The background of the cover is a dark, abstract composition. It features several glowing, curved lines in shades of red, orange, and white, which appear to be part of a larger, dynamic structure. In the upper right quadrant, there is a grid pattern of small, light-colored squares, possibly representing a fiber optic network or a data grid. The overall effect is one of modern technology and connectivity.

В.И.Ефанов

**Электрические
и волоконно-оптические
линии связи**

Министерство образования и науки Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

В.И. Ефанов

Электрические и волоконно-оптические линии связи

Учебное пособие

Издание третье, дополненное

ТОМСК – 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Кафедра сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники

В.И. Ефанов

Электрические и волоконно-оптические линии связи

Учебное пособие

Издание третье, дополненное

Рекомендовано Сибирским региональным отделением
учебно-методического объединения высших
учебных заведений РФ по образованию
в области радиотехники, электроники,
биомедицинской техники и автоматизации
для межвузовского использования в качестве
учебного пособия для студентов, обучающихся
по направлениям подготовки Радиотехника – 210300,
Телекоммуникации - 210400

ТОМСК – 2012

УДК 621.39+621.396.22.029.7(075.8)
ББК 31.27-059
Е90

Рецензенты:

Д.т.н., профессор СибГУТИ, зав.кафедрой «Линии связи» Горлов Н.И.
Профессор, зав.кафедрой радиофизики Саломатов Ю.П. Красноярский государственных
технический университет
д.т.н., профессор, зам.директора по НР, заведующий отделением научного
приборостроения Института мониторинга климатических и экологических систем РАН
А.А. Тихомиров

**Е90 Ефанов В.И. Электрические и волоконно-оптические линии связи:
Учебное пособие / В.И. Ефанов. – 3-е изд., доп. – Томск: Томск. гос.
ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. - 149 с.
ISBN 5-86889-356-5**

В учебном пособии рассмотрены вопросы построения Взаимоувязанной сети связи Российской Федерации, изложены основы электродинамики направляющих систем электросвязи широко используемых для создания цифровых каналов передачи. Детально рассмотрены теория и практика линий связи на основе коаксиального кабеля, используемого как в магистральных, так и в сетях кабельного телевидения. Подробно дается описание направляющих систем на основе симметричных кабелей, их первичных и вторичных параметров. Особое внимание уделено вопросам взаимных влияний в витых парах при передаче цифровых сигналов, которые являются определяющими при использовании существующих кабелей для xDSL-технологий. Изложены основы теории структурированных кабельных систем (СКС), широко используемых при создании локальных вычислительных систем. Даны понятия классов и категорий СКС. Рассмотрены параметры витых пар, обеспечивающих максимальные скорости передачи цифровых потоков.

В пособии излагаются принципы распространения сигналов по оптическим волокнам (ОВ), их характеристики в соответствии с рекомендациями МСЭ-Т (G.651 – G.655), типовые конструкции оптических кабелей. Представлены характеристики пассивных компонентов ВОЛС. Большое внимание уделяется методам расчета характеристик ОВ. Рассматриваются вопросы построения и проектирования волоконно-оптических линий связи. Ряд разделов пособия включает примеры решения задач.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 210300 «Радиотехника» и 210400 «Телекоммуникации» и по специальностям Радиотехника – 210302, Физика и техника оптической связи – 210401 очной, заочной, очно-заочной форм обучения и включает материалы дисциплин «Направляющие среды передачи», «Оптические направляющие среды и пассивные компоненты ВОЛС». Пособие может быть использовано для повышения квалификации специалистов предприятий электросвязи.

УДК 621.39+621.396.22.029.7(075.8)
ББК 31.27-059

ISBN 5-86889-356-5

© Ефанов В.И., 2012
© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2012

Оглавление

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	6
ПРЕДИСЛОВИЕ	7
Глава 1. Современная электрическая связь и построение сетей электросвязи.....	8
1.1 Взаимоувязанная сеть связи России	8
1.2 Основные виды кабельных линий связи.....	11
1.3 Аналоговые и цифровые системы передачи	13
Контрольные вопросы	18
Глава 2. Основные положения электродинамики направляющих систем	18
2.1 Исходные уравнения электродинамики	18
2.2 Электромагнитное поле и его характеристики.	20
2.3 Энергия электромагнитного поля	23
2.4 Электромагнитные процессы в проводниках и диэлектриках	24
2.5 Поверхностный эффект	26
2.6 Направляемые электромагнитные волны	28
2.7 Исходные принципы расчета направляющих систем	29
Контрольные вопросы	30
Глава 3. Коаксиальный кабель.....	31
3.1 Электромагнитные процессы в коаксиальной цепи	31
3.2 Первичные параметры коаксиального кабеля	34
3.3 Вторичные параметры передачи коаксиальных кабелей.....	41
3.4 Оптимальные соотношения диаметров проводников коаксиальной цепи	44
3.5 Конструктивные неоднородности в коаксиальных кабелях.....	46
3.6 Виды коаксиальных кабелей.....	47
3.7 Расчет длины регенерационного участка коаксиального кабеля.....	50
Контрольные вопросы	52
Решение задач	53
Задачи для самостоятельного решения.....	55
Глава 4. Симметричные линии связи.....	55
4.1 Электромагнитные процессы в симметричных кабелях.....	55
4.2 Первичные параметры симметричной цепи.....	57
4.3 Вторичные параметры симметричных кабелей	62
4.4 Электромагнитные влияния между симметричными цепями.	63
4.5 Принципы нормирования величин переходного затухания	67
4.6 Виды симметричных кабелей	68
4.7 Расчет регенерационного участка симметричного кабеля.	74
4.8 Сеть абонентского доступа на медных кабелях.....	74
Глава 5. Структурированная кабельная система	77
5.1 Основные определения СКС.....	77
5.2. Используемые линии связи.....	80
5.3 Электрические характеристики кабелей СКС.....	81
Глава 6 Физические основы передачи света по оптическим волокнам.....	86
6.1 Типы оптических волокон и их конструкция.....	86
6.2 Лучевой анализ распространения излучения в оптическом волокне	89
6.3 Волновой анализ распространения излучения в оптическом волокне.....	93
6.4 Затухание света в ОВ.....	100
6.5 Дисперсия	103
Глава 7 Характеристики стандартных оптических волокон.....	111
7.1 Одномодовые оптические волокна	111
7.1.1 Стандартное одномодовое оптическое волокно (SF, SSMF, SM).....	113
7.1.2 Одномодовые оптические волокна со смещенной дисперсией и смещенной длиной волны отсечки	114

7.2 Многомодовые оптические волокна	115
7.2.1 Многомодовое оптическое волокно в СКС	117
7.2.2 Полимерные оптические волокна	118
Глава 8 Волоконно-оптические кабели	119
8.1 Классификация ОК	119
8.2 Конструкция и маркировка ОК	120
Глава 9 Пассивные компоненты ВОЛС	124
9.1 Соединители оптических волокон	124
9.1.1 Разъемные соединители	125
9.1.2 Неразъемные соединители	127
9.2 Оптические изоляторы	128
9.3 Распределители оптического излучения	129
9.3.1 Разветвители и ответвители	129
9.3.2 Оптические мультиплексоры/демультиплексоры	130
9.3.3 Коммутационные устройства	131
Глава 10 Нелинейные эффекты в оптических волокнах	132
Глава 11 Компенсация дисперсии	137
Глава 12 Расчет длины регенерационного участка ВОЛС	139
Приложение 1.	143
Приложение 2.	143
Приложение 3.	144
Приложение 4.	145
Приложение 5.	146
Список литературы	148

