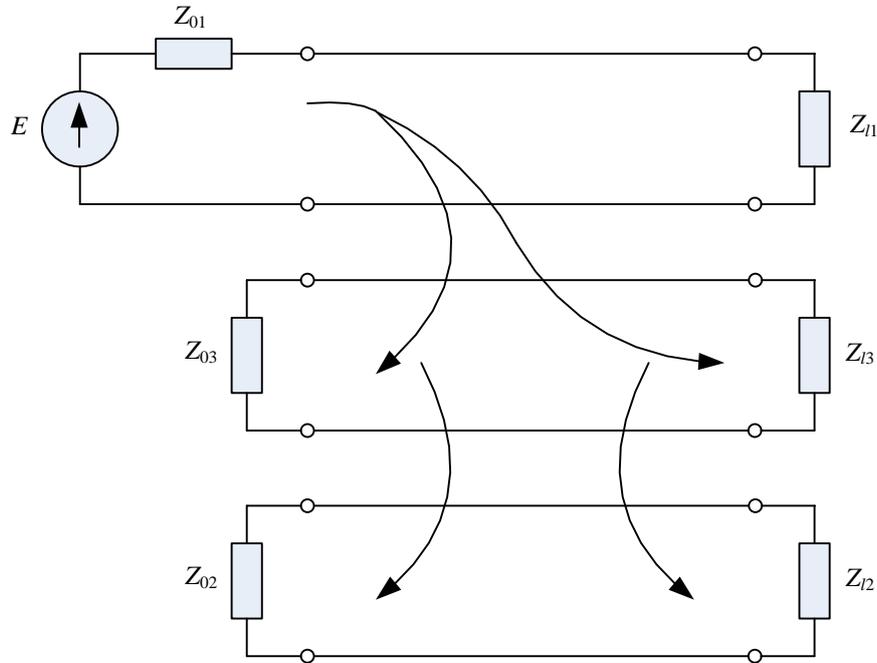


Рис. 4.3. Схема косвенного влияния через третьи цепи

По характеру проявления взаимные влияния разделяются на:

- регулярные, систематические;
- нерегулярные, случайные.

Регулярные влияния характерны для цепей с фиксированным расположением проводников, как основных, так и третьих цепей. Такими цепями являются коаксиальные цепи и цепи ВЛС. Нерегулярный, случайный характер влияний существует в многопарных симметричных кабелях, где проводники скручены.

### 4.3. Первичные параметры взаимных влияний.

По аналогии с первичными параметрами передачи  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $G$  могут быть введены первичные параметры взаимных влияний, которые также относят к единице длины линии. Упрощенная эквивалентная схема взаимных влияний между влияющей (1) и подверженной влиянию

(2) цепями на малом участке  $\Delta x$ , находящемся на расстоянии  $x$  от начала (ближнего конца) линии, показана на рис. 4.4.

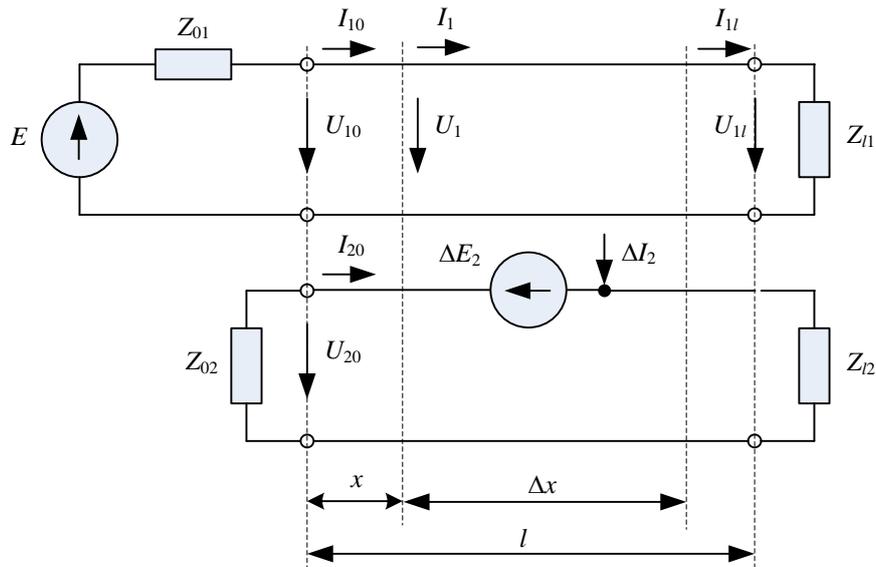


Рис. 4.4. Упрощенная эквивалентная схема взаимных влияний на малом участке  $\Delta x$ .

Во второй линии возникает ток помех  $\Delta I_2$  за счет электрического влияния (источник помех  $U_1$ ) и ЭДС помех  $\Delta E_2$  за счет магнитного влияния (источник  $I_1$ ). Вводят два первичных параметра взаимных влияний.

### 4.3.1. Параметр электрической связи.

Параметр электрической связи (См/км) характеризует помехи за счет электрических влияний:

$$K_{12} = \frac{\Delta I_2}{U_1 \cdot \Delta x} = g + j\omega \cdot k \quad (4.1)$$

Участок  $\Delta x$  для двух пар или одной четверки можно представить эквивалентной схемой (рис 4.5), учитывающей электрические влияния. В эту схему входят частичные емкости и проводимости между любыми двумя проводниками.

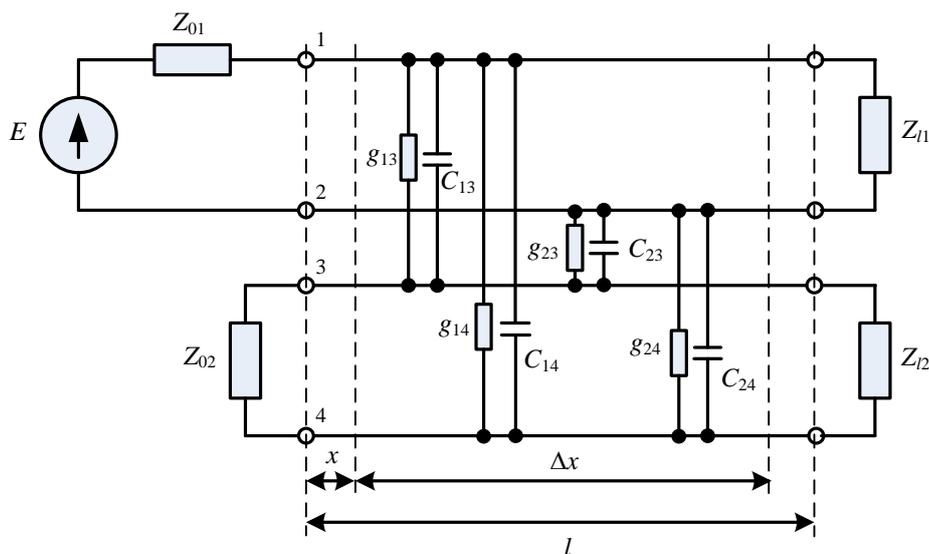


Рис. 4.5. Упрощенная эквивалентная схема электрических влияний на малом участке  $\Delta x$ .

В первом приближении для действительной и мнимой составляющих параметра электрической связи  $K_{12}$  справедливо:

$$k \cdot \Delta x = (c_{13} + c_{24}) - (c_{14} + c_{23}),$$

$$g \cdot \Delta x = (g_{13} + g_{24}) - (g_{14} + g_{23}).$$
(4.2)

Параметры  $k$  (коэффициент емкостной связи) и  $g$  (активная составляющая электрической связи) наряду с  $K_{12}$  относятся к первичным параметрам взаимных влияний.

#### 4.3.2. Параметр магнитной связи.

Параметр магнитной связи (Ом/км) характеризует помехи за счет магнитных влияний:

$$M_{12} = -\frac{\Delta E_2}{I_1 \cdot \Delta x} = r + j\omega \cdot m$$
(4.3)

Участок  $\Delta x$  для двух пар или одной четверки можно представить эквивалентной схемой (рис. 4.6), учитывающей магнитные влияния. В эту схему входят частичные взаимные индуктивности с последовательно включенными сопротивлениями между любыми двумя проводниками.

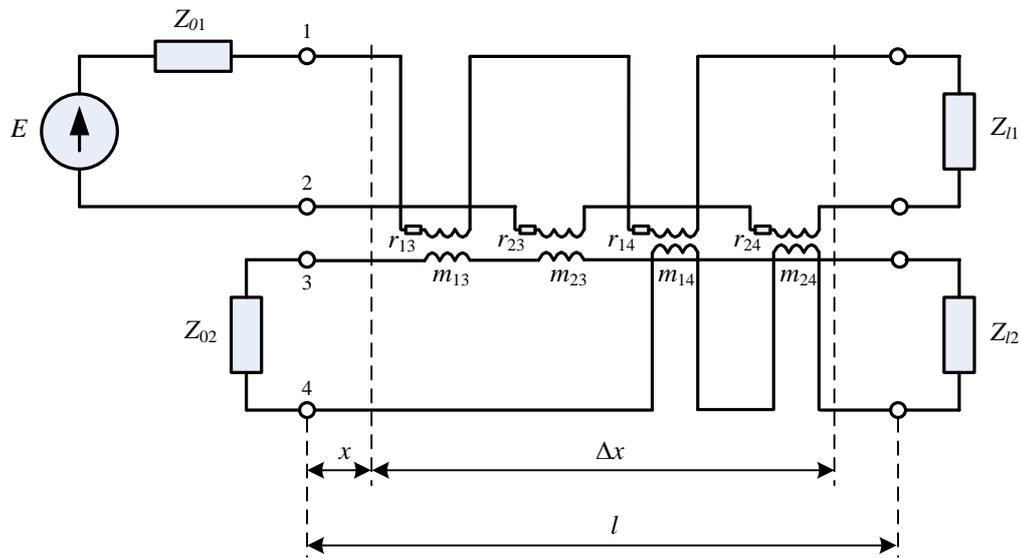


Рис. 4.6. Упрощенная эквивалентная схема магнитных влияний на малом участке  $\Delta x$ .

В первом приближении действительной и мнимой составляющих параметра магнитной связи  $M_{12}$  справедливо.

$$m \cdot \Delta x = (m_{13} + m_{24}) - (m_{14} + m_{23}),$$

$$r \cdot \Delta x = (r_{13} + r_{24}) - (r_{14} + r_{23}).$$
(4.4)

Параметры  $m$  (коэффициент индуктивной связи) и  $r$  (активная составляющая магнитной связи) наряду с  $M_{12}$  относятся к первичным параметрам взаимных влияний.

В общем случае возникают и электрические и магнитные влияния. Упрощенная эквивалентная схема взаимных влияний на участке  $\Delta x$  будет иметь вид, показанный на рис. 4.7.

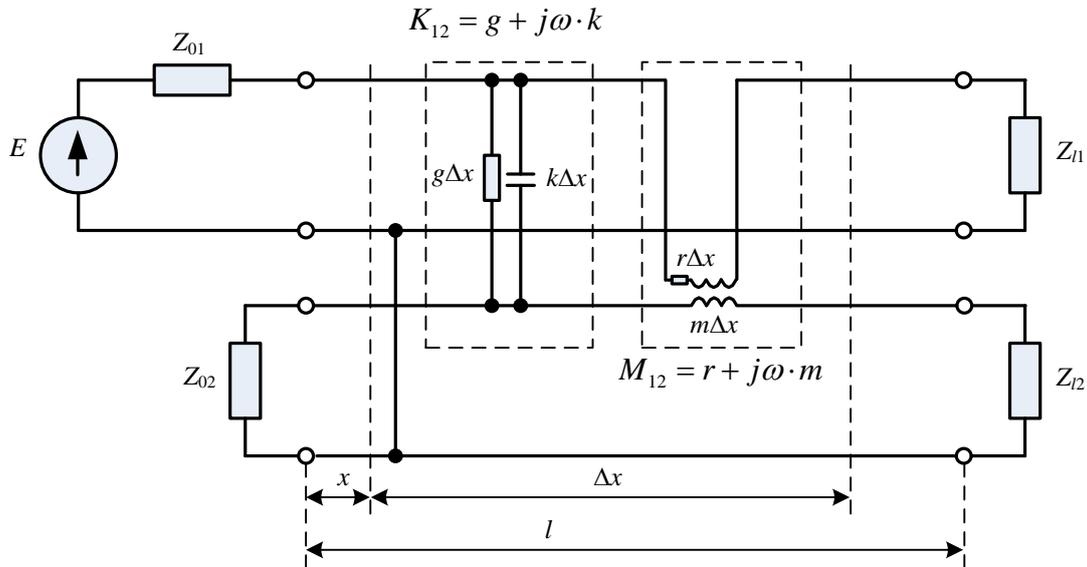


Рис. 4.7. Упрощенная эквивалентная схема электрических и магнитных влияний на малом участке  $\Delta x$ .

