



Направляющие среды электросвязи

СКИФ



Кафедра «Радиоэлектроника»

Лекционный курс

Авторы

Шокова Ю.А.,

Звездина М.Ю.

Аннотация

Лекционный курс предназначен для студентов 4 курса, обучающихся по специальности 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Авторы



**Шокова Юлия
Александровна –
КАНДИДАТ ФИЗИКО-
МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК,
ДОЦЕНТ КАФЕДРЫ
«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА»**

**Звездина Марина
Юрьевна –
ДОКТОР ФИЗИКО-
МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК,
ДОЦЕНТ, ЗАВ. КАФЕДРОЙ
«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА»**



СОДЕРЖАНИЕ

1 Современная электрическая связь. Построение сетей электросвязи	5
1.1 Единая сеть электросвязи РФ. Классификация подсистем	5
1.2 Основные типы направляющих линий связи	8
1.3 Аналоговые и цифровые системы передачи.....	11
2 Основные положения электродинамики направляющих систем	13
2.1 Характеристики электромагнитного поля	13
2.2 Электромагнитные процессы в проводниках и диэлектриках	15
2.3 Поверхностный эффект.....	17
2.4 Направляемые электромагнитные волны	18
2.5 Исходные принципы расчета направляющих систем.....	19
3 Конструкция симметричных кабелей связи.....	21
3.1 Токопроводящие жилы и их изоляция	21
3.2 Скрутка в группы. Построение кабельного сердечника.....	23
3.3 Защитные оболочки и покровы	25
3.4 Маркировка симметричных кабелей.....	26
3.5 Кабели типа МКС.....	27
4 Параметры передачи симметричных кабелей	29
4.1 Электромагнитные процессы в симметричных кабелях	29
4.2 Первичные параметры передачи	31
4.3 Основные зависимости первичных параметров симметричного кабеля	34
4.4 Вторичные параметры передачи.....	35
5 Конструкция коаксиальных кабелей связи	38
5.1 Конструкция проводников коаксиальных кабелей	38
5.2 Типы изоляции коаксиальных кабелей.....	40
5.3 Виды коаксиальных кабелей связи	42
6 Параметры передачи коаксиальных кабелей	45

Направляющие среды электросвязи

6.1 Электромагнитные процессы в коаксиальных кабелях	45
6.2 Первичные параметры передачи	48
6.3 Вторичные параметры передачи.....	53
6.4 Оптимальные соотношения диаметров проводников коаксиальной цепи.....	54
7 Физические основы передачи сигнала по оптическим кабелям	56
7.1 Волоконный световод. Одномодовые и многомодовые волокна.....	56
7.2 Лучевой анализ распространения излучения в оптическом волокне	58
7.3 Волновой анализ распространения излучения в оптическом волокне	61
8 Характеристики и параметры передачи оптических волокон	65
8.1 Коэффициент затухания.....	65
8.2 Дисперсия	69
8.3 Основные зависимости характеристик оптических волокон	73
8.4 Параметры передачи	75
9 Параметры передачи оптических волокон	77
9.1 Классификация оптических кабелей	77
9.2 Оптический модуль.....	78
9.3 Оптический сердечник	79
9.4 Элементы изоляции и усиления	80
9.5 Маркировка оптических кабелей	82
Примерные вопросы теоретической части экзамена по дисциплине «Направляющие среды электросвязи».....	85
Литература.....	86

1 Современная электрическая связь. Построение сетей электросвязи

1.1 Единая сеть электросвязи РФ. Классификация подсистем

В настоящее время в соответствии с принятым в 2003 г. законом «О связи» сетевой основой российских телекоммуникаций является Единая сеть электросвязи (ЕСЭ).

ЕСЭ объединяет все сети электросвязи, расположенные на территории России. Она предназначена для удовлетворения потребностей населения, органов государственной власти и управления, обороны, безопасности, охраны правопорядка, а также хозяйствующих субъектов в услугах электросвязи.

Генеральной целью развития ЕСЭ является способствование преобразованию российского общества в высокоразвитое постиндустриальное электронное общество, что характеризуется преобразованием сетей связи в инфокоммуникационные сети.

Следует отличать сети электросвязи от инфокоммуникационных сетей:

- *сеть связи* (или *телекоммуникационная сеть*) — это технологическая система, которая состоит из линий и каналов связи, узлов, оконечных станций и предназначена для обеспечения пользователей электрической связью с помощью абонентских терминалов, подключаемых к оконечным станциям;

- *инфокоммуникационная сеть* — это технологическая система, которая включает в себя, кроме сети связи, также средства хранения, обработки и поиска информации и предназначена для обеспечения пользователей электрической связью и доступом к необходимой им информации.

В настоящее время в России телекоммуникационные сети преобразуются в инфокоммуникационные.

ЕСЭ содержит в себе множество сетей, различающихся по назначению, типам, характеристикам и размерам.

Различные способы классификации сетей ЕСЭ приведены на рисунке 1.1.

При делении на категории сети ЕСЭ разбиваются на два подвида: сети связи общего пользования (ОП) и сети ограниченного пользования (ОгП).

Сеть связи общего пользования (ОП) предназначена для предоставления услуг электросвязи любому пользователю на территории Российской Федерации. Сеть связи ОП включает сети с географической (ABC) и негеографической (DEF) системой нумерации. Сеть связи ОП представляет собой комплекс взаимодействующих сетей связи, включая сети связи для распространения программ телевизионного и радиовещания. Сети общего пользования Российской Федерации имеют присоединение к сетям связи общего пользования иностранных государств.

Выделенные, технологические, а также сети связи специального назначения образуют группу сетей ограниченного пользования (ОгП), так как контингент их пользователей ограничен корпоративными клиентами.

Направляющие среды электросвязи



Рисунок 1.1 – Классификация сетей связи ЕСЭ РФ

Выделенные сети связи — это сети, предназначенные для предоставления услуг ограниченному кругу пользователей. Такие сети могут взаимодействовать между собой, но не имеют присоединения к сетям общего пользования ЕСЭ, а также к сетям связи общего пользования иностранных государств. Выделенная сеть может быть присоединена к сети общего пользования ЕСЭ с переводом в категорию сети общего пользования, если она соответствует ее требованиям.

Технологические сети связи предназначены для обеспечения производственной деятельности организаций и управления технологическими процессами. При наличии свободных ресурсов эти сетевые ресурсы могут быть присоединены к сети общего пользования ЕСЭ с переводом в категорию сетей общего пользования и использованы для предоставления возмездных услуг любому пользователю.

Сети связи специального назначения предназначены для обеспечения нужд государственного управления, обороны, безопасности и охраны правопорядка в Российской Федерации. Такие сети не могут использоваться для возмездного оказания услуг связи, если иное не предусмотрено законодательством Российской Федерации.

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

Транспортной является та часть сети связи, которая выполняет функции переноса (транспортирования) потоков сообщений от их источников из одной сети доступа к получателям сообщений другой сети доступа путем распределения этих потоков между сетями доступа.

Сетью доступа сети связи является та ее часть, которая связывает источник (приемник) сообщений с узлом доступа, являющимся граничным между сетью доступа и транспортной сетью.

По типу присоединяемых абонентских терминалов сети ЕСЭ разделяются на:

- *сети фиксированной связи*, обеспечивающие присоединение стационарных абонентских терминалов;
- *сети подвижной связи*, обеспечивающие присоединение подвижных (перевозимых или переносимых) абонентских терминалов.

По способам организации каналов сети традиционно разделяются на первичные и вторичные.

Первичная сеть представляет собой совокупность каналов и трактов передачи, образованных оборудованием узлов и линий передачи (или физических цепей), соединяющих эти узлы. Первичная сеть предоставляет каналы передачи (физические цепи) во вторичные сети для образования каналов связи.

Вторичная сеть представляет собой совокупность каналов связи, образуемых на базе первичной сети путем их коммутации (маршрутизации) в узлах коммутации и организации связи между абонентскими устройствами пользователей.

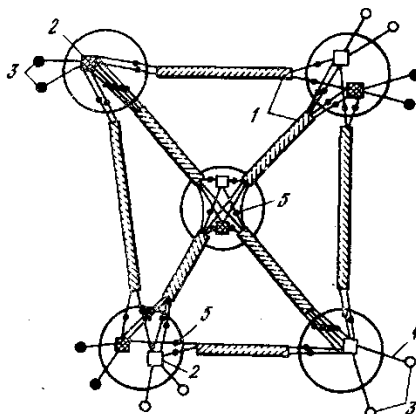


Рисунок 1.2 - Вторичные сети связи: 1 — системы передачи первичной сети; 2 — узлы коммутации вторичных сетей; 3 — оконечные пункты вторичных сетей; 4 — абонентские каналы или линии; 5 — точки, обозначающие границы первичной сети

По территориальному делению сети разделяются на

- *магистральную сеть* — это сеть, связывающая между собой узлы центров субъектов Российской Федерации и узлы центра Российской Федерации. Магистральная сеть обеспечивает транзит потоков сообщений между зональными сетями и связанность ЕСЭ — стратегически важный компонент ЕСЭ;

- *зональные (или региональные) сети* — сети связи, образуемые в пределах территории одного или нескольких субъектов Федерации (регионов);

- *местные сети* — сети связи, образуемые в пределах административной или определенной по иному принципу территории и не относящиеся к региональным сетям связи. Местные сети подразделяются на городские и сельские;

- *международная сеть* — сеть общего пользования, присоединенная к сетям связи иностранных государств.

По числу служб электросвязи сети бывают:

- *моносервисные*, предназначенные для организации одной службы электросвязи (например, радиовещания);

- *мультисервисные*, предназначенные для организации двух и более служб электросвязи (например, телефонной, факсимильной и нескольких мультимедийных служб).

По характеру среды распространения сети разделяются на *проводные, радио- и смешанные*. В свою очередь, радиосети разделяются на спутниковые и наземные.

1.2 Основные типы направляющих линий связи

Непременным и одним из наиболее сложных и дорогостоящих элементов связи являются линии связи, по которым передаются информационные электромагнитные сигналы от одного абонента (станции, передатчика, регенератора и т.д.) к другому (станции, регенератору, приемнику и т. д.). Эффективность работы систем связи во многом предопределяется

- качеством линий связи, их свойствами и параметрами;
- зависимостью этих величин от частоты и воздействия различных факторов, включая мешающие влияния сторонних электромагнитных полей.

Различают два основных типа линий связи:

- линии в атмосфере (радиолинии);
- направляющие линии передачи (линии связи).

Последний тип линий связи и является предметом изучения дисциплины «Направляющие среды электросвязи». Отличительной его особенностью является то, что распространение сигналов от одного абонента к другому осуществляется только по специально созданным цепям и трактам.

К достоинствам направляющих линий связи можно отнести то, что они обеспечивают:

- требуемое качество передачи сигналов;
- высокую скорость передачи;
- большую защищенность от влияния сторонних полей;
- заданную степень электромагнитной совместимости;
- относительную простоту оконечных устройств.

Недостатки направляющих линий связи определяются высокой стоимостью капитальных и эксплуатационных расходов, а также относительно длительными сроками установления связи.

Линии связи не противопоставляются радиолиниям, а дополняют их в ЕСЭ. Примером этого является то, что во всех радиопередающих и радиоприемных устройствах используются проводные линии связи, с помощью которых осуществляется передача электромагнитных сигналов между элементами и блоками этих устройств.

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

Различают три основных типа линий связи:

- кабельные;
- воздушные;
- волоконно-оптические.

Кабельные и воздушные линии относятся к проводным линиям, у которых направляющие системы образуются системами «проводник—диэлектрик», а волоконно-оптические представляют собой диэлектрические волноводы, направляющая система которых состоит из диэлектриков с различными показателями преломления.

Проводные линии связи работают в килогерцевом и мегагерцевом диапазонах частот. Кабельные линии обеспечивают надежную и помехозащищенную многоканальную связь на требуемые расстояния. При организации связи используются коаксиальные и симметричные кабели.

Направляющие среды электросвязи

Воздушные линии широко использовались в 30—40-х годах. Данные линии относятся к симметричным цепям. По сравнению с другими типами направляющих линий воздушным линиям присущи следующие недостатки:

- низкая пропускная способность - 12 каналов тональной частоты из-за малого частотного диапазона (до 150 кГц), который может быть эффективно использован;
- недостаточная помехозащищенность от взаимных помех;
- подверженность атмосферно-климатическим воздействиям.

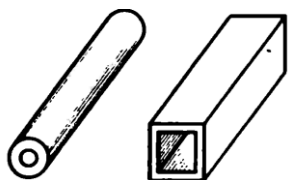
Эти недостатки ограничивают использование данного типа линий.

Волоконно-оптические линии связи представляют собой системы для передачи световых сигналов микроволнового диапазона волн ($\lambda=0,8... 1,6$ мкм) по оптическим кабелям и являются наиболее перспективными с точки зрения дальнейшего развития ЕСЭ РФ. Достоинствами ВОЛС являются

- низкие потери;
- большая пропускная способность;
- малые масса и габаритные размеры;
- экономия цветных металлов;
- высокая степень защищенности от внешних и взаимных помех.

Кроме вышеперечисленных систем передачи существуют также

- сверхпроводящие кабели;
- волноводы;
- линии поверхностной волны;
- диэлектрические волноводы;
- ленточные кабели, полосковые линии;
- радиочастотные кабели.



Волновод представляет собой полую металлическую трубу круглого или прямоугольного сечения, изготовленную из хорошо проводящего материала.

Сверхпроводящий кабель имеет коаксиальную конструкцию весьма малых габаритных размеров, помещенную в условия низких отрицательных температур.

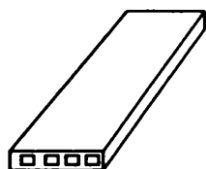
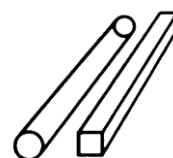


Линия поверхностной волны представляет собой одиночный металлический провод, покрытый высокочастотной изоляцией (полиэтиленом).



Диэлектрический волновод — это стержень круглого или прямоугольного сечения, выполненный из высокочастотного материала (полиэтилена, стирофлекса).

Полосковая линия состоит из плоских ленточных проводников с расположенной между ними изоляцией. Разновидностью этой линии является кабель, содержащий большое число проводников, расположенных в одной плоскости.



Радиочастотные кабели имеют коаксиальную, симметричную или спиральную конструкцию.

Диэлектрический волновод, полосковая линия, радиочастотный кабель имеют локальное назначение и используются в качестве фидеров передачи энергии на короткие расстояния от антенн к аппаратуре.

Линия поверхностной волны предназначена главным образом для устройства телевизионных ответвлений от магистральных кабельных и радиорелейных линий небольшой протяженности (до 100 км).

Направляющие среды электросвязи

Остальные направляющие системы вместе с воздушными линиями, симметричными и коаксиальными кабелями и ВОЛС применяются для организации магистральной высокочастотной связи на большие расстояния для передачи различных видов информации.

Направляющие системы могут быть классифицированы в первую очередь по длине волны и частотному диапазону их использования, как показано на рисунке 1.3, где используются следующие обозначения:

- ВЛ – воздушная линия,
- СК – симметричный кабель,
- КК – коаксиальный кабель,
- ЛПВ – линия поверхностной волны,
- ПЛЛ – полосковая ленточная линия,
- МВ – металлический волновод,
- ДВ – диэлектрический волновод.

Частотная классификация направляющих сред представлена в таблице 1.1. Воздушные линии используются в диапазоне до 0,1 МГц, симметричные кабели — до 1 МГц, а коаксиальные кабели—до 100 МГц для магистральной связи и до 1 ГГц для устройств антенно-фидерных трактов. Сверхпроводящие кабели имеют преимущественно коаксиальную конструкцию и предназначены для использования в частотном диапазоне коаксиальных систем (до 1 ГГц).

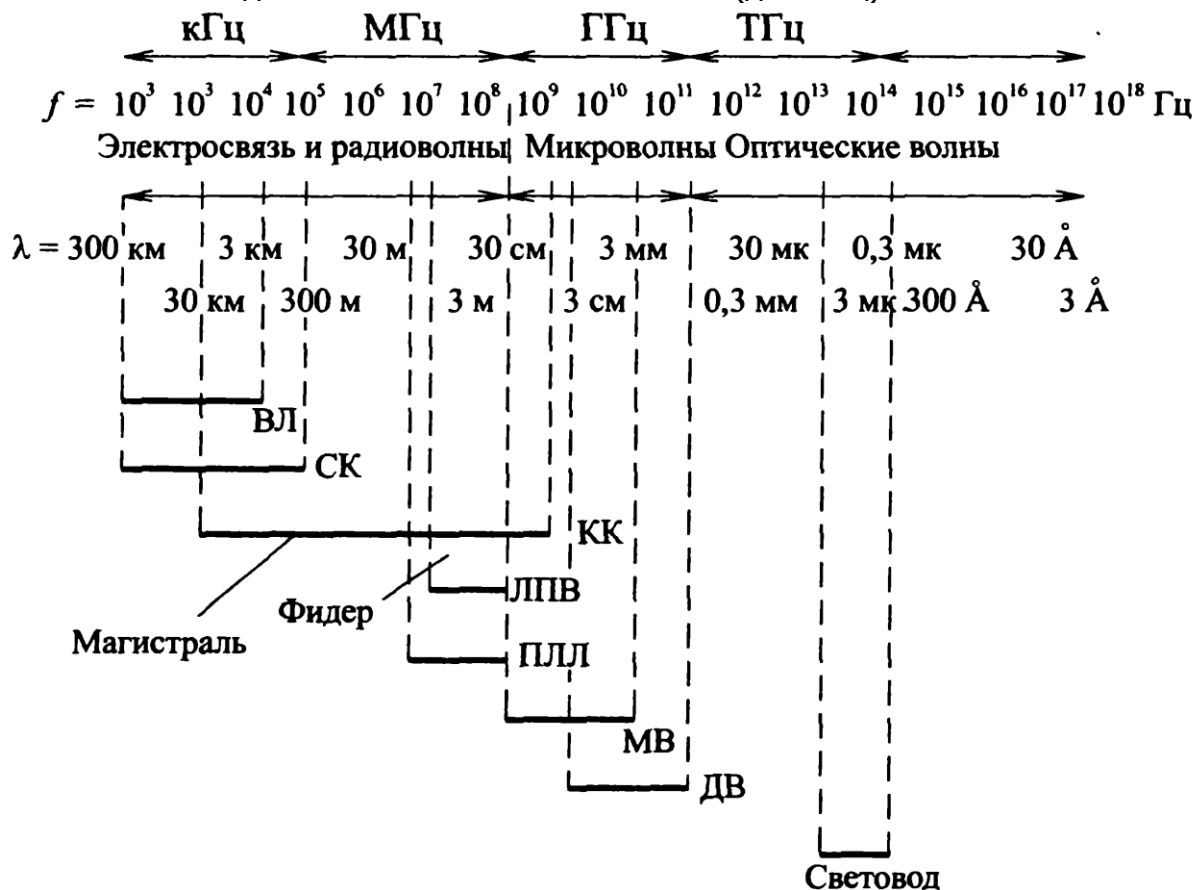


Рисунок 1.3 – Частотные диапазоны использования направляющих систем передачи

Таблица 1.1 – Частотная классификация НС

Направляющая система	Частота, Гц	Длина волны
ВЛ	$0 \dots 10^5$	км
СК	10^6	100 м

Направляющие среды электросвязи

КК, ЛПВ, РК	10^8	М
КК, СПК; ЛК, РК	10^9	ДЦМ
В, ДВ	$10^{10} \dots 10^{11}$	ММ
ОК	$10^{14} \dots 10^{15}$	МКМ

Появление и разработка новых НС передачи, таких как волноводы и световоды, связаны с освоением более высоких частот миллиметрового и оптического диапазонов. Волноводы междугородной связи предназначены для работы на частотах до 100 ГГц (миллиметровые волны), а световоды используют частоты 100000 ГГц (оптический диапазон волн 0,85...1,55 мкм). Осваиваются также волны 2...6 мкм.

Чем более высокий диапазон частот можно передать по НС, тем больше можно образовать каналов связи, и тем экономичнее передача. Это наглядно иллюстрируется таблицей 1.2, в которой указано число каналов, организуемых с помощью различных НС.

Световоды и волноводы, использующие очень высокие частоты, принципиально позволяют образовывать огромное число каналов. Коаксиальные кабели также пригодны для передачи большого потока информации. Существенно меньше диапазон частот симметричных кабелей, и очень мала пропускная способность воздушных линий связи.

Таблица 1.2 – Каналы, организуемые по направляющим системам

Направляющая система	Частота, Гц	Длина волны	Возможное число телефонных каналов	Существующая система связи
Воздушные линии	10^5	км	10	В-12
Симметричный кабель	10^6	100 м	100	К-60п, К-1020с
Коаксиальный кабель	10^8	м	1.000-10.000	К-1920, К-3600 К-5400, К10800
Волновод	$10^{10}-10^{11}$	мм	100.000	-
Оптический кабель	$10^{14}-10^{15}$	мкм	более 100.000	СТМ1-СТМ256

1.3 Аналоговые и цифровые системы передачи

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

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

Направляющие среды электросвязи

Достоинством цифровых систем передачи являются:

- большая дальность связи;
- облегченные требования к защищенности цепей;
- возможность создания единой интегральной системы связи;
- простота технологии производства аппаратуры ЦСП;
- возможность непосредственного ввода и скоростной обработки импульсной информации с помощью ЭВМ;
- автоматизация передачи данных.

Недостатком является расширение полосы частот до 64 кГц на телефонный канал (при частотной системе 4 кГц).

Наибольшее применение получили аналоговые системы передачи по коаксиальным кабелям типов К-1920 и К-3600, К-5400. По малогабаритным коаксиальным кабелям широко используется система К-300.

Основной системой передачи по междугородным симметричным кабелям является система К-60. Применяется также система К-1020.

На кабельных линиях зоновой (внутриобластной) связи применяются системы на 60 каналов по симметричным кабелям и 120—420 каналов по однокоаксиальному кабелю. Сельская связь базируется на использовании облегченных пластмассовых кабелей и систем передачи на 6 и 12 каналов.

2 Основные положения электродинамики направляющих систем

2.1 Характеристики электромагнитного поля

Как известно из курса электродинамики, основные законы теории переменного электромагнитного поля формулируются в виде уравнений Максвелла. Использование данных соотношений позволяет предложить методы и расчетные соотношения для определения конструктивных параметров и технических характеристик направляющих систем электросвязи.

Чаще всего при решении задач электродинамики используется дифференциальная форма уравнений Максвелла. Напомним, как выглядят данные уравнения:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_{\text{пров}} + \vec{j}_{\text{смещ}} = \sigma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

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

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho, \quad (2.3)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0. \quad (2.4)$$

Первое уравнение Максвелла является обобщением закона полного тока и утверждает следующее: если в некоторой точке пространства существует переменное поле, создающее токи проводимости и смещения, то в окрестности этой точки возникает переменное вихревое магнитное поле, создаваемое этими токами.

Второе уравнение Максвелла является обобщенным законом электромагнитной индукции и утверждает, что если в некоторой точке пространства существует переменное магнитное поле, то в окрестности этой точки возникает переменное вихревое электрическое поле.

Третье уравнение Максвелла: дивергенция (изменение) вектора электрической индукции D отлична от нуля в тех точках пространства, где имеются свободные заряды. В случае гармонических колебаний соответствующее движение зарядов в диэлектрике отсутствует, поэтому принимают $\rho=0$.

Четвертое уравнение Максвелла указывает на непрерывность линий вектора индукции магнитного поля: в природе отсутствуют магнитные заряды и силовые линии обязательно непрерывны, т.е. либо замкнуты, либо идут из бесконечности в бесконечность.

Электродинамические свойства материальной среды характеризуются следующими двумя уравнениями:

$$\vec{D} = \varepsilon_a \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon \vec{E}, \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu_a \vec{H} = \mu_0 \mu \vec{H}, \quad (2.6)$$

где ε_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды;

ε – относительная диэлектрическая проницаемость;

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость вакуума;

μ_a – абсолютная магнитная проницаемость среды;

μ – относительная диэлектрическая проницаемость;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

Направляющие среды электросвязи

При исследованиях часто пользуются понятием комплексной диэлектрической проницаемости среды:

$$\varepsilon_{ka} = \varepsilon_a - \frac{i\sigma}{\omega} = \varepsilon_a(1 - i \cdot \operatorname{tg} \delta). \quad (2.7)$$

Кроме того, используется понятие угла диэлектрических потерь, который тем больше, чем значительнее доля электромагнитной энергии, которая рассеивается в виде теплоты при протекании токов проводимости. В справочных таблицах обычно приводятся значения его тангенса:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_a}. \quad (2.8)$$

Для хороших диэлектриков на частотах СВЧ-диапазона $10^{-5} < \operatorname{tg} \delta < 10^{-4}$. Если $\operatorname{tg} \delta > 10^{-3}$, такой диэлектрик принято считать плохим.

К **основным характеристикам электромагнитного поля** относятся следующие понятия:

1 **Коэффициент распространения** γ характеризует изменение амплитуды и фазы бегущей электромагнитной волны.

$$\gamma = ik = i\omega\sqrt{\varepsilon_{ka}\mu}, \quad (2.9)$$

где $k = \omega\sqrt{\varepsilon_a\mu_a}$ - волновое число.

Коэффициент распространения является комплексной величиной и для плоских однородных волн на заданной частоте определяется только параметрами среды ε, μ .

2 **Коэффициент затухания** α определяет уменьшение амплитуды электромагнитной волны при прохождении одного метра пути и измеряется в неперах на метр (Нп/м) или децибелах на метр (дБ/м). Данная величина равна действительной части γ :

$$\alpha = \omega\sqrt{\varepsilon_{ka}\mu} \sin \frac{\delta}{2} = \omega\sqrt{\frac{\varepsilon_a\mu}{\cos \delta}} \sin \frac{\delta}{2}. \quad (2.10)$$

Неперы могут быть переведены в децибелы по формуле $1 \text{ Нп} = 8,686 \text{ дБ}$.

3 **Коэффициент фазы** β показывает изменение фазы волны при прохождении одного метра пути. Измеряется в радианах на метр (рад/м) и равен мнимой части коэффициента распространения:

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon_{ka}\mu} \cos \frac{\delta}{2} = \omega\sqrt{\frac{\varepsilon_a\mu}{\cos \delta}} \cos \frac{\delta}{2}. \quad (2.11)$$

4 **Фазовая скорость** v_ϕ – скорость перемещения фронта гармонической волны вдоль направляющей среды.