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

FEXT	-дальние перекрестные помехи – Far-End Crosstalk
NEXT	-ближние перекрестные помехи – Near-End Crosstalk
WDM	-мультиплексирование с разделением по длине волны (MPДВ)-Wavelength Division Multiplexing
АТС	-автоматическая телефонная станция
АЦП	-аналого-цифровой преобразователь
ВОЛС	-волоконно-оптическая линия связи (FOL)
ВОСП	-волоконно-оптическая система передачи
ВСС РФ	-Взаимоувязанная сеть связи РФ
ЕСЭ РФ	-Единая сеть электросвязи РФ
ИК	-инфракрасное излучение
ИКМ	-импульсно-кодовая модуляция (ИКМ)
КТЧ	-канал тональной частоты (voice channel)
ЛВС	-локальная вычислительная сеть (LAN)
ЛД	-лазерный диод (LD)
ЛФД	-лавинный фотодиод (APD)
ЛОУ	-линейный оптический усилитель (LA)
МОВ	-многомодовое оптическое волокно (MMF)
МСЭ	-Международный союз электросвязи (ITU)
ОВ	-оптическое волокно (OF, F)
ОК	-оптический кабель
ОКГ	-оптический квантовый генератор
ООВ	-одномодовое оптическое волокно (SMF)
ОР	-оптический разъём
ОП	-окно прозрачности
ОУ	-оптический усилитель (OA)
ОЦК	-основной цифровой канал
ПВО	-полное внутреннее отражение
ПМД	-поляризационно модовая дисперсия (PMD)
ПОМ	-передающий оптический модуль
ПРОМ	-приёмный оптический модуль
ППП	-профилированный показатель преломления
ПЦИ	-плезиохронная цифровая иерархия (PDH)
ПЦК	-первичный цифровой канал (DS1)
СВЧ	-сверхвысокие частоты
СКС	-структурированная кабельная система
С/Ш	-сигнал/шум
СИД	-светоизлучающий диод (LED)
СПД	-система передачи данных
СЦИ	-синхронная цифровая иерархия
ТФОП	-телефонная сеть общего пользования
ФД	-фотодиод (PD)
ЦСП	-цифровая система передачи

ПРЕДИСЛОВИЕ

Последние три десятилетия прошедшего и наступившего века можно смело назвать началом информационно-технологической эпохи. Ярким проявлением этого является невиданный по скорости и результатам прогресс в создании новых методов и средств телекоммуникаций. Бурное развитие технологий производства систем и средств связи с практически неограниченной пропускной способностью и дальностью передачи, их массовое использование, привели к формированию глобального информационного общества.

Телекоммуникации сегодня – одна из самых быстроразвивающихся наукоемких и высокотехнологичных отраслей мировой экономики.

Развитие телекоммуникаций с применением оптических систем является одним из главных направлений процесса информатизации всех сфер производства и общества в целом. Необходимость в специалистах, способных квалифицированно заниматься разработкой, проектированием, строительством и технической эксплуатацией в области электросвязи постоянно растет.

С одной стороны, стремительно развиваются волоконно-оптические технологии, с другой, в эксплуатации до сих пор находятся десятки тысяч километров электрических кабельных линий связи. В связи с этим в учебном пособии рассматриваются как волоконно-оптические, так и электрические линии связи.

В начале пособия рассмотрены вопросы построения Взаимоувязанной сети связи Российской Федерации. Детально представлена теория и практика линий связи на основе коаксиального кабеля, используемого как в магистральных, так и в сетях кабельного телевидения. Дано описание направляющих систем на основе симметричных кабелей, их первичных и вторичных параметров. В достаточной степени раскрыты вопросы взаимных влияний в «витых парах» при передаче цифровых сигналов, которые являются определяющими при использовании существующих кабелей для xDSL-технологий. Особое внимание уделено основам структурированных кабельных систем (СКС), широко используемых при создании локальных вычислительных систем. Даны понятия классов и категорий СКС. Рассмотрены параметры витых пар, обеспечивающих максимальные скорости передачи цифровых потоков.

Изложены принципы распространения оптических сигналов в одномодовых и многомодовых оптических волокнах. Приведены основные передаточные, конструктивные и механические характеристики ОВ, а также кабели на их основе. Рассмотрены различные пассивные компоненты ВОЛС. Сделана попытка дать представление о методах компенсации дисперсии, а также о технологии волнового уплотнения каналов по длинам волн (WDM). Непосредственно с этим связано рассмотрение и нелинейных свойств ОВ. Даны элементы расчета длины регенерационного участка.

Ряд разделов пособия включает примеры решения задач.

В основе изложения материала книги лежат труды Дж.Гауэра, Гроднева И.И., Листвина А.В., Портнова Э.Л., Семенова А.Б.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и по специальностям 210302 – «Радиотехника», 210312 – «Аудиовизуальная техника», 210401 – «Физика и техника оптической связи», 210403 – «Защищенные системы связи» и 210405 – «Радиосвязь, радиовещание и телевидение».

Автор выражает благодарность своим ученикам Вторушиной К., Крисетской А. и Кутергину М. за помощь в подготовке рукописи и ее оформлении.

Глава 1. Современная электрическая связь и построение сетей электросвязи

1.1 Взаимовязанная сеть связи России

Основными тенденциями развития связи как во всемирном масштабе, так и по регионам и отдельным странам являются глобализация и персонализация. [1]. Глобализация связи означает создание Всемирной сети связи, охватывающей все страны. Частью Всемирной сети связи станет Взаимовязанная сеть связи России (ВСС).

Направляющими системами передачи (НСП), имеющими первостепенное значение при построении сетей электросвязи, являются электрические кабели связи, имеющие широкую номенклатуру, и волоконно-оптические кабели связи, которые широко внедряются на сети самостоятельно, и, кроме того, встраиваются в конструкции высоковольтных линий и электрических железных дорог.

В период перестройки были проведены работы по преобразованию сети ЕАСС во Взаимовязанную сеть связи Российской Федерации (ВСС РФ) с учетом структурных преобразований страны и развития новейших технических средств (рис. 1.1).

18 июня 2003 г. Государственной Думой принят новый Федеральный закон «О связи», а старый утратил силу с 1 января 2004 г. Это событие знаменует завершение одного этапа развития связи в России (с 1992 г. по 2003г.) и начало нового. Предшествовавший период был связан с созданием и развитием Взаимовязанной сети связи (ВСС), которая является преемницей Единой автоматизированной сети связи (ЕАСС), существовавшей в СССР с 1963 по 1992 г.[2].



Связь Российской Федерации как часть инфраструктуры страны представляет собой совокупность сетей, служб и оборудования связи, расположенных и функционирующих на территории страны. Она предназначена для удовлетворения потребностей населения, органов государственной власти и управления, обороны, безопасности, правопорядка, а также, пользователей всех категорий в услугах электросвязи.

Структурно ВСС РФ является иерархической системой и включает в себя три уровня (рис. 1.2).