Для однородных линий параметры электрической  $K_{12}$  и магнитной  $M_{12}$  связи не зависят от  $x$ .

Первичные параметры взаимных влияний  $g$ ,  $k$ ,  $r$ ,  $m$  могут быть рассчитаны теоретически для однородных цепей при известной геометрии влияющей и подверженной влиянию цепей.

#### 4.4. Вторичные параметры взаимных влияний. Непосредственные влияния в однородных цепях.

Для количественной оценки взаимных влияний применяют вторичные параметры взаимных влияний:

##### 1. Переходное затухание на ближний конец, дБ

$$A_0 = 10 \cdot \lg \frac{P_{10}}{P_{20}} = 20 \cdot \lg \frac{I_{10}}{I_{20}} + 10 \cdot \lg \frac{Z_{v1}}{Z_{v2}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{10}}{U_{20}} - 10 \cdot \lg \frac{Z_{v1}}{Z_{v2}} \quad (4.5)$$

В иностранной литературе этот параметр обозначают аббревиатурой NEXT.

##### 2. Переходное затухание на дальний конец, дБ

$$A_l = 10 \cdot \lg \frac{P_{10}}{P_{2l}} = 20 \cdot \lg \frac{I_{10}}{I_{2l}} + 10 \cdot \lg \frac{Z_{v1}}{Z_{v2}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{10}}{U_{2l}} - 10 \cdot \lg \frac{Z_{v1}}{Z_{v2}} \quad (4.6)$$

В иностранной литературе этот параметр обозначают аббревиатурой FEXT.

##### 3. Защищенность на дальнем конце, дБ

$$A_{z1} = 10 \cdot \lg \frac{P_{1l}}{P_{2l}} = 20 \cdot \lg \frac{I_{1l}}{I_{2l}} + 10 \cdot \lg \frac{Z_{v1}}{Z_{v2}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{1l}}{U_{2l}} - 10 \cdot \lg \frac{Z_{v1}}{Z_{v2}} \quad (4.7)$$

Вторичные параметры взаимных влияний зависят от длины и конструкции линии, а также от частоты. Влияния на ближнем конце более опасны.

Если известны  $A_0$  и  $A_{z1}$  на частоте  $f_0$ , то для их расчета на другой частоте  $f$  можно воспользоваться выражениями:

$$\begin{aligned} A_0(f) &= A_0(f_0) - 15 \cdot \lg(f/f_0) \\ A_{z1}(f) &= A_{z1}(f_0) - 20 \cdot \lg(f/f_0) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Из последних выражений следует, что с увеличением частоты  $A_{z1}$  уменьшается быстрее, чем  $A_0$ .

Если известны  $A_0$  и  $A_{z1}$  для линии длиной  $l_0$ , то для их расчета для линии длиной  $l$  можно воспользоваться выражениями:

$$\begin{aligned} A_0(l) &= A_0(l_0) - 10 \cdot \lg(l/l_0) \\ A_{z_l}(l) &= A_{z_l}(l_0) - 10 \cdot \lg(l/l_0) \end{aligned} \quad (4.9)$$

#### 4.5. Защищенность кабельных цепей от взаимных влияний

Взаимные влияния проявляются в виде помех. Качество аналоговой связи в условиях действия помех характеризуется защищенностью (**НЕ путать с защищенностью на дальнем конце!**)

$$A_z = 10 \cdot \lg \frac{P_s}{P_n} = 20 \cdot \lg \frac{U_s}{U_n}, \quad (4.10)$$

где  $P_s$ ,  $P_n$  ( $U_s$ ,  $U_n$ ) – мощности (напряжения) сигнала и помехи, соответственно. Качество цифровой связи определяется вероятностью ошибки, которая однозначно связана с величиной защищенности.

Защищенность определяется там, где она минимальна. Для аналоговых систем передачи (АСП) на входе усилителя усилительного пункта, а для цифровых систем передачи (ЦСП) на входе усилителя-корректора регенерационного пункта. Для АСП нормируется величина защищенности на одном усилительном участке, которая должна превышать 73.8 дБ для симметричного высокочастотного кабеля и 110 дБ для коаксиального кабеля. Из сравнения норм для симметричного и коаксиального кабеля видно, что коаксиальные пары гораздо лучше защищены от взаимных влияний.

С точки зрения взаимных влияний между двумя цепями они могут работать в совпадающем (рис. 4.10а) и встречном (рис. 4.10б) режимах.

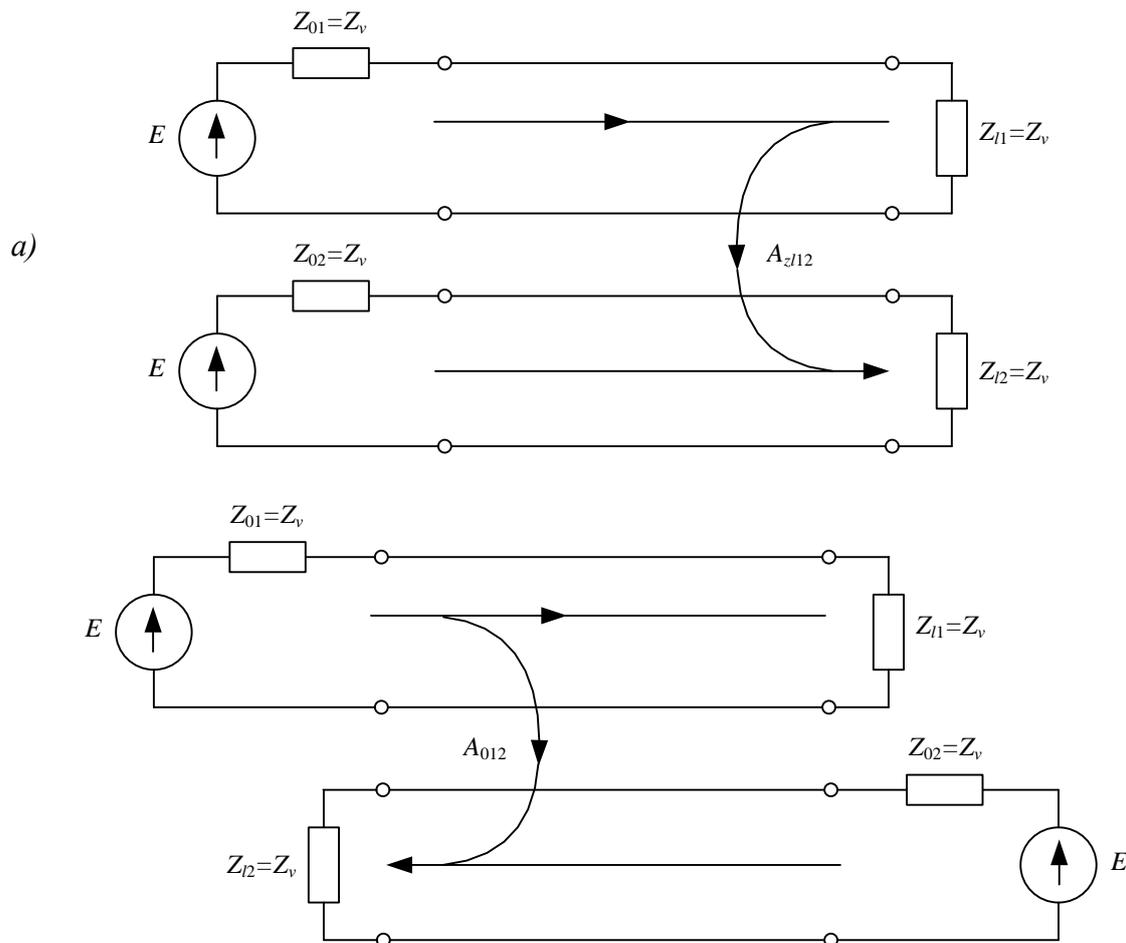


Рис. 4.10. Совпадающий (а) и встречный (б) режимы работы

Защищенность цепи определяется на ее дальнем конце. При использовании одинаковых кабельных цепей и источников сигнала:

$$A_{z\text{совп}} = A_{3l}. \quad (4.11)$$

$$A_{z\text{встр}} = A_0 - \alpha \cdot l. \quad (4.12)$$

Защищенность в совпадающем режиме всегда значительно больше, чем во встречном.

## 4.6. Защита кабельных цепей от взаимных влияний

### 4.6.1. Скрутка кабельных цепей

В симметричных кабелях для уменьшения взаимных влияний и улучшения механических характеристик сердечника используется скрутка, которая приводит к тому, что первичные параметры взаимных влияний изменяются периодически вдоль длины кабеля. Шаги скрутки отдельных элементарных групп (пар или четверок) специально рассчитываются для того, чтобы скомпенсировать взаимные влияния между всеми элементарными группами на определенном расстоянии, называемом секцией симметрии. Компенсация взаимных влияний за счет скрутки будет эффективной в том случае, когда длина электромагнитной волны, передаваемой по цепи значительно меньше шагов скрутки и длины секции симметрии.

На рис. 4.11 и 4.12 показаны зависимости вторичных параметров взаимных влияний от длины линии и частоты для симметричных кабельных цепей. В расчетах принимались следующие расстояния между проводниками влияющих цепей:  $d_{13}=d_{24}=0.8$  мм и  $d_{14}=d_{23}=1.13$  мм. Для сравнения на тех же рисунках приведены аналогичные зависимости без учета скрутки. Видно, что скрутка значительно уменьшает взаимные влияния между кабельными цепями.

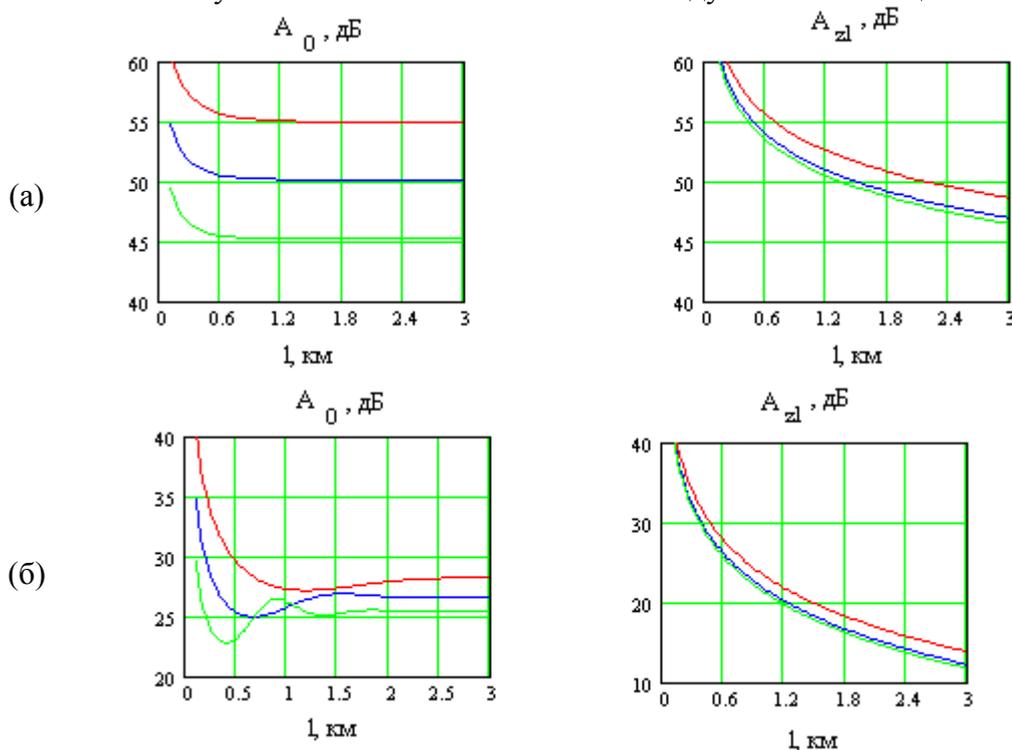


Рис. 4.11. Зависимости от длины линии переходного затухания на ближний конец и защищенности на дальнем конце для цепей симметричного кабеля ТПП-0.4 на частотах 20, 50 и 100 кГц с учетом (а) и без учета (б) скрутки.