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\varepsilon_a\mu}{\cos \delta}} \cos \frac{\delta}{2}}. \quad (2.12)$$

5 **Длина волны** λ – расстояние, пройденное волной за период колебания:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\frac{\varepsilon_a\mu}{\cos \delta}} \cos \frac{\delta}{2}}. \quad (2.13)$$

6 **Групповая скорость** $v_{гр}$ – скорость распространения максимума огибающей группы смежных по частоте составляющих сложного колебания, т.е. скорость, с которой распространяется вся группа волн

$$v_{zp} = v_{\phi} - \lambda \frac{dv_{\phi}}{d\lambda}. \quad (2.14)$$

7 **Волновое (характеристическое) сопротивление** Z_B – сопротивление, которое встречает электромагнитная волна при распространении вдоль однородной линии без отражения, т.е. при условии, что на процесс передачи не влияют несогласованности на концах линии. Имеет размерность сопротивления (Ом).

$$Z_B = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_{ka}}} = \sqrt{\frac{\mu_a \cos \delta}{\epsilon_a}} \left(\cos \frac{\delta}{2} + i \sin \frac{\delta}{2} \right). \quad (2.15)$$

2.2 Электромагнитные процессы в проводниках и диэлектриках

Часто для упрощения анализа используется понятие идеального проводника и идеального диэлектрика. Идеальный проводник – среда с бесконечно большой удельной проводимостью ($\sigma \rightarrow \infty$ или $tg\delta \gg 1$). Идеальный диэлектрик – среда, не обладающая проводимостью ($\sigma = 0$ или $tg\delta \approx 1$). В идеальном проводнике может существовать только ток проводимости $I_{np} = \sigma E$, а в идеальном диэлектрике – только ток смещения $I_{cm} = i\omega\epsilon_a E$.

В реальных средах имеется как ток проводимости, так и ток смещения. В этом случае принято считать среду проводящей, если

$$\frac{I_{cm}}{I_{np}} = \frac{\omega\epsilon_a}{\sigma} < 0,1. \quad (2.16)$$

Диэлектрик характеризуется неравенством

$$\frac{I_{cm}}{I_{np}} = \frac{\omega\epsilon_a}{\sigma} > 10. \quad (2.17)$$

Металлы практически во всем диапазоне частот являются проводниками. Диэлектрики (полистирол, полиэтилен и пр) на всех частотах действуют как изоляция с преобладанием токов смещения. Естественные среды (почва, вода, лед) обнаруживают проводниковые свойства в области низких частот ($f < f_0$), а выше – действуют как диэлектрики.

Ниже приведены исходные формулы для определения диэлектрических характеристик диэлектриков и проводников.

1 **Диэлектрики без потерь** ($tg\delta = 0$, $\alpha = 0$). Данными свойствами обладает вакуум. Соотношения для расчета основных характеристик электромагнитного поля в вакууме приводятся к виду:

$$\gamma = i\beta = i\omega\sqrt{\epsilon_a\mu_a} = i\beta_0\sqrt{\epsilon\mu}, \quad (2.18)$$

$$v_{\phi} = v_{zp} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a\mu_a}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (2.19)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\epsilon_a\mu_a}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (2.20)$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_{ka}}} = Z_0\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 376,7\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}. \quad (2.21)$$

где β_0 – коэффициент фазы в вакууме;

Направляющие среды электросвязи

$Z_0=120\pi=376,7$ (Ом) – характеристическое сопротивление плоской волны в вакууме;

$c=300000$ км/с – скорость света в вакууме;

λ_0 – длина волны в вакууме.

Таким образом, плоские однородные волны в диэлектрике без потерь имеют следующие свойства:

- отсутствие затухания;
- независимость скорости распространения от частоты (нет дисперсии);
- равенство скоростей распространения волны и света;
- независимость характеристического сопротивления от частоты;
- отсутствие временного фазового сдвига между составляющими поля E_x , H_y .

2 Диэлектрики с малыми потерями ($\text{tg } \delta < 10^{-2}$): все диэлектрики, используемые в технике СВЧ (полиэтилен, фторопласт, керамика и др.). Для этих сред также справедливы формулы (2.18)-(2.21). Поскольку $\text{tg } \delta$ - конечная величина, в остальных расчетах необходимо учитывать потери в этих средах. Диэлектрики, которые используются в кабелях связи, не являются диспергирующими средами, т.к. их параметры ϵ_a и μ_a слабо зависят от частоты.

3 Диэлектрики с большими потерями ($\text{tg } \delta \approx 1$): оксиды металлов и другие соединения. Являются диспергирующими соединениями и, следовательно, все основные характеристики электромагнитных волн зависят от частоты. Коэффициент затухания имеет очень большое значение. Не используются в электросвязи.

4 Металлы ($\text{tg } \delta \gg 1$). Для расчета основных характеристик электромагнитного поля используются следующие соотношения:

$$\gamma = (1+i)\sqrt{\pi f \mu_a \sigma}, \tag{2.22}$$

$$\alpha = \beta = \sqrt{\pi f \mu_a \sigma}, \tag{2.23}$$

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = 2\sqrt{\frac{\pi f}{\mu_a \sigma}}, \tag{2.24}$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = 2\sqrt{\frac{\pi}{f \mu_a \sigma}}. \tag{2.25}$$

$$Z_e = \sqrt{i\omega \frac{\mu_a}{\sigma}} = (1+i)\sqrt{\frac{\pi f \mu_a}{\sigma}}. \tag{2.26}$$

Таким образом, электромагнитное поле в металлах имеет следующие основные свойства:

- коэффициенты фазы и затухания равны между собой;
- реактивная и активная составляющие характеристического сопротивления равны между собой;
- вектор H отстает по фазе от вектора E на угол, равный 45° ;
- основные характеристики по абсолютной величине на несколько порядков отличаются от соответствующих в диэлектриках (затухание больше, остальное – меньше);
- амплитуды волн вдоль направления распространения быстро уменьшаются.

2.3 Поверхностный эффект

Переменное электромагнитное поле внутри металла, а следовательно, плотность токов проводимости быстро убывает по мере удаления от поверхности. Это создает концентрацию токов СВЧ у поверхности металла. Такое явление называется поверхностным эффектом (скин-эффектом), его схема показана на рисунке 2.1. На основании его анализа можно сделать следующие выводы:

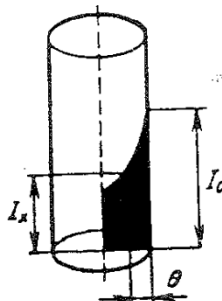


Рисунок 2.1 – Проникновение поля в толще металла

1 *Эквивалентная глубина θ* – такая глубина проникновения поля в проводник, при которой напряженность поля уменьшается в $e=2,718$ раз:

$$\theta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_a\sigma}} \quad \text{или} \quad \theta = \frac{\sqrt{2}}{|k|}, \quad (2.27)$$

где $|k| = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}$ – коэффициент вихревых токов.

Глубина проникновения зависит от частоты: чем больше частота, тем меньше глубина проникновения. На частотах СВЧ глубина проникновения в металлах незначительна, и уменьшается с увеличением проводимости и магнитной проницаемости материала.

Таблица значений коэффициентов вихревых токов и эквивалентной глубины для некоторых проводников приведена ниже.

Таблица 2.1 – Параметры некоторых проводников

Металл	ρ , Ом·мм ² /м	σ , См·м/мм ²	μ	k , 1/мм	θ , мм
Медь	0,0175	57,00	1	$21,2 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$66,68 / \sqrt{f}$
Алюминий	0,0291	34,36	1	$16,35 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$86,44 / \sqrt{f}$
Сталь	0,1390	7,23	100	$76,5 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$18,7 / \sqrt{f}$
Свинец	0,2210	4,52	1	$5,97 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$236,7 / \sqrt{f}$

Наибольшей глубиной проникновения обладает свинец. При этом с увеличением частоты глубина проникновения уменьшается.

На рисунке 2.2 представлены кривые зависимости проникновения тока в металл от частоты.

Направляющие среды электросвязи

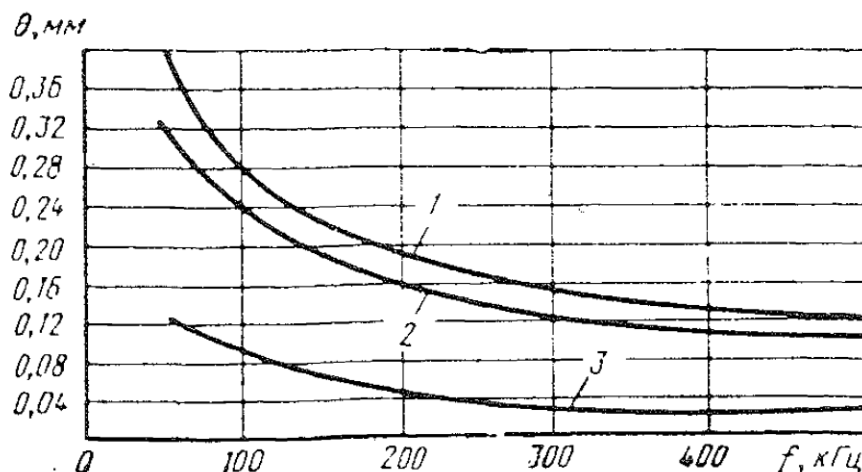


Рисунок 2.2 – Частотная зависимость проникновения электромагнитного поля в толщу металла: 1) алюминия; 2) меди; 3) стали

Наиболее часто в кабелях используется медный проводник. Инженерная формула для расчета глубины проникновения поля в такой проводник:

$$\theta_{cu} = \frac{66,68}{\sqrt{f[МГц]}} = 3,9\sqrt{\lambda[м]} \quad (2.28)$$

2 Поверхностное сопротивление металла Z_s равно его характеристическому сопротивлению $Z_в$:

$$Z_s = Z_в = (1+i)\sqrt{\frac{\pi f \mu_a}{\sigma}} = \frac{1+i}{\sigma \theta} \quad (2.29)$$

3 Активная составляющая поверхностного сопротивления R_s равна

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\sigma}} = \frac{1}{\sigma \theta} \quad (2.30)$$

и равна реактивной составляющей X_s .

4 Поверхностный эффект уменьшает эффективное сечение проводника, являясь причиной увеличения его активного сопротивления и затухания.

5 С увеличением частоты поверхностное сопротивление увеличивается, а внутренняя индуктивность

$$L_i = \frac{X_c}{\omega} = \frac{1}{\omega \sigma \theta} \quad (2.31)$$

уменьшается.

Поверхность не является совершенно гладкой и обладает шероховатостью. Мерой шероховатости является эффективная среднеквадратичная высота неоднородности поверхности h . На низких частотах глубина проникновения, обусловленная поверхностным эффектом, превосходит h . На высоких – ток вынужден следовать вдоль всех неровностей, что приводит к увеличению сопротивления.

2.4 Направляемые электромагнитные волны

Направляемые волны имеют место в линиях передачи. Их свойства определяются их структурой и свойствами среды, в которой они распространяются.

Напомним, что структура электромагнитного поля находится через решение волнового уравнения для одной из продольных составляющих. Затем через

Направляющие среды электросвязи

уравнения Максвелла находятся поперечные составляющие электромагнитного поля.

В реальных линиях передачи все многообразие типов волн можно разделить на 4 основных типа:

- *T* – поперечно-электромагнитная – электромагнитная волна, вектора напряженности электрического и магнитного полей которой лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($E_z=0; H_z = 0$). Существует только в линиях, содержащих не менее двух изолированных проводников под разными потенциалами. Используется при передаче энергии в ограниченном диапазоне частот по проводным системам, где определяющими являются токи проводимости: при передаче по симметричным и коаксиальным цепям и полосковым линиям,

- *E* – электрическая или поперечно магнитная (*TM*) волна – электромагнитная волна, вектор напряженности электрического поля которой имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор магнитного поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($H_z = 0$),

- *H* – магнитная или поперечно электрическая (*TE*) волна – электромагнитная волна, вектор напряженности магнитного поля которой имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор электрического поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($E_z=0$),

E и *H*-волны возбуждаются в высоком диапазоне частот, где определяющими являются токи смещения. Используются при передаче энергии по металлическим и диэлектрическим волноводам и однопроводным (например, волноводам) линиям,

- *HE* и *EH* – гибридные смешанные волны – электромагнитные волны, векторы электрического и магнитного полей которых имеют отличные от нуля поперечные и продольные составляющие. Данный тип волн может рассматриваться как суперпозиция *E* и *H* волн.

Основные типы волн в направляющих средах приведены на рисунке 2.3.

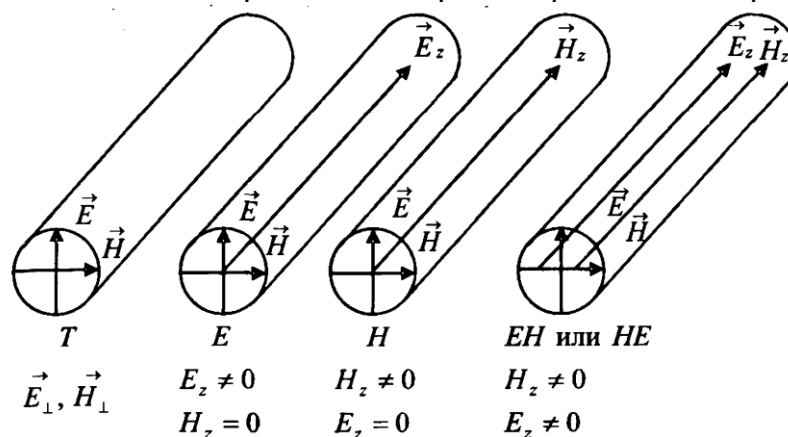


Рисунок 2.3 – Взаимное расположение компонент векторов поля в направляющей системе: 1) *T*-волна; 2) *E*-волна; 3) *H*-волна; 4) *HE*-волна

2.5 Исходные принципы расчета направляющих систем

Во многих практических случаях искать точные решения задач на базе электродинамики сложно и нецелесообразно. В этом случае применяются приближенные методы решения, в том числе методы теории электрических цепей и геометрической оптики. В первом случае совершается переход от волновых

Направляющие среды электросвязи

процессов к колебательным ($\lambda \gg D$), а во втором – к лучевым (геометрическим) процессам ($\lambda \ll D$).

В зависимости от соотношения длины волны λ и поперечных геометрических размеров D системы можно разделить на три режима передачи:

1 *квазистационарный* при $\lambda \gg D$. Соответствует низкочастотному диапазону ($\lambda \rightarrow \infty$). Передача ведется на Т-волне. Волновые уравнения электромагнитного поля вырождаются в уравнения электростатики и решаются с помощью законов Ома и Кирхгофа и телеграфных уравнений теории цепей. Справедливо для частот метрового диапазона ($10^8 \dots 10^9$ Гц). В этом режиме осуществляется передача по двухпроводным воздушным линиям, симметричному кабелю, полосковым линиям, ленточному кабелю и коаксиальному кабелю;

2 *электродинамический (резонансный)* при $\lambda \approx D$. Соответствует волновым процессам, описываемым полными уравнениями электродинамики. Передача на Е- и Н-волнах. Используются направляющие системы следующих типов: волноводы, линии поверхностной волны, коаксиальные кабели на СВЧ $10^{10} \dots 10^{12}$ Гц (сантиметровый и миллиметровый диапазоны), одномодовые световоды (микронные волны). Этот режим наиболее сложен для исследования, т.к. здесь имеют место резонансные процессы;

3 *квазиоптический* при $\lambda \ll D$. Охватывает лучевые процессы геометрической ($\lambda \rightarrow 0$) и волновой оптики. Направляющие системы: лазерные системы, диэлектрические волноводы, световоды на смешанных гибридных волнах в оптическом диапазоне $10^{13} \dots 10^{15}$ Гц (микронные волны).

3 Конструкция симметричных кабелей связи

3.1 Токопроводящие жилы и их изоляция

Симметричная пара представляет собой два изолированных проводника с одинаковыми конструктивными и электрическими свойствами.

- Проводники высокой электрической проводимостью;
- большой гибкостью;

достаточной или токопроводящие жилы должны обладать следующими свойствами:

- механической прочностью.

В симметричных цепях для кабельных жил применяется в основном мягкая проволока из меди марки ММ (отожженная мягкая медь) с удельным сопротивлением $\rho = 0,0175 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$. Диаметр проводника зависит от области применения кабеля:

- для высокочастотных кабелей чаще всего используют проводники диаметром 0,9; 1,05; 1,2 мм;
- для кабелей городских телефонных сетей - диаметром 0,32; 0,4; 0,5; 0,7 мм.

Для предохранения токонесущих жил от соприкосновения между собой применяется изоляция. Кроме того, она позволяет строго фиксировать расположение жил в группе по всей длине кабеля.

Изоляционные материалы характеризуются следующими параметрами:

- электрической прочностью $E_{пр}$ – минимальной напряженностью электрического поля, при которой происходит пробой изоляции;
- удельным электрическим сопротивлением при постоянном токе ρ , характеризующим ток утечки диэлектрика;
- диэлектрической проницаемостью ϵ , характеризующей степень смещения зарядов (поляризации) в диэлектрике при воздействии на него электрического поля;
- тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$, характеризующим потери энергии в диэлектрике.

Материалы, изолирующие токонесущие жилы в кабеле связи, должны иметь высокое удельное объемное сопротивление, малые диэлектрические потери, низкое значение диэлектрической проницаемости, обладать эластичностью. Кроме того, они должны легко поддаваться технологической обработке, быть стойкими к старению.

По электроизоляционным характеристикам желательно, чтобы изоляция приближалась к свойствам воздуха ($\text{tg}\delta = 0$, $\epsilon = 1$, $\rho = \infty$), который является практически идеальным диэлектриком. В кабелях связи в качестве изоляции применяют комбинированный диэлектрик, состоящий из воздуха и твердого материала, что позволяет выполнять условие симметрии цепей.

Наибольшее применение в качестве изоляционного материала в кабелях связи получили кабельная бумага, полистирол, полиэтилен и другие полимеризационные пластмассы. Характеристики основных кабельных диэлектриков приведены в таблице 3.1.

Направляющие среды электросвязи

Таблица 3.1 - Основные характеристики кабельных диэлектриков

Диэлектрик	Плотность, г/см ³	ϵ	U , кВ/мм	$\text{tg}\delta \cdot 10^{-4}$ при частоте 1 МГц
кабельная бумага	0,7	2...2,5	5	400
полистирол	1,05	2,5...2,7	40	2
полиэтилен сплошной	0,92	2,2...2,3	30	3
полиэтилен пористый	0,47	1,45...1,50	6...10	5
поливинилхлорид	1,26...1,40	3...6	30	400

Наиболее широкое применение в симметричных кабелях связи получили следующие типы изоляции, показанные на рисунке 3.1 (сечения некоторых типов изоляции приведены на рисунке 3.2):

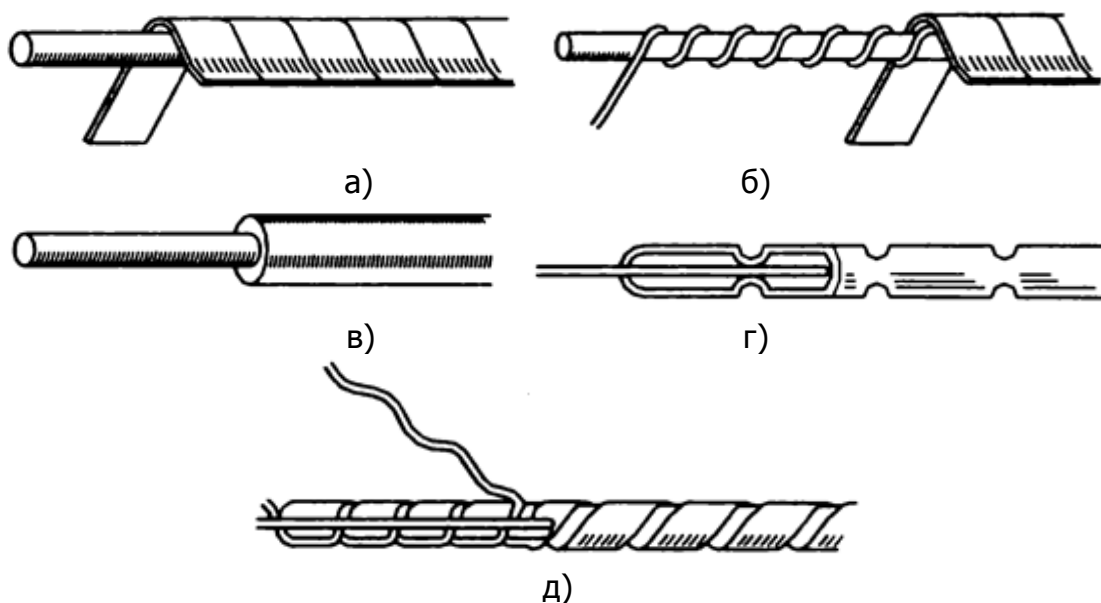


Рисунок 3.1 – Типы изоляции жил симметричных кабелей связи

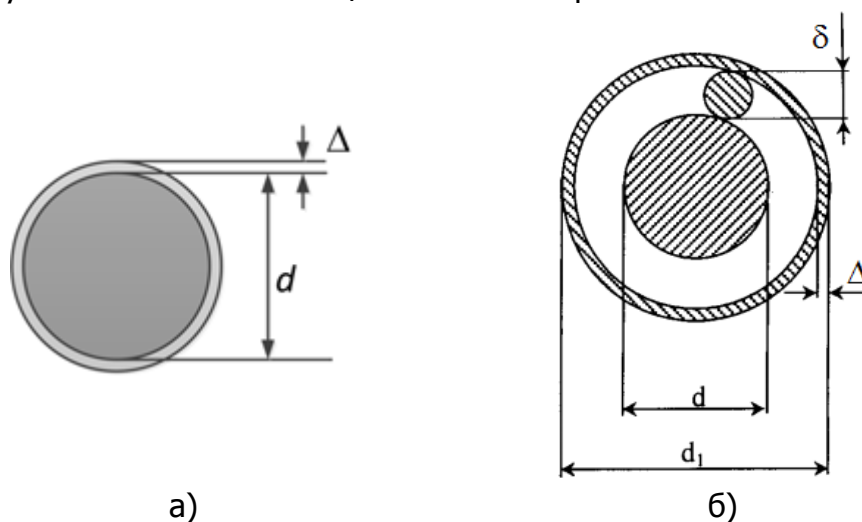


Рисунок 3.2 – Сечение некоторых типов изоляции а) трубочная, сплошная, пористая; б) кордельная

- трубочная, выполняется в виде бумажной ленты, наложенной в виде трубки (рисунок 3.1, а, рисунок 3.2 а), бывает и бумажно-пористая изоляция, представляющая собой однородный слой бумаги;

Направляющие среды электросвязи

- кордельная, состоит из корделя, расположенного спирально на проводнике, и ленты, которая накладывается поверх корделя (рисунок 3.1, б, рисунок 3.2 б);
- сплошная, выполняется из сплошного слоя пластмассы (рисунок 3.1, в, рисунок 3.2 а);
- пористая, выполняется из сплошного слоя пенопласта (рисунок 3.1, в, рисунок 3.2 а);
- баллонная, представляет собой тонкостенную пластмассовую трубку, внутри которой свободно располагается проводник, трубка периодически по спирали обжимается и надежно удерживает жилу в центре изоляции (рисунок 3.1, г, д).

Наибольшее применение в настоящее время имеют следующие виды изоляции:

- для кабелей городской и сельской связи - трубчатая, выполненная в виде обмотки бумажными лентами, сплошная полиэтиленовая, пористая бумажная (однородный слой бумаги) или полиэтиленовая;

- для симметричных кабелей междугородней связи - кордельно-стирофлексная, баллонная, кордельно-трубчатая или пористая из полиэтилена.

В последние годы получила широкое распространение трехслойная пленко-пористая полиэтиленовая изоляция. На рисунке 3.3 показано поперечное сечение изолированной жилы. Изоляция жилы состоит из трех концентрических слоев полиэтилена низкой плотности. Наружный 1 и внутренний 2 слои представляют сплошное пленочное покрытие. Между ними расположен основной промежуточный слой 3, имеющий вспененную (пористую) структуру.

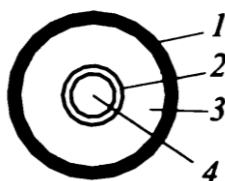


Рисунок 3.3 – Трехслойная пленко-пористая полиэтиленовая изоляция

Изоляция жил содержит красящий пигмент, введенный в наружное пленочное покрытие.

3.2 Скрутка в группы. Построение кабельного сердечника

Отдельные изолированные жилы скручиваются в группы. В результате жилы цепи становятся в одинаковые условия по отношению друг к другу, электромагнитные связи между цепями снижаются, и повышается защищенность их от взаимных и внешних помех. Кроме того, скрутка жил придает гибкость кабелю.

Существует несколько способов скрутки жил в группы, показанные на рисунке 3.4:

- скрутка парная П (а);
- скрутка звездная З (б);
- скрутка двойная парная ДП (в);
- скрутка двойная звездная ДЗ (г).

Направляющие среды электросвязи

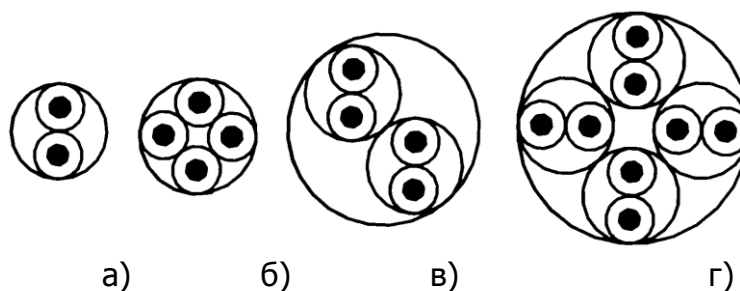


Рисунок 3.4 – Типы скрутки жил

Наиболее экономичной, обеспечивающей лучшую стабильность по электрическим параметрам, является звездная скрутка. Эта скрутка получила преимущественное применение в высокочастотных симметричных кабелях связи. Парная скрутка является наиболее простой в производстве и применяется в основном при изготовлении городских телефонных кабелей.

Скрутки ДП и ДЗ не получили широкого применения в существующих конструкциях симметричных кабелей связи из-за увеличения количества операций скрутки.

Скрученные в группы изолированные жилы систематизируют по определенному закону и объединяют в общий кабельный сердечник.

Различают две разновидности кабельной скрутки (рисунок 3.5):

- однородную, отличительным признаком которой является одинаковая структура и одинаковый диаметр всех образующих сердечник элементарных групп (а);
- неоднородную, при которой сердечник кабеля образован из групп, различных по структуре и имеющих неодинаковый диаметр (б).