Первый уровень - *первичная сеть*, второй уровень - *вторичная сеть*, третий уровень образуют системы (службы) электросвязи определенного вида в зависимости от

Рис. 1.1 Взаимовязанная сеть связи РФ

предоставляемых абонентам услуг.

Первичная сеть ВСС представляет собой совокупность узлов, линий передачи, типовых физических цепей, типовых каналов передачи и сетевых трактов ВСС. Первичная сеть представляет вторичным сетям каналы передачи и физические цепи.

На основе типовых каналов передачи и физических цепей первичной сети с помощью узлов и станций коммутаций организуются различные вторичные сети (телефонная, телеграфная, передачи данных, передачи газет, сети распределения программ телевидения и звукового вещания). Вторичные сети обеспечивают транспортировку, коммутацию, распределение сигналов в службах электросвязи.

На базе вторичных цепей организуются системы электросвязи, представляющие собой комплекс технических средств, осуществляющих электросвязь определенного вида и включающие в себя соответствующую вторичную сеть. Система электросвязи может включать в себя одну или несколько служб электросвязи и одну или несколько сетей электросвязи.



Рис.1.2 Архитектура ВСС

Служба электросвязи представляет собой организационно-техническую структуру на базе сети связи (или совокупности сетей связи), обеспечивающую обслуживание связью пользователей с целью удовлетворения их потребностей в определенном наборе услуг электросвязи. Различают два вида служб электросвязи: службы переноса и телеслужбы (службы предоставления связи).

Служба переноса обеспечивает только возможность передачи сигналов между стыками сети. Оконечные устройства не входят в службы переноса.

Телеслужба обеспечивает полную реализацию (включая функцию окончных устройств) возможностей определенного вида связи между пользователями. Телеслужба организуется на базе службы переноса и окончных устройств. Примерами телеслужб являются службы телефонной связи, телекса, бюрофакса. В качестве составной части соответствующей телеслужбы в архитектуру входят окончные устройства, располагающиеся у пользователя.

Помимо принятого разделения сетей ВСС на первичные и вторичные возможно другое двухуровневое разделение: на транспортную сеть и сеть доступа.

Транспортная сеть связи состоит из междугородной и зонавых (региональных) сетей связи. Сеть доступа (абонентская сеть или сеть абонентского доступа) является местной сетью. Транспортная сеть предназначена для передачи высокоскоростных (широкополосных) потоков сообщения и их накопления.

Сеть доступа состоит из абонентских линий (на металлических или оптических кабелях или радиоканалах) с подключенными к ним абонентскими окончными устройствами местных станций коммутаций, соединяющих их линии передачи и линии передачи к узлам транспортной сети.

По территориальному признаку и назначению первичные и вторичные сети подразделяются на магистральную (междугородную - для вторичных сетей), внутризонавые (зонавые) и местные сети, а также международные сети.

Сеть управления электросвязью (telecommunications management network (TMN)) – специальная сеть, обеспечивающая управление сетями электросвязи и их услугами путем организации взаимосвязи с компонентами различных сетей электросвязи на основе единых интерфейсов и протоколов, стандартизированных Международным Союзом Электросвязи.

Магистральные сети связи - технологически сопряженные междугородные сети электросвязи, образуемые между центром Российской Федерации и центрами субъектов Федерации, а также центрами субъектов Федерации между собой.

Зоновые (региональные) сети связи - технологически сопряженные сети электросвязи, образуемые в пределах территории одного или нескольких субъектов Федерации.

Местные сети связи — технологически сопряженные сети электросвязи, образуемые в пределах административной или определенной по иному принципу территорий, не относящиеся к региональным сетям связи. Местные сети подразделяются на городские и сельские.

Международные сети связи – технологически сопряженные с сетями связи иностранных государств сети электросвязи, находящиеся в ведении хозяйствующих субъектов, которым предоставлены права международных операторов.

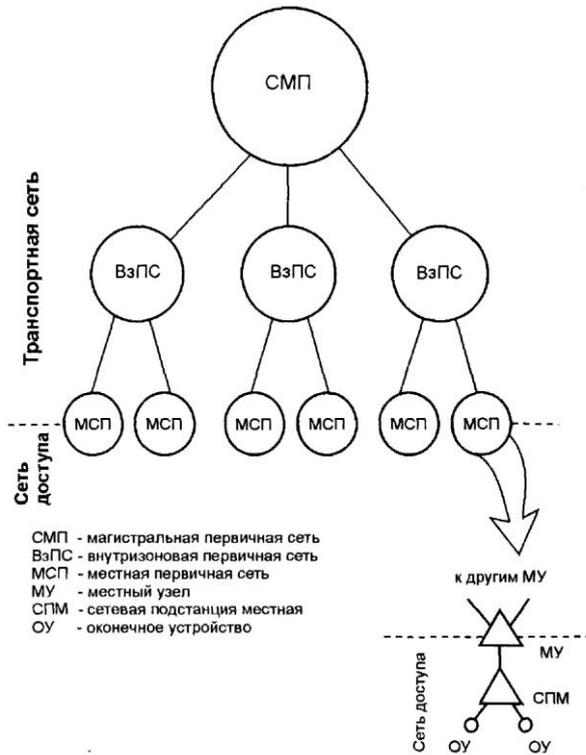


Рис. 1.3 Двухуровневая структура построения первичной сети общего пользования

Система управления ВСС России

В соответствии с Федеральным Законом «О связи» комплекс сетей электросвязи, входящих в состав ВСС России, должен быть обеспечен централизованным управлением.

Централизованное управление ВСС России должно сочетаться с предоставлением операторами сетей самостоятельности в вопросах управления сетью.

Управление ВСС России должно обеспечивать: эффективное функционирование сетей электросвязи, входящих в состав ВСС России, с заданными показателями надежности и качества; рациональное использование связных ресурсов ВСС России в целях максимального удовлетворения пользователей сетей в услугах связи при минимальных затратах в повседневных условиях; централизованное руководство во всеми связными ресурсами страны в целях предоставления надежной и устойчивой связи важнейшим потребителям в экстремальных ситуациях.

ЕСЭ связана с сетями электросвязи других стран и должна занять важное место в мировом информационном пространстве, в развивающейся Глобальной информационной инфраструктуре (ГИИ).

Главной целью развития ЕСЭ является способствование преобразованию российского общества в высокоразвитое постиндустриальное «электронное» общество.

Основными задачами развития ЕСЭ является обеспечение предоставления постоянно возрастающего объема услуг связи с нормированным качеством.

Задачами последующего развития ЕСЭ также являются:

В настоящее время в структуру ВСС входят следующие системы электросвязи общего пользования:

- телефонной связи (СТФС),
- телеграфной связи (СТГС),
- факсимильной связи (СФС),
- передачи газет (СПГ),
- передачи данных (СПД),
- распределения программ звукового вещания (СРПЗВ),
- распределения программ телевизионного вещания (СРПТВ).

Развитие сетей ВСС РФ предусматривает постепенный переход на двухуровневую структуру организации связи: транспортную сеть и сеть доступа (абонентскую сеть). Магистральные, внутризональные и часть местных цифровых наложенных первичных сетей являются основой транспортной цифровой сети связи России. Местные и первичные сети на участке «местный узел – оконечное устройство» в соответствии с новой терминологией является сетью доступа (рис. 1.3)

- усиление роли телекоммуникаций в обеспечении национальной безопасности при различных угрозах мирового и национального характера;
- обеспечение интеграции российской телекоммуникационной инфраструктуры международные телекоммуникационные сети и рынок услуг связи.