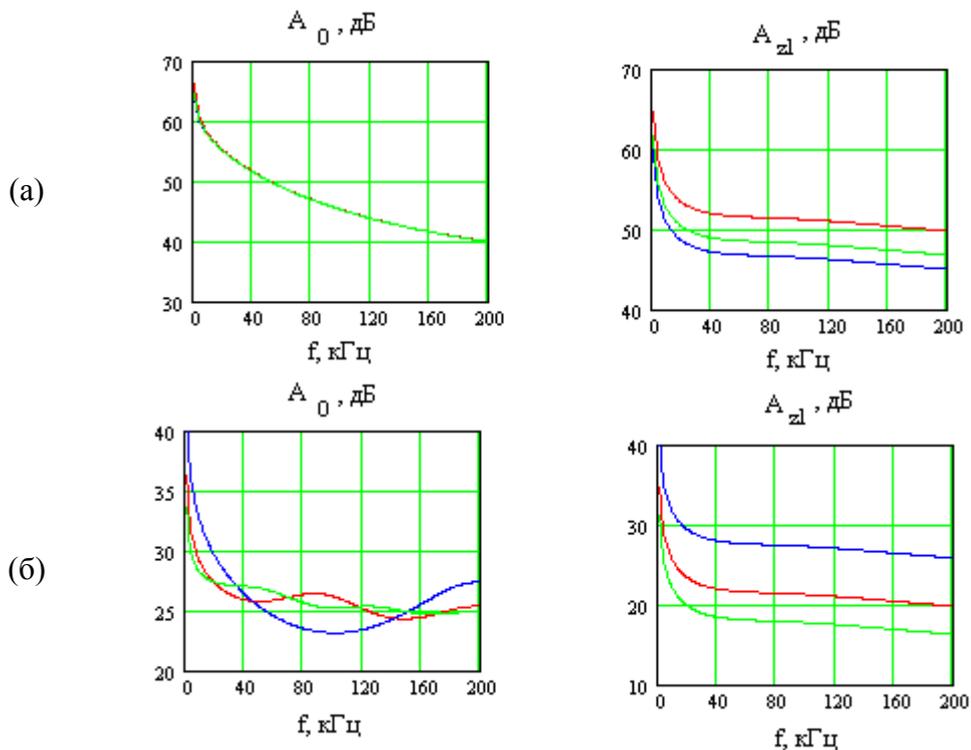


Рис. 4.12. Зависимости от частоты переходного затухания на ближний конец и защищенности на дальнем конце для цепей симметричного кабеля ТПП-0.4 длиной 1, 2 и 3 км с учетом (а) и без учета (б) скрутки.

#### 4.6.2. Использование двухкабельной схемы организации связи

При использовании для связи многопарных симметричных кабелей реализуют однокабельную или двухкабельную схемы организации связи. В однокабельной схеме одновременно существуют совпадающий и встречный режимы. В двухкабельной схеме существует возможность разделить направления приема и передачи по разным кабелям. В этом случае все цепи в каждом кабеле работают в совпадающем режиме, в котором, как мы уже знаем, защищенность от взаимных влияний значительно выше.

#### 4.6.3. Экранирование кабельных цепей

Экранирование электрических цепей, подверженных электромагнитным помехам, наиболее эффективный способ их защиты. Экраны защищают кабельные цепи и от внешних и от взаимных помех.

Экраны бывают разделительные и внешние. Для уменьшения взаимных влияний используют разделительные экраны, которые увеличивают переходное затухание на ближний конец  $A_0$  и защищенность на дальнем конце  $A_{zl}$ .

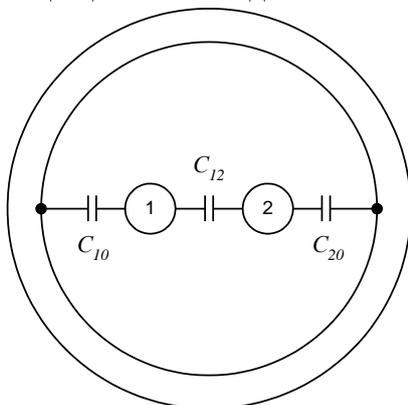


Рис. 4.15. Симметричная пара в экране

Экран оказывает влияние на параметры экранируемых симметричных цепей. Это явление называют реакцией экрана. Из-за наличия заземленного экрана возрастают емкости всех экранируемых элементов относительно земли (экрана) (рис.4.15). Это приводит к тому, что:

1. Существенно возрастает рабочая емкость, так как параллельно рабочей емкости  $C_{12}$  присоединяются две последовательно соединенные емкости  $C_{10}$  и  $C_{20}$  между проводниками пары и экраном

$$C_e = \frac{\pi \cdot \epsilon_a}{\ln \left( \frac{a - r_a}{r_a} \cdot \frac{D_e^2 - a^2}{D_e^2 + a^2} \right)}, \quad (4.13)$$

где  $\varepsilon_a$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость изоляции,  $a$  – расстояние между проводниками,  $r_a$  – радиус проводника,  $D_e$  – диаметр экрана.

2. Изменяется (обычно уменьшается) индуктивность  $L$ , что обусловлено потерями за счет вихревых токов в экране, а также магнитным полем этих токов, которое искажает исходное магнитное поле:

$$L_e = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln \left( \frac{a - r_a}{r_a} \cdot \frac{D_e^2 - a^2}{D_e^2 + a^2} \right) \quad (4.14)$$

3. Возрастает активное сопротивление цепи на величину, которую для высоких частот при  $t_э > \theta_э$  (толстые экраны) можно рассчитать по выражению:

$$\Delta R_e = \frac{8 \cdot a^2}{\pi \cdot \sigma_e \cdot D_e^3 \cdot \theta_e}, \quad (4.15)$$

где  $\sigma_e$  – проводимость материала экрана,  $\theta_e$  – глубина проникновения для экрана.

Таким образом, экран изменяет величины всех вторичных параметров кабельной цепи и, в частности, коэффициента затухания. Для коэффициента затухания в диапазоне ВЧ справедливо:

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

В преимущественно используемом для связи диапазоне преобладают потери в металле  $\alpha_m > \alpha_d$ , а эта составляющая возрастает из-за влияния экрана.

## 5. Эксплуатация электрических линейных трактов.

### 5.1. Причины и классификация повреждений в кабелях связи

Таблица 5.1

Повреждение		Последствия для	
		электрических кабелей	оптических кабелей
1. Старение и деградация кабеля, соединительных муфт, шкафов, боксов, кроссов.			
2. Микротрещины в оболочке кабеля, которые (вызываются вибрацией, коррозией, недоброкачественным монтажом кабельных муфт (плохая герметичность))		<p>Проникновение влаги</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Постепенное понижение электрического сопротивления изоляции жил по отношению к земле и друг к другу</li> <li>• Увеличение рабочих и частичных емкостей на участке замыкания</li> <li>• Уменьшение волнового сопротивления</li> </ul>	<p>в подземные кабели.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Сильное возрастание механических напряжений в оптических волокнах при замерзании воды. Приводит к увеличению затухания.</li> <li>• Увеличение скорости разрастания имеющихся царапин и трещин на поверхности оптических волокон. Может привести к обрыву волокон.</li> </ul>
3. Некачественный монтаж муфты (плохая спайка или скрутка электрических жил, дефектная сварка оптических волокон)		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Окисление контактов и увеличение контактного сопротивления в присутствии влаги. Возникает сосредоточенная омическая асимметрия, которая приводит к увеличению внешних и взаимных влияний. Может привести к обрыву цепи.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Снижение механической прочности волокон в месте сварки. Может привести к обрыву волокон.</li> <li>• Аномально высокие потери в соединении волокон.</li> </ul>
Влияние окружающей среды	4. Удар молнии (чаще страдают подвесные кабели, но молния может ударить и в подземный кабель, проложенный в малопротянутой почве)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Пробой изоляции вплоть до замыкания или резкого снижения сопротивления изоляции между проводниками или проводниками и экранами (землей).</li> <li>• Расплавление изоляции и химическим реакциям в ней.</li> <li>• Расплавлению и обрыв проводников.</li> <li>• Расплавление тонких экранов из алюминиевой фольги.</li> </ul>	<p>От молнии могут пострадать только кабели с металлической броней или другими металлическими элементами.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Расплавление и обрыв волокон.</li> <li>• Расплавление оболочек и защитных покрытий.</li> </ul>
	5. Ураганы, гололед, оползни грунта, землетрясения	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Обрыв кабеля</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Обрыв кабеля</li> </ul>
	6. Шторм, смещение подводного грунта, якоря водного транспорта	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Обрыв кабеля</li> <li>• Понижение сопротивления изоляции из-за высокой проводимости морской воды</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Обрыв кабеля</li> </ul>

	порта		
7.	Внешние обстоятельства: строительство и ремонт других подземных коммуникаций (водопровода, канализации, газопровода, теплопровода, силовых электрических кабелей), вандализм, кражи цветных металлов и др.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Обрыв проводников</li> <li>• Обрыв экрана</li> <li>• Обрыв кабеля</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Обрыв волокон</li> <li>• Обрыв кабеля</li> </ul>

Различают два состояния поврежденных линий связи: собственно **повреждения и аварии**. Повреждение характеризуется выходом некоторых параметров линии связи за пределы нормы. Например, возникновение асимметрии превышающей норму (обычно 1% от сопротивления шлейфа), понижение сопротивления изоляции или электрической прочности до величины меньше допустимой, возрастание взаимных и внешних влияний, увеличение в некоторых пределах затухания и коэффициента ошибок. Авария характеризуется таким повреждением линии связи, при котором полностью прекращают действовать тракты и каналы связи. Это обрывы, короткие замыкания и недопустимо большие увеличения затухания, взаимных влияний, коэффициента ошибок.

Повреждения линейных сооружений устраняются в порядке профилактического обслуживания в такие сроки, чтобы не допустить нарушения действия связи. Меры по ликвидации аварий принимаются немедленно независимо от времени суток и условий погоды. Действие связи должно быть восстановлено в кратчайший срок. Например, весь процесс устранения обычной аварии не должен превышать:

- на междугородных магистралях - 4 ч,
- на зонавых линиях - 5 ч,
- на линиях местной связи - 8 ч,
- на абонентских линиях - 24 ч.

**В электрических кабельных линиях связи можно выделить следующие виды повреждений:**

- \* повреждение сердечника кабеля;
- \* повреждение оболочек и внешних покровов кабеля.

**Повреждения сердечника кабеля может разделить на группы:**

- \* обрыв;
- \* короткое замыкание;
- \* понижение сопротивления изоляции;
- \* понижение электрической прочности изоляции;
- \* неоднородности.

**Обрывы в свою очередь можно разделить на подгруппы:**

- \* обрыв одной или нескольких жил;
- \* обрыв экрана (металлической оболочки);
- \* обрыв всех жил и экрана (обрыв кабеля).

**Короткие замыкания могут проявляться в виде:**

- \* короткого замыкания между жилами пары;
- \* короткого замыкания между жилами разных пар (сообщение);

\* короткого замыкания на экран, металлическую оболочку (землю).

**Понижение сопротивления изоляции и (или) понижение ее электрической прочности могут проявляться в виде:**

\* понижения сопротивления изоляции и (или) понижения электрической прочности между жилами кабеля;

\* понижения сопротивления изоляции и (или) понижения электрической прочности между жилой (жилами) и экраном, оболочкой кабеля.

**Неоднородности в кабельных цепях можно разделить на два класса:**

\* сосредоточенные, включая омическую асимметрию, соединительные и разветвительные муфты, места подключений и разветвлений;

\* распределенные, включая омическую асимметрию из-за различия проводников пары, отдельные строительные длины и вставки, места замкания кабеля.

На конкретном поврежденном кабельном участке может быть как одно, так и несколько повреждений. Непростая задача определения расстояния до единственного повреждения усложняется при необходимости нахождения расстояний до каждого из нескольких повреждений.

Отметим, что повреждения кабеля могут носить комплексный характер. Например, замкание кабеля приводит к уменьшению сопротивления изоляции, увеличению рабочей и частичных емкостей на некотором участке. Такое повреждение носит распределенный характер. Часто возникают ситуации, при которых обрыв жил сопровождается понижением сопротивления изоляции.

**Различают следующие типы повреждения оболочки:**

\* разрывы;

\* нарушение герметичности;

\* понижение сопротивления изоляции металлической оболочки по отношению к земле (броня).

## 5.2. Виды измерений

Измерения параметров кабельных цепей производятся в процессе строительства и последующей эксплуатации кабельных сетей.