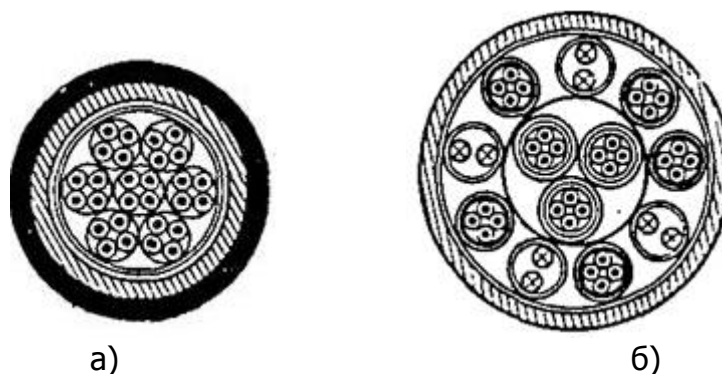
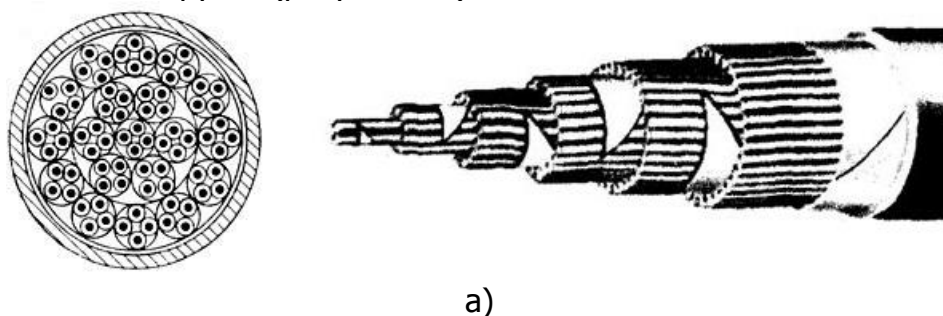


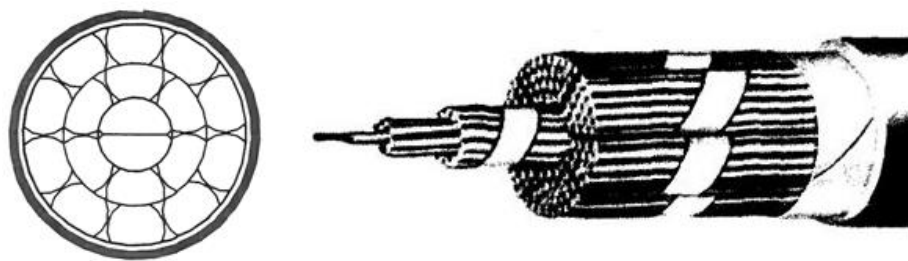
Рисунок 3.5 – Однородная (а) и неоднородная (б) скрутка в сердечнике

Наибольшее распространение получила однородная скрутка.

В зависимости от характера образования сердечника различают повивную и пучковую системы скрутки (рисунок 3.6).



Направляющие среды электросвязи



б)

Рисунок 3.6 – Системы скрутки: а) повивная, б) пучковая

При пучковой скрутке группы сначала скручиваются в пучки, содержащие по несколько десятков групп (наиболее распространены пучки из 50 и 100 групп), после чего пучки, скручиваясь вместе, образуют сердечник кабеля. Пучковая скрутка в основном применяется для кабелей городских телефонных сетей.

В сердечнике повивной скрутки группы располагаются последовательными концентрическими повивами, накладываемыми один на другой поверх центрального. При этом смежные повивы должны иметь взаимно противоположные направления скрутки. Для облегчения разделки кабеля при его монтаже каждый повив сердечника обматывается по открытой спирали хлопчатобумажной или капроновой пряжей. В каждом повиве есть контрольные группы, расцветка которых резко отличается от расцветки всех остальных групп, расположенных в данном повиве.

3.3 Защитные оболочки и покровы

Сердечник кабеля покрывают поясной изоляцией и заключают в герметичную оболочку, предохраняющую изоляцию жил от влаги и защищающую кабель от механических воздействий, которые могут возникнуть в процессе транспортировки, прокладки и эксплуатации кабеля. Влагозащитные кабельные оболочки в зависимости от материала, используемого для их изготовления, разделяются на три основные группы:

- металлические;
- пластмассовые;
- металлопластмассовые.

К металлическим оболочкам относятся свинцовые, алюминиевые и стальные. Свинцовые оболочки накладываются на сердечник методом опрессовки в горячем виде. Чтобы свинцовая оболочка имела большую твердость и вибростойкость, ее изготавливают из легированного свинца с присадкой 0,4...0,8 % сурьмы.

Алюминиевые оболочки выпрессовывают в горячем виде или изготавливают из ленты со сварным продольным швом при помощи аргоно-дуговой сварки или сварки токами высокой частоты. Алюминиевые оболочки легкие, дешевые и обладают высокими экранирующими свойствами. Однако они сильно подвержены электрохимической коррозии, поэтому их защищают полиэтиленовым шлангом с предварительно наложенным слоем битума.

Стальные оболочки изготавливают путем сварки. Для повышения гибкости их гофрируют, а с целью защиты от коррозии покрывают полиэтиленовым шлангом.

Из пластмассовых оболочек наибольшее применение получили полиэтиленовые и поливинилхлоридные. Пластмассовые оболочки сочетают влагонепроницаемость

Направляющие среды электросвязи

кость, стойкость против коррозии, придают кабелю гибкость, легкость и вибростойкость. Однако через пластмассу постепенно проникают водяные пары, что приводит к снижению сопротивления изоляции кабеля. Поэтому полиэтиленовые оболочки используются в кабелях с полиэтиленовой изоляцией жил. Поливинилхлоридные оболочки по причине низкой влагостойкости применяются в основном в стационарных кабелях. Достоинством поливинилхлоридных оболочек является большая огнестойкость. Применяются также полиэтиленовые оболочки, не поддерживающие горение.

Из металлопластмассовых оболочек в кабельной технике находит применение алюмополиэтиленовая оболочка, представляющая собой полиэтиленовую трубку, металлизированную внутри слоем алюминиевой фольги.

При прокладке кабелей непосредственно в земле или в воде они обязательно снабжаются дополнительной защитой. Защита включает подушку, броневой покров и наружный покров. Подушка бронированных кабелей обычно состоит из последовательно наложенных слоев битумного состава и пропитанной кабельной пряжи (джута). Броневой покров выполняется из стальных лент, плоской или круглой стальной проволоки. Поверх брони на кабель накладывается наружный покров, состоящий из пропитанной битумом кабельной пряжи.

В кабелях с алюминиевыми и стальными оболочками, которые сильно подвержены коррозии, применяются усиленные защитные покровы из вязкого подклеивающего битумного слоя и полиэтиленового шланга.

3.4 Маркировка симметричных кабелей

Для удобства классификации и пользования кабелям присваивается определенное условное обозначение — марка: система условных обозначений, отражающих при помощи букв и цифр основные классификационные признаки и конструктивные особенности кабеля.

Первые одна или две буквы определяют назначение кабеля:

- городские телефонные кабели обозначаются буквой Т;
- магистральные симметричные - буквами МК.

Последующие одна или две буквы обозначают особенность конструкции или материал изоляции кабеля:

- звездная скрутка НЧ кабеля обозначается буквой З;
- кордельно-полистирольная (стирофлексная) изоляция — С;
- полиэтиленовая изоляция — П;
- трубчато-полиэтиленовая — Т.

Бумажная изоляция в марке не имеет буквенных обозначений.

Последние одна или две буквы марки кабеля обозначают род защитного покрова:

- голый оцинкованный кабель обозначается буквой Г;
- алюминиевая оболочка обозначается буквой А;
- стальная оболочка буквой С или Ст;
- буква Б — бронирование кабеля двумя стальными лентами с наружным джутовым защитным покровом;
- К — бронирование круглыми оцинкованными проволоками с наружным покровом;
- БГ — бронированный голый, т.е. без наружного защитного покрова.

При наличии противокоррозионных изолирующих покровов в подброневой подушке к обозначению прибавляются буквы:

Направляющие среды электросвязи

- л — слой поливинилхлоридных или других пластмассовых лент;
- 2л — два слоя лент, между которыми наложены битум и крепированная бумага;
- п — полиэтиленовый шланг;
- в — поливинилхлоридный шланг.

При наличии наружных покровов буквы Шп обозначают полиэтиленовый шланг или Шв — поливинилхлоридный шланг. В конце марки кабеля указывают число жил в группе, число групп в сердечнике и диаметр жил. Например, четырехчетверочный кабель с диаметром жил 1,2 мм имеет обозначение 4x4x1,2; пятисотпарный городской кабель с жилами диаметром 0,4 мм имеет цифровое обозначение: 500x2x0,4.

Ввиду разнообразия типов выпускаемых промышленностью кабелей одинаковые буквы в маркировке иногда имеют разный смысл. Например, буквой З обозначаются звездная скрутка в низкочастотных кабелях, а также кабели зонной связи, буквой С — «связь», «стирофлекс», «сталь» и т.п. Поэтому при необходимости значения букв в каждом отдельном случае можно уточнить по ГОСТ или техническим условиям на кабели.

3.5 Кабели типа МКС

К кабелям вида МКС относятся следующие типы кабелей:

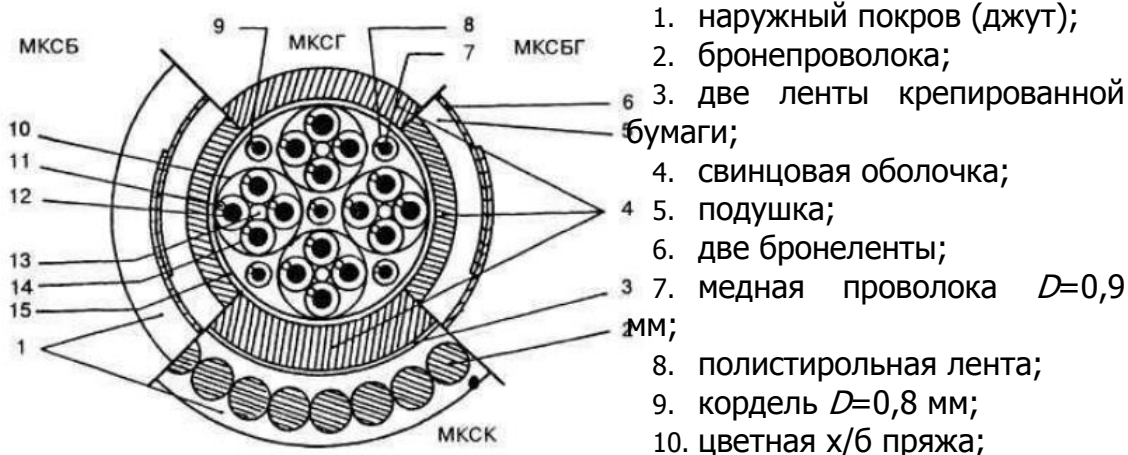
- МКС 4x4, МКС 7x4 с кордельно-полистирольной изоляцией жил в свинцовой оболочке;
- МКСА 4x4, МКСА 7x4 то же в алюминиевой оболочке;
- МКССт 4x4, МКССт 7x4 то же в стальной гофрированной оболочке.

Кабели с алюминиевой оболочкой имеют поверх алюминия антикоррозийный защитный покров в виде битума и полиэтиленового шланга. Такие кабели имеют в названии дополнительные буквы АШ и маркируются МКСАШп, МКСА-БпШп, МКСАКпШп и т.д. Толщина алюминиевой оболочки при высокочастотной сварке 1,0 мм, при прессовании 1,3 мм.

На первичной магистральной сети связи России протяженность линий передачи по кабелям вида МКС составляет примерно 63% общей протяженности магистральных линий СНГ, на внутризональной сети – 20%, на соединительных линиях ГТС – 10% от общего объема выпуска кабелей вида МКС.

Параметры кабелей МКС в диапазоне частот аналоговых систем передачи до 500 кГц и цифровых систем передачи до 34 МГц регулирует ГОСТ 15125-92.

Конструкция наиболее распространенных симметричных кабелей типа МКС 4x4x1,2 приведена на рисунке 3.7.



Направляющие среды электросвязи

11. кордель $D=0,4$ мм;
12. токонесущая жила $D=1,2$ мм;
13. центрирующий кордель $D=1,1$ мм;
14. полистирольная лента;
15. поясная изоляция.

Рисунок 3.7 – Симметричный кабель типа МКС 4х4х1,2

Кабели МКСГ – это ВЧ-кабели в свинцовой оболочке без защитного покрова. Они применяются для прокладки в телефонной канализации, коллекторах и тоннелях, на вводах в помещения усилительных станций.

Кабели МКСБ – бронированные стальными лентами, с наружным покровом. Применяются для прокладки в грунтах всех категорий и при пересечении несудоходных, неславных рек с незаболоченными и устойчивыми пологими берегами.

Кабели МКСК – бронированные круглыми стальными оцинкованными проволоками, с наружным покровом. Прокладываются при пересечении горных рек, судоходных и славных рек (включая заболоченные поймы этих рек), а также прокладываются в грунтах, подверженных мерзлотным деформациям.

4 Параметры передачи симметричных кабелей

4.1 Электромагнитные процессы в симметричных кабелях

В связи с особенностями конструкции симметричных кабелей при прохождении электрического сигнала по проводникам возникает внешнее электромагнитное поле, как показано на рисунке 4.1.

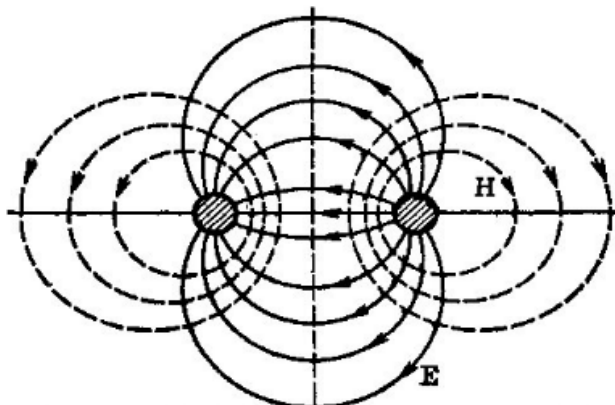


Рисунок 4.1 – Электромагнитное поле симметричной цепи

Под действием переменного поля происходит перераспределение электромагнитной энергии по сечению проводников, при этом в симметричной цепи наблюдаются следующие явления:

- поверхностный эффект;
- эффект близости соседних проводников;
- воздействие на параметры цепи окружающих металлических масс (соседних проводников, экрана, брони).

В симметричных кабельных цепях действуют все три фактора одновременно. В воздушных линиях, которые также являются симметричными цепями, провода расположены сравнительно далеко друг от друга, а наружные металлические оболочки отсутствуют, следовательно, учитывается лишь поверхностный эффект.

Эффект близости связан с взаимодействием внешних полей. Как видно из рисунка 4.2, внешнее поле H проводника a , пересекая толщу проводника b , наводит в нем вихревые токи. На поверхности проводника b , обращенной к проводнику a , они совпадают по направлению с протекающим по нему основным током ($I+I_{вт}$), на противоположной поверхности проводника b они направлены навстречу основному току ($I-I_{вт}$). Аналогичное перераспределение происходит в проводнике a .

При взаимодействии вихревых токов с основным плотность результирующего тока на обращенных друг к другу поверхностях проводников a и b увеличивается, а на отдаленных – уменьшается. Это явление («сближение» токов в проводниках a и b) носит название *эффекта близости*. Из-за неравномерного распределения плотности тока увеличивается активное сопротивление цепи переменному току.

Направляющие среды электросвязи

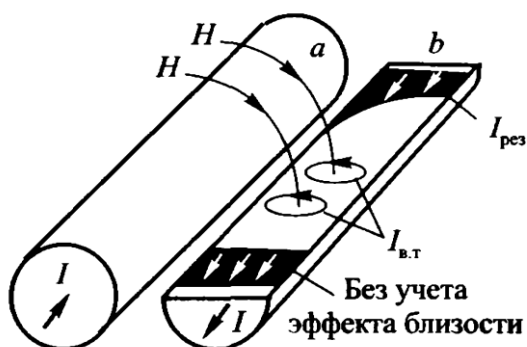


Рисунок 4.2 – Эффект близости в симметричных линиях

Эффект близости также прямо пропорционален следующим параметрам:

- частоте;
- магнитной проницаемости;
- проводимости;
- диаметру проводника.

Кроме того, эффект зависит от расстояния между проводниками. С уменьшением этого расстояния действие эффекта близости возрастает в квадрате. Если по двум соседним проводникам токи проходят в одном направлении, то перераспределение их плотности из-за взаимодействия внешних электромагнитных полей приводит к увеличению плотности токов на взаимно отдаленных поверхностях проводников *a* и *b*.

На рисунке 4.3 показано распределение плотности токов в проводниках симметричной цепи, когда токи в проводниках *a* и *b* направлены противоположно (а) и в одну сторону (б).

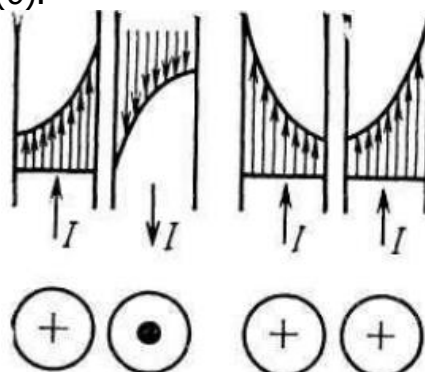


Рисунок 4.3 – Распределение плотности тока в проводниках симметричной цепи

Рассмотрим *воздействие окружающих металлических масс* на параметры цепи.

Магнитное поле *H*, создаваемое током, протекающим по проводам цепи, наводит вихревые токи *I_{вт}* в соседних проводниках кабеля, окружающем экране, металлической оболочке и броне, как показано на рисунке 4.4.

Проходя по металлическим частям кабеля, вихревые токи нагревают их и создают дополнительные тепловые энергии. Другими словами, происходит «забор» некоторой доли передаваемой энергии, при этом сильнее воздействуют близко расположенные к рассматриваемой цепи металлические части кабеля. Кроме того, вихревые токи создают поле обратного действия, которое воздействует на проводники цепи и изменяет их параметры.

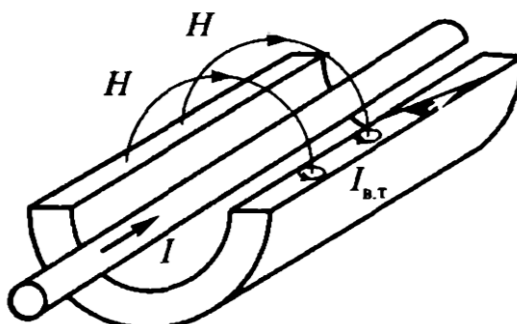


Рисунок 4.4 – Вихревые токи в окружающей металлической оболочке кабеля

Распределение магнитного поля симметричной цепи показано на рисунке 4.5.

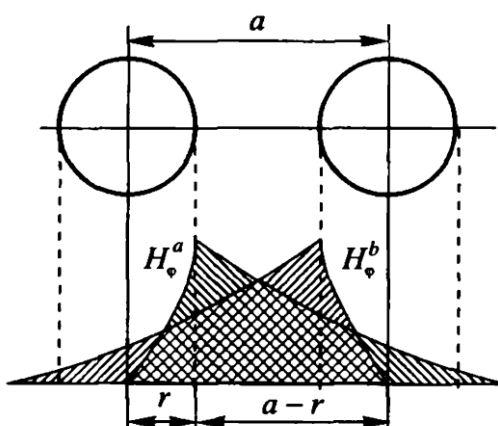


Рисунок 4.5 – Магнитное поле симметричной цепи

Вследствие конструктивных особенностей симметричной цепи магнитные поля ее проводников на прямой, соединяющей центры проводников, равны между собой: $H_{\phi}^a(\text{при } r) = H_{\phi}^b(\text{при } a - r)$.

4.2 Первичные параметры передачи

Качество передачи по линейным цепям связи и их электрические свойства полностью характеризуются первичными параметрами:

- активным сопротивлением цепи переменному электрическому току R , Ом/км, которое складывается из сопротивлений двух токопроводящих жил и потерь, которые обусловлены влиянием электромагнитного поля рассматриваемой цепи на соседние проводники и другие металлические части конструкции кабеля;
- индуктивностью L , Гн/км;
- емкостью C , Ф/км, которая аналогична емкости конденсатора, где роль обкладок выполняют токопроводящие жилы, а диэлектриком служит изолирующий их материал. Данный первичный параметр передачи характеризует способность поляризации и величину токов смещения в изоляции симметричных цепей;
- проводимостью изоляции G , См/км, характеризует потери энергии в изоляции проводов кабеля.

Направляющие среды электросвязи

По физической природе параметры цепи аналогичны параметрам колебательных контуров, составленных их элементов R, L, C , с той разницей, что в цепях связи эти параметры равномерно распределены по всей длине линий.

Идеальная симметричная цепь. Рассмотрим процесс передачи энергии по симметричной цепи идеальной конструкции, т.е. не имеющей потерь в проводниках и без учета взаимодействия электромагнитных полей проводников.

Первичные параметры симметричной цепи в идеальном случае вычисляются по формулам:

$$R = 0, \tag{4.1}$$

$$L = \frac{\mu_0 a}{\pi} \ln \frac{a-r}{r}, \tag{4.2}$$

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 a}{\ln \frac{a-r}{r}}, \tag{4.3}$$

$$G = \frac{\pi \sigma}{\ln \frac{a-r}{r}} \tag{4.4}$$

Симметричная цепь с учетом потерь. В реальных условиях кабельные проводники имеют конечные значения проводимости, а следовательно, и тепловые потери на вихревые токи.

В данном случае первичные параметры симметричной цепи вычисляются следующим образом.

1) *Активное сопротивление симметричной кабельной цепи переменному току.* При расчете данный параметр удобно представлять в виде суммы сопротивления постоянному току и сопротивления, вызванного изменением электромагнитного поля переменного тока. Данная величина в общем случае вычисляется по формуле:

$$R = 2R_0 \chi \left[1 + F(kr) + \frac{pG(kr)(d/a)^2}{1 - H(kr)(d/a)^2} \right] + R_m, \tag{4.5}$$

где R_0 – электрическое сопротивление цепи постоянному току, Ом/км;
 χ – коэффициент укрутки, равный 1,02.. 1,07 в зависимости от диаметра кабеля;

F – коэффициент учета потерь в проводнике вследствие поверхностного эффекта (табличное значение);

p – коэффициент учета потерь в проводниках второй пары одной четверки ($p=1$ для парной скрутки, $p=5$ для звездной, $p=2$ для двойной парной);

G – коэффициент учета потерь в проводнике вследствие эффекта близости (табличное значение);

d – диаметр голого проводника, мм;

H – коэффициент учета потерь в проводнике вследствие повторного действия эффекта близости (табличное значение);

k – коэффициент потерь для металла (коэффициент вихревых токов, рассмотренный в лекции 2), мм⁻¹;

r – радиус голого проводника, мм;

R_m – дополнительное сопротивление вследствие потерь на вихревые токи в окружающих металлических массах.

При этом

Направляющие среды электросвязи

$$R_0 = \rho \frac{4l}{\pi d^2} = \frac{4000\rho}{\pi d^2}, \quad (4.6)$$

где ρ – удельное сопротивление металла проводника, Ом·мм²/м;
 l – длина проводника, км.

R_M на частотах 200кГц задано таблично. Пересчет на другие частоты осуществляется по формуле

$$R_M = R_{M\ 200} \sqrt{\frac{f\ [кГц]}{200}}. \quad (4.7)$$

Для расчета R_M может быть использована приближенная формула

$$R_M = 0,085 \sqrt{\frac{f\ [Гц]}{(n+2)}}, \quad (4.8)$$

где n – число четверок в кабеле.

Для низкочастотных симметричных кабелей сопротивление за счет эффекта близости можно не учитывать и рассчитывать значение активного сопротивления цепи по формуле

$$R = 2R_0\chi[1 + F(kr)] + R_M. \quad (4.9)$$

Сопротивление проводов при температуре t , отличной от 20⁰C, рассчитывается по формуле

$$R_t = R_{20}[1 + \alpha_R(t - 20)]. \quad (4.10)$$

Температурные коэффициенты сопротивления α_R задаются таблично. Изменение температуры окружающей среды вносит наибольшее изменение в сопротивление подвесных кабелей, так как температура на глубине прокладки кабеля практически остается неизменной в течение года.

2) *Индуктивность* складывается из внутренней индуктивности каждого проводника L_a и внешней межпроводниковой индуктивности $L_{вн}$, обусловленной внешним магнитным потоком. Данная величина рассчитывается по формуле

$$L = L_{вн} + 2L_a = \chi \left[4 \ln \frac{a-r}{r} + \mu_r Q(kr) \right] \cdot 10^{-4}, \quad (4.11)$$

где μ_r – относительная магнитная проницаемость;

$Q(kr)$ – коэффициент, учитывающий вытеснение магнитного поля из проводника вследствие поверхностного эффекта (табличное значение).

Внешняя индуктивность имеет наибольшее значение (порядка 60-90%). Внутренняя индуктивность по абсолютной величине значительно меньше внешней и с ростом частоты существенно снижается.

3) *Емкость* в реальной цепи рассчитывается по формуле:

$$C = \frac{\chi \varepsilon_r 10^{-6}}{36 \ln \left[\frac{a\psi}{r} \right]}, \quad (4.12)$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость;

ψ – поправочный коэффициент, характеризующий близость металлических элементов, приведенный в таблице 4.1.

Направляющие среды электросвязи

Таблица 4.1 – Коэффициент ψ при разных типах скрутки

Тип скрутки	Поправочный коэффициент
Парная	$\psi_{\Pi} = \frac{(d_{\Pi} + d_1 - d)^2 - a^2}{(d_{\Pi} + d_1 - d)^2 + a^2}$
Звездная	$\psi_3 = \frac{(d_3 + d_1 - d)^2 - a^2}{(d_3 + d_1 - d)^2 + a^2}$
Двойная парная	$\psi_{дп} = \frac{(0,65d_{дп} + d_1 - d)^2 - a^2}{(0,65d_{дп} + d_1 - d)^2 + a^2}$

Здесь $d_1, d_3, d_{дп}$ – соответствующие диаметры групп.

4) Проводимость изоляции складывается из проводимости изоляции по постоянному току G_0 и проводимости изоляции по переменному току G_f . В общем случае рассчитывается по формуле

$$G = G_0 + G_f = \frac{1}{R_{из}} + \omega C \operatorname{tg} \delta, \quad (4.13)$$

где $R_{из}$ – сопротивление изоляции кабельной цепи, нормированное величиной 10000 МОм·км для междугородних кабелей и 2000 МОм·км для городских;

ω – круговая частота ($\omega = 2\pi f$).

Для симметричных кабелей величина G_0 очень мала по сравнению с G_f и ей можно пренебречь.

4.3 Основные зависимости первичных параметров симметричного кабеля

График зависимости первичных параметров от частоты, расстояния между проводниками и диаметром проводника представлен на рисунке 2.5.