Исходя из сегодняшних воззрений, основным видом телекоммуникационной сети, отвечающей поставленным задачам, является мультисервисная сеть связи с использованием преимущественно пакетных методов передачи. Теоретической предпосылкой является концепция сетей нового поколения (NGN). Она позволяет сформировать общие системные решения, обеспечивающие совместимость и взаимодействие существующих и будущих сетей.

В развитии телекоммуникаций России начинается новый этап. Объективно он связан с повышением роли телекоммуникаций и информатизации в жизни российского общества, необходимостью построения информационно-электронного общества путем изменения условий функционирования телекоммуникационного комплекса.

1.2 Основные виды кабельных линий связи

Линией связи называется среда распространения электромагнитных волн, используемая для передачи сигналов от передатчика к приемнику. Такой средой могут быть воздушная, кабельная, радиорелейная линии связи, волноводы и т.д. Источник сообщений, передатчик, линия связи, приемник и получатель сообщений образуют *систему связи*.

Использование линий связи в широком спектре частот предъявляет особые требования к их конструкции и исходным материалам [3]. Кабели связи классифицируют по следующим признакам: область применения, спектр передаваемых частот, конструкции, условия прокладки и эксплуатации (рис. 1.4).

В соответствии с построением ВСС РФ в зависимости от области применения кабели связи подразделяют на магистральные, зонные (внутриобластные), местные (городские и сельские), станционные, структурированные кабельные сети (внутриобъектовые).

По спектру передаваемых частот кабели делят на низкочастотные (до 10 кГц) и высокочастотные (свыше 10 кГц).

В зависимости от условий прокладки и эксплуатации кабели подразделяют на подземные, для размещения в кабельной канализации, для подвески на опорах воздушных линий, подводные, станционные, для внутридомовых телефонных сетей и структурированных кабельных систем.

По конструкции кабели делят на симметричные, коаксиальные и волоконно-оптические.

Основные технические требования, предъявляемые высокоразвитой современной техникой электросвязи к линиям связи, включают стойкость при механических и климатических воздействиях, надежность во время эксплуатации.

Кабели должны иметь достаточную механическую прочность и устойчивость к воздействию механических нагрузок

Оболочка кабелей должна в течение всего срока службы сохранять герметичность, влагонепроницаемость, электрическую прочность, стойкость к воздействию солнечного излучения, стойкость к избыточному давлению, к низким и высоким температурам, обеспечивать нераспространение горения и иметь требуемые механические свойства на растяжение, сдавливание, удары и изгибы.

Кабели должны быть рассчитаны на возможность передачи всех видов информации на базе современных и перспективных технологий передачи.



Рис. 1.4 Классификация ЛС

Для удобства классификации и пользования кабелям связи присваиваются буквенно-цифровое обозначение – марка кабеля, которая позволяет определить его конструкцию и назначение.

Первая группа букв в марке кабеля обозначает область применения: МК – магистральный кабель; ЗК – зонный кабель (симметричный); ВК – внутризоновый коаксиальный; Т – телефонный низкочастотный. Марки стационарных низкочастотных кабелей отличаются стоящей на втором месте букве – стационарный (ТС), распределительный (ТР).

В конструкциях кабелей, имеющих «звездочную» (четверочную) скрутку жил, вводится буква «З».

Малогабаритные коаксиальные кабели имеют марку МКТ (малогабаритный коаксиальный с трубчатополиэтиленовой изоляцией).

Основу марок радиочастотных кабелей составляет буква «Р».

Следующая буква в симметричных кабелях означает тип изоляции: С – стирофлексная; П – полиэтиленовая.

Отсутствие буквы в обозначении – изоляция на основе бумаги, например, кабель Т.

Еще одна буква относится к материалу оболочки: отсутствие буквы – свинцовая, А – алюминиевая; Ст – стальная гофрированная; П – полиэтиленовая; В – поливинилхлоридная.

Последняя буква маркировки кабеля обозначает тип защитных покровов: Г – без защитных покровов (для кабеля со свинцовой оболочкой); Б – бронированный стальными лентами; К – круглыми проволоками; Ш – шланговое покрытие.

Соответственно междугородные симметричные кабели в свинцовой оболочке с кордельно-бумажной изоляцией имеют марки МКГ, МКБ, МКК, с кордельно-стирофлексной изоляцией – МКПГ, МКСГ, МКСБ, МКСК, с полиэтиленовой изоляцией – МКПП, МКПБ, МКПК. Симметричные кабели со стирофлексной изоляцией в алюминиевой оболочке маркируются: МКСАШп, МКСАБпШп, МКСАКпШп. Симметричные кабели в стальной оболочке имеют марку МКССШп.

Коаксиальные магистральные кабели маркируются КМГ, КМБ, КМК. Малогабаритные коаксиальные кабели имеют марки МКТП, МКТПБ (в пластмассовой оболочке), МКТС, МКТСБ (в свинцовой оболочке), МКТАШп (в алюминиевой оболочке и полиэтиленовом шланге).

Городским телефонным кабелям с полиэтиленовой изоляцией и в пластмассовой оболочке присвоены марки ТПП, ТППБ (полиэтилен) и ТПВ, ТПВБ (поливинилхлорид).

Кабели сельской связи с полиэтиленовой изоляцией и в пластмассовой оболочке имеют марки КСПП, КСПС, КСПВБ.

Группа цифр обозначает емкость (парность) кабеля и диаметр жил: например, МКС 4×4×1,2 – четырехчетверочный кабель звездной скрутки жил с диаметром 1,2 мм.

Последние годы в марку кабелей вводятся дополнительные обозначения, определяющие предприятие-изготовитель и другие отличительные признаки.

В соответствии с этими требованиями кабельная техника развивается в следующих направлениях:

1. Преимущественное развитие оптических систем связи и постепенное сокращение коаксиальных и симметричных систем.

2. Широкое внедрение в кабельную технику пластмасс (полиэтилена, полистирола, полипропилена и др.), обладающих хорошими электрическими и механическими характеристиками и позволяющих автоматизировать производство. Бумага в качестве изоляционного материала вытесняется из конструкции кабелей

3. Внедрение алюминиевых, стальных и пластмассовых оболочек вместо свинцовых.

1.3 Аналоговые и цифровые системы передачи

Аналоговые системы передачи

Передача электрических сигналов от одного абонента к другому осуществляется по линиям связи. Высокая стоимость линий связи обуславливает разработку систем и методов, позволяющих одновременно передавать по одной линии связи большое число независимых сообщений, т. е. использовать линию многократно, такие системы связи называют многоканальными. Связь, осуществляемую с помощью этих систем, принято называть многоканальной. Практически все современные системы связи за редким исключением являются многоканальными.

В настоящее время для создания многоканальных систем применяют две системы уплотнения телефонных каналов — частотную и временную.

Метод частотного уплотнения каналов (часто называемый методом с частотным разделением каналов — ЧРК) ранее являлся самым распространенным, в последнее время предпочтение отдается цифровым системам передачи. В системах с ЧРК исходный спектр сигнала (например, речи) каждого канала переносится в определенное место частотного диапазона. В качестве базового канала принят телефонный канал шириной 4 кГц (0,3-3,4 кГц) — канал тональной частоты (ТЧ). Групповой сигнал, подаваемый в линию связи, представляет собой сумму мгновенных значений аналоговых сигналов всех каналов.