**Измерения при строительстве** производятся с целью контроля качества работ на всех этапах, доведения параметров цепей до установленных норм, оценки параметров построенных линий (приемно-сдаточные испытания) и составления паспортов, а также с целью контроля качества, поступающих на строительство комплектующих изделий и материалов (входной контроль).

**В процессе эксплуатации проводят следующие измерения:**

- плановые (профилактические), периодические;
- аварийные (внеплановые) для определения расстояния до места повреждения;
- контрольные после ремонтно-восстановительных работ;
- входной контроль для проверки качества изделий поступающих от изготовителей (кабели, боксы, разрядники).

## 5.3. Измерения на электрических кабельных линиях

### 5.3.1. Виды измерений на электрических кабельных линиях. Последовательность аварийных измерений.

Различают измерения параметров электрических кабелей связи на постоянном, переменном и импульсном токах.

**На постоянном токе определяют:**

- целостность жил и экранов кабелей (прозвонка);
- омическую асимметрию для симметричных кабелей;

- сопротивление шлейфа, отдельных проводников, металлических оболочек и экранов;
- сопротивление изоляции между отдельными жилами, жилами или группами жил и экранами или оболочками;
- электрическую прочность изоляции между отдельными жилами, жилами или группами жил и экранами или оболочками.

**На переменном токе определяют:**

- собственное, рабочее и вносимое затухание;
- входное и волновое сопротивления;
- емкости рабочие и по отношению к экрану;
- параметры взаимных влияний (переходное затухание на ближний и дальний концы, защищенность на дальнем конце, коэффициенты емкостной связи и асимметрии);
- затухание асимметрии.

**Импульсные измерения позволяют определять:**

- концевые значения волнового сопротивления;
- распределение неоднородностей волнового сопротивления по длине линии;
- длину линии при известной скорости распространения по ней импульсов или скорость распространения импульсов при известной длине линии (коэффициент укорочения);
- расстояния до неоднородностей, включая омическую асимметрию, разбитость пар, муфты, ответвления и подключения, в том числе несанкционированные;
- расстояния до повреждений, включая обрывы, замыкания, понижения сопротивления изоляции, как между жилами, так и между жилами и экраном (металлической оболочкой).

**Аварийные измерения включают в себя:**

Определение поврежденного кабельного участка (усилительного или регенерационного) и характера повреждения.

Определение поврежденной строительной длины.

Определение расстояния до места повреждения в пределах строительной длины.

Уточнение места повреждения.

Проведение контрольных измерений восстановленных цепей с целью определения качества ремонтно-восстановительных работ.

Неисправный кабельный участок определяет оперативный персонал по показаниям контрольно-измерительной аппаратуры, сигналам телемеханики, напряжению и току дистанционного питания или по заявкам абонентов.

**Для определения характера повреждений на неисправном кабельном участке рекомендуется проводить следующие операции:**

- \* определение допустимых пределов изменения параметров измеряемых кабельных цепей (до начала измерений);
- \* прозвонку жил;
- \* измерение сопротивления шлейфа;
- \* измерение асимметрии;
- \* измерение сопротивления изоляции жил;
- \* испытание электрической прочности изоляции жил.

При проведении измерений необходимо соблюдать приведенный порядок. Необходимость начинать измерения с сопротивления шлейфа и асимметрии, обусловлена тем, что при этих измерениях в линию поступает сравнительно низкое напряжение, недостаточное для электрического пробоя в месте плохого контакта с увеличенным сопротивлением. Следовательно, такое повреждение может быть зафиксировано. Если же измерения начать с определения сопротивления изоляции или с испытания электрической прочности изоляции, то под действием высокого напряжения, применяемого при этих измерениях, в месте плохого контакта может произойти пробой, сопровождаемый временным восстановлением контакта. Следовательно, на-

личие плохого контакта в проводах может не зафиксироваться.

### 5.3.2. Основное измерительное и испытательное оборудование.

Для эксплуатационных и аварийных измерений используется различное измерительное и испытательное оборудование. Это:

- высоковольтные испытательные установки для испытания изоляции жил;
- мегомметры для измерения сопротивления изоляции
- визуальные измерители защищенности для измерения переходных затуханий и защищенности;
- комплекты измерителей защищенности для измерения затухания, переходного затухания, защищенности, затухания асимметрии;
- мосты переменного тока для измерения входного и волнового сопротивлений;
- импульсные приборы (рефлектометры).

Среди всех приборов, используемых для эксплуатационных измерений, особое место занимают переносные кабельные приборы. Из отечественных кабельных приборов наибольшее распространение получили ПКП-4, ПКП-5 и ИРК-ПРО, параметры которых приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2.

Измеряемые параметры		Диапазон измерения и погрешность	
		ПКП-4, ПКП-5	ИРК-ПРО
Сопротивление шлейфа $R_{ш}$ , Ом		$0.1-10^5, \pm \left[ 0.5 + \frac{1}{R_{изм}} \right] \%$	$0.1 \pm 10^4, \pm \left[ 0.1 + \frac{10}{R_{изм}} \right] \%$
Сопротивление асимметрии $R_{ас}$ , Ом		$0.1-100, \pm \left[ 0.5 + \frac{20}{R_{ш}} \right] \%$	$0.1-100, \pm \left[ 0.2 + \frac{10}{R_{ш}} \right] \%$
Сопротивление изоляции $R_{из}$ , Ом		$10^5 - 2 \cdot 10^{10}, \pm 3.5\%$	$10^3 - 3 \cdot 10^{10}, \pm \left[ 0.1 + \frac{10^5}{R_{изм}} \right] \%$
Емкость $C_{нф}$	мостовой метод	$1-10^4, \pm \left[ 1.5 + \frac{5}{C_{изм}} \right]$	$1-2000, \pm \left[ 0.1 + \frac{100}{C_{изм}} \right]$
	метод непосредственной оценки	$1-3000, \pm 3.5\%$	-

### 5.3.4. Измерения на постоянном токе.

#### Измерения сопротивления шлейфа, сопротивлений отдельных проводников и экранов

Шлейфом называют полное сопротивление пары кабеля. Для измерения жилы пары с одной стороны закорачивают между собой, с другой стороны подключают измерительный прибор.

Для измерения сопротивлений шлейфа и изоляции до 100 кОм в приборах ПКП-4 и ПКП-5 используют точный метод моста с постоянным отношением плеч  $n = R_1/R_2$  при сравнительно низковольтном питании  $E = 9$  В. На рис. 5.1 показана схема включения моста постоянного тока для измерения сопротивления шлейфа, образованного двумя проводниками одной пары.

Сопротивление шлейфа определяется по величине сопротивления магазина  $R_0$  после уравнивания моста:

$$R_{шш} = R_0 \cdot n. \quad (5.1)$$

При проведении профилактических измерений полученные значения сопротивления

шлейфа сравниваются с нормой. Если сопротивление шлейфа оказывается выше или ниже нормы, это свидетельствует о наличии в данной паре неисправности. Нормы на сопротивление шлейфа для городских телефонных кабелей приведены в табл. 5.3.

Обратите внимание, что норма приводится на 1 км, то есть ее нужно пересчитать на нужную длину линии.

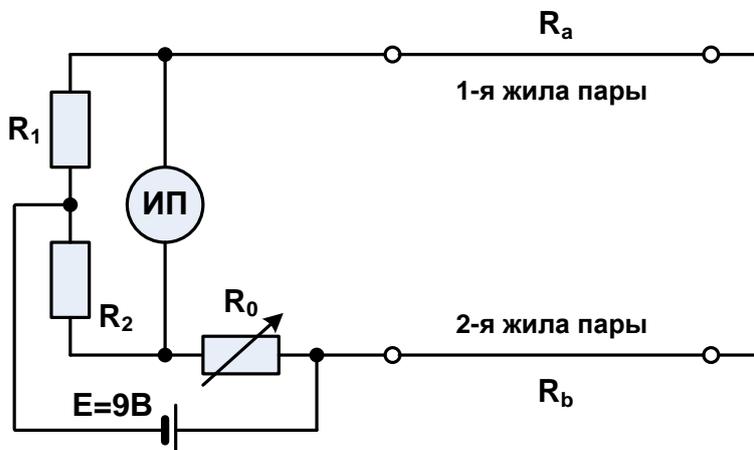


Рис. 5.1. Схема измерения сопротивления шлейфа

По сопротивлению шлейфа можно определить длину линии:

Таблица 5.3

Нормы на сопротивление шлейфа для кабелей ГПП	
Диаметр жил, мм	Норма, Ом/км
0.32	432±26
0.4	278±18
0.5	180±12
0.7	92±6

$$L = \frac{R_{ш} \cdot \pi \cdot d_{ж}^2}{8 \cdot \rho \cdot (1 + \alpha \cdot (t - 20))}, \quad (5.2)$$

где  $\rho = 17.24$  нОм·м – удельное сопротивление меди при температуре 20°C,  $\alpha = 3.96 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$  – температурный коэффициент сопротивления для меди.

Если пара исправна, ее длину можно определить, используя норму на сопротивление шлейфа:

$$L = \frac{R_{шл}}{R_{шлн}}, \quad (5.3)$$

где  $R_{шлн}$  – норма на сопротивление шлейфа для соответствующего кабеля.

### Измерение омической асимметрии

Понятие омической асимметрии относится только к симметричным кабелям. Идеальная симметричная пара состоит из двух идентичных проводников с одинаковыми и постоянными по длине диаметрами, толщиной изоляции, одинаковым сопротивлением. В реальной симметричной паре сопротивления проводников немного отличаются. Это отличие называется омической асимметрией и характеризуется величиной сопротивления асимметрии - разностью сопротивлений двух проводников одной и той же пары

$$R_{\text{асс}} = R_a - R_b. \quad (5.4)$$

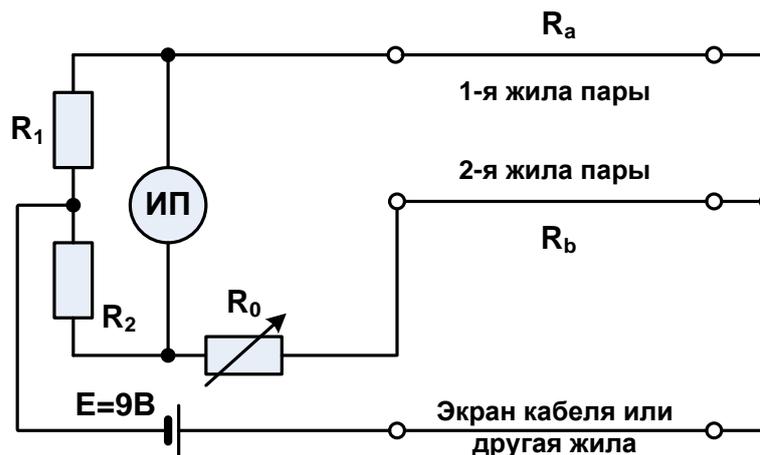


Рис. 5.2. Схема измерения сопротивления асимметрии

Асимметрия может быть сосредоточенной (плохой контакт) или распределенной, то есть обусловленной различием сопротивлений двух проводников. Для измерения сопротивления асимметрии в ПКП-4 и ПКП-5 используется метод моста с постоянным отношением плеч при сравнительно низковольтном питании  $E = 9 \text{ В}$  (рис. 5.2).

Отношение плеч  $n$  выбирается равным единице. Тогда при равновесии моста сопротивление асимметрии будет равно сопротивлению магазина

$$R_{\text{асс}} = R_0. \quad (5.5)$$

Таблица 5.4

Нормы на сопротивление асимметрии для кабелей ТПП	
Диаметр жил, мм	Норма, Ом/км
0.32	0.01 $R_{\text{шл}}$
0.4	
0.5	
0.7	

Отметим, что сопротивление вспомогательного проводника (экрана) не влияет на условия равновесия моста.

Если сопротивление проводника  $b$ , будет больше сопротивления проводника  $a$ , то равновесие моста может быть достигнуто только переключением этих проводников. Для этого в приборах **ПКП-4** и **ПКП-5** предусмотрен специальный переключатель.

Сопротивление асимметрии нормируется, для городских кабелей ТПП оно не должно превышать 1% сопротивления шлейфа. Большая асимметрия свидетельствует о наличии неисправности.

### Измерение сопротивления изоляции

Для измерения сопротивления изоляции от 100 кОм до 20 ГОм в ПКП-5 используют метод непосредственной оценки (рис.5.3) измерения тока через измеряемое сопротивление при известном напряжении 150 В, которое выбирается достаточно высоким, как для повышения чувствительности, так и для того, чтобы вызывать пробой в тонких воздушных зазорах и плохих контактах. Еще более высокое напряжение 490 В используется в ПКП-4 для измерения сопротивления изоляции от 1 до 20 ГОм. В приборе ИРК-ПРО испытательное напряжение выбрано 350 В. Для измерений сопротивления изоляции могут использоваться также специальные приборы - мегометры.