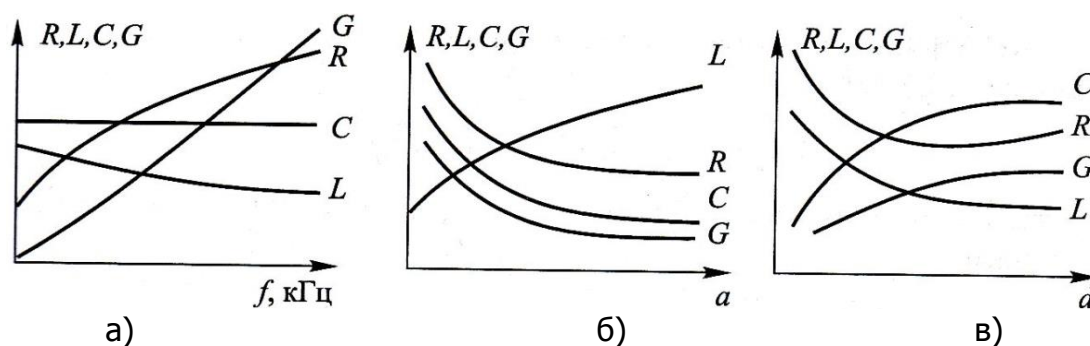


Рисунок 4.6 – Зависимости первичных параметров симметричной цепи от а) частоты, б) расстояния между проводниками, в) диаметра проводника

С увеличением частоты (см. рисунок 4.6, а) значения параметров R и G возрастают за счет потерь в проводниках на вихревые токи и в изоляции на диэлектрическую поляризацию, а L уменьшается, так как из-за поверхностного эффекта уменьшается внутренняя индуктивность проводников. C от частоты не зависит.

При увеличении расстояния между проводниками (см. рисунок 4.6, б) значения параметров R, C, G уменьшаются, а L возрастает. Снижение R обусловле-

Направляющие среды электросвязи

но уменьшением потерь на эффект близости. Рост L связан с увеличением площади контура, пронизываемого магнитным потоком. C уменьшается, так как проводники удаляются друг от друга и уменьшается их взаимодействие.

С увеличением диаметра проводников (см. рисунок 4.6, в) значения параметров C и G растут, а L уменьшается. Изменение R имеет сложный характер, что обусловлено тем, что с увеличением диаметра проводника сопротивление постоянному току резко уменьшается, а сопротивление за счет поверхностного эффекта и эффекта близости растет. Поэтому вначале R снижается резко, а затем снижение замедляется.

Теоретически от температуры зависят все четыре первичных параметра. Однако практически следует учитывать лишь температурную зависимость активного сопротивления, график которой представлен на рисунке 4.7. Изменение от температуры L, C, G незначительно.

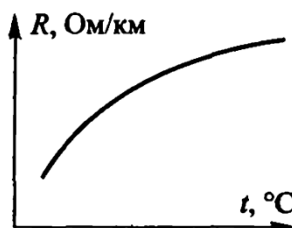


Рисунок 4.7 – Температурная зависимость активного сопротивления

Кроме того, параметры R и L зависят от материала проводников: R от удельного электрического сопротивления ρ , внутрипроводниковая индуктивность L_a – от μ . Параметры C и G зависят от типа изоляции. Емкость C прямо пропорциональна величине ϵ_r , а проводимость изоляции G – тангенсу угла диэлектрических потерь.

4.4 Вторичные параметры передачи

Вторичными параметрами передачи считаются следующие величины:

- волновое сопротивление, Z_B , Ом;
- коэффициент затухания α , Нп/м или дБ/м. Определяет дальность связи;
- коэффициент фазы β , рад/м. Обуславливает скорость распространения энергии по линии;
- коэффициент распространения $\gamma = \alpha + j\beta$;
- скорость распространения электромагнитной энергии v , км/с.

При расчете данных параметров для симметричной цепи вся частотная область делится на несколько подобластей. В зависимости от области применяются различные формулы расчета параметров.

1) Волновое сопротивление

- при постоянном токе ($f=0$ Гц)

$$Z_B = \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} = \sqrt{R_0 R_{uz}} ; \tag{4.14}$$

- в диапазоне низких частот до тональной частоты, $f < 800$ Гц

$$Z_B = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{2\omega C}} - i \sqrt{\frac{R - i\omega L}{2\omega C}} ; \tag{4.15}$$

- в тональном диапазоне ($f \approx 800$ Гц)

$$Z_B = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} e^{-i45^\circ} ; \tag{4.16}$$

Направляющие среды электросвязи

- в области высоких частот ($f > 40$ кГц)

$$Z_{\epsilon} = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (4.17)$$

- на промежуточных частотах – по полной формуле

$$Z_{\epsilon} = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}}. \quad (4.18)$$

2) Коэффициент затухания (Нп/км)

- при постоянном токе ($f = 0$ Гц)

$$\alpha = \sqrt{R_0 G_0}; \quad (4.19)$$

- в диапазоне низких частот до тональной частоты, $f < 800$ Гц

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}(R - \omega L)}; \quad (4.20)$$

- в тональном диапазоне ($f = 800$ Гц)

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}; \quad (4.21)$$

- в области высоких частот ($f > 40$ кГц)

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (4.22)$$

- на промежуточных частотах – по полной формуле

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (\omega^2 LC - RG) \right]}. \quad (4.23)$$

3) Коэффициент фазы

- при постоянном токе ($f = 0$ Гц)

$$\beta = 0; \quad (4.24)$$

- в диапазоне низких частот до тональной частоты, $f < 800$ Гц

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}(R + \omega L)}; \quad (4.25)$$

- в тональном диапазоне ($f = 800$ Гц)

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}; \quad (4.26)$$

- в области высоких частот ($f > 40$ кГц)

$$\beta = \omega \sqrt{LC}; \quad (4.27)$$

- на промежуточных частотах – по полной формуле

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + (\omega^2 LC - RG) \right]}. \quad (4.28)$$

4) Скорость распространения электромагнитной энергии

- при постоянном токе ($f = 0$ Гц)

$$v = \frac{1}{\frac{1}{2} \sqrt{LC} \left(\sqrt{\frac{LG}{RC}} + \sqrt{\frac{RC}{LG}} \right)}; \quad (4.29)$$

- в диапазоне низких частот до тональной частоты, $f < 800$ Гц

$$v = \sqrt{\frac{2\omega}{RC}}; \quad (4.30)$$

- в области высоких частот ($f > 40$ кГц)

Направляющие среды электросвязи

$$v = \sqrt{\frac{1}{LC}}; \quad (4.31)$$

- на промежуточных частотах – по полной формуле

$$v = \frac{\omega}{\beta}. \quad (4.32)$$

5 Конструкция коаксиальных кабелей связи

5.1 Конструкция проводников коаксиальных кабелей

Основными элементами коаксиального кабеля являются пара проводников, изоляция и защитная оболочка. Конструктивной особенностью проводниковой пары является их соосное (коаксиальное) расположение: один проводник внутри другого, так, что геометрические центры проводников совмещены.

В зависимости от диаметров внутреннего и внешнего проводника и их соотношения коаксиальные пары делятся на несколько разных типов, наиболее распространенными из которых являются:

- малые с диаметром внутреннего проводника 1,2 мм, внешнего – 4,6 мм (обозначение 1,2/4,6 мм);
- средние – 2,6/9,4 мм;
- большие – 5/18 мм.

Кабели среднего типа 2,6/9,4 мм находят применение в основном на магистральных линиях. Кабели малого типа – малогабаритные – используются в основном на внутризоновых сетях связи. Кабели большого типа используются на подводных кабельных линиях.

Внутренний проводник выполняется из металла, имеющего высокую удельную проводимость (малое сопротивление). Чаще всего в этих целях используется медь – как и для симметричных кабелей – мягкая, отожженная марки ММ с удельным сопротивлением $\rho = 0,0175 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$. Иногда используется алюминий, обладающий удельным сопротивлением в 1,65 раз большим: $\rho = 0,0295 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$. Внутренний провод коаксиального кабеля либо выполняется сплошным, либо свивается из нескольких проводников, как показано на рисунке 5.1.

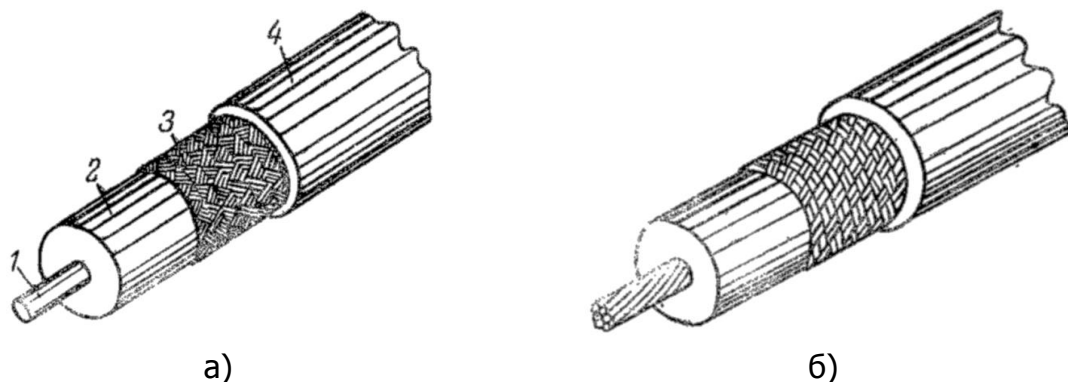


Рисунок 5.1 – Конструкция коаксиального кабеля а) с цельным центральным проводником, б) с многожильным центральным проводником

На рисунке цифрами показаны следующие элементы конструкции: 1 – внутренний проводник, 2 – изоляция; 3 – внешний проводник; 4 – защитная оболочка.

Витой провод применяется в тех кабелях, которые по условиям эксплуатации должны иметь повышенную гибкость. При этом он обладает большими потерями, чем сплошной проводник, поскольку при той же площади поперечного сечения имеет большее сопротивление на единицу длины.

Внешний проводник также изготавливается из меди или алюминия. Применение обоих медных проводников является наилучшим вариантом с точки зрения характеристик передачи, однако достаточно дорогим. Использовать

Направляющие среды электросвязи

алюминиевые проводники вместо медных намного дешевле, однако это приводит к значительному ухудшению параметров передачи сигнала: в кабелях среднего типа при использовании в качестве материала обоих проводников алюминия сопротивление цепи электрическому току возрастает на 29%. Компромиссным является вариант, когда материалом внутреннего проводника служит медь, а материалом внешнего – алюминий. В этом случае удастся добиться снижения стоимости кабеля по сравнению с кабелем, имеющим оба медных проводника, за счет небольшого ухудшения параметров передачи: сопротивление цепи электрическому току возрастает всего на 6% (для кабелей среднего типа).

В электрическом отношении наилучшей формой внешнего проводника коаксиального кабеля является однородная по всей длине трубка, однако изготовить достаточно длинный гибкий кабель со сплошным цилиндрическим внешним проводником крайне затруднительно. Промышленное применение имеют следующие конструктивные разновидности гибких внешних проводников коаксиального кабеля, приведенные на рисунке 5.2:

- с продольным швом типа «молния» (а);
- ленточный (б);
- гофрированный (в);
- оплеточного типа (г).

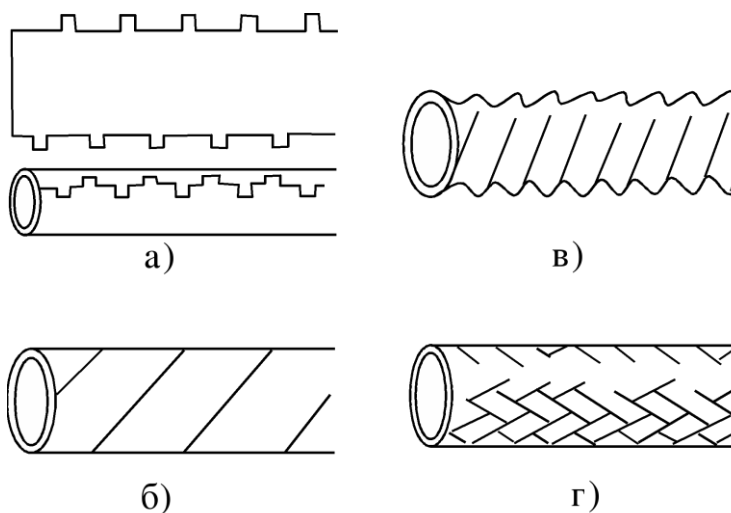


Рисунок 5.2 – Конструкция внешнего проводника коаксиальной пары

Внешний проводник со швом типа «молния» представляет собой непрерывную цилиндрическую трубку с одним продольным швом. Для изготовления используется медная лента толщиной 0,25-0,3 мм, на краях которой расположены смещенные друг относительно друга зубья. При изгибе ленты образуется жесткий и устойчивый цилиндр с высокой электрической однородностью. Данная конструкция внешнего проводника нашла широкое применение в малых и средних коаксиальных парах. Ее использование в больших коаксиальных парах затрудняется излишней жесткостью конструкции.

При изготовлении ленточного проводника (рисунок 5.3) по длине кабеля встык друг к другу накладываются по винтовой спирали с большим шагом медные ленты прямоугольного (а) или фасонного (б) сечения. Известны также конструкции внешнего проводника из круглых металлических проволок (в). Существенным недостатком внешнего проводника такого типа является неустойчивость электрических параметров в процессе длительной эксплуатации.

Направляющие среды электросвязи

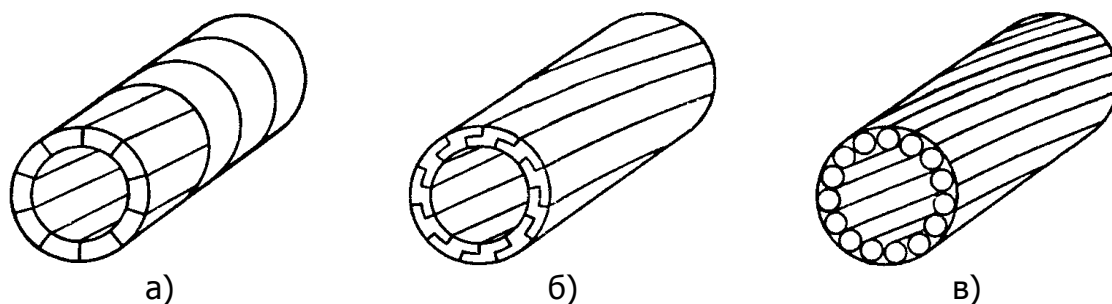


Рисунок 5.3 – Конструкция внешних проводников коаксиальных кабелей из медных лент или проволок

Гофрированный внешний проводник изготавливается из гофрированной по винтовой спирали ленты и имеет один продольный шов. Известны также бесшовные конструкции. В качестве материала обычно используется алюминий.

Главное достоинство гофрированного проводника - его высокая гибкость. Для защиты от взаимных помех такой проводник обычно снабжается дополнительным экраном. В магистральных кабелях экран выполняется как правило в виде обмотки из двух стальных лент толщиной 0,15-0,20 мм и шириной 10-15 мм, накладываемых с перекрытием на внешний проводник.

5.2 Типы изоляции коаксиальных кабелей

Изоляция в коаксиальном кабеле находится между двумя проводниками и выполняет следующие функции:

- предохранение проводников от соприкосновения между собой;
- фиксация положения проводников по всей длине кабеля.

Основной характеристикой изоляции является величина ее диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$.

В качестве изоляции может выступать как сплошной материал (например, слой пенопласта), так и его комбинация с воздухом. В последнем случае говорят о комбинированном диэлектрике. Комбинированная изоляция в свою очередь делится на воздушно-пластмассовую и воздушно-керамическую. Соотношение объемов диэлектрика V_d и воздуха V_B в существующих кабелях с комбинированной изоляцией составляет

$$\frac{V_d}{V_B} = \frac{1}{10} \div \frac{1}{20}. \tag{5.1}$$

Если изоляция коаксиальной пары комбинированная, то вместо диэлектрической проницаемости используется ее эквивалентная величина, которая в общем случае рассчитывается по формуле:

$$\epsilon_3 = \frac{\epsilon_1 S_1 + \epsilon_2 S_2}{S_1 + S_2}, \tag{5.2}$$

где ϵ_1 и ϵ_2 – относительные диэлектрические проницаемости первого и второго диэлектриков;

S_1, S_2 – площади поперечного сечения первого и второго диэлектрика.

При этом вместо тангенса угла диэлектрической проницаемости также используется его эквивалентная величина, рассчитываемая по формуле:

$$\text{tg}\delta_3 = \frac{\epsilon_1 \text{tg}\delta_1 S_1 + \epsilon_2 \text{tg}\delta_2 S_2}{\epsilon_1 S_1 + \epsilon_2 S_2}, \tag{5.3}$$

где $\text{tg}\delta_1$ и $\text{tg}\delta_2$ - тангенс угла диэлектрических потерь первого и второго диэлектрика.

Направляющие среды электросвязи

Наиболее широкое применение в коаксиальных кабелях связи получили следующие типы изоляции, показанные на рисунке 5.4:

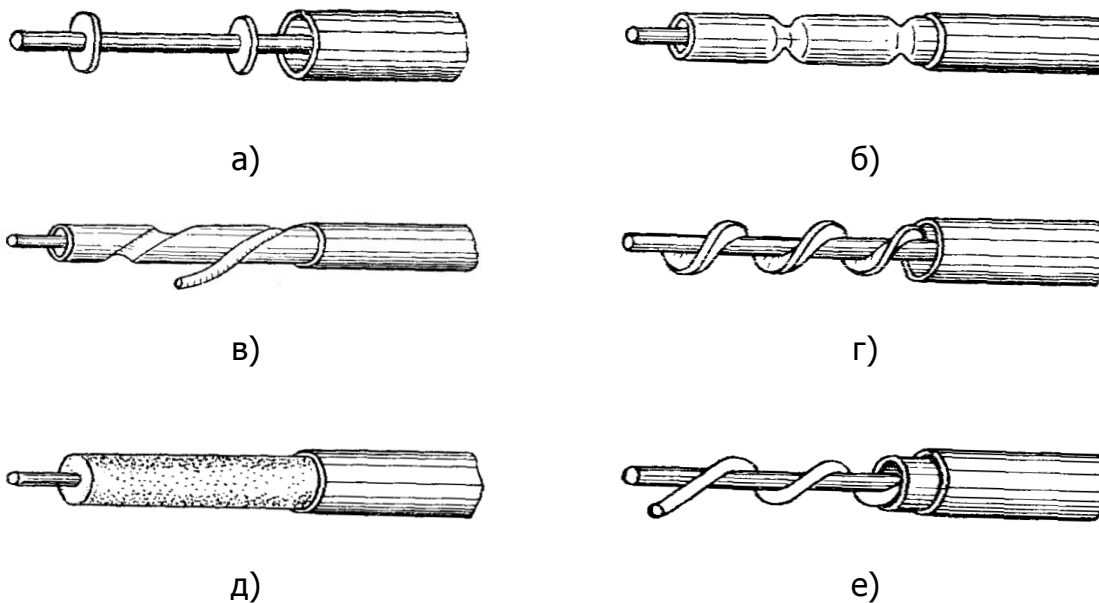


Рисунок 5.4 – Конструкция изоляции коаксиальных кабелей связи

- шайбовая - шайбы из твердого диэлектрика, которые насаживаются на проводник через определенные промежутки (20-60 мм);
- балонная - тонкостенная пластмассовая трубка, внутри которой свободно располагается проводник. Трубка периодически в точках или по спирали обжимается для удержания жилы в центре изоляции;
- спиральная (геликоидальная) – равномерно распределенная по длине проводника пластмассовая спираль, имеющая прямоугольное сечение;
- пористая, образующаяся из слоя пенопласта;
- кордельная - нить спирально расположенного на проводнике корделя, и ленты, которая накладывается поверх него.

В шайбовой изоляции внутреннее отверстие шайбы соответствует диаметру внутреннего проводника, а наружный диаметр – внутреннему диаметру внешнего проводника. Для изготовления шайбы чаще всего применяют полиэтилен, реже – керамику и полистирол.

Внутреннее отверстие шайб обычно делается несколько меньше диаметра внутреннего проводника, тем самым за счет трения шайба жестко фиксируется на своем месте. Шайбы имеют боковые надрезы, в целях придания кабелю прочности шайбы надеваются таким образом, что надрезы периодически меняют свое положение на 180°.

Для шайбовой изоляции величины эквивалентной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь можно рассчитать по следующим формулам (см. рисунок 5.5):

Направляющие среды электросвязи

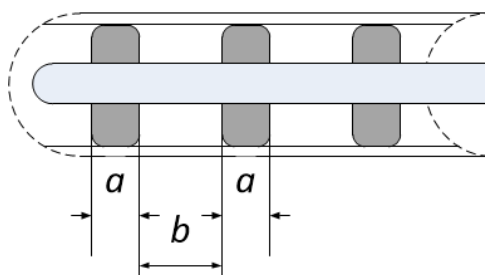


Рисунок 5.5 – К вычислению эквивалентных характеристик шайбовой изоляции коаксиального кабеля

$$\epsilon_{\text{э}} = \frac{\epsilon_{\text{в}}b + \epsilon_{\text{д}}a}{a + b}, \tag{5.4}$$

$$\text{tg}\delta_{\text{э}} = \frac{\epsilon_{\text{д}}\text{tg}\delta_{\text{д}}a + \epsilon_{\text{в}}\text{tg}\delta_{\text{в}}b}{\epsilon_{\text{в}}b + \epsilon_{\text{д}}a}, \tag{5.4}$$

где a – толщина шайбы, мм;

b – расстояние между шайбами, мм;

$\epsilon_{\text{в}}$ – относительная диэлектрическая проницаемость воздуха;

$\epsilon_{\text{д}}$ – относительная диэлектрическая проницаемость материала шайбы.

$\text{tg}\delta_{\text{д}}$ – тангенс угла диэлектрических потерь материала шайбы;

$\text{tg}\delta_{\text{в}}$ – тангенс угла диэлектрических потерь воздуха.

В изоляции спирального типа шаг наложения спирали и толщина твердого диэлектрика рассчитаны на обеспечение оптимальных механических и электрических характеристик. Например, в кабеле типа 2,6/9,4 мм шаг винтовой спирали 15-20 мм, а толщина диэлектрика 1,2-2,0 мм.

Достоинствами спиральной изоляции являются высокие электрические свойства. Диэлектрическая проницаемость такой изоляции аналогична диэлектрической проницаемости шайбовой полиэтиленовой изоляции и составляет 1,08-1,10. Винтовая спираль обеспечивает хорошую гибкость, однородность параметров и надежность центровки проводников коаксиальной пары.

5.3 Виды коаксиальных кабелей связи

Маркировка коаксиальных кабелей связи осуществляется по алгоритму, аналогичному маркировке симметричных кабелей.

Коаксиальные кабели для первичной магистральной сети связи России унифицированы и содержат стандартные коаксиальные пары 2,6/9,4 мм, 1,2/4,6 мм и 2,1/9,7 мм независимо от типа и марки кабеля.

В эксплуатации в основном находятся два типа конструкций коаксиальных кабелей связи:

- типа КМ-4 с 4 средними коаксиальными парами;
- типа КМ-8/9 с 8 средними и 6 малогабаритными коаксиальными парами.

Такой кабель называется комбинированным.

Коаксиальный кабель типа КМ-4 и типа КМ-8/6 предназначены для многоканальной связи и телевидения с уплотнением в диапазоне частот до 25 МГц. Его сердечник скручен из четырех средних коаксиальных пар 2,6/9,5 и пяти звездных четверок. В коаксиальных парах проводники медные. Изоляция из полиэтиленовых шайб толщиной 2,2 мм с расстоянием между ними 25 мм. Структура коаксиального кабеля типа КМ-4 приведена на рисунке 5.6, где цифрами обозначены

Направляющие среды электросвязи

1. бронепроволока;
2. наружный покров (джут);
3. подушка;
4. две изолирующие оболочки;
5. свинцовая оболочка;
6. поясная изоляция

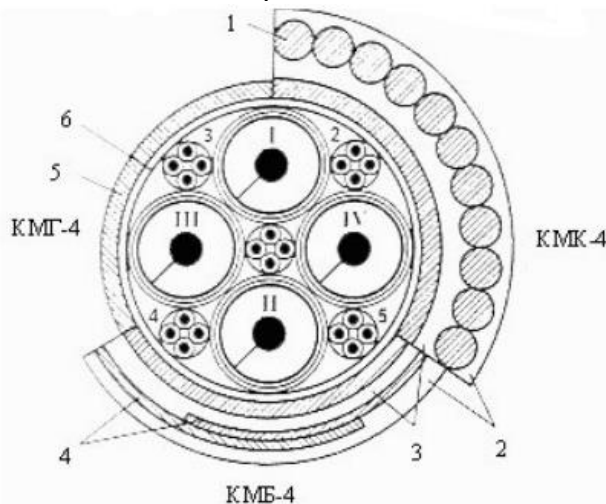


Рисунок 5.6 – Кабель типа КМ-4

По кабелю КМ-4 можно организовать две системы К-1920 с расстоянием между усилителями 6 км или две системы К-3600 или К-5400 с расстоянием между усилителями 3 км. Возможно также применение цифровых систем передачи ИКМ-480 и ИКМ-1920.

Структура комбинированного коаксиального кабеля КМ-8/6 приведена на рисунке 5.7.

На рисунке 5.7 используются следующие цифровые обозначения:

1. свинцовая оболочка;
2. поясная изоляция;
3. бронепроволока;
4. наружный покров (джут);
5. подушка.

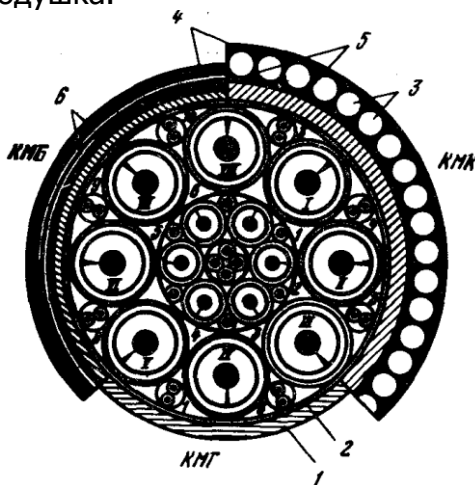


Рисунок 5.7 – Кабель типа КМ-8/6

Комбинированные коаксиальные кабели позволяют:

Направляющие среды электросвязи

- организовывать мощные пучки телефонных каналов и телевизионную передачу на большие расстояния по коаксиальным парам 2,6/9,5 мм с помощью систем передачи К-1920 и К-3600;
- обеспечивать распределительные каналы для связи между городами и промежуточными пунктами, расположенными по магистрали, по коаксиальным парам 1,2/4,6 мм с помощью системы К-300 и системы ИКМ-480;
- обеспечивать выделение необходимого числа каналов в любом пункте трассы с помощью систем передачи К-300 и К-24;
- организовывать служебную связь и телесигнализацию по симметричным парам и четверкам.

Кроме вышеперечисленных магистральных кабелей в первичной сети связи Российской Федерации используются малогабаритные коаксиальные кабели типа МКТ-4. Они предназначены для использования в аналоговых системах передачи в диапазоне частот от 10 МГц и цифровых системах со скоростью передачи 34 и 140 Мбит/с. В зависимости от типа металлических оболочек кабели разделяются на две группы:

- МКТС-4 в свинцовой оболочке;
- МКТА-4 в алюминиевой оболочке.

Структура малогабаритного коаксиального кабеля типа МКТ-4 приведена на рисунке 5.8.

На рисунке цифрами обозначены

1. поясная изоляция;
2. свинцовая оболочка;
3. две бронеленты;
4. наружный покров;
5. бронепроволока.