Системы передачи частотным разделением каналов, в которых непрерывно передаются все мгновенные значения параметров сигналов, называются аналоговыми (АСП).

В состав системы входит АПКП — аппаратура канального преобразования, обеспечивающая преобразование эффективно передаваемой полосы частот **0,3...3,4 кГц** 12 каналов тональной частоты (ТЧ) в полосу частот **60...108 кГц** основной первичной группы (ПГ) и обратное преобразование непосредственно либо через ступень предгруппового преобразования, или ступень предварительной модуляции несущей, общей для всех каналов ТЧ, с последующим преобразованием на индивидуальной несущей в полосу частот ПГ.

АПГК — аппаратура преобразования групп каналов, где пять ПГ преобразуются в полосу частот **312...552 кГц** основной вторичной группы (ВГ), пять ВГ - в полосу частот **812...2044 кГц** основной третичной группы (ТГ), три ТГ - в полосу частот **8516...12388 кГц** четверичной группы и обратно.

Серьезными недостатками систем с частотным уплотнением являются:

- частотные искажения, вносимые в спектр передаваемого сигнала разделительными канальными фильтрами;
- межканальное влияние, возникающее при превышении допустимой мощности сигнала в отдельных каналах;
- повышение уровня шума в каждом канале при увеличении длины группового канала.

Метод временного уплотнения (часто называемый методом с временным разделением каналов — ВРК) разрабатывался как альтернатива методу с частотным уплотнением. Основное преимущество ВРК заключается в значительном уменьшении влияния уровня канального шума на передаваемый сигнал, так как при ВРК по линии передаются не аналоговые, а двоичные сигналы. Распознавание их на стороне приема (и в точках так называемой регенерации) осуществляется с помощью пороговых схем, которые не реагируют на помехи, возникающие на пути следования сигнала, при условии что амплитуда помех меньше порогового значения,

Многоканальные аналоговые системы передачи (АСП) основаны на частотном разделении сигналов. По количеству каналов ТЧ различают АСП для магистрального, зонового и местного участка первичной сети.

Системы передачи для магистрального участка первичной сети рассмотрим на примере **К-1920П**. Система позволяет организовать 1920 каналов ТЧ или 300 каналов ТЧ и канал телевизионного (ТВ) и звукового вещания (ЗВ). В первом случае линейный спектр формируется из 6 ТГ и 2 ВГ в полосе частот 312...8524 кГц. Во втором случае преобразуются 5 ВГ, которые совместно с каналами ТВ и ЗВ занимают полосу частот 273...8491 кГц. Дальность действия 12 500 км, максимальная длина переприемного участка по ТЧ 1500 км. В линейном тракте используются

опорный усилительный пункт (ОУП) и необслуживаемый усилительный пункт (НУП). Питание НУП осуществляется дистанционно. Между двумя ОУП может размещаться до 40 НУП. Длина усилительного участка $6 \pm 0,15$ км.

Также существуют системы **К-3600**, **К-10800** и **К-5400**, **VLT-1920**, **ВК-960**, параметры которых приведены в Приложении 1.

Системы передачи для зонового участка первичной сети рассмотрим на примере **К-300**. Система предназначена для работы по коаксиальному кабелю МКТ-4 с четырьмя парами. Организуется два линейных тракта общей емкостью 600 каналов ТЧ. Линейный спектр формируется из 5 ВГ в полосе частот 60...1300 кГц. Дальность действия системы составляет 12 500 км, что позволяет использовать ее при небольшой потребности в каналах на магистральном участке первичной сети.

Также существуют системы **К-120** и **К-420**, **К-60ГТ** и **К-1020С**, параметры которых приведены в Приложении 1.

Системы передачи для местного участка первичной сети работают по симметричным кабелям и воздушным линиям связи. Требования, предъявляемые к системам городского и сельского участков сети, существенно различаются. Городские системы передачи предназначены для организации большого числа каналов на сравнительно малые расстояния, в то время как сельские — для организации малого числа каналов на сравнительно большие расстояния.

В качестве примера рассмотрим систему передачи **КАМА** — она позволяет организовать 30 каналов ТЧ. Используются симметричные кабели разных типов. Связь организуется на сравнительно небольшое расстояние — максимальная дальность связи не превышает 80 км при наличии в линейном тракте шести НУП. Если протяженность линии передачи не превышает 15 км, система КАМА работает без применения промежуточных усилительных станций.

Также существуют системы **КНК-6Т** и **КНК-12Т**, **В-3-3** и **В-12-3**, **АВУ**, параметры которых приведены в Приложении 1.

Цифровые системы передачи.

В ЦСП сигналы передаются в виде различных комбинаций импульсов постоянной амплитуды, отображающих числовое значение сигнала в каждый данный промежуток времени. Такие комбинации импульсов называются кодовыми группами. В каждой такой группе амплитуды импульсов имеют одно из двух (трех) значений: 0, 1 (+1, 0, -1)

Цифровое представление сигналов связи имеет значительные достоинства:

- Унификация представления всех видов сигналов. Это позволяет унифицировать обработку, передачу и хранение информации, а также предоставляет абонентам возможность использования одной и той же сети связи для обмена самыми разнообразными сообщениями: телефонными, факсимильными, телеграфными, передачи данных, телевидения. Таким образом, создаются предпосылки для создания единой универсальной сети в целях удовлетворения всех потребностей абонентов в услугах связи;

- По сравнению с аналоговыми сигналами появляется возможность полного восстановления (регенерации) цифровой последовательности, несмотря на действие помех и других искажений. Это фактически устраняет эффект накопления искажений при передаче на большие расстояния, что обеспечивает высокую помехозащищенность и высокую стабильность каналов связи;

- Возможность регенерации позволяет использовать для передачи информации среды, имеющие невысокие показатели, например для цифровой передачи могут использоваться низкочастотные телефонные кабели городских сетей, обладающие высоким уровнем шумов и переходных помех, оптические световоды, модуляторы и демодуляторы которых не имеют требуемых для аналоговой передачи показателей линейности, и др.;

- Возможность построения линий связи, простирающихся на огромные расстояния. В пределах каждого регенерационного участка искажения передаваемых сигналов оказываются ничтожными. Длина регенерационного участка и оборудование регенератора при передаче сигналов на большие расстояния остаются практически такими же, как и в случае передачи на малые расстояния.

- Управление и контроль такой аппаратуры осуществляются с использованием

программных средств вычислительной техники, что приводит к дополнительному улучшению экономических показателей;

- Цифровая передача предоставляет возможность использовать для контроля качества передачи сигналов специально вводимую избыточность и осуществлять этот контроль автоматически.

Передача цифровых сигналов. В системе с ВРК несколько телефонных ИКМ-каналов объединяют в единый цифровой поток методом мультиплексирования. При этом к рабочим каналам добавляют служебную информацию, которую используют в целях фазирования цикла мультиплексирования на приемной стороне, передачи межстанционной служебной сигнальной информации и организации дополнительного служебного канала телефонной связи.