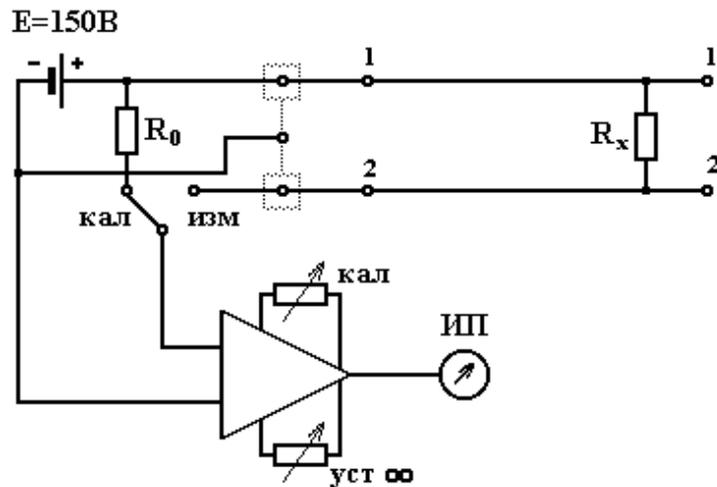


Рис. 5.3. Схема измерения сопротивления изоляции

Ток от источника питания  $E$  проходит через сопротивление утечки (изоляции)  $R_x$  и низкоомную входную цепь усилителя постоянного тока (УПТ), выходное напряжение которого пропорционально току утечки  $I_{ут}$  и, следовательно, обратно пропорционально  $R_x$ :

$$I_{ут} = E / R_x \quad (5.6)$$

Шкала прибора получается нелинейной. Для устранения смещения нуля УПТ предусмотрена регулировка «уст ∞». Возможные изменения напряжения питания и коэффициента передачи УПТ могут быть скорректированы вручную изменением коэффициента передачи УПТ при измерении известного образцового сопротивления  $R_0$ . Эта операция называется калибровкой и проводится перед началом измерений.

Для устранения влияния утечек с проводников на землю на результат измерения сопротивления  $R_x$  между двумя проводниками 1 и 2 в приборе использованы охранные кольца, показанные на рис. 5.3 пунктирной линией. Ток утечки, протекающий от источника питания на землю, не проходит через входную цепь УПТ и не влияет на результат измерения.

Таблица 5.5

Нормы на сопротивление изоляции для кабелей ТПП	
Диаметр жил, мм	Норма, МОм·км
0.32	6500
0.4	
0.5	
0.7	

Однако измерения методом непосредственной оценки с помощью приборов ПКП-4 и ПКП-5 не позволяют обеспечить малую погрешность измерения. Она составляет величину порядка нескольких процентов. Значительно меньшую погрешность измерения имеет цифровой кабельный прибор ИРК-ПРО.

Сопротивление изоляции также нормируется, для городских кабелей ТПП оно не должно быть меньше 6.5 ГОм·км. Если сопротивление изоляции ниже нормы, имеет место неисправность, называемая понижением сопротивления изоляции.

### **Испытание изоляции высоким напряжением**

Для испытания изоляции кабельных цепей на электрическую прочность используют высоковольтные испытательные установки, позволяющие плавно повышать выходное напряжение от 0 до максимального напряжения. Испытательные установки позволяют контролировать выходное напряжение по вольтметру. Самопроизвольные колебания выходного напряжения свидетельствуют о пробое изоляции.

Испытательное напряжение плавно (в течение примерно 30 с) увеличивают до установленной нормы и выдерживают в течении 2 минут. При возникновении пробоя при напряжениях меньших или равных норме испытания повторяют 2-3 раза. Если при повторных испытаниях пробой возникает, то необходимо принять меры по определению места повреждения изоляции. После испытаний жилы кабеля необходимо разрядить.

Для НЧ кабелей ГТС проводят испытания изоляции по схеме все жилы, соединенные вместе по отношению к земле (оболочке) напряжением 1.8 кВ, а также одна жила по отношению ко всем жилам, соединенным с землей напряжением 0.7-1 кВ (в зависимости от диаметра жил). Для ВЧ симметричных кабелей проводят те же испытания, но при напряжениях 2 кВ и 1.5 кВ, соответственно.

Для коаксиальных кабелей среднего типа с диаметрами внутреннего и внешнего проводников 2.6 и 9.4 мм испытательное напряжение между внутренним и внешним проводниками составляет 3 кВ. Электрическая прочность изоляции между внешним проводником и всеми другими внешними проводниками и землей проверяется напряжением 0.3 кВ.

Испытания изоляции можно проводить и переменным током частоты 50 Гц, выбирая амплитуду переменного напряжения равной испытательному напряжению на постоянном токе.

### 5.3.5. Измерения на переменном токе.

#### Измерение емкости методами непосредственной оценки и мостовым методом

В двухпроводных цепях обычно измеряют рабочую емкость и емкости между проводниками и экраном (оболочкой) кабеля. В кабельных приборах ПКП-4 и ПКП-5 используются два метода измерения емкости. Метод непосредственной оценки (рис. 5.4), аналогичен методу измерения сопротивления изоляции и сводится к измерению тока через емкостную проводимость двухпроводной цепи на переменном токе известной частоты  $\omega = 25$  Гц. В качестве источника питания используется генератор Г синусоидального переменного напряжения. Т.к. в кабельных приборах для регистрации сигнала используют УПТ, то входной переменный ток выпрямляют диодами D1 и D2. Величина тока  $I_0$  через измерительный прибор ИП прямо пропорциональна величине емкости. Для калибровки шкалы измерителя в схеме предусмотрен конденсатор известной емкости  $C_0$ .

$$I_0 = U \omega C. \quad (5.7)$$

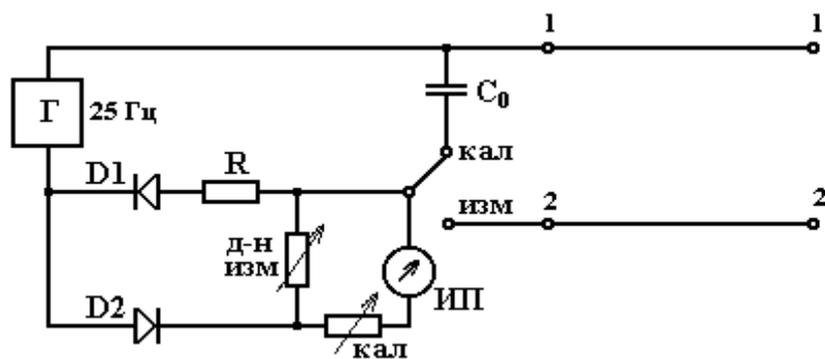


Рис. 5.4. Измерение емкости методом непосредственной оценки

Наличие конечной проводимости изоляции  $G_{и}$  приводит к тому, что при использовании метода непосредственной оценки возникает методическая относительная погрешность измерения емкости, которая при условии  $G_{и} \ll \omega C$  составляет

$$\delta = 0.5 [ G_{и} / (\omega C) ]^2. \quad (5.8)$$

Из последнего выражения следует, что погрешность из-за тока утечки уменьшается с увеличением частоты  $\omega$  генератора. Сама погрешность имеет знак плюс и приводит к завышенному измеренному значению емкости.

Однако с увеличением частоты генератора возрастает другая методическая погрешность измерения емкости. Она обусловлена тем, что линия не полностью эквивалентна емкости. Фактически любой прибор измеряет входную проводимость линии, разомкнутой на конце. Входная проводимость даже однородной линии сложным образом зависит от частоты  $\omega$ , волнового сопротивления  $Z_{в}$  и длины линии  $l$ . Для диапазона низких частот для входной проводимости двухпроводной цепи, разомкнутой на конце можно записать

$$Y_{вх} = g + j \cdot b = \frac{\exp 4\alpha l - 2 \cdot \exp 2\alpha l \cdot \sin 2\beta l - 1 + j \cdot [\exp 4\alpha l + 2 \cdot \exp 2\alpha l \cdot \sin 2\beta l - 1]}{\sqrt{\frac{2R}{\omega C}} [\exp 4\alpha l + 2 \cdot \exp 2\alpha l \cdot \cos 2\beta l + 1]} \quad (5.9)$$

В диапазоне НЧ справедливо:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}. \quad (5.10)$$

$$Z_с = \sqrt{\frac{R}{2\omega C}}(1 - j), \quad (5.11)$$

где  $R$  и  $C$  – первичные параметры передачи (погонные сопротивление и емкость) цепи.

В методе непосредственной оценки результат измерения емкости может быть выражен через действительную и мнимую части входной проводимости

$$C_{из} = \frac{\sqrt{g^2 + b^2}}{\omega}. \quad (5.12)$$

При использовании для измерения емкости уравниваемого моста переменного тока результат измерения емкости выражается через мнимую часть входной проводимости

$$C_{из} = \frac{b}{\omega}. \quad (5.13)$$

Для уравнивания моста переменного тока обычно используют реактивные элементы емкости и индуктивности. Уравнивание моста проводится отдельно для активной и реактивной составляющей проводимости. Оригинально решена проблема уравнивания моста переменного тока в кабельном приборе ПКП-5, который не содержит магазинов емкостей и индуктивностей. Упрощенная схема моста переменного тока в приборе ПКП-5 показана на рис.5.5.

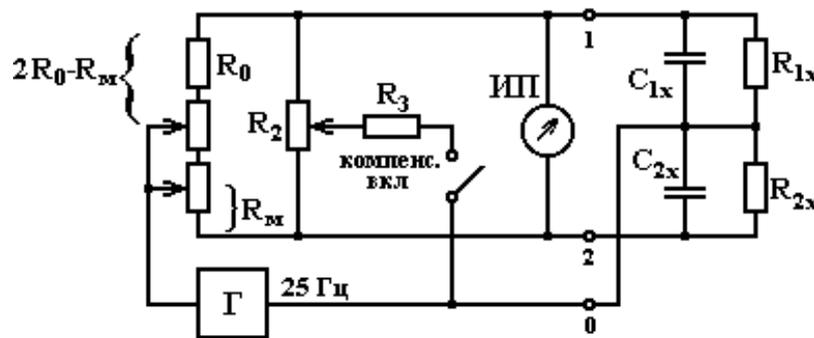


Рис. 5.5. Упрощенная схема моста переменного тока в приборе ПКП-5

Запишем условия равновесия моста при выключенной цепи компенсации.

$$\frac{(2R_0 - R_m)R_{2x} \frac{1}{j\omega C_{2x}}}{R_{2x} + \frac{1}{j\omega C_{2x}}} = \frac{R_m R_{1x} \frac{1}{j\omega C_{1x}}}{R_{1x} + \frac{1}{j\omega C_{1x}}} \quad (5.14)$$

Равновесие моста возможно при одновременном выполнении двух условий

$$\frac{C_{1x}}{C_{2x}} = \frac{R_m}{2R_0 - R_m}, \quad (5.15)$$

$$\frac{R_{2x}}{R_{1x}} = \frac{R_m}{2R_0 - R_m}. \quad (5.16)$$

Основной задачей для нас является измерение отношения  $\frac{C_{1x}}{C_{2x}}$ . Для достижения равно-

весия можно подключить параллельно сопротивлениям  $R_{1x}$  и  $R_{2x}$  дополнительные резисторы  $R_{10}$  и  $R_{20}$ . Функцию подключения дополнительных резисторов выполняет цепь компенсации  $R_2$  и  $R_3$ , представляющая собой схему звезды. Схема звезды может быть представлена схемой треугольника, в котором один из резисторов подключен параллельно индикатору равновесия ИП и, следовательно, не оказывает влияние на равновесие моста. Два других, сопротивлениями которых можно управлять, поворачивая ручку «компенсация», подключены параллельно сопротивлениям  $R_{1x}$  и  $R_{2x}$ . Процедура уравнивания моста сводится к минимизации показаний ИП сначала с помощью магазина сопротивления  $R_M$  потом углубления минимума с помощью цепи компенсации  $R_2$ . Далее все повторяется. При этом будет выполняться только условие (5.15).

### **Измерение собственного, рабочего и вносимого затуханий**

Измерения затухания в линиях связи могут проводиться:

- приборами, подключаемыми с одного конца линии (ближнего) при использовании шлейфа на другом конце,
  - приборами, подключаемыми к двум концам линии (ближнему и дальнему).
- Для измерения затухания используют методы:

- сравнения,
- компенсационный,
- разности уровней.