Малогабаритные коаксиальные кабели предназначены для строительства кабельных магистралей ограниченной протяженности, рокадных линий между магистралями, устройства глубоких вводов радиорелейных линий и обеспечения областных связей. Достоинствами этих кабелей являются простота конструкции, дешевизна и технологичность их изготовления.

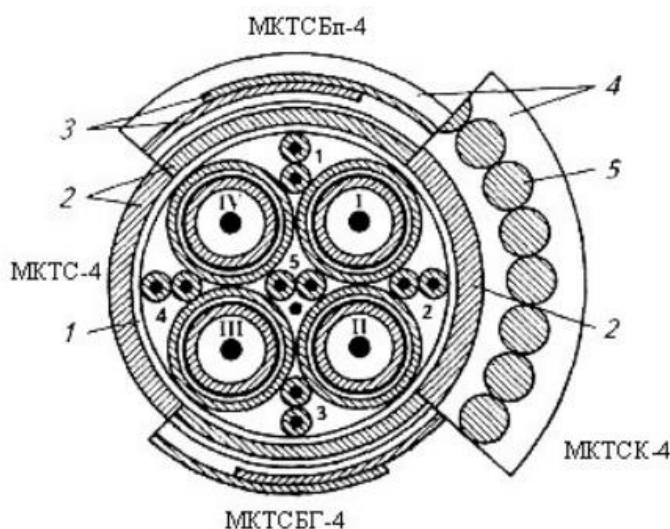


Рисунок 5.8 – Кабель типа МКТ-4

6 Параметры передачи коаксиальных кабелей

6.1 Электромагнитные процессы в коаксиальных кабелях

Конструктивной особенностью коаксиального кабеля является соосное расположение внутреннего и внешнего проводников. Такая конструкция обуславливает возможность передачи широкого спектра частот.

Результирующее магнитное поле коаксиальной пары представлено на рисунке 6.1, где также приведены напряженности магнитного поля H_{φ}^a и H_{φ}^b каждого проводника (a и b) по отдельности.

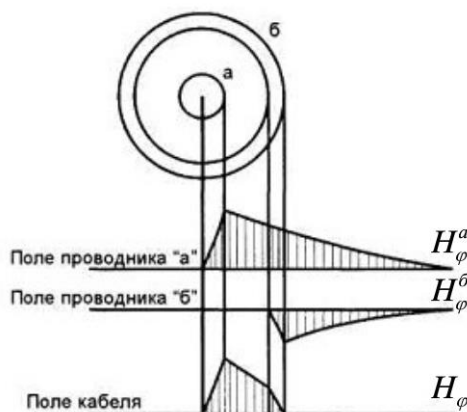


Рисунок 6.1 – Магнитное поле коаксиальной цепи

В металлической толще внутреннего проводника магнитное поле H_{φ}^a возрастает, а вне его – уменьшается по закону

$$H_{\varphi}^a = I / 2\pi r, \quad (6.1)$$

где r – расстояние от центра проводника;
 I – ток в проводнике.

Поле H_{φ}^b внешнего проводника b вне его выражается таким же уравнением, как и для сплошного проводника

$$H_{\varphi}^b = I / 2\pi r, \quad (6.2)$$

только r – расстояние от центра полого проводника.

Поскольку центры сплошного и полого проводников находятся в одной и той же точке (проводники соосны), то при определении внешних магнитных полей коаксиального кабеля параметр r для обоих проводников принимается одинаковым и исчисляется от центра проводников.

Токи в проводниках a и b равны по величине и обратны по знаку, магнитные поля внутреннего и внешнего проводников в любой точке пространства вне коаксиальной пары также будут равны и направлены в разные стороны, следовательно, результирующее магнитное поле вне коаксиальной пары будет равно нулю:

$$H_{\varphi} = H_{\varphi}^a + H_{\varphi}^b = I / 2\pi r + (-I / 2\pi r) = 0. \quad (6.3)$$

Из этого следует, что силовые линии магнитного поля располагаются внутри коаксиальной пары в виде концентрических окружностей, а вне коаксиаль-

Направляющие среды электросвязи

ной пары магнитное поле отсутствует. Электрическое поле внутри пары замыкается по радиальным направлениям между проводниками а и б, за ее пределами оно равно нулю. Электромагнитное поле коаксиальной цепи изображено на рисунке 6.2.

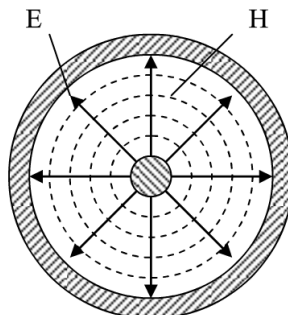


Рисунок 6.2 – Электромагнитное поле коаксиальной цепи

Отсутствие внешнего электромагнитного поля обуславливает основные достоинства коаксиальных кабелей, а именно:

- широкий диапазон частот;
- большое число каналов;
- защищенность от помех;
- возможность организации однокабельной связи.

Рассмотрим действие *поверхностного эффекта* и *эффекта близости* в коаксиальных парах.

Распределение плотности тока во внутреннем проводнике определяется лишь действием поверхностного эффекта (рисунок 6.3). Силовые линии внутреннего магнитного поля, пересекая толщ проводника, наводят в нем вихревые токи. Направление вихревых токов – против направления вращения рукоятки буравчика (закон Ленца). Вихревые токи $I_{в.т}$ в центре внутреннего проводника имеют направление, обратное движению основного тока, протекающего по проводнику, а на периферии их направления совпадают.

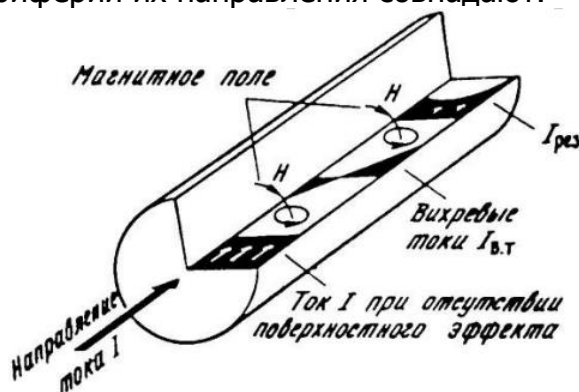


Рисунок 6.3 – Распределение плотности тока во внутреннем проводнике

Обратная картина перераспределения плотности тока за счет поверхностного эффекта происходит во внешнем проводнике (рисунок 6.4): плотность тока увеличивается в направлении к его внутренней поверхности. Если бы внутреннего проводника не было, то переменный ток, проходя по внешнему проводнику, вследствие поверхностного эффекта вытеснялся бы на внешнюю поверхность.

Направляющие среды электросвязи

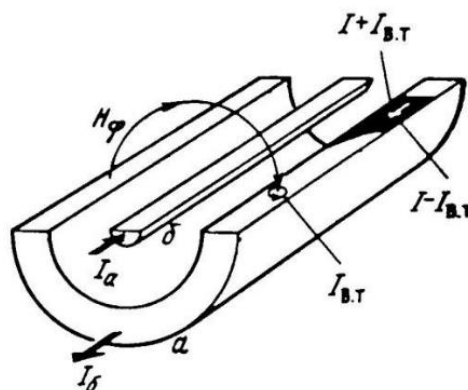


Рисунок 6.4 – Распределение плотности тока во внешнем проводнике

Вследствие особенности конструкции, токи в проводниках *a* и *b* как бы смещаются и концентрируются на взаимно обращенных поверхностях проводников (рисунок 6.5). Чем выше частота тока, тем сильнее эффект смещения, и в результате энергия сосредотачивается внутри коаксиального кабеля в диэлектрике, а проводники задают лишь направление распространению волн электромагнитной энергии.

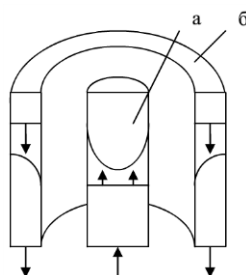


Рисунок 6.5 – Концентрация токов на взаимно обращенных друг к другу поверхностях проводников

Мешающее электромагнитное поле высокой частоты, создаваемое соседними цепями передачи или другими источниками помех, воздействует на внешний проводник коаксиальной пары, и вследствие поверхностного эффекта будет распространяться не по всему сечению кабеля, а лишь по его наружной поверхности, причем чем выше частота тока помех, тем на меньшую глубину он будет проникать. Таким образом, внешний проводник коаксиальной пары выполняет две функции:

1. является обратным проводником цепи передачи;
2. защищает (экранирует) передачу, ведущуюся по кабелю, от мешающих влияний (рисунок 6.6).

Таким образом, основные преимущества коаксиального кабеля - малое затухание и высокая помехозащищенность - особенно ярко проявляются в высокочастотной части передаваемого спектра частот. Это обуславливает их применение в аппаратуре УКВ и СВЧ диапазонов. При постоянном токе и на низких частотах, когда ток практически проходит по всему сечению проводника, достоинства этого кабеля пропадают. Более того, коаксиальная цепь как несимметричная относительно других цепей и земли (т.к. параметры проводников *a* и *б* различны) в низком диапазоне частот по защищенности от помех уступает симметричным кабелям.

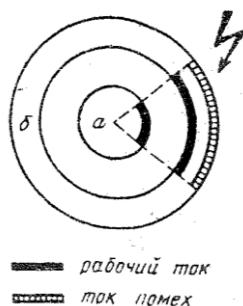


Рисунок 6.6 – Рабочий ток и ток помех в коаксиальной цепи

Электромагнитное поле коаксиальной цепи идеальной конструкции имеет только три ненулевых составляющих: E_r , E_z и H_φ , как показано на рисунке 6.7.

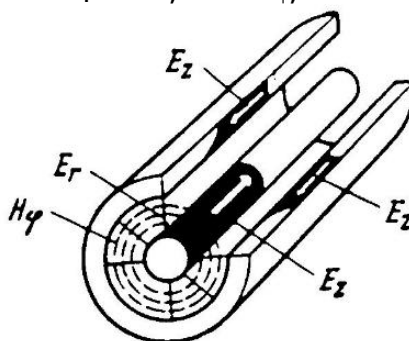


Рисунок 6.7 – Составляющие электромагнитного поля коаксиальной цепи

Следовательно, линии магнитной индукции располагаются концентрически вокруг оси z .

Радиальная составляющая электрического поля E_r обуславливается наличием тока смещения в диэлектрике и совпадает по направлению с его вектором плотности. Продольная составляющая E_z характеризует ток проводимости в проводниках, направленных вдоль кабеля.

6.2 Первичные параметры передачи

Идеальный коаксиальный кабель. Рассмотрим передачу энергии по коаксиальной паре без потерь в проводниках. Первичные параметры передачи в данном случае рассчитываются по формулам:

$$R = 0, \tag{6.4}$$

$$L = \frac{\mu_a}{2\pi} \ln \frac{r_b}{r_a}, \tag{6.5}$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_a}{\ln \frac{r_b}{r_a}}, \tag{6.6}$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{r_b}{r_a}}. \tag{6.7}$$

Формулой (6.5) описывается внешняя межпроводниковая индуктивность коаксиального кабеля.

Коаксиальный кабель с учетом потерь. В реальных условиях проводники имеют конечную проводимость и создают дополнительные потери энергии

Направляющие среды электросвязи

на джоулево тепло. Кроме того необходимо учесть внешнюю межпроводниковую проводимость.

1) *Активное сопротивление цепи переменному току* представляет собой сумму сопротивлений внутреннего проводника *a* и внешнего проводника *b*:

$$R = R_a + R_b. \quad (6.8)$$

В диапазоне частот от 60 кГц и выше, в котором наиболее часто используются коаксиальные кабели, для расчета данных параметров применяются сокращенные формулы:

$$R_a = \frac{\sqrt{2}k_a}{4\pi r_a \sigma_a} = \frac{\sqrt{2}k_b}{2\pi d \sigma_a}, \quad (6.9)$$

$$R_b = \frac{\sqrt{2}k_a}{4\pi r_b \sigma_b} = \frac{\sqrt{2}k_b}{2\pi D \sigma_b}, \quad (6.10)$$

где k_a, k_b – коэффициент вихревых токов внутреннего и внешнего проводников соответственно;

r_a, r_b – радиусы внутреннего и внешнего проводников соответственно, мм;

d, D – диаметры внутреннего и внешнего проводников соответственно, мм;

σ_a, σ_b – проводимости металлов внутреннего и внешнего проводников соответственно.

Следовательно, в общем случае активное сопротивление цепи переменному току при частоте от 60 кГц

$$R = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \left(\frac{k_a}{r_a \sigma_a} + \frac{k_b}{r_b \sigma_b} \right) = \frac{\sqrt{2}k}{2\pi} \left(\frac{k_a}{d \sigma_a} + \frac{k_b}{D \sigma_b} \right). \quad (6.11)$$

В случае, когда материал проводников одинаковый:

$$R = \frac{\sqrt{2}k}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) = \frac{\sqrt{2}k}{2\pi\sigma} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right). \quad (6.12)$$

В частных случаях исполнения проводников коаксиальной цепи для расчета используются следующие формулы:

- для обоих медных проводников:

$$R = 0,0835 \sqrt{f} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right); \quad (6.13)$$

- для обоих алюминиевых проводников:

$$R = 0,108 \sqrt{f} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right); \quad (6.14)$$

- для внутреннего проводника, выполненного из меди, а внешнего – из алюминия:

$$R = \sqrt{f} \left(\frac{0,0835}{d} + \frac{0,108}{D} \right). \quad (6.15)$$

Использование меди в качестве материала изготовления обоих проводников приводит к значительному удорожанию кабеля. Однако, в кабеле с двумя алюминиевыми проводниками сопротивление выше на 29%, чем в кабеле с двумя медными проводниками. Если сделать алюминиевым только внешний проводник, то сопротивление вырастет всего на 6%. Последний вариант является более предпочтительным.

В низкочастотном диапазоне ($f < 60$ кГц) расчет активного сопротивления внутреннего и внешнего проводников приходится вести по полным формулам:

- для внутреннего проводника:

Направляющие среды электросвязи

$$R_a = R_{0a} [1 + F(k_a r_a)], \quad (6.16)$$

где R_{0a} – электрическое сопротивление внутреннего проводника постоянному току, Ом/км;

F – коэффициент учета потерь в проводнике вследствие поверхностного эффекта (табличное значение);

- для внешнего проводника:

$$R_b = \frac{10^3}{2\pi r_b \sigma_b} \left[\frac{k_b}{\sqrt{2}} \frac{\text{sh} u + \sin u}{\text{ch} u - \cos u} - \frac{4r_b + t}{8(r_b + t)r_b} \right], \quad (6.17)$$

где t – толщина внешнего проводника;

r_b – внутренний радиус внешнего проводника;

$$u = \sqrt{2} k_b t. \quad (6.18)$$

Сопротивление внутреннего проводника постоянному току рассчитывается, как и для симметричной цепи, по формуле

$$R_{0a} = \frac{4000 \rho_a}{\pi d_a^2}. \quad (6.19)$$

где ρ_a – удельное сопротивление металла внутреннего проводника, Ом·мм²/м.

Если необходимо рассчитать сопротивление постоянному току внешнего проводника, поверх которого наложен экран из лент, применяется формула

$$R_{0b} = \frac{R_M R_\varepsilon}{R_M + R_\varepsilon}, \quad (6.20)$$

где R_M – сопротивление внешнего медного проводника;

R_ε – сопротивление экрана.

При этом

$$R_M = \frac{1000 \rho_M}{\pi (D + \tau) \tau}, \quad (6.21)$$

где ρ_M – удельное сопротивление меди, Ом·мм²/м;

τ – толщина внешнего проводника, мм;

D – внутренний диаметр внешнего проводника, мм.

$$R_\varepsilon = \frac{1000 \rho_\varepsilon}{\pi (D + \tau + \Delta) \Delta \cdot n}, \quad (6.22)$$

где ρ_ε – удельное сопротивление металла экранирующих лент, Ом·мм²/м;

Δ – толщина экранирующих лент, мм;

n – число экранирующих лент.

2) **Индуктивность** в общем случае состоит из наружной межпроводниковой индуктивности и внутренней индуктивности каждого из проводников:

$$L = L_a + L_b + L_{\text{вн}}. \quad (6.23)$$

В диапазоне частот от 60 кГц и выше

$$L_a = \frac{\sqrt{2} \mu_{aa}}{4\pi r_a k_a} = \frac{\sqrt{2} \mu_{aa}}{2\pi d k_a}, \quad (6.24)$$

где μ_a – абсолютная магнитная проницаемость;

$$L_b = \frac{\sqrt{2} \mu_{ab}}{4\pi r_b k_b} = \frac{\sqrt{2} \mu_{ab}}{2\pi D k_b}; \quad (6.25)$$

$$L_{\text{вн}} = 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \cdot 10^{-4} = 2 \ln \left(\frac{D}{d} \right) \cdot 10^{-4}. \quad (6.26)$$

Направляющие среды электросвязи

В результате общая формула для расчета индуктивности коаксиальной цепи на высоких частотах

$$L = \left[\frac{\sqrt{2}}{4\pi} \left(\frac{1}{r_a} \frac{\mu_{aa}}{k_a} + \frac{1}{r_b} \frac{\mu_{ab}}{k_b} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \right] \cdot 10^{-4} = \left[\frac{\sqrt{2}}{2\pi} \left(\frac{1}{d} \frac{\mu_{aa}}{k_a} + \frac{1}{D} \frac{\mu_{ab}}{k_b} \right) + 2 \ln \left(\frac{D}{d} \right) \right] \cdot 10^{-4} \quad (6.27)$$

В случае, когда материал проводников одинаковый:

$$L = \left[\frac{\sqrt{2}\mu_a}{4\pi k} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \right] \cdot 10^{-4} = \left[\frac{\sqrt{2}\mu_a}{2\pi k} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) + 2 \ln \left(\frac{D}{d} \right) \right] \cdot 10^{-4} \quad (6.28)$$

В частных случаях исполнения проводников коаксиальной цепи для расчета используются следующие формулы:

• для обоих медных проводников:

$$L = \left[\frac{133,3}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) + 2 \ln \left(\frac{D}{d} \right) \right] \cdot 10^{-4}; \quad (6.29)$$

• для обоих алюминиевых проводников:

$$L = \left[\frac{172}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) + 2 \ln \left(\frac{D}{d} \right) \right] \cdot 10^{-4}; \quad (6.30)$$

• для внутреннего проводника, выполненного из меди, а внешнего – из алюминия:

$$L = \left[\left(\frac{133,3}{\sqrt{f}d} + \frac{172}{\sqrt{f}D} \right) + 2 \ln \left(\frac{D}{d} \right) \right] \cdot 10^{-4} \quad (6.31)$$

В низкочастотном диапазоне ($f < 60$ кГц) расчет активного сопротивления внутреннего и внешнего проводников приходится вести по полным формулам:

$$L_a = \frac{1}{2} \mu_r Q(kr) \cdot 10^{-4} \quad (6.32)$$

где μ_r – относительная магнитная проницаемость материала внутреннего проводника;

$$L_b = \frac{10^3}{2\pi r_b \sigma} \frac{k_b}{\sqrt{2\omega}} \frac{\operatorname{sh} u - \sin u}{\operatorname{ch} u - \cos u} \quad (6.33)$$

$$L_{вн} = 2\mu_r \ln \frac{r_b}{r_a} \cdot 10^{-4} = 2\mu_r \ln \left(\frac{D}{d} \right) \cdot 10^{-4} \quad (6.34)$$

Внешняя межпроводниковая индуктивность не зависит от частоты. Внутренняя индуктивность по абсолютной величине значительно меньше внешней и с ростом частоты ее относительное значение существенно снижается.

3) *Емкость:*

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-6}}{18 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right)} = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-6}}{18 \ln \left(\frac{D}{d} \right)}, \quad (6.35)$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

4) *Проводимость изоляции* в общем виде рассчитывается по формуле

$$G = \frac{1}{R_{из}} + \omega C \operatorname{tg} \delta, \quad (6.36)$$

Направляющие среды электросвязи

где $R_{из}$ – сопротивление изоляции кабельной цепи, нормированное величиной 10000 МОм·км;

ω – круговая частота ($\omega = 2\pi f$);

$\text{tg}\delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

Первым слагаемым, описывающим проводимость, обусловленную утечкой тока в силу несовершенства изоляции, в диапазоне частот более 60 кГц можно пренебречь.

Рассмотрим зависимости параметров передачи коаксиального кабеля.

На рисунке 6.8 приведены частотные зависимости параметров коаксиального кабеля.

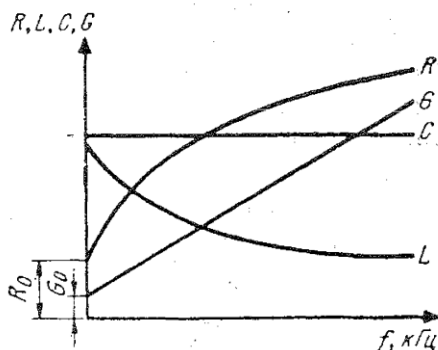


Рисунок 6.8 – Частотная зависимость первичных параметров передачи коаксиального кабеля

С ростом частоты активное сопротивление возрастает за счет поверхностного эффекта и эффекта близости. Наибольшее удельное значение имеет сопротивление внутреннего проводника, его значение больше R_b в 3-4 раза. Индуктивность с увеличением частоты уменьшается из-за уменьшения внутренней индуктивности проводников за счет поверхностного эффекта. Внешняя индуктивность не меняется с изменением частоты. Емкость не зависит от частоты. Проводимость изоляции линейно возрастает с ростом частоты, ее величина в первую очередь зависит от качества диэлектрика, используемого в кабеле и характеризуемого величиной угла диэлектрических потерь.

На рисунке 6.9 показано изменение первичных параметров с увеличением соотношения радиусов внешнего и внутреннего проводников коаксиального кабеля.

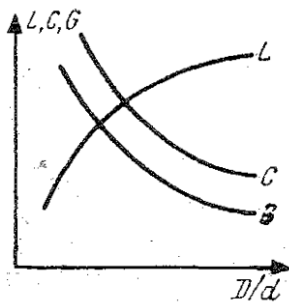


Рисунок 6.8 – Зависимость первичных параметров передачи коаксиального кабеля от соотношений диаметров проводников

При увеличении этого соотношения возрастает индуктивность кабеля, и снижаются емкость и проводимость изоляции. Активное сопротивление зависит не от отношений диаметров проводников, а от абсолютных значений радиусов

этих проводников: чем толще проводники, тем меньше активное сопротивление.

6.3 Вторичные параметры передачи

Коаксиальные кабели практически используются на частотах свыше 40 кГц, где $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$, поэтому вторичные параметры обычно рассчитываются по упрощенным формулам.

1) *Волновое сопротивление* при $f > 40$ кГц:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (6.37)$$

На частотах свыше 2 МГц

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}, \quad (6.38)$$

где $Z_0 = 376,6$ Ом – волновое сопротивление воздуха.

2) *Коэффициент затухания* – сумма затуханий в металле и в диэлектрике. При $f > 40$ Гц

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ (Нп/км)} = 8,69 \left[\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right] \text{ (дБ/км)}; \quad (6.39)$$

на высоких частотах ($f > 2$ МГц):

$$\alpha = \frac{6,05 \sqrt{f \epsilon_r}}{\ln \frac{D}{d}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \cdot 10^{-3} + 9,08 f \sqrt{\epsilon_r} \text{tg} \delta \cdot 10^{-5} \text{ (дБ/км)}. \quad (6.40)$$

В практически используемом спектре частот передачи по коаксиальным кабелям величина потерь в диэлектрике незначительна и достигает 2-3% от величины потерь в металле.

3) *Коэффициент фазы* в области частот, на которых осуществляется передача по коаксиальному кабелю ($f > 40$ Гц) может быть рассчитан по следующей формуле:

$$\beta = \omega \sqrt{LC}; \quad (6.41)$$

на высоких частотах ($f > 2$ МГц):

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_a \epsilon_a} \quad (6.42)$$

или

$$\beta = \omega \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c}. \quad (6.43)$$

4) *Скорость распространения электромагнитной энергии* при $f > 40$ Гц

$$v = \sqrt{\frac{1}{LC}}; \quad (6.44)$$

на высоких частотах ($f > 2$ МГц):

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (6.45)$$

6.4 Оптимальные соотношения диаметров проводников коаксиальной цепи

От соотношения диаметров проводников коаксиальной пары во многом зависит область применения кабелей этого типа. Оптимальное соотношение размеров коаксиальной пары может меняться, если кабель необходимо получить с минимальным затуханием; по кабелю необходимо обеспечить передачу большой мощности или создать кабель на максимальное напряжение.

Для кабеля с минимальным затуханием требуется соблюдение соотношения

- если материал проводников одинаковый:

$$\ln \frac{D}{d} = 1 + \frac{d}{D}, \quad (6.46)$$

откуда следует, что оптимальное соотношение диаметров проводников должно быть

$$\frac{D}{d} = 3,6; \quad (6.47)$$

- если материал проводников разный:

$$\ln \frac{D}{d} = 1 + \frac{d}{D} \sqrt{\frac{\sigma_d}{\sigma_D}}. \quad (6.48)$$

При применении в конструкциях коаксиальным кабелей различных типов изоляции может меняться значение эквивалентной диэлектрической проницаемости, тогда при соблюдении соотношения $D/d = 3,6$ будет меняться значение волнового сопротивления. Для обеспечения требуемого волнового сопротивления соотношение диаметров проводников определяется по формуле

$$\frac{D}{d} = e^{\frac{Z_0}{60} \sqrt{\varepsilon_3}}. \quad (6.49)$$

Оптимальная конструкция кабеля по электрической мощности находится из условия

$$\ln \frac{D}{d} = 1, \quad (6.50)$$

откуда следует

$$\frac{D}{d} = e = 2,718. \quad (6.51)$$

Максимальная мощность может быть передана по кабелю при соотношении

$$\ln \frac{D}{d} = \frac{1}{2}, \quad (6.52)$$

откуда следует

$$\frac{D}{d} = 1,65. \quad (6.53)$$

Для междугородных кабелей связи необходимо обеспечить наибольшую дальность связи и в расчетах исходят из условия оптимального по затуханию соотношения $D/d = 3,6$ с учетом получения нормированной величины $Z_0 = 75$ Ом.

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

Значения волновых сопротивлений при оптимальных соотношениях диаметров представлены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 - Оптимальные соотношения диаметров проводников

$\frac{D}{d}$	$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$	Свойства конструкции
3,6	$\frac{76,6}{\sqrt{\varepsilon_3}}$	Минимум затухания
2,72	$\frac{59,9}{\sqrt{\varepsilon_3}}$	Максимум электрической прочности на пробой
1,65	$\frac{30}{\sqrt{\varepsilon_3}}$	Максимум передаваемой мощности

7 Физические основы передачи сигнала по оптическим кабелям

7.1 Волоконный световод. Одномодовые и многомодовые волокна

Основным элементом оптического кабеля является волоконный световод – круглый стержень из оптически прозрачного диэлектрика, структура которого обеспечивает распространение вдоль него световых волн. Из-за малых размеров поперечного сечения волоконных световодов их обычно называют оптическими волокнами.