Число организуемых на линии каналов связи зависит от используемой системы передачи. Если в АСП на один телефонный канал отводится 4 кГц, то в цифровых системах передачи (ЦСП) 64 кГц. При этом система характеризуется не частотой, а скоростью передачи и измеряется в кило-, мега- или гигабитах в секунду.

Скорость группового потока из N каналов равна $64 \cdot N$ кбит/с. Так, например, для 30/32-канальных европейских версий системы с ВРК она имеет значение $64 \cdot 32 = 2048$ кбит/с (2 канала служебные). В США применяются 24-канальные системы ИКМ с групповой скоростью 1544 кбит/с.

Следует отметить, что при равном числе телефонных каналов необходимая полоса частот для систем с ВРК значительно превосходит необходимую полосу частот для систем с ЧРК. Например, для 30/32-канальной версии систем с ИКМ необходима полоса частот в 2048 кГц, в то время как для эквивалентной по канальности системы с ЧРК — всего $30 \cdot 4$ кГц = 120 кГц. Однако благодаря высокой помехоустойчивости цифровых систем требования к среде передачи могут быть значительно снижены.

Очевидно, что одного вида цифрового тракта — 30-канального — недостаточно для построения сетей связи. Для этой цели необходимы и другие тракты. Последовательность цифровых трактов по мере нарастания их пропускной способности носит название иерархии цифровых трактов. Применительно к цифровым системам принцип иерархии заключается в том, что число каналов ЦСП, соответствующее данной ступени иерархии, больше числа каналов ЦСП предыдущей ступени в целое число раз.

Аналоговые системы передачи с ЧРК также строятся по иерархическому принципу, но в отличие от ЦСП для них ступенями иерархии являются не сами системы передачи, а типовые группы каналов.

ЦСП, соответствующая первой ступени иерархии, называется первичной; в этой ЦСП осуществляется прямое преобразование относительно небольшого числа первичных сигналов в первичный цифровой поток. Системы передачи второй ступени иерархии объединяют определенное число первичных потоков во вторичный цифровой поток и т. д.

В рекомендациях МСЭ-Т представлено два типа иерархий ЦСП: плезиохронная цифровая иерархия (ПЦИ, или PDH) и синхронная цифровая иерархия (СЦИ, или SDH). Первичным сигналом для всех типов ЦСП является цифровой поток со скоростью передачи 64 кбит/с, называемый *основном цифровом каналом* (ОЦК). Появившаяся исторически первой ПЦИ имеет европейскую (табл. 1.1), североамериканскую и японскую разновидности.

Для цифровых потоков ПЦИ применяют соответствующие обозначения. Для североамериканской и японской ПЦИ применяется обозначение Т (иногда DS), для европейской ПЦИ — Е. Цифровые потоки первого уровня обозначаются соответственно Т1 и Е1, второго Т2 и Е2 и т. д. К использованию в сетях связи Российской Федерации принята европейская плезиохронная цифровая иерархия.

Таблица 1.1 Иерархия цифровых трактов передачи информации

Уровень иерархии	Скорость, Мбит/с	Коэфф. мультиплекс.
0	0,064	-
1	2,048	30
2	8,448	4
3	34,368	4
4	139,264	4

В сетях связи Российской Федерации эксплуатируются ЦСП ПЦИ отечественного и зарубежного производства. Отечественные системы носят название ЦСП с ИКМ (цифровые системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией). Вместо уровня иерархии в обозначении системы указывается число информационных ОЦК данной системы. Так, ЦСП первого уровня иерархии обозначается ИКМ-30, второго — ИКМ-120 и т. д. В настоящее время разработан и представлен на сети полный спектр аппаратуры, реализующей европейскую ПЦИ (табл. 1.2).

Таблица 1.2 Наименование аппаратуры, реализующих ПЦИ

Параметр	ИКМ-15	ИКМ-30	ИКМ-120	ИКМ-480	ИКМ-1920
Число каналов ТЧ	15	30	120	480	1920
Скорость передачи входных потоков, кбит/с	-	-	2048	8448	34368
Скорость передачи выходных потоков, кбит/с	1024	2048	8448	34368	139264
Тип кода линейного сигнала	NRZ-S	СМІ	СМІ или HDB-3	HDB-3	HDB-3
Тип кабеля	КСПП,В	ТПП	МКС, ЗКП	МКТ-4	КМБ-4
Длина участка регенерации, км	До 7,4	До 2,7	5±0,5	2,3...3,2	2,75...3,15
Максимальная длина секции дистанционного питания ДП, км	50	43	200	200	240
Максимальная дальность связи, км	100	85	600	2500	2500
Максимальное число НРП между обслуживаемыми i станциями		20	40	80	80

Сети на основе технологии SDH. Как отмечалось ранее, существует две основные технологии построения цифровой сети: плездохронная цифровая иерархия (ПЦИ, или PDH) и синхронная цифровая иерархия (СЦИ, или SDH).

Наиболее современной технологией, используемой в настоящее время для построения сетей связи, является СЦИ. Она обладает существенными преимуществами по сравнению с системами предшествующих поколений, позволяет полностью реализовать возможности волоконно-оптических и радиорелейных линий, создавать гибкие, надежные, удобные для эксплуатации, контроля и управления сети, гарантируя высокое качество связи. Системы СЦИ обеспечивают скорости передачи от 155 Мбит/с и выше и могут транспортировать сигналы как существующих ЦСП, так и новых перспективных служб, в том числе широкополосных. Аппаратура СЦИ является программно управляемой и интегрирует в себе средства преобразования, передачи, оперативного переключения, контроля, управления.

Исторически первой появилась сеть на основе технологии PDH, но такая сеть имела ряд недостатков:

- затрудненный ввод/вывод цифровых потоков в промежуточных пунктах;
- отсутствие средств сетевого автоматического контроля и управления;
- большое время для многоступенчатого восстановления синхронизма;
- наличие трех различных иерархий (европейской, североамериканской и японской).

Указанные недостатки PDH, а также ряд других факторов привели к разработке в США еще одной иерархии — иерархии синхронной оптической сети SONET. Но из-за неудачно выбранной скорости передачи было принято решение отказаться от создания SONET. В Европе взамен PDH была предложена технология синхронной цифровой иерархии SDH (табл. 1.3).

Таблица 1.3 Скорости передач иерархии SDH

Уровень SDH	Скорость передачи, Мбит/с
STM-1	155,520
STM-4	622,080
STM-8	1244,160
STM-12	1866,240
STM-16	2487,320

Основным отличием системы SDH от системы PDH является переход на новый принцип мультиплексирования. Система PDH использует принцип плезеохронного (или почти синхронного) мультиплексирования, согласно которому для мультиплексирования, например, четырех потоков E1 (2048 кбит/с) в один поток E2 (8448 кбит/с) производится процедура выравнивания тактовых частот входящих сигналов методом бит-стаффинга. В результате при демультиплексировании необходимо производить пошаговый процесс восстановления исходных каналов. Например, во вторичных сетях цифровой телефонии наиболее распространено использование потока E1. При передаче этого потока по сети PDH в тракте E3 необходимо сначала провести пошаговое мультиплексирование E1-E2-E3, а затем — пошаговое демультиплексирование E3-E2-E1 в каждом пункте выделения канала E1.