Измерения затухания с одного конца могут проводиться при следующих условиях:

- наличии двух одинаковых цепей,
- переходное затухание на ближний конец  $A_0$  между цепями образующими петлю превышает более чем на 16 дБ собственное затухание петли

$$A_0 > 2 \cdot \alpha l + 16 \quad (5.17)$$

**Схема измерения собственного затухания с одного конца линии методом сравнения** показана на рис. 5.6. При этом необходимо устанавливать сопротивление нагрузки линии равным ее волновому  $Z_B$ , а сопротивление нагрузки магазина затухания равным его характеристическому сопротивлению  $Z_M$ . Нагрузочное сопротивление линии  $Z_L$  не должно отличаться от волнового  $Z_B$  более чем на 0.1 Ом для коаксиальных пар и более чем на 1 Ом для симметричных пар. На генераторе устанавливают требуемое значение частоты. Измерения проводятся в следующей последовательности. Сначала измеряют уровень сигнала на выходе линии измерителем уровня (ИП). Затем переключают ИП на выход магазина затухания и, изменяя его затухание, добиваются одинаковых показаний в двух положениях переключателя S1.

Собственное затухание будет равно половине затухания магазина

$$\alpha l = \frac{a_M}{2}, \quad (5.18)$$

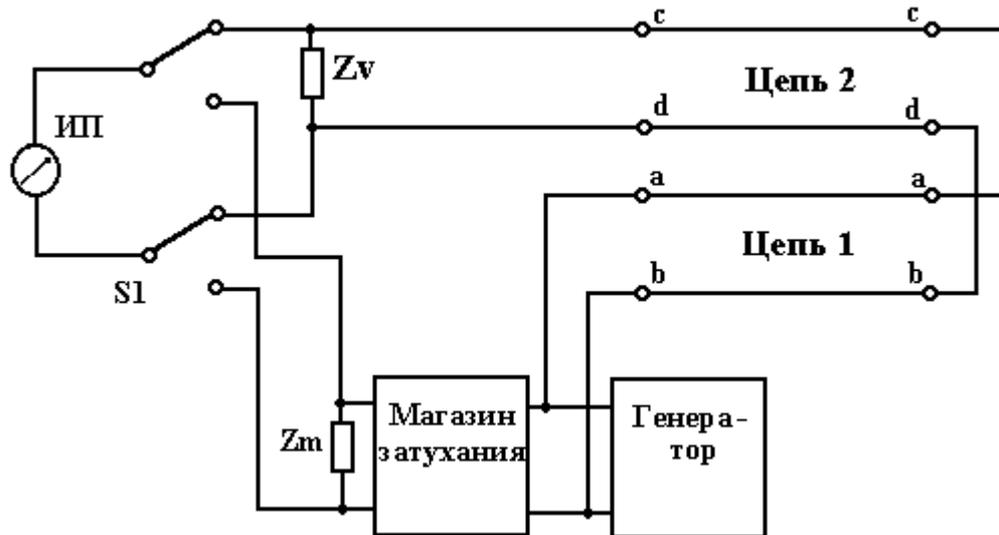


Рис. 5.6. Измерение собственного затухания с одного конца линии связи методом сравнения уровней.

К достоинствам метода сравнения уровней относится высокая точность измерения затухания благодаря тому, что на результат измерения малое влияние оказывает точность измерения прибора ИП.

При реализации компенсационного метода измерения затухания напряжения с выхода линии и магазина затухания поступают на две одинаковые обмотки трансформатора, а измерительный прибор подключается к третьей обмотке этого трансформатора. При условии равенства амплитуд и противофазности входных напряжений ИП зафиксирует нулевой уровень. Точность измерений затухания будет выше чем в методе сравнения. Недостатком метода является невозможность измерения затухания на любой частоте. Полная компенсация может быть получена только при выполнении условия

$$\beta(f) \cdot 2 \cdot l = (2 \cdot k + 1) \cdot \pi, \quad (5.20)$$

т.е. на некоторых фиксированных частотах.

**Схема измерения собственного затухания с одного конца линии методом разности уровней** показана на рис. 5.7. При этом также необходимо устанавливать сопротивление нагрузки линии равным ее волновому  $Z_B$ .

Измерительный прибор проводит измерения абсолютных уровней напряжения. Результатом измерения будет разность уровней на входе  $p_1$  и выходе  $p_2$  линии

$$\alpha l = \frac{p_1 - p_2}{2}. \quad (5.21)$$

Погрешность измерения затухания в этом случае определяется погрешностью ИП.

Целью измерений рабочего и вносимого затуханий является определение затухания сигнала в реальных условиях, т.е. при использовании штатного генератора с определенным внутренним сопротивлением  $Z_0$  (в общем случае не равным волновому сопротивлению линии  $Z_B$ ) и штатной нагрузки  $Z_1$  (в общем случае не равной волновому сопротивлению линии  $Z_B$ ). Измерения могут проводиться с известным или эквивалентным генератором.

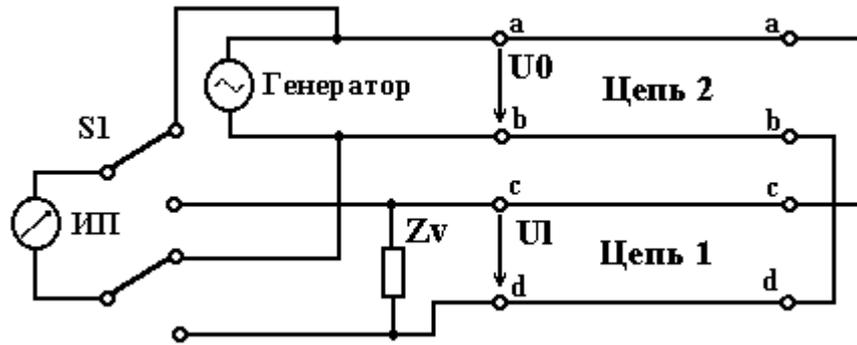


Рис.5.7. Измерение собственного затухания с одного конца линии связи методом разности уровней.

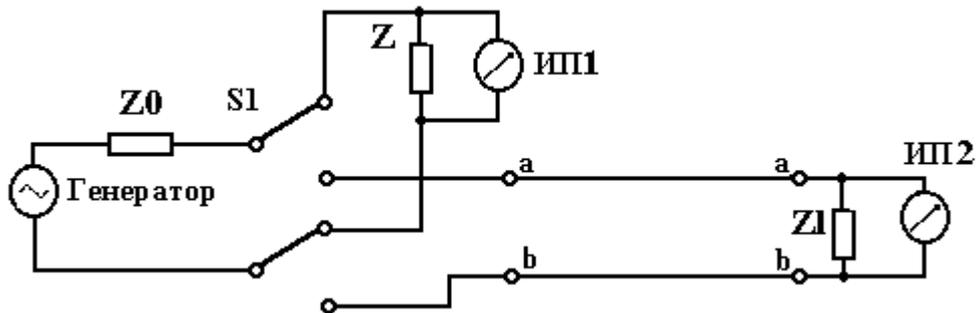


Рис. 5.8. Измерение затухания с известным генератором

При измерениях с известным генератором его внутреннее сопротивление соответствует штатному генератору. На рис. 5.8 показана схема измерения затухания методом разности уровней при подключении приборов с двух концов линии. При измерении рабочего затухания необходимо подключить сопротивление  $Z = Z_0$ , а при измерении вносимого затухания  $Z = Z_1$ .

Для рабочего затухания будет справедливо:

$$a_p = p_1 - p_2 + 10 \cdot \lg \left| \frac{Z_1}{Z_0} \right|. \quad (5.23)$$

Для вносимого затухания будет справедливо:

$$a_p = p_1 - p_2. \quad (5.24)$$

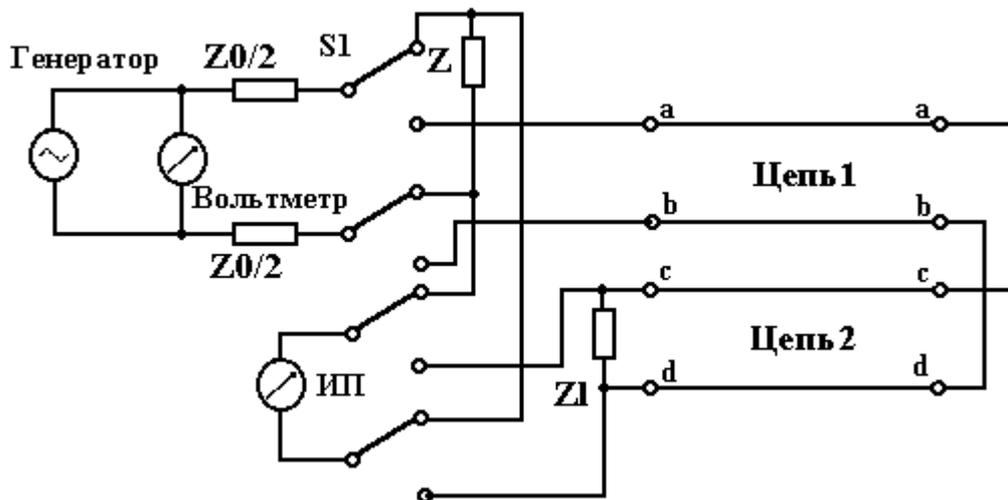


Рис. 5.9. Схема измерения затухания методом разности уровней при подключении приборов с одного конца линии

При измерениях с эквивалентным генератором его внутреннее сопротивление может

быть произвольным. На рис.5.9 показана **схема измерения затухания методом разности уровней** при подключении приборов с **одного конца линии**. Требуемое сопротивление генератора  $Z_0$  вводится в схему измерения. Кроме того, в схему измерения вводится вольтметр, с помощью которого поддерживается постоянный уровень напряжения на выходе генератора. Это позволяет считать собственное сопротивление генератора равным  $Z_0$ . При измерении рабочего затухания необходимо подключить сопротивление  $Z = Z_0$ , а при измерении вносимого затухания  $Z = Z_1$ . Для расчета рабочего и вносимого затухания используются формулы (5.23) и (5.24).

### Измерение входного сопротивления линии

Входное сопротивление  $Z_{вх}$  двухпроводных линий связи производится с целью определения волнового сопротивления  $Z_{в}$  и его зависимости от частоты. Характер зависимости  $Z_{вх}$  от частоты позволяет определять различные параметры, связанные с неоднородностями и несогласованностью линий.

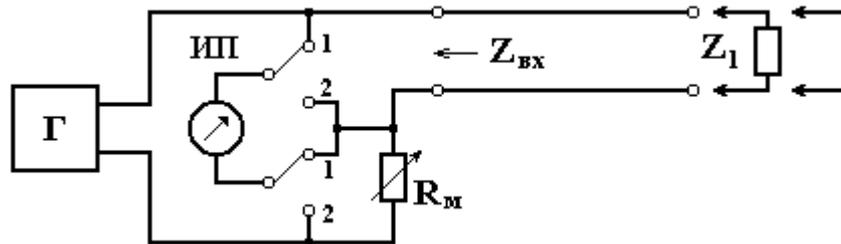


Рис. 5.10. Схема измерения модуля входного сопротивления методом сравнения

Входное сопротивление  $Z_{вх}$  измеряют **методами сравнения и нулевым методом**. Метод сравнения (рис.5.10) при использовании магазина сопротивлений позволяет определить зависимость модуля входного сопротивления от частоты. Сигнал от генератора  $\Gamma$  поступает на последовательно соединенные: магазин сопротивлений и вход измеряемой линии. Измеритель уровня ( $\text{ИП}$ ) сначала подключается к входу линии. Показание измерителя запоминается. Далее он подключается к магазину сопротивлений  $Z_0$ . Переключая сопротивление магазина, добиваемся того же показания измерителя. Потом процедура сравнения повторяется до точного совпадения показаний. Модуль входного сопротивления линии  $|Z_{вх}|$  считывается с магазина сопротивлений

$$|Z_{вх}| = Z_0 \quad (5.25)$$

Для однородных электрически длинных линий входное сопротивление практически равно волновому  $Z_{в}$  при любом сопротивлении нагрузки  $Z_1$ . Однако, погрешность измерения волнового сопротивления электрически длинной линии по ее входному сопротивлению будет меньше при нагрузке линии на сопротивление близкое к волновому.