Оптическое волокно, как правило, имеет двухслойную конструкцию и состоит из сердцевины и оболочки, как показано на рисунке 7.1, с разными показателями (коэффициентами) преломления n_1 и n_2 .

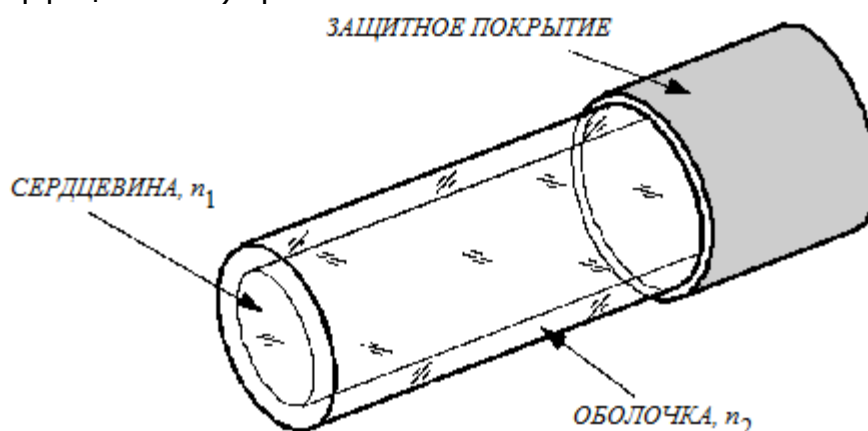


Рисунок 7.1 – Конструкция оптического волокна

Под **преломлением** понимают *изменение скорости распространения света при его перемещении из одной среды в другую*, что с точки зрения волновой теории приводит к изменению направления движения. Показатель преломления вычисляется по формуле

$$n = \frac{c}{v}, \quad (7.1)$$

где $c=300\,000$ км/с – скорость света в вакууме;
 v – скорость света в материале.

На высоких частотах, характерных для передачи по оптоволокну, показатель преломления может также быть выражен через относительную диэлектрическую и магнитную проницаемости ϵ_r и μ_r

$$n = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}. \quad (7.2)$$

Сердцевина оптического волокна выполнена из **оптически более плотного** материала - среды с более высоким значением показателя преломления. По сердцевине передается основная часть оптической мощности сигнала.

Оболочка выполняется из оптически менее плотного материала и служит для создания лучших условий отражения на границе «сердцевина-оболочка», защиты сердцевины от механических повреждений, а также для защиты от излучений энергии в окружающее пространство и поглощения нежелательного излучения извне. Оболочка имеет одно или несколько защитных покрытий.

Направляющие среды электросвязи

Сердцевина и оболочка оптоволоконного кабеля выполняются из кварцевого стекла, чистого или с примесями химических элементов и их соединений.

Свет по своей природе является электромагнитной волной, имеющей электрическую E и магнитную H составляющие. Различные комбинации этих векторов представляют собой типы волн, которые называются модами. Таким образом, **мода** – это одна из составляющих света, распространяющегося в волокне, которая соответствует определенному типу колебаний или определенной траектории прохождения луча.

По волокну могут распространяться как одна мода (одноименный режим), так и много - до 100 000 – мод (многоименный режим). Режим передачи влияет на дисперсию, а следовательно, и на пропускную способность волокна. Число мод зависит от размера и свойств волокна.

Волоконные световоды делятся на две группы: многомодовые и одномодовые (рисунок 7.2). В конструктивном плане они различаются диаметром сердцевины.

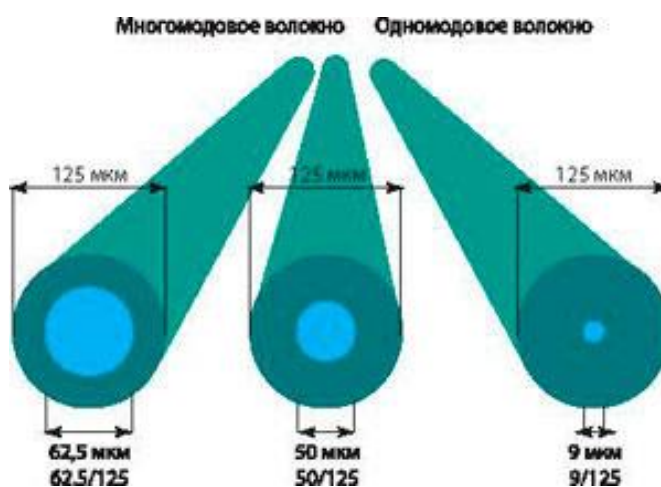


Рисунок 7.2 – Одномодовые и многомодовые волокна

Диаметр сердцевины одномодового волокна меньше или соизмерим с длиной волны ($d \leq \lambda$), многомодового – больше длины волны ($d > \lambda$). Практически диаметр сердцевины световода составляет 8-10 мкм у одномодовых и 50 или 62,5 мкм у многомодовых световодов. Диаметр оболочки оптического волокна от группы не зависит и составляет 125 мкм, а диаметр волокна по защитному покрытию – 250 мкм.

Оптические волокна также различаются по **профилю показателя преломления** – закону изменения показателя преломления вдоль радиуса сердцевины. По данному показателю они делятся на ступенчатые и градиентные (рисунок 7.3).

В ступенчатых волокнах показатель преломления в сердцевине постоянен, и имеется резкий переход от n_1 сердцевины к n_2 оболочки. Градиентные оптические волокна имеют непрерывное плавное изменение показателя преломления в сердцевине по радиусу волокна от центра к периферии.

В ступенчатом многомодовом оптоволоконном кабеле лучи резко отражаются от границы «сердцевина-оболочка». При этом пути следования различны, и поэтому они приходят к концу линии со сдвигом во времени, что приводит к искажению передаваемого сигнала (дисперсии).

Направляющие среды электросвязи

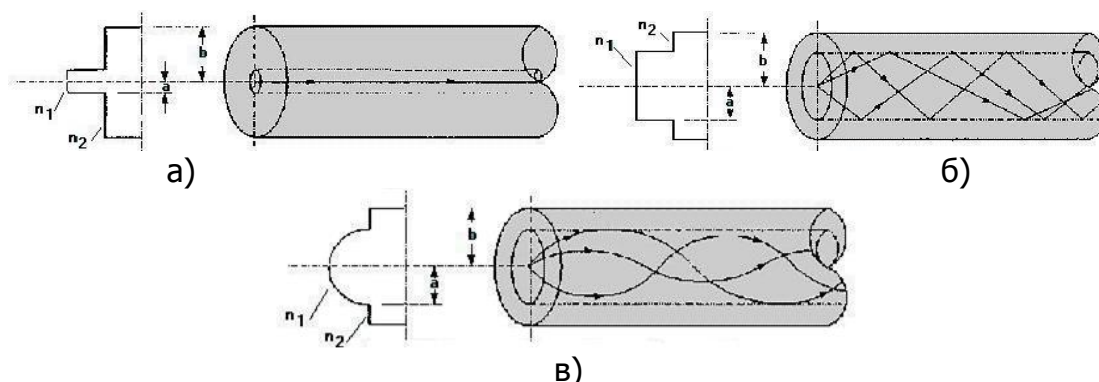


Рисунок 7.3 – Профили показателя преломления а) одномодовое ступенчатое; б) многомодовое ступенчатое; в) многомодовое градиентное оптоволокно

В градиентных световодах лучи распространяются по волнообразным траекториям, поэтому искажений в них меньше. В наилучших условиях находится одномодовая передача, так как здесь распространяется лишь один луч.

7.2 Лучевой анализ распространения излучения в оптическом волокне

В геометрической оптике световые волны изображают лучами, распространяющимися от источника. В оптически однородных средах лучи прямолинейны. При падении световой волны под углом $\varphi_{п}$ на плоскую границу раздела двух оптически прозрачных диэлектриков в общем случае появляются отраженная волна с углом $\varphi_{о}$ и преломленная (прошедшая) с углом $\varphi_{пр}$ волна.

По законам геометрической оптики (рисунок 7.4)

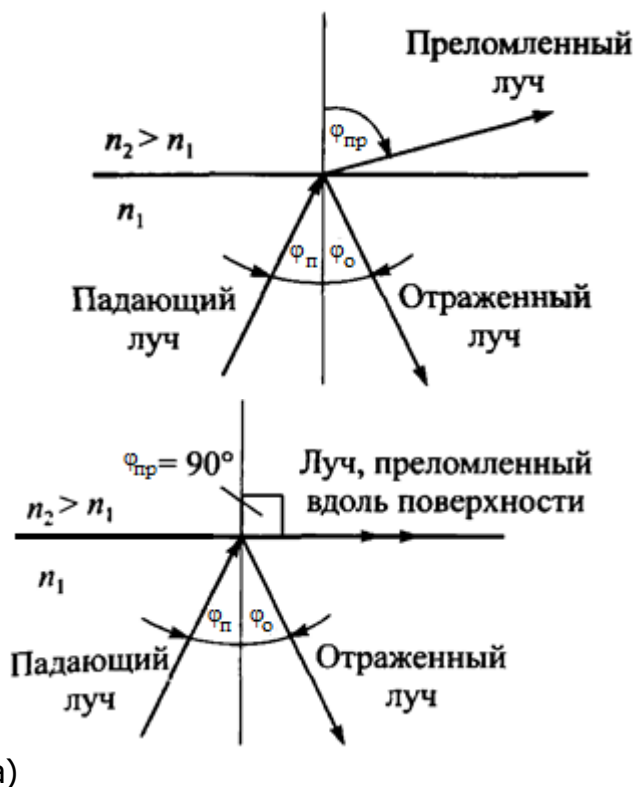


Рисунок 7.3. Законы геометрической оптики: а) преломление луча на разделе границы сред; б) полное внутреннее отражение

Направляющие среды электросвязи

- угол падения равен углу отражения (закон отражения):

$$\varphi_o = \varphi_n \quad (7.3)$$

- связь углов преломления и падения (закон Снеллиуса):

$$n_1 \sin \varphi_{1n} = n_2 \sin \varphi_{2np} \quad (7.4)$$

Угол падения θ , при котором угол преломления равен 90° , то есть преломленный луч располагается вдоль границы сред, не переходя в оболочку, называется **критическим углом полного внутреннего отражения** (рисунок 7.4).

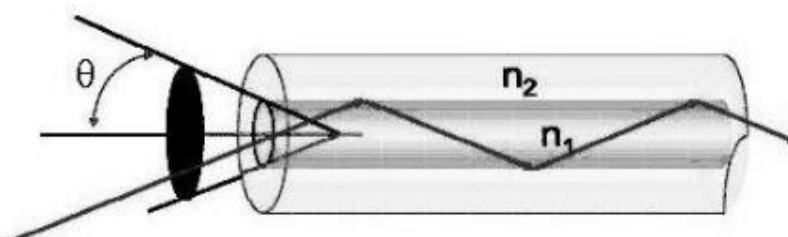


Рисунок 7.4 – Траектория лучей в ступенчатом оптоволокне

Угол полного отражения находится из условия

$$\sin \theta = \frac{n_2}{n_1}, \quad (7.5)$$

то есть

$$\theta = \arcsin \frac{n_2}{n_1}. \quad (7.6)$$

Если $\varphi_n > \theta$, то свет полностью отражается в исходную среду, не проникая в другой материал (есть только отражение, но нет преломления).

Рассмотрим оптоволокно со ступенчатым профилем показателя преломления: n_1 – показатель преломления сердцевины, n_2 – оболочки, n_3 – защитного покрытия: $n_1 > n_2 > n_3$.

Пучок световых лучей от точечного источника на торце оптического волокна преобразуется в два типа лучей (рисунок 7.5): меридиональные, которые пересекают ось волокна, и косые, которые эту ось не пересекают.

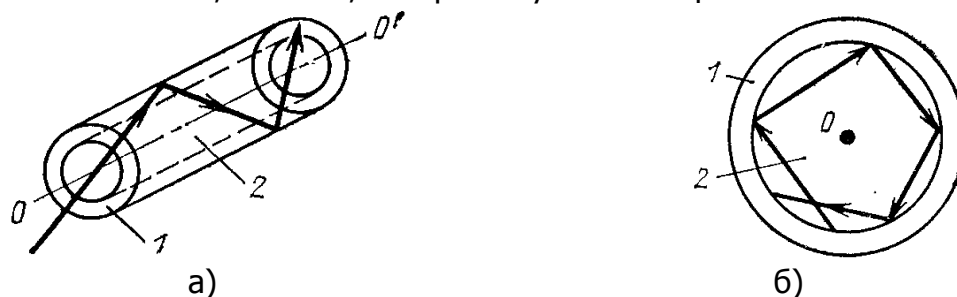


Рисунок 7.5 – Распространение по световоду а) меридиональных б) косых лучей

Часть меридиональных и косых лучей, испытывая полное внутреннее отражение в местах падения на границу «сердцевина-оболочка», распространяется зигзагообразно вдоль оптоволокна.

На рисунке 7.6 представлена траектория прохождения меридионального луча в оптоволокне.

В зависимости от угла падения лучей, образуемые ими моды делятся на направляемые (1), моды оболочки(2) и вытекающие (3) моды.

Направляющие среды электросвязи

Лучи, вся энергия которых сразу же излучается в окружающее пространство (защитную оболочку) и не распространяется вдоль оптоволокна, называются *излучаемыми модами*. Лучи, траектории которых полностью лежат в сердцевине, называются *направляемыми модами*. Лучи, энергия которых частично распространяется вдоль оптоволокна, а частично переходит в оболочку и излучается в окружающее пространство, называются *вытекающими модами*. Вытекающие моды образуются в первую очередь за счет косых лучей.

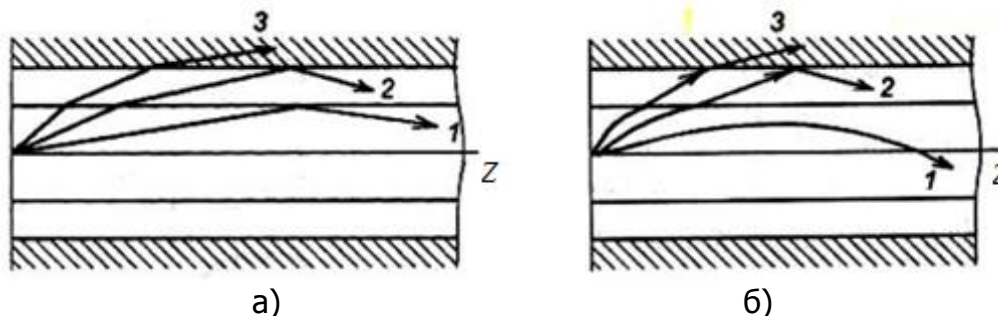


Рисунок 7.6 – Распространение лучей в а) ступенчатом и б) градиентном ОВ

Одним из важнейших параметров, характеризующих волокно как передающую среду, является относительная разность показателей преломления сердцевины и оболочки:

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (7.7)$$

Для одномодовых оптических волокон $\Delta \approx 0,3\%$, а для многомодовых значение Δ находится в пределах 1-2%.

Максимальный угол ввода луча в оптоволокно, при котором луч удерживается сердцевинной, характеризуется **числовой апертурой**:

$$NA = \sin \theta = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (7.8)$$

Значение числовой апертуры указывает на то, как свет вводится в волокно и распространяется по нему. Волокно с большим значением числовой апертуры хорошо принимает свет, а в волокно с малым значением можно ввести только узконаправленный пучок света.

Если имеются два волокна с одним и тем же диаметром сердцевины, но с различными числовыми апертурами, волокно с большей апертурой будет принимать больше световой энергии от источника света. Если есть два волокна с одинаковыми апертурами, но различными диаметрами, волокно с большим диаметром примет больше световой энергии. Волокна большими апертурами и диаметрами больше подходят для недорогих передатчиков, таких как светодиоды, которые не способны концентрировать выходную энергию в узкий когерентный пучок, как лазеры, и излучают под большим углом.

В градиентном оптоволокне профиль показателя преломления является монотонной убывающей функцией радиуса в пределах сердцевины:

$$n(r) = n_1 \sqrt{1 - \Delta \left(\frac{r}{a}\right)^q}, \quad (7.9)$$

где r – текущий радиус;
 a – радиус сердцевины;
 n_1 – показатель преломления в центре сердцевины;

Направляющие среды электросвязи

q – параметр, определяющий форму профиля преломления ($q=\infty$ - ступенчатый профиль; $q=2$ – параболический; $q=1$ - треугольный)

Для градиентного волокна используется понятие локальной числовой апертуры, значение которой максимально а оси и падает до нуля на границе сердцевинки и оболочки:

$$NA(r) = \sqrt{n_1^2(r) - n_2^2} . \tag{7.10}$$

7.3 Волновой анализ распространения излучения в оптическом волокне

Лучевое представление направляемых мод, хоть и является наглядным и простым, не учитывает свойств света как электромагнитной волны и во многих случаях не позволяет получить правильные результаты. Согласно волновой теории свет представляет собой электромагнитное колебание очень высокой частоты (10^{14} - 10^{15} Гц), и следовательно, процесс передачи световых сигналов может рассматриваться как процесс распространения электромагнитных волн.

С точки зрения волновой теории **мода** – это тип волны, который характеризует распределение поля, то есть число максимумов и минимумов поля в поперечном сечении оптоволокна. В лекции 2 были рассмотрены типы направляемых электромагнитных волн (мод), из них по волноводу передаются моды типа E , H , EH и HE . Особенность структуры электромагнитного поля направляемых мод характеризуется индексами n и m (например, E_{nm} или H_{nm}). Индекс $n=0,1,2...$ характеризует азимутальные свойства волны, т.е. число полных изменений поля по окружности, а $m=1,2...$ – радиальные, т.е. число изменений поля по диаметру.

Число направляемых мод N определяется структурными параметрами оптоволокна (n_1, n_2, a) и длиной волны применяемого излучения:

$$N \approx \frac{V^2}{2} , \tag{7.11}$$

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{2\pi a}{\lambda} NA . \tag{7.12}$$

Величина V называется **нормированной частотой**. Ее изменение, то есть изменение соотношения между структурными параметрами оптического волокна и длиной волны, приводит к изменению числа направляемых мод. Появление или исчезновение каждой новой моды происходит при строго определенных значениях нормированной частоты, которые называются **критическими** и обозначаются V_{nm} . Условие

$$V = V_{nm} \tag{7.13}$$

определяет границу появления или исчезновения направляемой моды с индексом nm . В представлениях геометрической оптики данное условие соответствует условию $\varphi_n = \theta$ для лучей, образующих моду. При $V > V_{nm}$ ($\varphi_n > \theta$) лучи претерпевают полное внутреннее отражение и распространяются вдоль сердцевинки, а при $V < V_{nm}$ ($\varphi_n < \theta$) лучи преломляются в оболочку и мода исчезает.

В таблице 7.1 приведены критические значения нормированной частоты для некоторых направляемых мод. Из этой таблицы видно, что особое положение среди направляемых мод занимает мода HE_{11} , у которой критическое значение нормированной частоты равно нулю.

Направляющие среды электросвязи

Таблица 7.1 – Критические значения нормированной частоты

n	Значение V_{nm} при m			Тип направляемой моды
	1	2	3	
0	2,405	5,520	8,654	E, H
1	0,000	3,832	7,016	HE
1	3,832	7,016	10,174	EH
2	5,136	8,417	11,620	EH
2	2,443	5,535	8,661	HE

Поскольку данное условие ($V > 0$) выполняется всегда, мода HE_{11} существует и распространяется при любой длине волны и структурных параметрах. Она называется *основной* или *фундаментальной* и образуется лучом, направленным вдоль оси оптоволоконна. Все остальные направляемые моды называются *высшими*.

В кабелях связи применяются в основном слабонаправляющие оптические волокна, у которых показатели преломления сердцевины и оболочки отличаются менее, чем на 1%, т.е. $n_1 \approx n_2$. Подобное приближение приводит к возникновению более чем одной моды с одинаковыми скоростями распространения и собственными значениями. Это позволяет составить линейную комбинацию гибридных мод, которая имеет линейную поляризацию и является преимущественно поперечной, и перейти непосредственно к линейно-поляризованным модам LP_{nm} . Структура линейно-поляризованных мод имеет следующий вид:

$$LP_{01} \rightarrow HE_{11}$$

$$LP_{11} \rightarrow E_{01}, H_{01}, HE_{21}$$

$$LP_{21} \rightarrow EH_{11}, HE_{31}$$

$$LP_{02} \rightarrow HE_{12}$$

Амплитуда электрического поля для линейно-поляризованных направляемых мод оптоволоконна представлена на рисунке 7.7.

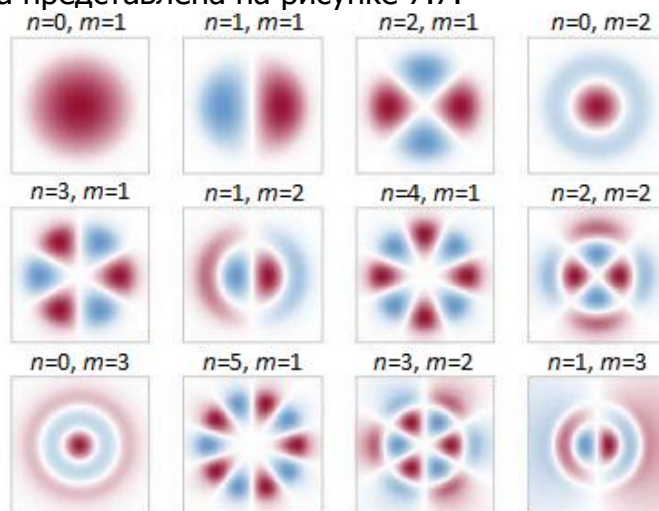


Рисунок 7.7 – Амплитуда электрического поля линейно-поляризованных направляемых мод в оптоволоконне

Направляющие среды электросвязи

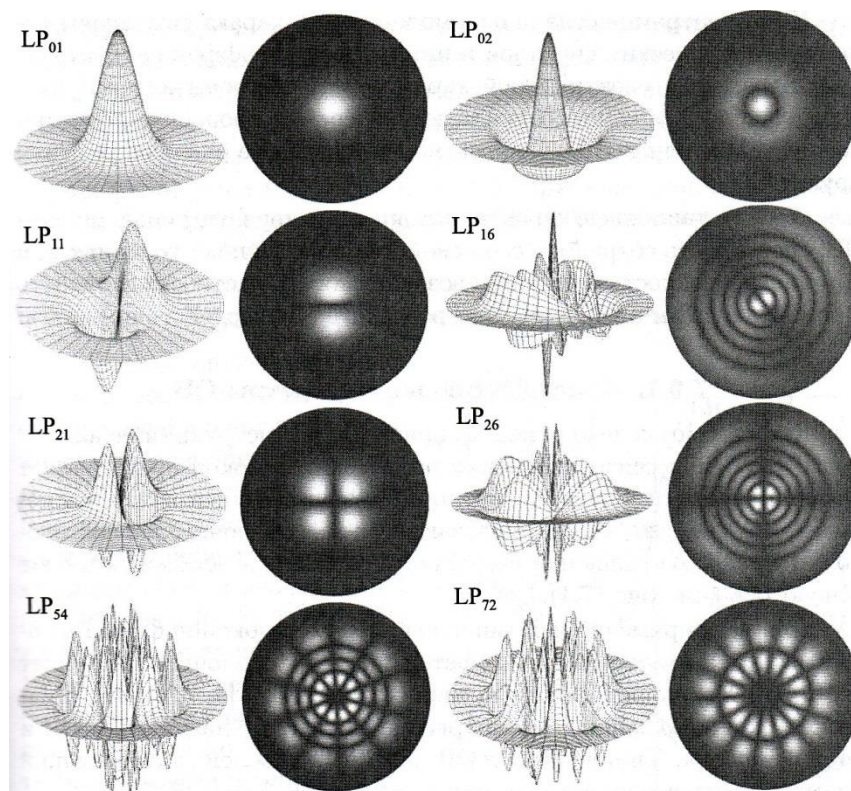


Рисунок 7.8 – Трехмерные поверхности распределения и распределения интенсивности полей основной моды и мод высших порядков

Фазовые скорости направляемых мод всегда находятся в пределах

$$\frac{c}{n_1} \leq v_\phi \leq \frac{c}{n_2} . \quad (7.14)$$

При уменьшении V до критического значения V_{nm} поле моды полностью перераспределяется в оболочку, при этом фазовая скорость моды определяется параметрами оболочки $v_\phi = c/n_2$. При увеличении V по сравнению с V_{nm} поле моды все больше концентрируется в середине и фазовая скорость стремится к значению $v_\phi = c/n_1$.

При заданных структурных параметрах оптоволокна можно определить **длину волны отсечки** – минимальную длину волны, при которой в оптоволокне распространяется только одна мода:

$$\lambda_c = \frac{2\pi a}{2,405} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = 2,61a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} . \quad (7.15)$$

Если рабочая длина волны меньше длины волны отсечки ($\lambda < \lambda_c$), оптоволокно становится многомодовым.

Критическая длина волны – верхний предел длин волн, при котором происходит распространение определенной моды по оптическому волокну - рассчитывается по формуле

$$\lambda_o = \frac{\pi d}{P_{nm} \cdot n_1} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \text{ мкм}, \quad (7.16)$$

- где d – диаметр сердцевины оптического волокна;
- P_{nm} – значения корней функций Бесселя для различных типов волн;
- n_1 – показатель преломления сердцевины;
- n_2 – показатель преломления оболочки.
- P_{nm} соответствует значению V_{nm} в таблице 7.1.

Направляющие среды электросвязи

В соответствии с длиной волны можно найти критическую частоту, которая устанавливает нижний предел частот, при которых происходит распространение моды по оптическому волокну:

$$f_o = \frac{P_{nm} \cdot c}{\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}} \text{ Гц,} \quad (7.17)$$

где c – скорость света.

Распределение мод в оптоволокне зависит от профиля показателя преломления. В общем виде число мод определяется по формуле

$$N = \frac{V^2}{2 \left(1 + \frac{2}{q} \right)}. \quad (7.18)$$

В частных случаях данная формула имеет следующий вид:

- для ступенчатого оптоволокна ($q=\infty$)

$$N = \frac{V^2}{2}. \quad (7.19)$$

- для параболического оптоволокна ($q=2$)

$$N = \frac{V^2}{4}. \quad (7.20)$$

8 Характеристики и параметры передачи оптических волокон

8.1 Коэффициент затухания

Затухание в оптическом кабеле – это мера ослабления оптической мощности при распространении сигнала в волокне. Структура потерь, обусловленных затуханием в оптическом кабеле, приведена на рисунках 8.1 и 8.2.