В системе SDH производится синхронное мультиплексирование/демультиплексирование, которое позволяет организовывать непосредственный доступ к каналам PDH, которые передаются в сети SDH. Это довольно важное и простое нововведение в технологии привело к тому, что в целом технология мультиплексирования в сети SDH намного сложнее, чем технология в сети PDH, усилились требования по синхронизации и параметрам качества среды передачи и системы передачи, а также увеличилось количество параметров, существенных для работы сети. Как следствие, методы эксплуатации и технология измерений SDH намного сложнее аналогичных для PDH.

Сравнивая технологию SDH с технологией PDH, можно выделить следующие особенности технологии SDH (рис. 1.5):

Предусматривает синхронную передачу и мультиплексирование. Элементы первичной сети SDH используют для синхронизации один задающий генератор, как следствие, вопросы построения систем синхронизации становятся особенно важными;

Предусматривает прямое мультиплексирование и демультиплексирование потоков PDH, так что на любом уровне иерархии SDH можно выделять загруженный поток PDH без процедуры пошагового демультиплексирования. Таким образом, SDH дает возможность прямого доступа к каналу 2048 кбит/с за счет процедуры ввода/вывода потока E1 из трактов всех уровней иерархии SDH. Канал E1 (2048 кбит/с) является основным каналом, используемым в сетях цифровой телефонии, цифровых сетях с интеграцией служб (ISDN) и других вторичных сетях;

Опирается на стандартные оптические и электрические интерфейсы, что обеспечивает лучшую совместимость оборудования различных фирм-производителей; Позволяет объединить системы PDH европейской и американской иерархии, обеспечивает полную совместимость с существующими системами PDH и в то же время дает возможность будущего развития систем передачи, поскольку обеспечивает каналы высокой пропускной способности для передачи данных.

Обеспечивает лучшее управление и самодиагностику первичной сети. Технология SDH обеспечивает возможность управления сколь угодно разветвленной первичной сетью из одного центра.

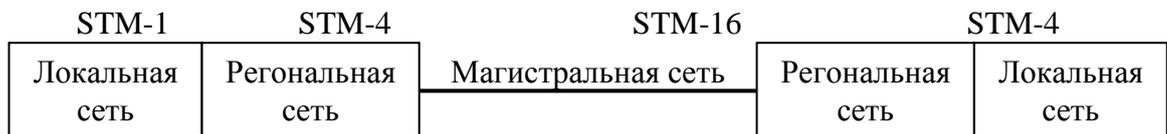


Рис. 1.5. Пример построения сети на основе SDH

В сети СЦИ используется принцип контейнерных перевозок. Подлежащие транспортированию сигналы предварительно размещаются в стандартных контейнерах С (Container). Все операции производятся с контейнерами независимо от их содержимого. Благодаря этому и достигается возможность транспортировать различные сигналы ПЦИ.

В настоящее время различная аппаратура СЦИ выпускается целым рядом ведущих фирм: Alcatel, Siemens, Philips, Ericsson, GPT, Nokia и др. Важной особенностью аппаратуры СЦИ, отличающей ее от аппаратуры предшествующих поколений, является отсутствие жесткого разделения на аппаратуру линейного тракта, преобразовательную, аппаратуру оперативного переключения, контроля и управления. Все эти средства интегрированы. Аппаратура СЦИ является программно управляемой, что обеспечивает гибкость, упрощает эксплуатацию и развитие сетей.

Для обеспечения высокой надежности в аппаратуре СЦИ используются различные виды резервирования. Как правило, блоки питания и другие важнейшие узлы дублируются. Для менее важных блоков возможна установка одного резервного блока на несколько однотипных основных. В результате коэффициент простоя аппаратуры СЦИ в расчете на одно соединение крайне мал.

Технология SDH стандартизирована комитетом по стандартизации ITU-T. Ниже приведены основные стандарты на первичные цифровые сети.

G.702 Скорости цифровой передачи в системах PDH

G.784 Управление в сетях SDH

G.803 Архитектура транспортной сети на основе Синхронной цифровой иерархии (SDH)

G.957 Параметры оптических интерфейсов оборудования и систем, связанных с технологией SDH

G.958 Цифровые системы передачи на основе SDH и использования волоконно-оптических кабелей

G.826 Нормы на параметры ошибок в цифровых системах передачи со скоростью выше первичного потока для международного соединения М.30 Принципы глобальной системы управления (TMN)

Контрольные вопросы

1. Основные тенденции развития электрической связи.
2. Принципы построения сети связи страны, междугородней, внутрizonовой, городской и абонентской телефонной сети.
3. Основные требования к линиям связи.
4. Дайте определение понятия «направляющие системы» и объясните их роль в создании проводных каналов связи.
5. Перечислите системы построения городских телефонных сетей (ГТС).
6. Что представляет собой первичная сеть ВСС?
7. Какие виды первичных сетей функционируют в структуре ВСС?
8. Что представляет собой вторичная сеть ВСС?
9. Какие виды вторичных сетей функционируют в структуре ВСС?
10. Какие составляющие образуют транспортную сеть?
11. Какие составляющие образуют сеть доступа?
12. Каково назначение сети управления электросвязью?

Глава 2. Основные положения электродинамики направляющих систем

2.1 Исходные уравнения электродинамики

Теория переменного электромагнитного поля носит название *электродинамика*. Основные законы электродинамики формулируются в виде уравнений Максвелла, которые позволяют определить структуру и основные характеристики электромагнитных полей, понять физику происходящих явлений, предложить методы и расчётные соотношения для определения конструктивных параметров и технических характеристик направляющих систем (НС) электросвязи.

Чаще всего при решении задач электродинамики используются систему уравнений Максвелла в дифференциальной форме:

$\operatorname{rot} \vec{H} = \partial \vec{D} / \partial t + \sigma \cdot \vec{E}$	(2.1)
$\operatorname{rot} \vec{A} = -\partial \vec{B} / \partial t + \sigma \cdot \vec{E}$	(2.2)
$\operatorname{div} D = \rho$	(2.3)

$\operatorname{div} \vec{B} = 0$	(2.4)
$\vec{D} = \varepsilon_a \vec{E}$	(2.5)
$\vec{B} = \varepsilon_a \vec{H}$	(2.6)

Векторные величины \vec{E} (напряжённость электрического поля) и \vec{B} (индукция магнитного поля) вполне определяют электромагнитное поле в вакууме. Для описания электромагнитного поля в материальных средах дополнительно вводится вектор электрического смещения (электрическая индукция) \vec{D} и вектор напряжённости магнитного поля \vec{H} . Входящие в них операции rot и div представляют собой некоторые комбинации частных производных первого порядка от проекций векторных полей; конкретные формы записи зависят от выбранной координатной системы.

Первое уравнение Максвелла является обобщением закона полного тока (Ампера). В дифференциальной форме первое уравнение Максвелла имеет следующий вид

$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_{\text{пров}} + \vec{j}_{\text{смещ}} = \sigma \cdot \vec{E} + \partial \vec{D} / \partial t,$	(2.7)
--	-------

Ток проводимости $\vec{j}_{\text{пров}}$ - это направленное движение электрических зарядов, происходящее в металле. Изменяющееся во времени электрическое поле, не сопровождающееся перемещением заряженных частиц, называется *током смещения* $\vec{j}_{\text{смещ}}$.