Для электрически коротких линий, у которых собственное затухание меньше 13 дБ, можно определить модуль волнового сопротивления  $|Z_{в}|$ , измерив модули входного сопротивления линии при холостом ходе ( $|Z_{хх}|$ ) и коротком замыкании ( $|Z_{кз}|$ )

$$|Z_{в}| = \sqrt{|Z_{хх}| \cdot |Z_{кз}|} \quad (5.26)$$

При нулевом методе измерения для определения входного сопротивления в комплексной форме обычно используют дифференциальные трансформаторные мосты (рис. 5.11). Они могут использоваться на более высоких частотах по сравнению с четырехплечими мостами. Установка на основе дифференциального трансформаторного моста содержит генератор синусоидального напряжения  $\text{ГИ}$ , два трехобмоточных трансформатора  $\text{СТ1}$  и  $\text{СТ2}$ , балансный контур  $\text{БК}$  и чувствительный измеритель уровня  $\text{ИП}$ . В установке созданы два идентичных контура, в один из которых включен балансный контур  $\text{БК}$ , а в другой включена входная цепь линии связи. Если входное сопротивление линии  $Z_{вх}$  равно сопротивлению балансного контура  $Z_{бк}$  измеритель  $\text{ИП}$  покажет нулевой уровень. При равновесии моста

$$Z_{вх} = Z_{бк} \quad (5.27)$$

По двум измерениям входного сопротивления при холостом ходе и коротком замыкании можно определить комплексное значение волнового сопротивления

$$Z_6 = \sqrt{Z_{xx} \cdot Z_{кз}} \quad (5.28)$$

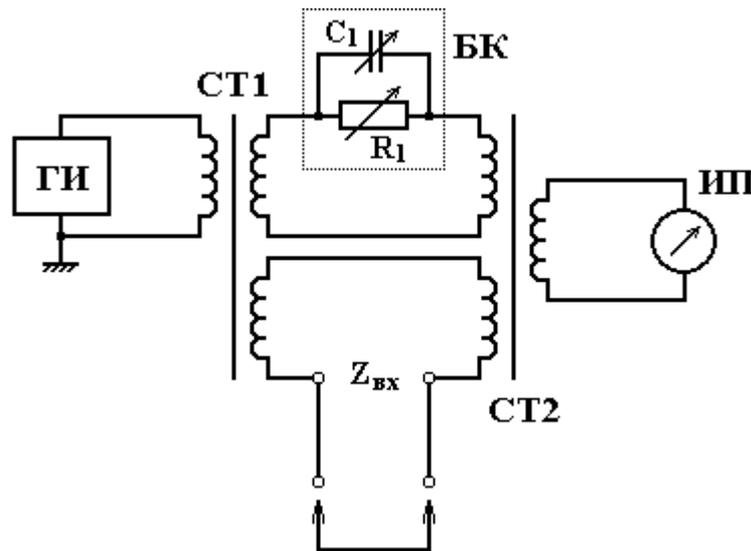


Рис. 5.11. Схема измерения входного сопротивления дифференциальным мостом переменного тока

### 5.3.6. Измерения на импульсном токе.

#### Структурная схема импульсного прибора. Принцип измерений.

Импульсные измерения основаны на зондировании двухпроводной цепи короткими импульсами напряжения и регистрации обратного потока. Упрощенная схема импульсного прибора (рис. 5.12) содержит: генератор коротких импульсов (ГИ), дифференциальную систему (ДС), усилитель напряжения обратного потока (УС), устройство отображения (УО) и блок развертки (БР).

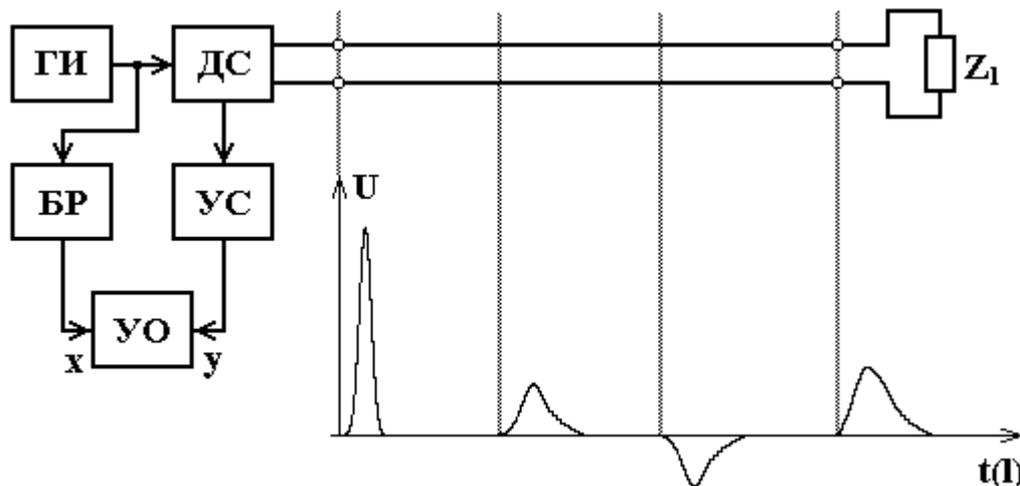


Рис. 5.12. Упрощенная схема импульсного прибора

Импульсы от ГИ через ДС поступают в исследуемую цепь. Обратный поток, образующийся на различных неоднородностях, через ДС поступает на УС и затем на УО, в качестве которого используется электронно-лучевая трубка или жидкокристаллическая панель, на экране которых наблюдают рефлектограмму (по терминологии МККТТ G.601 - эхограмму), которую не вполне корректно иногда называют импульсной характеристикой. Развертка УО запускается зондирующими импульсами. Импульсные приборы (ИП) или рефлектометры (в иностранной литературе их называют рефлектометрами во временной области TIME DOMAIN REFLECTOMETER или сокращенно TDR) позволяют определить характер неоднородности, расстояние до нее и количественную характеристику - коэффициент отражения от неоднородности.

Образование рефлектограммы линии легко проследить по диаграмме, приведенной на рис. 5.13. Здесь осью ординат является ось расстояния, а осью абсцисс – ось времени.

В левой части рисунка показана кабельная линия с муфтой и коротким замыканием, а в нижней части – рефлектограмма этой кабельной линии.

Анализируя рефлектограмму линии, оператор получает информацию о наличии или отсутствии в ней повреждений и неоднородностей.

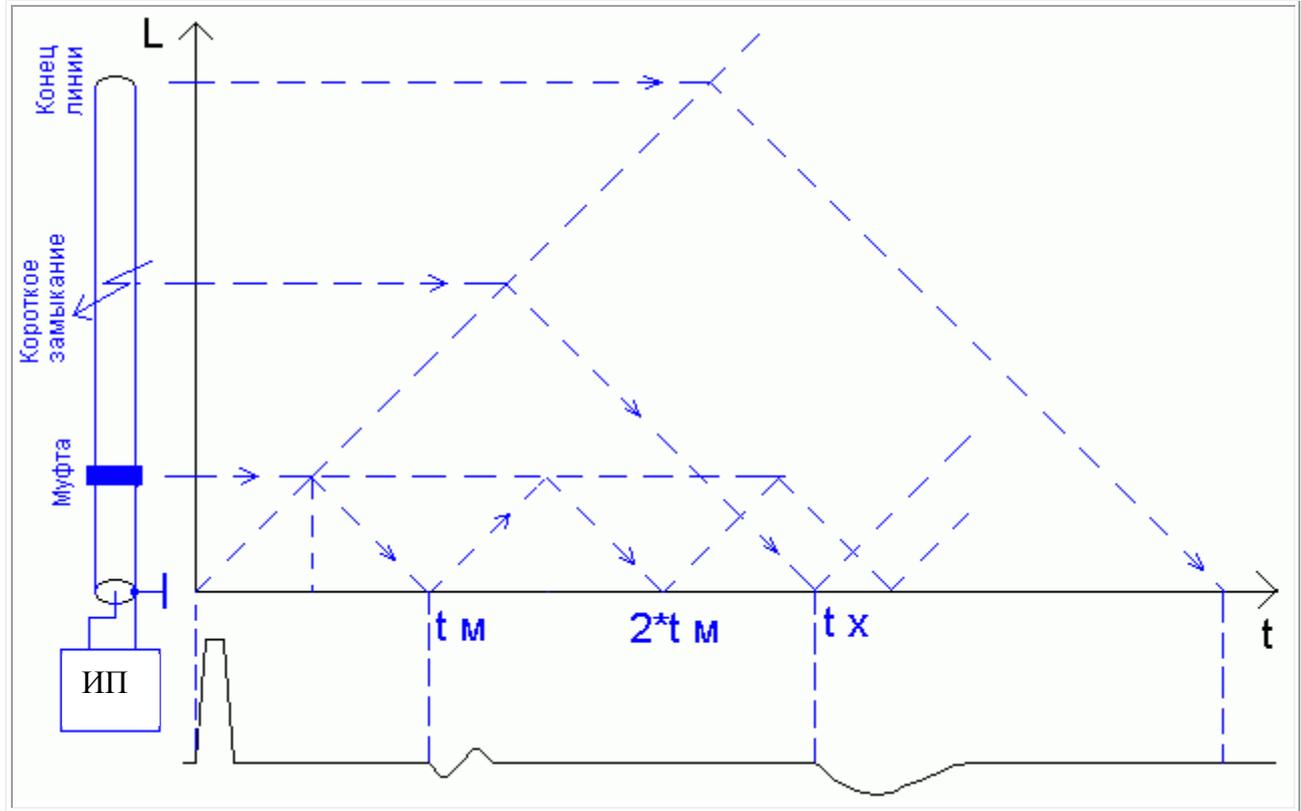


Рис. 5.13. Получение рефлектограммы

Например, по приведенной выше рефлектограмме можно сделать несколько выводов.

1. На рефлектограмме кроме зондирующего импульса есть только два отражения: отражение от муфты и отражение от короткого замыкания. Это свидетельствует о хорошей однородности линии от начала до муфты и от муфты до короткого замыкания.

2. Выходное сопротивление рефлектометра согласовано с волновым сопротивлением линии, так как переотраженные сигналы, которые при отсутствии согласования располагаются на двойном расстоянии, отсутствуют.

3. Повреждение имеет вид короткого замыкания, так как отраженный от него сигнал изменил полярность.

4. Короткое замыкание полное, так как после отражения от него других отражений нет.

5. Линия имеет большое затухание, так как амплитуда отражения от короткого замыкания много меньше, чем амплитуда зондирующего сигнала.

### **Отражения от неоднородностей различных типов.**

Различают следующие виды неоднородностей:

- **концевые**, обусловленные рассогласованием по входу и выходу цепи;
- **стыковые**, обусловленные рассогласованием в стыках строительных длин имеющих разное волновое сопротивление;
- **внутренние**, обусловленные изменениями волнового сопротивления, возникающими из-за конструктивных неоднородностей в строительной длине.

Неоднородности могут быть сосредоточенными (точечными) и распределенными. Со-

средоточенные неоднородности могут быть классифицированы как продольные и поперечные, а также могут быть разделены на резистивные, емкостные и индуктивные. К распределенным неоднородностям можно отнести кабельные вставки с отличающимся волновым эффектом, а также кабель замкнувший на некотором расстоянии.

Коэффициент отражения от конца линии с волновым сопротивлением  $Z_v$ , нагруженной на произвольное сопротивление  $Z_L$  равен:

$$r_L = \frac{Z_L - Z_v}{Z_L + Z_v}. \quad (5.29)$$

Для линии разомкнутой на конце (режим холостого хода)  $r_L = 1$ , а для короткозамкнутой линии  $r_L = -1$ . Т.е. в обоих этих случаях отраженный импульс имеет максимальную амплитуду и сохраняет форму падающего импульса. Замыкая и размыкая конец линии, и наблюдая отраженный сигнал, изменяющий при этом полярность, можно убедиться, что импульс действительно отражен от конца линии.