Рисунок 8.1 – Структура потерь в оптоволокне

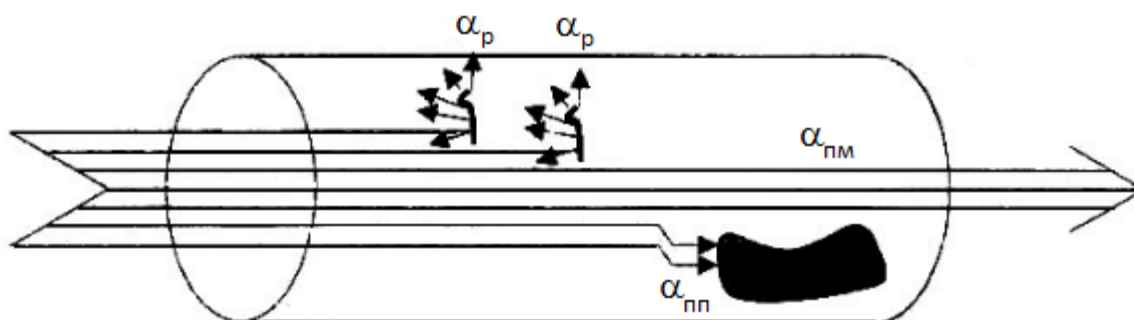


Рисунок 8.2 – Основные механизмы потерь в оптических волокнах

Оптические волокна используют кварцевое стекло с различными примесями. Затухание в этом материале имеет минимальные значения (окна прозрачности) на частотах 700...1700 нм и складывается из потерь на поглощение в материале (ультрафиолетовое и инфракрасное поглощение) и потерь на поглощение примесями.

Для расчетов коэффициентов затухания, связанных с инфракрасным и ультрафиолетовым поглощением можно использовать следующие аппроксимирующие выражения:

$$\alpha_{ик} = 10^{\left(\frac{21,9}{\lambda_{[мкм]}^{+12,4}} \right)}, \quad (8.1)$$

$$\alpha_{уф} = \frac{2}{2154 \cdot 10^{\lambda_{[мкм]}}}. \quad (8.2)$$

Тогда потери на поглощение в материале могут быть вычислены по формуле

$$\alpha_{пм} = \alpha_{ик} + \alpha_{уф}. \quad (8.3)$$

Направляющие среды электросвязи

Примеси поглощают свет на определенных длинах волн, причем даже крайне малая концентрация примесей приводит к появлению «всплесков» на кривой потерь. Наиболее заметное поглощение соответствует примесям *ОН* (ионам гидроксильных групп) – так называемый водный пик в районе $\lambda=1383$ нм присутствует у большей части оптических волокон. В таких волокнах область спектра в районе водного пика практически не используется из-за больших потерь.

Потери на поглощение как сумма потерь на поглощение материалом и потерь на примеси могут быть найдены по формуле

$$\alpha_n = 8,69 \frac{\pi n_1 \text{tg } \delta}{\lambda[\text{км}]}, \tag{8.4}$$

где $\text{tg } \delta$ - тангенс угла диэлектрических потерь материала сердцевины оптического волокна.

Современные технологии позволяют получить кварцевые волокна с подавленным водным пиком (*LWP, Low Water Peak*), причем доля применения *LWP*-волокон в 2010 году составила более 90% от общего мирового объема применения оптических волокон, а все известные на российском рынке производители в настоящее время выпускают только *LWP*-волокна. Применение *LWP*-волокон привело к пересмотру значений спектральных диапазонов в интервале длин волн 1280...1675 нм. Международным союзом электросвязи (МСЭ, ITU-T) утверждены новые спектральные диапазоны в интервале длин волн 1280...1675 нм, приведенные на рисунке 8.3 и в таблице 8.1.

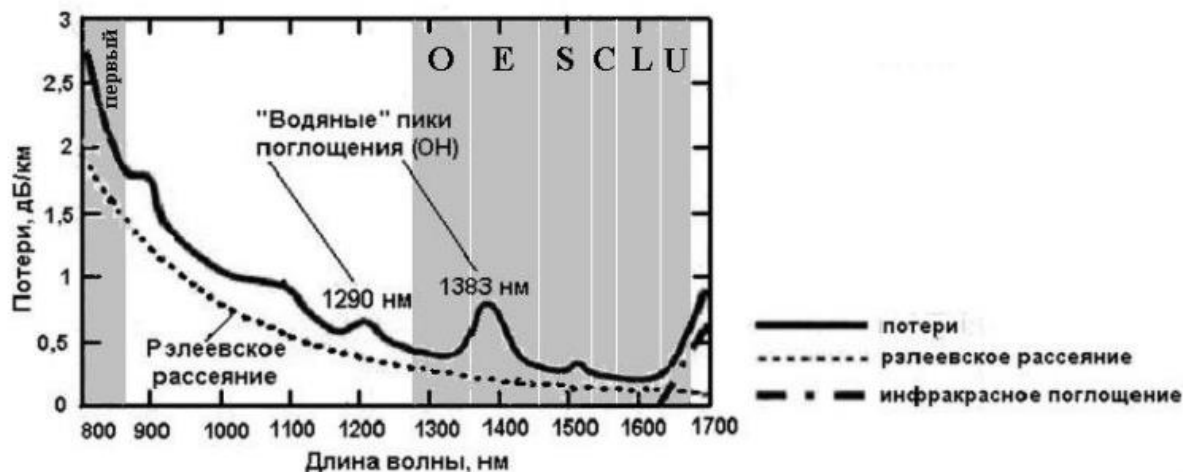


Рисунок 8.3 – Спектр потерь и положение окон прозрачности в кварцевых оптических волокнах

Таблица 8.1 - Спектральные диапазоны для одномодовых волокон

Диапазон	Интервал длин волн, нм	Наименование диапазона
Первый	780...860	Первый
<i>O</i> -диапазон	1280...1360	Основной (<i>Original</i>)
<i>E</i> -диапазон	1360...1460	Расширенный (<i>Extended</i>)
<i>S</i> -диапазон	1460...1530	Коротковолновый (<i>Short wavelength</i>)
<i>C</i> -диапазон	1530...1565	Стандартный (<i>Conventional</i>)
<i>L</i> -диапазон	1565...1625	Длинноволновый (<i>Long wavelength</i>)
<i>U</i> -диапазон	1625...1675	Сверхдлинный (<i>Ultra-long wavelength</i>)

На начальном этапе развития оптические волокна работали в трех окнах прозрачности:

Направляющие среды электросвязи

- первое использовалось в 1970х годах в первых линиях связи на многомодовых волокнах. Тогда полупроводниковые источники излучения выпускались только на длину волны 850 нм. В настоящее время из-за большой величины потерь в волокнах этот диапазон используется только в локальных вычислительных сетях;

- второе (O) стало использоваться в 1980х годах в линиях дальней связи после того, как были разработаны источники излучения на длину волны 1310 нм. В настоящее время используется преимущественно в городских и зональных линиях;

- третье (C) было освоено в начале 1990х годов. Оно характеризуется минимальными потерями на длине волны 1550 нм. Наиболее широко используется в магистральных линиях;

- четвертое (L) и пятое (S) были реализованы благодаря успехам в технологии производства оптоволокна, при которой потери в водном пике на длине волны 1390 нм были снижены до 0,31 дБ/км.

Микроскопические изменения в составе стекла приводят к флуктуациям показателя преломления на расстояниях, сопоставимых с длиной волны излучения. Наличие таких пространственных флуктуаций вызывает рассеяние света, известное как рэлеевское, которое приводит к выводу части энергии излучения из сердцевины в оболочку, а следовательно, к потерям.

Потери вследствие рэлеевского рассеяния пропорциональны λ^{-4} и могут быть найдены по формуле:

$$\alpha_p = 4,34 \cdot \frac{8\pi^3}{3\lambda^4} (n_1^2 - 1)^2 \beta kT \cdot 10^3, \tag{8.5}$$

где $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана;

$T=1500$ К – температура затвердевания стекла при вытяжке;

$\beta=8,1 \cdot 10^{-11}$ м²хН – коэффициент сжимаемости стекла (для кварца).

Кроме того, можно использовать упрощенную формулу

$$\alpha_p = \frac{K}{(\lambda_{[мкм]})^4}, \tag{8.6}$$

где K – коэффициент рассеяния, для кварца равный 0,8 (мкм⁴·дБ)/км.

Дополнительное затухание, обусловленное кабельными потерями, состоит из суммы следующих парциальных коэффициентов затухания:

- затухание вследствие приложения к оптическому волокну термомеханических воздействий в процессе изготовления кабеля;
- затухание вследствие температурной зависимости коэффициента преломления материала оптоволокна;
- затухание вследствие микроизгибов оптоволокна;
- затухание вследствие нарушения прямолинейности оптического волокна (скрутка);
- затухание вследствие кручения оптического волокна относительно его оси (осевые напряжения скручивания);
- затухание вследствие неравномерности покрытия оптического волокна;
- затухание вследствие потерь в защитной оболочке оптоволокна.

Формирование микроизгиба волокна поясняет рисунок 8.4.

Направляющие среды электросвязи



Рисунок 8.4 – Формирование микроизгиба оптического волокна

В ряде случаев микроизгибы могут значительно влиять на прирост α_k . Значение потерь на одном микроизгибе может изменяться в пределах 0,01...0,1 дБ. Зависимость приращения затухания от микроизгибов можно определить из выражения:

$$\alpha_{\text{микро}} = k_3 N_n y_n^2 \frac{a^4}{\Delta^3 b^6} \left(\frac{E_o}{E_c} \right)^{3/2}, \quad (8.7)$$

где $k_3 = 0,9 \dots 10$;

N_n – число неоднородностей в виде выпуклостей со средней высотой y_n на единицу длины;

a – радиус сердцевинки;

b – диаметр оптической оболочки;

Δ – относительное значение показателя преломления;

E_o и E_c – модули Юнга оболочки и сердцевинки соответственно.

При строительстве и эксплуатации оптических кабельных линий возможно появление так называемых эксплуатационных потерь. Прежде всего, они связаны с макроизгибами оптического волокна (радиус кривизны изгиба $R \gg 1$ мм), которые неизбежно возникают при прокладке оптического волокна. Другая причина эксплуатационных потерь – постепенное увеличение собственных потерь оптического волокна.

Потери на макроизгибах обусловлены преобразованием направляемых мод в моды излучения, как показано на рисунке 8.5. Эти потери резко возрастают и становятся недопустимо большими, как только радиус изгиба уменьшается до критического значения, которое для типичных оптических волокон составляет несколько сантиметров.

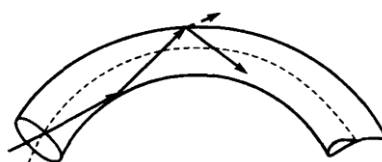


Рисунок 8.5 – Механизм потерь на макроизгибах оптического волокна

Прирост затухания за счет макроизгибов определяется по формуле:

$$\alpha_{\text{макро}} = -10 \lg \left(1 - \frac{d n_1}{R \cdot (NA)^2} \right). \quad (8.8)$$

Основной причиной постепенного увеличения собственных потерь оптического волокна является влага, проникающая в оптический кабель. Под ее воз-

Направляющие среды электросвязи

действием происходит помутнение стекла и образование микротрещин. Для защиты от влаги применяются влагозащитные оболочки и гидрофобное заполнение.

На участке сростки оптических волокон затухание может достигать величин больших, чем в самом оптическом кабеле. На величину затухания в сростке большое влияние оказывает поперечное смещение и смещение осей. На рисунке 8.6 приведены возможные варианты дефектов сопряжения оптических волокон:

- радиальное смещение;
- угловое смещение;
- осевое смещение.

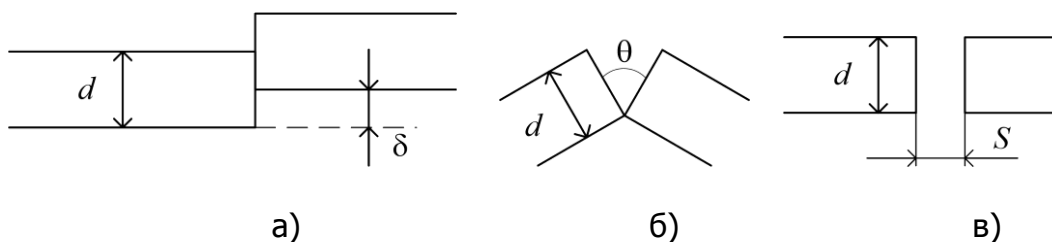


Рисунок 8.6 – Возможные дефекты при сростке оптических волокон: а) радиальное смещение; б) угловое смещение; в) осевое смещение.

При радиальном смещении дополнительные потери рассчитываются по формуле

$$A_{\delta} = 10 \lg \frac{d}{d - \delta}, \text{ дБ}, \tag{8.9}$$

где d – диаметр сердцевины оптоволокна;
 δ – радиальное смещение.

При угловом смещении дополнительные потери рассчитываются по формуле

$$A_{\theta} = 10 \lg \frac{\theta_A}{\theta_A - \theta}, \text{ дБ}, \tag{8.10}$$

где θ_A – апертурный угол волокна;
 θ – угловое смещение.

При осевом смещении дополнительные потери рассчитываются по формуле

$$A_S = 10 \lg \frac{2d}{2d - S \operatorname{tg} \theta_A}, \text{ дБ}, \tag{8.11}$$

где S – осевое смещение.

8.2 Дисперсия

Поскольку по оптоволокну передается не просто свет, а полезный сигнал, необходимо уметь оценить, насколько импульсы изменили свою форму в процессе распространения. Дисперсия представляет собой рассеяние во времени спектральных и модовых составляющих оптического сигнала, которое приводит к увеличению длительности (уширению) импульса. При достаточно большом уширении импульсы начинают перекрываться, так что становится невозможным их выделение при приеме. Таким образом, дисперсия влечет за собой увеличение ошибок при приеме сигнала, как показано на рисунке 8.7.

Направляющие среды электросвязи

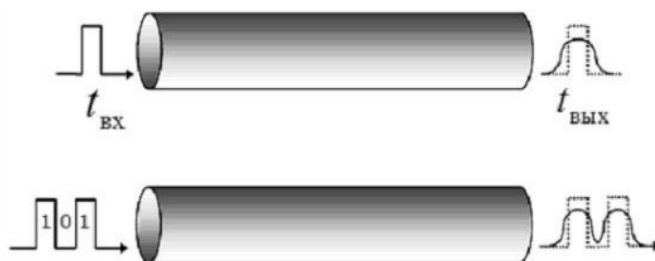


Рисунок 8.7 – Дисперсия в оптоволокне

Дисперсия имеет размерность времени и определяется по формуле:

$$\tau(L) = \sqrt{t_{\text{вых}}^2 - t_{\text{вх}}^2}, \quad (8.12)$$

где L – длина кабеля;

$t_{\text{вх}}$ – длительность импульса на входе кабеля;

$t_{\text{вых}}$ – длительность импульса на выходе кабеля.

Обычно дисперсия исчисляется в расчете на $L=1\text{км}$ и измеряется в пс/км.

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

Различают следующие механизмы возникновения дисперсии:

- наличие большого числа мод, время распространения которых различно (межмодовая дисперсия $\tau_{\text{мод}}$). Данный вид дисперсии характерен только для многомодового волокна;

- некогерентность источников излучения и появление спектра (хроматическая дисперсия $\tau_{\text{хром}}$). Хроматическая дисперсия в свою очередь делится на

- материальную дисперсию $\tau_{\text{мат}}$, которая обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны;
- волноводную дисперсию $\tau_{\text{вв}}$, обусловленную процессами внутри моды и характеризующуюся зависимостью коэффициента распространения моды от длины волны;
- профильную дисперсию $\tau_{\text{пр}}$, обусловленную отклонениями в конструкции реального оптического волокна от идеала.

Результирующая дисперсия τ определяется как

$$\tau^2 = \tau_{\text{мод}}^2 + \tau_{\text{хром}}^2 = \tau_{\text{мод}}^2 + (\tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}} + \tau_{\text{пр}})^2. \quad (8.13)$$

Причиной возникновения **межмодовой дисперсии** в многомодовых волокнах является разница во времени распространения лучей по самому короткому и самому длинному пути, как показано на рисунке 8.8.

Направляющие среды электросвязи

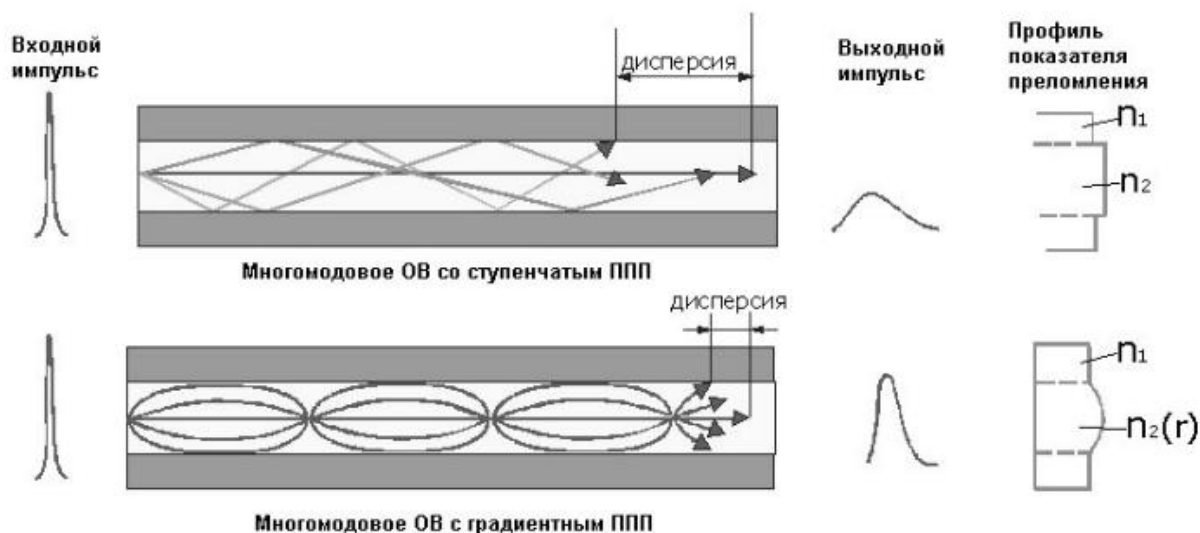


Рисунок 8.8 – Межмодовая дисперсия в многомодовом оптоволокне

Величина межмодовой дисперсии в многомодовом оптоволокне вычисляется по следующим формулам

- в волокне со ступенчатым профилем преломления

$$\tau_{\text{мод ст}}(L) = \begin{cases} \frac{n_1 \Delta}{c} L, & L \leq L_c, \\ \frac{n_1 \Delta}{c} \sqrt{LL_c}, & L > L_c; \end{cases} \quad (8.14)$$

- в волокне с градиентным профилем преломления

$$\tau_{\text{мод гп}}(L) = \begin{cases} \frac{n_1 \Delta^2}{2c} L, & L \leq L_c, \\ \frac{n_1 \Delta^2}{2c} \sqrt{LL_c}, & L > L_c, \end{cases} \quad (8.15)$$

где L_c – длина связи мод, равная 5-7 км для ступенчатого многомодового волокна и 10-15 км для градиентных волокон.

Характер влияния длины волокна на межмодовую дисперсию показан на рисунке 8.9.

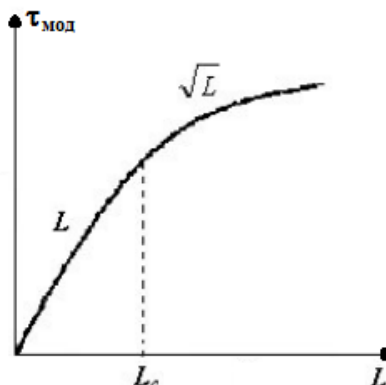


Рисунок 8.9 – Зависимость длины волокна от межмодовой дисперсии

Межмодовая дисперсия возрастает с увеличением длины волокна. Однако, это справедливо только для идеального волокна, в котором взаимодействие между модами отсутствует. В реальных условиях наличие неоднородностей, кручение и изгиб оптоволокна приводят к постоянным переходам энергии из одних мод в другие, в связи с чем дисперсия становится пропорциональной \sqrt{L} .

Направляющие среды электросвязи

Это влияние проявляется не сразу, а после прохождения световой волной определенного расстояния – длины установившейся связи мод, которое принимается равным 5-7 км для ступенчатого оптоволокна и 10-15 км для градиентного.

Межмодовая дисперсия может быть уменьшена за счет выбора профиля показателя преломления оптоволокна. При оптимальном значении показателя степени q околоосевые лучи проходят меньший геометрический путь, но распространяются в среде с большим значением показателя преломления (т.е. с меньшей скоростью), а периферийные лучи проходят более длинный путь, но в основном в среде с меньшим показателем преломления. В результате время распространения лучей по оптоволокну выравнивается.

Существует оптимальный профиль показателя преломления, при котором межмодовая дисперсия минимальна:

$$q_{opt} \approx 2(1 - \Delta). \quad (8.16)$$

При этом уширение импульсов минимально и определяется формулой

$$\tau_{mod\ opt}(L) = \frac{n_1 \Delta^2}{8c} L. \quad (8.17)$$

Хроматическая дисперсия вызвана зависимостью групповой скорости моды от длины волны и ширины спектра частот источника излучения. Данный вид дисперсии имеет место при распространении сигналов как в одномодовом, так и в многомодовом волокне.

Под **материальной дисперсией** понимается *зависимость показателя преломления сердцевины оптоволокна от длины волны, которая существует независимо от типа волокна.*

Возникновение дисперсии в материале оптоволокна обусловлено тем, что источники излучения формируют световые импульсы, которые имеют непрерывный волновой спектр определенной ширины $\Delta\lambda$. Различные спектральные компоненты импульса распространяются с разными групповыми скоростями и приходят в определенную точку в разное время. Это приводит к уширению импульса на выходе и при определенных условиях – к искажению его формы. Уширение импульса при материальной дисперсии можно рассчитать по формуле:

$$\tau_{mat} = \Delta\lambda \cdot L \cdot M(\lambda), \quad (8.18)$$

где $\Delta\lambda$ - ширина спектра излучения источника (1-3 нм для лазера и 20-40 нм для светоизлучающих диодов);

$M(\lambda)$ – удельная материальная дисперсия.

В оптоволокну волна распространяется в двух средах: частично в сердцевине, а частично – в оболочке. Показатель преломления принимает некоторое среднее значение между показателем преломления оболочки и сердцевины. Этот средний показатель может изменяться, т.к. при изменении длины волны меняется глубина проникновения поля в кварцевую оболочку. Уширение импульсов при **волноводной дисперсии** определяется как

$$\tau_{вв} = \Delta\lambda \cdot L \cdot B(\lambda), \quad (8.19)$$

где $B(\lambda)$ – удельная волноводная дисперсия.

При отсутствии значений $B(\lambda)$ оценка волноводной дисперсии проводится по формуле

$$\tau_{вв} = \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \cdot \frac{2n_1^2 \Delta L}{c}. \quad (8.20)$$

Профильная дисперсия проявляется в реальных оптических волокнах, как одномодовых, так и многомодовых. К основным причинам возникновения этого вида дисперсии относятся поперечные и продольные малые отклонения геометрических размеров и формы волокна, например небольшая эллиптичность поперечного сечения волокна.

В ряде случаев профильная дисперсия может оказать существенное влияние на общую дисперсию. Для инженерного расчета величины уширения импульсов из-за профильной дисперсии можно использовать формулу

$$\tau_{np} = \Delta\lambda \cdot L \cdot P(\lambda), \quad (8.21)$$

где $P(\lambda)$ – удельная профильная дисперсия.

Дисперсия в основном определяет ширину полосы передаваемых частот и соответственно число каналов передачи информации.

Многомодовые световоды характеризуются полосой пропускания частот – диапазоном частот, в пределах которого значение АЧХ больше или равно половине максимального значения. Это соответствует снижению уровня оптической мощности сигнала на границах полосы пропускания на 3 дБ.

При расчете полосы пропускания можно использовать формулу

$$\Delta f [Гц] = \frac{0,44}{\tau[c]}, \quad (8.22)$$

где τ – уширение импульсов, вызванное дисперсией.

Кроме того, используется понятие коэффициента широкополосности (нормированной полосы пропускания), который равен полосе пропускания оптоволоконной длиной 1 км и выражается в МГц x км. Коэффициенты широкополосности современных многомодовых оптических волокон достигают 0,5...1 ГГц x км.

8.3 Основные зависимости характеристик оптических волокон

На рисунке 8.10 показан ход изменения волноводной, материальной и результирующей дисперсий в зависимости от длин волн излучателя. Как видно из рисунка, с увеличением длины волны τ_{mat} уменьшается и проходит через нуль, после чего принимает отрицательные значения. В диапазоне 1300...1600 нм волноводная и материальная дисперсия находятся в противофазе и взаимно компенсируют друг друга, поэтому как видно из рисунка 8.11 в области 1300...1400 нм обеспечивается наибольшая пропускная способность волновода.

При этом вблизи $\lambda=1350$ нм происходит взаимная компенсация материальной и волноводной дисперсий ($\tau_{mat} \approx -\tau_{vv}$), и результирующая дисперсия приближается к нулевому значению. Поэтому волна 1350 нм получила широкое применение в одномодовых системах передачи. Однако лучшими характеристиками затухания обладает волна длиной 1550 нм, и для достижения минимума дисперсии в этом случае приходится варьировать профилем показателя преломления и диаметром сердцевины.

Направляющие среды электросвязи

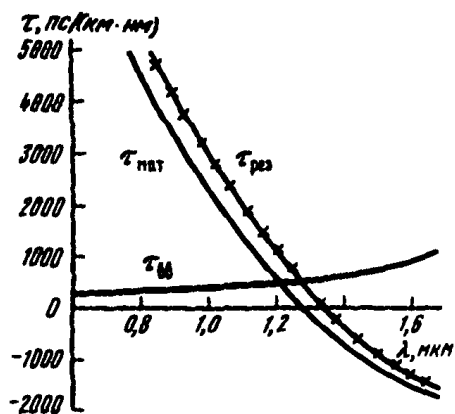


Рисунок 8.10 – Зависимости материальной, волноводной и результирующей дисперсий от длины волны

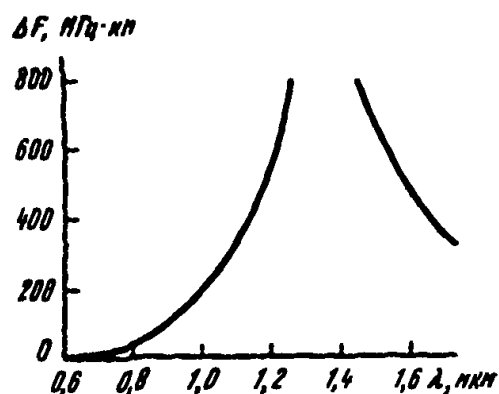


Рисунок 8.11 – Зависимость пропускной способности волновода от длины волны

Ширина спектра излучения $\Delta\lambda$ существенно влияет на дисперсионные характеристики τ и полосу пропускания ΔF световода (рисунок 8.12).