Коэффициент отражения от стыка двух линий с разными волновыми сопротивлениями равен:

$$r = \frac{Z_{v2} - Z_{v1}}{Z_{v2} + Z_{v1}}. \quad (5.30)$$

Коэффициент отражения от продольной резистивной неоднородности (омической асимметрии) с сопротивлением  $R_p$  равен:

$$r = \frac{R_p}{R_p + 2 \cdot Z_v}. \quad (5.31)$$

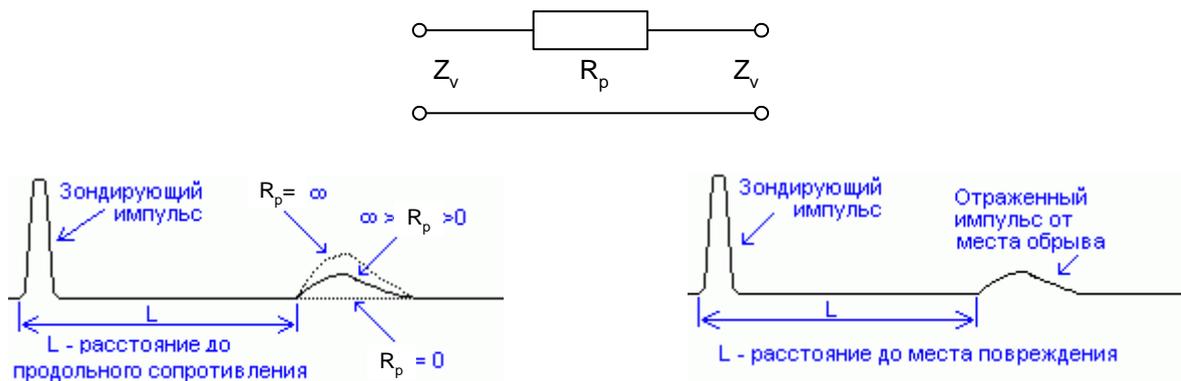


Рис. 5.14. Отражение от омической асимметрии

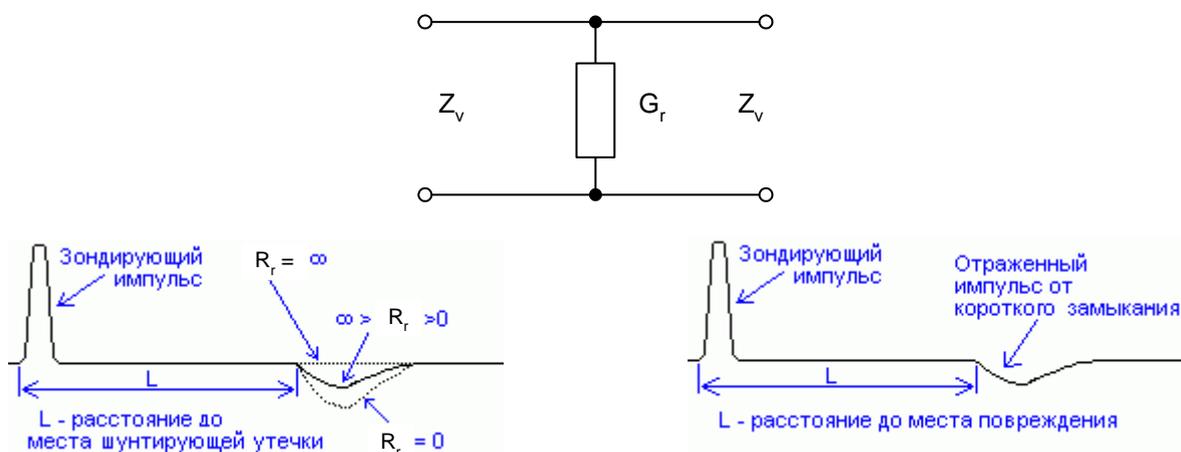


Рис. 5.14. Отражение от поперечной резистивной неоднородности

Коэффициент отражения от поперечной резистивной неоднородности с проводимостью  $G_r$  равен:

$$r = -\frac{G_r}{G_r + 2/Z_v} \quad (5.32)$$

Особую роль в импульсных измерениях играют емкостные неоднородности, (слайд) которые возникают в местах расположения муфт, на замкших участках, в местах высокоомного подключения к линии, например, при несанкционированном доступе. Форма сигнала, отраженного от такой неоднородности показана на рис. 5.15.

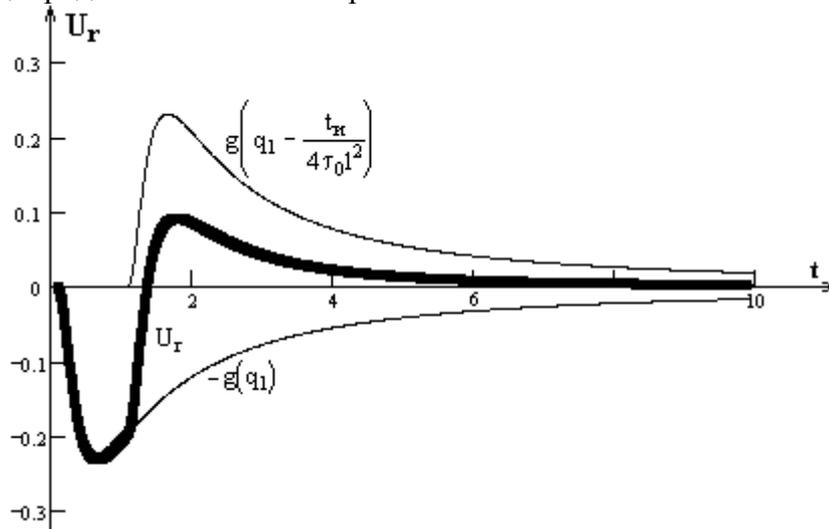


Рис. 5.15. Форма сигнала отраженного от емкостной неоднородности

### Определение расстояния до неоднородности.

Одним из основных назначений импульсных приборов (ИП) является определение расстояний до повреждений и измерение длины кабеля. В ИП измеряется временной интервал между зондирующим импульсом и отраженным импульсом. При этом погрешность горизонтальной шкалы современных цифровых ИП при измерении времени задержки составляет 0.1-0.01%. Однако реализовать такую погрешность при измерении расстояний очень сложно из-за методических погрешностей измерения. Одна из погрешностей связана с переходом от измеренного значения временного интервала  $t$  к расстоянию  $l$

$$l = V \cdot t / 2 = c \cdot t / (2\gamma) \quad (5.33)$$

Где  $c$  и  $V$  - скорости распространения электромагнитных волн в вакууме и в линии, соответственно;  $\gamma = c/V = \chi\sqrt{\varepsilon}$  - коэффициент укорочения;  $\chi$  - коэффициент укрутки;  $\varepsilon$  - диэлектрическая проницаемость изоляции.

Коэффициент укорочения в общем случае зависит от частоты, а приведенная для  $\gamma$  формула справедлива только для высоких частот. Этой зависимостью можно пренебречь только в том случае, когда спектр зондирующего сигнала сосредоточен в области высоких частот, а частотные искажения измеряемой цепи в этой области незначительны. Это условие выполняется только для строительных длин коаксиальных пар при длительности зондирующих импульсов 10 - 20 нс. Практически неопределенность скорости для коаксиальных пар составляет 1-2 %, а для симметричных пар она существенно больше. С целью повышения точности измерения расстояния обычно рекомендуется калибровка ИП по такому же кабелю известной длины.

При измерениях на кабелях большей длины возникает дополнительная погрешность измерения расстояния, обусловленная неопределенностью положения точек отсчета положения зондирующего и отраженного импульсов на рефлектограмме. Это связано с увеличением затухания измеряемой цепи, расширением и искажением отраженного импульса. Фронт отраженного импульса затягивается и возникает погрешность отсчета  $\Delta l$ . В таблице 5.6 приведены значе-

ния уширения отраженного импульса  $\Delta t$  (ширины импульсной характеристики на уровне половины амплитуды) и относительного смещения  $\Delta t/t$  вершины отраженного импульса относительно расчетного значения его задержки.

Реально погрешность определения расстояния изучена недостаточно полно. В описаниях ИП указано, что для отсчета расстояния до отражения необходимо совместить передний фронт отраженного импульса с отсчетной риской или курсором. Однако передний фронт импульса имеет некоторую протяженность иногда значительную. При этом в описаниях четко не оговаривается, с какой точкой необходимо совместить курсор.

Таблица 5.6.

Тип кабеля	l, км	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
КМ 2.6/9.5	$\Delta t$ , нс	12.8	51.2	115	205	320	460	627	819
	$\Delta t/t$ , %	0.6	1.1	1.7	2.2	2.8	3.3	3.9	4.4
МКС	$\Delta t$ , нс	68	272	612	1090	1700	2500	3300	4300
	$\Delta t/t$ , %	0.6	1.1	1.7	2.2	2.8	3.3	3.9	4.4
ТПП 0.7	$\Delta t$ , нс	300	1200	2700	4800	7500	10800	14700	19200
	$\Delta t/t$ , %	2	3.9	5.9	7.8	9.8	11.7	13.7	15.6
ТПП 0.32	$\Delta t$ , нс	1280	5120	11500	20500	32000	46000	63000	82000
	$\Delta t/t$ , %	8.3	16.7	25	33.3	41.7	50	58.4	66.7

### Обнаружительная способность импульсного метода.

Под обнаружительной способностью будем понимать возможность обнаружения с заданной вероятностью  $p$  неоднородностей с определенным коэффициентом отражения  $\Gamma_N$  и расположенных на расстоянии  $L_N$  в конкретном кабеле. Существуют две различные измерительные задачи.

Первая возникает при измерениях в ранее не тестированном кабеле на строительных длинах и смонтированных участках. При измерениях выявляются наиболее крупные неоднородности, определяются коэффициенты отражения и расстояния до них. В некоторых случаях определяются локальные отклонения волнового сопротивления от номинальной величины. Целью измерений является определение соответствия строительных длин или смонтированных участков установленным требованиям к их однородности. Кроме этого задачей измерения является также регистрация, так называемой, эталонной рефлектограммы, предназначенной для паспортизации строительных длин или смонтированных участков. Такая рефлектограмма позволит в будущем выявлять вновь возникшие неоднородности путем сравнения зарегистрированной рефлектограммы с эталонной. Эталонные рефлектограммы регистрируют в ходе приемосдаточных испытаний, а также после проведения профилактических или ремонтных работ.

При решении первой задачи обнаружительная способность ограничивается флуктуационными шумами, которые обусловлены тепловыми шумами измеряемой цепи, шумами усилителя, приведенными к его входу, а также числом разрядов аналогово-цифрового преобразования.

Вторая задача возникает при определении характера вновь возникшей неоднородности и определении расстояния до нее. Измеряется также коэффициент отражения. Эта ситуация типична для эксплуатационной практики поиска повреждения ЛС. Решение этой задачи без эталонной рефлектограммы часто представляет большие трудности и легко обнаруживаются только простейшие повреждения: обрыв или короткое замыкание. Поиск места понижения сопро-

тивления изоляции часто невозможен.

Наличие эталонной рефлектограммы позволяет использовать следующие методы:

1. Метод сравнения эталонной рефлектограммы с вновь зарегистрированной путем их наложения. Таким образом, легко выявляются возникшие различия.

2. Метод вычитания эталонной рефлектограммы из вновь зарегистрированной. При этом разностный сигнал несет информацию о расстоянии до вновь возникшей неоднородности и коэффициенте отражения от нее.

Оба метода можно использовать не с эталонной рефлектограммой, а с рефлектограммой, снятой с неповрежденной пары того же кабеля.

Естественно обе сравниваемые или вычитаемые рефлектограммы должны регистрироваться в одинаковых условиях, т.е. при одной и той же амплитуде, форме и длительности зондирующего импульса, одной и той же АЧХ УС и методике обработки сигнала обратного потока. Наилучшие результаты могут быть получены при использовании одного и того же ИП. В идеальном случае может быть достигнута обнаружительная способность, соответствующая эталонной рефлектограмме.

Однако даже при использовании одного и того же ИП может возникать паразитный разностный сигнал за счет различий в настройках ИП при регистрации двух рефлектограмм, за счет деградации ИП, а также за счет различия внешних условий при измерениях. Например, при повторных измерениях могут измениться настройки балансного контура и коэффициента укорочения, которые оператор проводит вручную. Амплитуда, длительность и форма зондирующего импульса, АЧХ УС могут изменяться с течением времени, а также под действием изменений температуры, напряжения питания и других внешних факторов. Учесть влияние этих факторов на обнаружительную способность ИП в общем случае достаточно сложно.

При решении второй задачи обнаружения повреждения без эталонной рефлектограммы мы вынуждены полагать, что зависимость коэффициента отражения в ЛС от расстояния (обратный поток) в различных ЛС носит случайный характер с СКЗ коэффициента отражения  $\sigma(r)$ . Обнаружение вновь возникшей неоднородности возможно в том случае, если коэффициент отражения от нее  $r_N$  существенно превышает СКЗ коэффициента отражения  $\sigma(r)$ . В качестве величины  $\sigma(r)$ , если нет более достоверной информации, можно брать допустимые значения для строительных длин и смонтированных участков, оговариваемые в технических условиях.