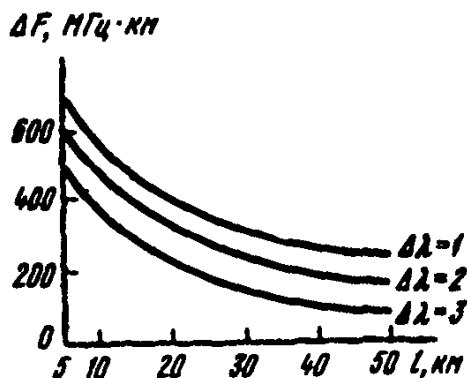


Рисунок 8.12 – Зависимости материальной, волноводной и результирующей дисперсий от длины волны

Явление дисперсии приводит как к ограничению пропускной способности оптических кабелей ΔF , так и к снижению дальности передачи по ним l , как показано на рисунке 8.13.

Сравнивая дисперсионные характеристики различных идеальных световодов, можно отметить, что лучшими являются одномодовые световоды, где присутствует только хроматическая дисперсия, величина которой не превышает несколько пикосекунд в диапазоне 1200-1600 нм.

Из многомодовых световодов наилучшими характеристиками обладают градиентные световоды с плавным параболическим законом изменения профиля показателя преломления. В них происходит выравнивание времени распространения различных мод и определяющей является материальная дисперсия. По абсолютной величине дисперсия в таких волокнах уменьшается с увеличением длины волны и колеблется в пределах 1...2 нс/км.

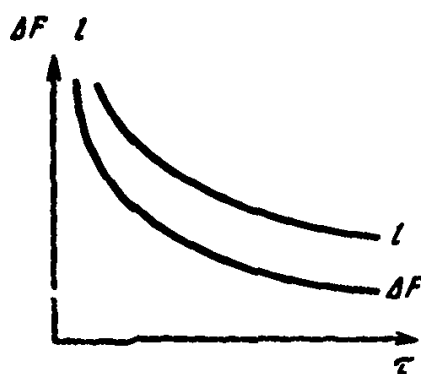


Рисунок 8.13 – Влияние дисперсии на характеристики световода $\Delta F, l$

Наиболее сильно дисперсия проявляется в ступенчатых многомодовых световодах, что приводит к уменьшению их использования на цифровых высокоскоростных линиях связи.

8.4 Параметры передачи

Коэффициент распространения β рад/км является важнейшим параметром, определяющим форму сигнала, качество и скорость передачи по линии. Для его расчета используется формула

$$\beta = \frac{\omega n_1}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 \left(1 - \frac{n_2^2}{n_1^2}\right)} \quad (8.23)$$

или

$$\beta = \frac{\omega n_1}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{P_{nm} c}{\pi d f n_1}\right)^2}, \quad (8.24)$$

где f – расчетная частота.

В предельных случаях формула (8.23) преобразуется к виду

- при критической частоте ($f \rightarrow f_0$)

$$\beta = \frac{\omega n_1}{c} \sqrt{1 - \left(1 - \frac{n_2^2}{n_1^2}\right)} = \frac{\omega n_2}{c}, \quad (8.25)$$

- при больших расчетных частотах ($f \rightarrow \infty$)

$$\beta = \frac{\omega n_1}{c} \sqrt{1 - 0} = \frac{\omega n_1}{c}. \quad (8.26)$$

Фазовая скорость v , км/с - скорость перемещения вдоль линии фронта определенной волны – определяется по формуле

$$v = \frac{c}{n_1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 \left(1 - \frac{n_2^2}{n_1^2}\right)}} \quad (8.27)$$

или

$$v = \frac{c}{n_1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{P_{nm} c}{\pi d f n_1}\right)^2}}. \quad (8.28)$$

В предельных случаях формула (8.27) преобразуется к виду

Направляющие среды электросвязи

- при критической частоте ($f \rightarrow f_0$)

$$v = \frac{c}{n_1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(1 - \frac{n_2^2}{n_1^2}\right)}} = \frac{c}{n_2}, \quad (8.29)$$

- при больших расчетных частотах ($f \rightarrow \infty$)

$$v = \frac{c}{n_1} \frac{1}{\sqrt{1-0}} = \frac{c}{n_1}. \quad (8.30)$$

Волновое сопротивление $Z_{вr}$, Ом, определяется отдельно для электрического

$$Z_{\epsilon}^E = \frac{Z_0}{n_1} \sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 \left(1 - \frac{n_2^2}{n_1^2}\right)}. \quad (8.31)$$

и магнитного полей

$$Z_{\epsilon}^H = \frac{Z_0}{n_1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 \left(1 - \frac{n_2^2}{n_1^2}\right)}}. \quad (8.32)$$

В предельных случаях формула (8.27) преобразуется к виду

- при критической частоте ($f \rightarrow f_0$)

$$Z_{\epsilon}^E = \frac{Z_0}{n_1} \frac{n_2}{n_1}, \quad (8.33)$$

$$Z_{\epsilon}^H = \frac{Z_0}{n_2}, \quad (8.34)$$

- при больших расчетных частотах ($f \rightarrow \infty$)

$$Z_{\epsilon}^E = \frac{Z_0}{n_1}, \quad (8.35)$$

$$Z_{\epsilon}^H = \frac{Z_0}{n_1}, \quad (8.36)$$

9 Параметры передачи оптических волокон

9.1 Классификация оптических кабелей

Оптические кабели связи (ОК), в отличие от электрических кабелей, нет необходимости делить по принципу их принадлежности на магистральные, внутризоновые, и т.д., так как в современных оптических кабелях, вне зависимости от их принадлежности к тем или иным сетям, используются одинаковые оптические волокна, чаще всего — одномодовые.

Оптические кабели классифицируются по назначению на две основные группы:

- линейные — для прокладки вне зданий (для наружной прокладки и эксплуатации);
- внутриобъектовые — для прокладки внутри зданий (для внутренней прокладки и эксплуатации).

Определяющим фактором применения **линейных оптических кабелей** на сетях связи являются условия их прокладки и эксплуатации. Линейные оптические кабели позволяют создавать сети во всех средах: на суше, в воде и воздухе. С учетом этого линейные оптические кабели можно классифицировать на три группы: подземные; подвесные; подводные.

Внутриобъектовые оптические кабели по условиям применения можно классифицировать на две группы: распределительные; станционные (монтажные).

Условия прокладки и эксплуатации оптических кабелей в одной и той же среде далеко не одинаковы, поэтому целесообразно классифицировать кабели и по вариантам их применения.

Классификация оптических кабелей по назначению, условиям и вариантам применения представлена на рисунке 9.1.

Оптический кабель — это сложная опто-физическая система, в которой наиболее уязвимым элементом является кварцевое оптическое волокно, поскольку оно чувствительно к таким факторам как:

- механические нагрузки (растяжение, сдавливание, изгибы, скручивание, удары);
- перепады температуры;
- химические воздействия;
- влияние влаги и водорода.

Особенности конструкции оптических кабелей различного назначения определяются соответствующими факторами, воздействующими на оптоволокно в при различных условиях прокладки. Основными конструктивными элементами оптического кабеля являются:

- оптическое волокно;
- оптические модули;
- оптические сердечники;
- силовые элементы;
- гидрофобные материалы;
- броня;
- оболочка.



Рисунок 9.1 – Классификация оптических кабелей

В различных кабелях отдельные элементы могут отсутствовать, исходя из назначения и условий применения кабеля.

9.2 Оптический модуль

Оптический модуль (ОМ) представляет собой самостоятельный конструктивный элемент кабеля, содержащий одно и более оптических волокон. Модуль выполняет функции защитного элемента, уменьшает опасность обрыва оптического волокна и обеспечивает стабильность его работы при воздействии продольных и поперечных сил.

- Оптические модули делятся на
 - трубчатые;
 - профилированные;
 - ленточные.

В трубчатом оптическом модуле, примеры которого приведены на рисунке 9.2, оптические волокна могут свободно укладываться либо без скрутки (а), либо путем скрутки вокруг центрального силового элемента (б), либо размещаться в плотном буферном покрытии (в). Плотный буферный слой увеличивает сопротивляемость оптического волокна к сжатию и изгибам.

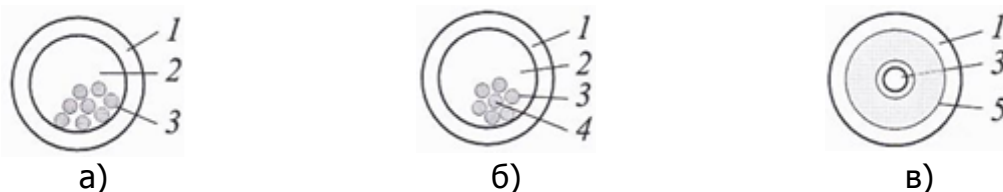


Рисунок 9.2 – Трубчатый оптический модуль

На рисунке 9.2 введены следующие обозначения: 1 – трубка; 2 – водо-блокирующие нити или гидрофобный компаунд; 3 – оптоволокно в защитном покрытии; 4 – центральный силовой элемент; 5 – плотный буферный слой.

В профилированном оптическом модуле одно или несколько оптических волокон свободно укладываются в спиралеобразные пазы V-образного типа, прорезанные полимерном стержне. Силовой элемент в центре профилированного стержня обеспечивает необходимые механические параметры и стойкость к температурным изменениям. Пример профилированного оптического модуля приведен на рисунке 9.3, где цифрами обозначены 1 - оптоволокно в защитном покрытии; 2 - центральный силовой элемент; 3 – ленты; 4 – стержень профилированного типа со спиралеобразными V-образными пазами.

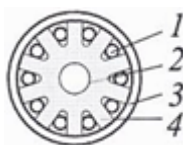


Рисунок 9.3 – Профилированный оптический модуль

В ленточном оптическом модуле два и более оптических волокна размещаются в линейный ряд, образуя линейный элемент, как показано на рисунке 9.4. Фиксация оптоволокон в линейном элементе может осуществляться с помощью полимерного материала по длине элемента, выполняющего функцию вторичного защитного покрытия (а), или адгезивного слоя и наложенных поверх синтетических лент (б). Из оптических модулей ленточного типа может создаваться матрица (единичный блок) с определенным числом оптических волокон, который затем размещается либо в полимерной трубке, либо в пазах спиралеобразного профилированного элемента (стержня).



Рисунок 9.4 – Ленточный оптический модуль а) с полимерным защитным материалом; б) с дополнительным защитным покрытием из адгезивного слоя и синтетических лент

На рисунке 9.4 введены следующие обозначения: 1 – оптоволокно в защитном покрытии; 2 – полимерный материал; 3 – адгезивный слой; 4 – синтетическая лента.

В линейных оптических кабелях отечественного производства в основном применяются оптические модули со свободной укладкой оптического волокна (см. рисунок 9.2, а). Трубки модуля изготавливаются из полибутилентерефталата, поликарбоната, полиамида.

9.3 Оптический сердечник

Оптический сердечник может формироваться как из одного центрального оптического модуля, так и из нескольких оптических модулей или пучков модулей, скрученных вокруг центрального силового элемента (ЦСЭ). Центральный

Направляющие среды электросвязи

силовой элемент принимает на себя механические нагрузки при прокладке оптического кабеля.

Оптический сердечник выполняет следующие функции:

- повышает механическую прочность кабеля;
- защищает оптоволокно от изгибов и от нагрузок на растяжение и сдвливание в пределах, не оказывающих влияния на передаточные параметры.

Оптические сердечники могут содержать дополнительные элементы, такие как кордели заполнения, медные жилы, пары или четвертки из медных жил. Обычно повив оптического сердечника из элементов скрепляется нитями или скрепляющей лентой. Конструкция оптического сердечника определяется функциональным назначением и условиями применения оптического кабеля.

Примеры конструкций оптических сердечников оптических кабелей, образованных из оптических модулей различного типа, для подвески или прокладки в грунте и внутри зданий приведены на рисунке 9.5.

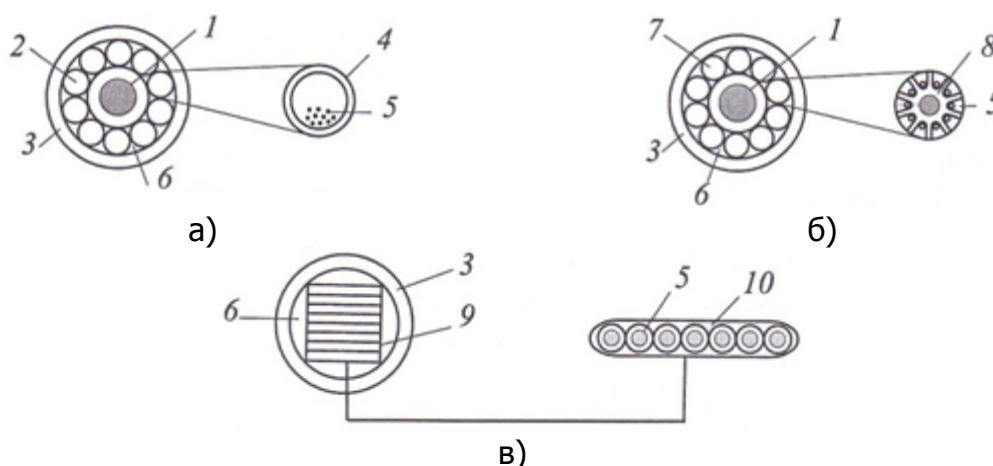


Рисунок 9.5 – примеры конструкций оптических сердечников подземных и подвесных оптических кабелей из оптических модулей различного типа: а) трубчатого; б) профилированного; в) ленточного

На рисунке 9.5 цифрами обозначены 1 – центральный силовой элемент; 2 – оптический модуль трубчатого типа; 3 – защитное покрытие; 4 – полимерная трубка; 5 – оптические волокна в защитном покрытии; 6 – гидрофобный наполнитель; 7 – оптический модуль профилированного типа; 8 – стержень профилированного типа; 9 – единичный блок (матрица) из ленточных оптических модулей; 10 - ленточный оптический модуль.

9.4 Элементы изоляции и усиления

Для защиты оптического волокна от влаги в оптических кабелях применяют **гидрофобные наполнители**. В этом качестве преимущественно используются гидрофобные гелеобразные компаунды. Наполнители на основе порошкообразных материалов, нити и ленты применяют значительно реже. Такие наполнители выполняются, в основном, на основе распушенной целлюлозы, разбухающей при контакте с водой и образующей «пробку» для дальнейшего ее распространения.

Гидрофобные наполнители по назначению делятся на

- внутримодульные, которые применяются для заполнения оптических модулей;

Направляющие среды электросвязи

• межмодульные, которые используются для заполнения свободного пространства в сердечниках оптического кабеля и в бронепокровах, выполняемых из стальных проволок или стеклопластиковых стержней.

К внутримодульным заполнителям предъявляются значительно более высокие требования. Эти заполнители имеют меньшую вязкость по сравнению с межмодульными заполнителями, поскольку помимо задачи защиты оптоволокну от влаги должны выполнять также функцию амортизатора для волокна при механических воздействиях на кабель, а также функцию смазки, уменьшающей трение между волокном и стенкой оптического модуля.

Основным материалом для скрепления элементов сердечника ОК повивной скрутки является полиэтилентерефталатная лента. Она обеспечивает фиксацию элементов конструкции сердечника до наложения полимерной оболочки и предотвращает вытекание из сердечника гидрофобного заполнителя.

Для усиления оптического кабеля используются **силовые элементы**:

- центральный, располагающийся в центре оптоволокну;
- периферийный.

В качестве центрального силового элемента кабеля повивной скрутки используется стеклопластиковый стержень, стальная проволока или трос с полимерным покрытием. Для изготовления кабелей для прокладки в грунте в качестве ЦСЭ преимущественно используются стеклопластиковый стержень с целью повышения стойкости кабеля к внешним электромагнитным воздействиям. Стеклопластиковые прутки, арамидные нити (кевлар, тварон и др.) применяют, в основном, в качестве силовых элементов электрических кабелей, предназначенных для подвески на опорах ЛЭП, опорах контактной сети и автоблокировки электрифицированных железных дорог, а также для кабелей, предназначенных для прокладки в условиях сильных электромагнитных воздействий.

Центральные силовые элементы обеспечивают большую гибкость, а периферийные — большую стойкость кабеля к ударам и растягивающим нагрузкам.

Для защиты оптического кабеля от механических повреждений на сердечник может накладываться **броня** из круглых оцинкованных проволок или проволок из нержавеющей стали в один или нескольких слоев. Например, в кабелях для прокладки через судоходные реки используется двухслойная круглопроволочная броня. Применяется также броня из продольно наложенной стальной гофрированной ленты (лента *Zetabon*), обеспечивающая защиту от грызунов, механических воздействий и поперечной диффузии влаги. Стальная лента изготавливается из низкоуглеродистой стали и имеет хромовое покрытие, которое наносится электролитическим путем. На ленту с обеих сторон наносится полимерное покрытие. В процессе нанесения наружной оболочки полимерное покрытие стальной ленты расплавляется, образуя надежное сцепление между стальной лентой и наружной полимерной оболочкой.

В электрических оптических кабелях, не содержащих металлические элементы, броня может быть выполнена из высокопрочных арамидных нитей и стеклопластиковых прутков.

Поверх бронепокровов накладываются **внешние пластмассовые оболочки**, защищающие кабель от внешних воздействий и влаги. Между бронепокровом и пластмассовой оболочкой для предотвращения распространения влаги по оптическому кабелю вводится гидрофобный заполнитель или водоблокирующая лента. Для изготовления оболочек чаще всего применяются полиэтиленовые композиции, в которые вводят различные компоненты, способствующие повышению стойкости материала к старению, к солнечной радиации и др. В част-

Направляющие среды электросвязи

ности, повышение стойкости полиэтилена к солнечной радиации обеспечивается за счет введения газовой сажи в объеме около 3 %, в связи с чем наружные полиэтиленовые оболочки оптических кабелей имеют преимущественно черный цвет.

Одним из недостатков полиэтилена является его горючесть, поэтому оптические кабели с полиэтиленовыми оболочками используются только для наружной прокладки. Применять их внутри зданий, в коллекторах и туннелях нельзя по соображениям пожаробезопасности. Для прокладки внутри помещений, коллекторах, туннелях исходя из требований пожаробезопасности используются оптические кабели с оболочками из полиэтиленовых композиций, не поддерживающих горение, а также с оболочками из поливинилхлоридного пластика.

9.5 Маркировка оптических кабелей

На сети связи РФ в основном поступает оптический кабель отечественного производства. Большинство кабельных заводов придерживается стратегии выпуска, при которой потребителю предлагается на выбор конструкции с несколькими базовыми вариантами сердечников, брони, внутренних и наружных оболочек.

Выпускаются кабели различного назначения (линейные, внутриобъектовые) и для различных условий прокладки и эксплуатации (подземные, подводные, подвесные, для прокладки внутри зданий, распределительные, стационарные).

Унификация выпускаемых кабелей заключается прежде всего в унификации сердечника. Применяются две конструкции:

- в центре оптического сердечника расположен центральный силовой элемент и несколько элементов повива – оптических модулей и корделей заполнения;
- в центре сердечника расположена полимерная трубка с оптоволоконном, выполняющая роль центрального оптического модуля.

Всеми заводами выпускаются конструкции с многомодульным сердечником повивного типа. Для таких кабелей хорошо отработана технология монтажа. В многомодульном оптическом сердечнике может быть от 2 до 18 оптических модулей, а в каждом из них от 2 до 24 оптических волокон, а всего многомодульные оптические сердечники могут содержать до 288 оптических волокон.

Кабели с центральным оптическим модулем содержат от 2 до 48 оптических волокон. Такие конструкции в соответствии с техническими условиями рассчитаны на допустимые растягивающие усилия до 20 кН.

Пределы допустимых растягивающих и раздавливающих усилий зависят от марок кабеля и определяются материалом и площадью сечения оболочек и металлических элементов. По требованию заказчика заводы могут выпускать кабель с любыми параметрами, но не хуже тех, что указаны в технических условиях.

По критерию «допустимое растягивающее усилие» для прокладки и эксплуатации на магистральной сети связи с учетом климатических условий можно выделить 4 типа подземных и подводных кабелей:

- тип 1 – не менее 80 кН;
- тип 2 – не менее 20 кН;
- тип 3 – не менее 7 кН;
- тип 4 – не менее 2,7 кН.

Направляющие среды электросвязи

Маркировка оптических кабелей представляет собой аббревиатурную запись основных параметров кабеля, таких как:

- назначение и область применения;
- конструкция сердечника;
- материал промежуточной и наружной оболочек;
- тип брони;
- число оптических модулей и оптических волокон;
- величина коэффициента затухания на опорных длинах волн;
- величина дисперсии;
- допустимое растягивающее усилие и др.

В оптических кабелях отечественного производства отсутствует унификация маркировки. Наиболее близко к унификации маркировки ЗАО «Самарская оптическая кабельная компания». Рассмотрим принцип маркировки линейных оптических кабелей этого завода для различных условий их прокладки.

1. Оптический кабель линейный для пневмозадудки в защитные пластмассовые трубы — ОКЛ-01-6-48-10/125-0,36/0,22-3,5/18-2,7.

- ОК — оптический кабель;
- Л — линейный;
- 01 — ЦСЭ из стеклопластика;
- 6 — количество элементов в повиве сердечника;
- 48 — количество ОВ;
- 10/125: числитель — диаметр сердцевины одномодового ОВ до 10 мкм, знаменатель — диаметр отражающей оболочки;
- 0,36/0,22: числитель — коэффициент затухания в дБ/км на длине волны 1310 нм, знаменатель — на 1550 нм;
- 3,5/18: числитель — дисперсия в пс/нм·км на 1310 нм, знаменатель — на 1550 нм;
- 2,7 — статическая растягивающая нагрузка в кН.

2. Оптический кабель линейный для прокладки в телефонной канализации — ОКЛСт-01-8-64-10/125-0,36/0,22-2,7.

• Ст — стальная гофрированная оболочка с водоблокирующей лентой под ней; остальные обозначения, такие же как и в первом кабеле.

• Оптический кабель линейный для прокладки непосредственно в грунт — ОКЛК-01(02)-8-96-10/125-0,36/0,22-3,5/18-20.

- последняя К — броня из круглых стальных оцинкованных проволок;
- (02) — центральный силовой элемент из стального тросика, покрытого полимерной оболочкой;
- остальные обозначения такие же, как и в предыдущих кабелях.

4. Оптический кабель диэлектрический самонесущий для подвески на опорах контактной сети железных дорог и городского электрохозяйства — ОКЛЖ-01-6-24-10/125-0,36/0,22-3,5/18-10:

- буква Ж — кабель для подвески на железных дорогах;
- остальные обозначения такие же, как и в предыдущих кабелях.

5. Оптический кабель, встроенный в грозозащитный трос ЛЭП напряжением 35 кВ и выше — ОКГТ-МТ-36-10/125-0,36/0,22-45:

- ГТ — кабель, встроенный в грозотрос;
- МТ — одномодульный оптический сердечник трубчатого типа *MaxiTube*, расположенный в центре кабеля, в котором размещаются ОВ;
- остальные обозначения такие же, как и в предыдущих оптических кабелях.

Направляющие среды электросвязи

6. Оптический кабель для внутриобъектной прокладки при повышенных требованиях пожарной безопасности — ОКЛ-Н-01-6-48-10/125-0,36/0,22.

- буква Н — наружная оболочка, выполненная из композиции полиэтилена, не поддерживающее горение;

- остальные обозначения такие же, как и в предыдущих оптических кабелях.

Примерные вопросы теоретической части экзамена по дисциплине «Направляющие среды электросвязи»

Тема: Единая Сеть электросвязи РФ

Классификация подсистем ЕСЭ РФ. Основные типы линий связи (воздушные, кабельные, волоконно-оптические). Применение, достоинства и недостатки. Направляющие системы передачи, их частотная классификация. Аналоговые и цифровые системы передачи.

Тема: Электродинамика направляющих систем

Уравнения Максвелла, электродинамические свойства материальной среды, комплексная диэлектрическая проницаемость. Основные характеристики электромагнитного поля. Токи проводимости и смещения. Свойства диэлектриков. Свойства металлов. Поверхностный эффект. Направляемые электромагнитные волны. Принципы расчета направляющих систем.

Тема: Симметричные кабели

Токопроводящие жилы и их изоляция. Типы скрутки, построение кабельного сердечника. Характеристика кабелей типа МКС. Электромагнитные процессы в кабеле. Первичные параметры передачи идеального кабеля. Первичные параметры передачи реального кабеля. Основные зависимости первичных параметров передачи. Вторичные параметры передачи.

Тема: Коаксиальные кабели

Конструкция проводников. Типы изоляции. Эквивалентные характеристики изоляции. Характеристика кабелей типа КМ-4 и КМ-8/6. Характеристика кабелей типа МКТ-4. Электромагнитные процессы в кабеле. Первичные параметры передачи идеального кабеля. Первичные параметры передачи реального кабеля. Основные зависимости первичных параметров передачи. Вторичные параметры передачи. Оптимальные соотношения диаметров проводников.

Тема: Оптоволоконные кабели

Волоконный световод. Одномодовые и многомодовые волокна. Лучевой анализ распространения излучения в оптическом волноводе. Волновой анализ распространения излучения в оптическом волноводе. Потери на поглощение. Окна прозрачности. Потери на рассеяние. Потери при срастке оптических волокон. Межмодовая дисперсия. Хроматическая дисперсия. Основные зависимости характеристик оптических волокон. Параметры передачи оптических волокон. Классификация оптических кабелей связи. Построение оптического модуля. Построение оптического сердечника. Элементы защиты и усиления оптических кабелей. Маркировка оптических кабелей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев В.А., Портнов Э.Л., Кочановский Л.Н. Направляющие системы электросвязи: учебник для ВУЗов. Т.1 Теория передачи и влияния. М.: Горячая линия – Телеком, 2009. 424 с.
2. Кабели и провода. Т.1. Основы теории, расчет и конструирование / Б.Л. Безносков [и др.]. Под общей редакцией В.А. Привезенцева и А.В. Линкова. М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1959. 560 с.
3. Кабели СКС на сетях электросвязи: теория, конструирование, применение / В.Е. Власов [и др.]. М.: Эко-Трендз, 2006. 280с. ISBN 5-88405-080-1.
4. Волоконно-оптические системы передачи и кабели: справочник / И.И. Гроднев [и др.]. М.: Радио и связь, 1993. 264 с.
5. Гроднев И.И., Верник С.М. Линии связи. 5-е изд., переработанное и дополненное. М.: Радио и связь, 1988. 544 с. ISBN 5-256-00120-5.
6. Ефанов В.И. Электрические и волоконно-оптические линии связи: учебное пособие. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. 149 с.
7. Загик С.Е., Капчинский Л.М. Коаксиальные кабели. М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1959. 40 с.
8. Ксенофонтов С.Н., Портнов Э.Л. Направляющие системы электросвязи. Сборник задач. 2-е изд., стереотипное. М.: Горячая Линия - Телеком, 2014. 268 с. ISBN 978-5-9912-0138-4.
9. Крахнифельд Л.И., Рязанов И.Б. Теория, расчет и конструирование кабелей и проводов. М.: Высшая школа, 1972. 384 с.
10. Родина О.В. Волоконно-оптические линии связи: учебное пособие. М.: Горячая линия - Телеком, 2012. 400 с.