Первое уравнение Максвелла (2.1) утверждает: *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 (2.2) является обобщенным законом электромагнитной индукции и утверждает: *если в некоторой точке пространства существует переменное магнитное поле, то в окрестности этой точки возникает переменное вихревое электрическое поле.*

Смысл **третьего уравнения Максвелла** (2.3) прост, поскольку он вполне определяется понятиями дивергенции. *Дивергенция (изменение) вектора D отлично 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 (2.4) указывает на непрерывность линий вектора \vec{B} и показывает, что *в природе отсутствуют магнитные заряды и силовые линии (линии вектора \vec{A}) обязательно непрерывны, т.е. либо замкнуты, либо идут из бесконечности в бесконечность.*

Пятое и шестое уравнения Максвелла (2.5), (2.6) характеризуют электродинамические свойства материальной среды.

Вектор электрического смещения равен (первое материальное уравнение)

$\vec{D} = \varepsilon_a \cdot \vec{E} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \vec{E},$	(2.8)
--	-------

где ε_a - абсолютная диэлектрическая проницаемость среды;

ε - относительная диэлектрическая проницаемость;

ε_0 - электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума),

$\varepsilon_0 = (1/36\pi) \cdot 10^{-9} \Phi / м = 8,85 \cdot 10^{-12} \Phi / м$	(2.9)
---	-------

Вектор напряжённости магнитного поля равен (второе материальное уравнение)

$\vec{B} = \mu_a \vec{H} = \mu_0 \mu \vec{H},$	(2.10)
--	--------

где μ_a - абсолютная магнитная проницаемость; μ_0 - магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн} / м$), μ - относительная магнитная проницаемость.

При исследованиях часто пользуются понятием комплексной диэлектрической проницаемости среды:

$\varepsilon_{ka} = \varepsilon_a - \frac{i\sigma}{\omega} = \varepsilon_a(1 - i \cdot \operatorname{tg}\delta),$	(2.11)
---	--------

Изображая число ε_a в виде вектора на комплексной плоскости можно описывать соотношение между действительной и мнимой частями комплексной проницаемости при помощи угла δ , который называют углом диэлектрических потерь. Чем больше этот угол, тем значительнее доля электромагнитной энергии, рассеиваемой в виде теплоты при протекании токов проводимости. В справочных таблицах обычно приводят значение тангенса этого угла

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_a}$$

Тангенс угла потерь хороших диэлектриков на частотах СВЧ-диапазона лежит в пределах от 10^{-5} до 10^{-4} ; если $\operatorname{tg}\delta > 10^{-3}$, то такой диэлектрик принято считать плохим.

Вещественная часть комплексной диэлектрической проницаемости ε_a определяет интенсивность поляризации среды, а мнимая σ/ω характеризует потери в среде.

В зависимости от характера параметров ε_a , μ_a , σ среды можно классифицировать следующим образом.

Среды, обладающие одинаковыми свойствами во всех точках, называются *однородными*. Среды, параметры которых задаются функциями координат, называются *неоднородными*. Среды, свойства которых не зависят от величины поля, называются *линейными*. Среды, параметры которых являются функциями напряжённости электрического или магнитного поля, называются *нелинейными*. Среды, свойства которых не зависят от направлений вектора напряжённости поля \vec{E} или \vec{H} , называются *изотропными*. Среды, параметры которых меняются в зависимости от изменения направления векторов магнитного и электрического полей, называются *анизотропными*.

Ниже, за исключением специально оговоренных случаев, рассматриваются явления в однородных, линейных и изотропных средах.

2.2 Электромагнитное поле и его характеристики.

Рассмотрим электромагнитное поле плоской однородной волны распространяющейся в неограниченной однородной изотропной среде которую создает любой источник электромагнитного излучения на достаточно большом расстоянии на ограниченной поверхности.

Определение структуры и других характеристик поля непосредственно из уравнений Максвелла затруднительно, поэтому эти уравнения преобразуются и приводятся к следующему виду

$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0,$	(2.12)
$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0,$	(2.13)

где ∇^2 - оператор Лапласа, k - волновое число

$k = \omega \sqrt{\varepsilon_a \cdot \mu_a}$	(2.14)
---	--------

- волновое число.

Уравнения (2.12) и (2.13) известны как однородные уравнения Гельмгольца или однородные волновые уравнения. Уравнения Гельмгольца описывают распространение волн в пространстве и являются доказательством того, что изменение во времени электрических и магнитных полей приводит к распространению электромагнитных волн в пространстве.

Доказательство волнового характера распространения электромагнитной энергии является одним из важнейших результатов теории Максвелла. В декартовой системе координат волновые уравнения для составляющих по осям x , y , z имеют одинаковую

форму. Например, уравнения для составляющих электромагнитного по оси распространения z имеют вид:

$\partial^2 E_x / \partial x^2 + \partial^2 E_x / \partial y^2 + \partial^2 E_x / \partial z^2 + k^2 E_x = 0,$	(2.15)
--	--------

$\partial^2 H_z / \partial x^2 + \partial^2 H_z / \partial y^2 + \partial^2 H_z / \partial z^2 + k^2 H_z = 0.$	(2.16)
--	--------

Тип волны (плоская, сферическая, цилиндрическая и др.) определяется формой волнового фронта. Волновым фронтом называется поверхность равных фаз электромагнитной волны. Если поверхности равных фаз и равных амплитуд совпадают, то такие волны называются однородными. В соответствии со сказанным, плоской однородной электромагнитной волной называется волна, у которой поверхности равных фаз и амплитуд являются одной и той же плоскостью.

Выберем декартову систему координат с направлением оси z , совпадающим с направлением распространения волн. Волновое уравнение (2.15) для составляющей E_x в рассматриваемом случае примет вид:

$\partial^2 E_x / \partial z^2 + k^2 E_x = 0$	(2.17)
---	--------

Решение этого уравнения для неограниченной среды, в которой возбуждена бегущая волна (волна, распространяющаяся в направлении оси z), будет следующим:

$E_x(z) = E_{mx} e^{-\gamma_1 z}$	(2.18)
-----------------------------------	--------

Аналогично для магнитной составляющей

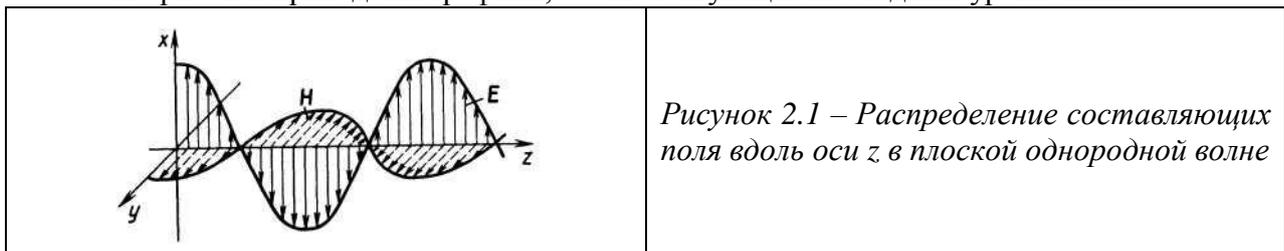
$H_y(z) = E_{my} e^{-\gamma_1 z}$	(2.19)
-----------------------------------	--------

где $\gamma_1 = \alpha + j\beta$ - коэффициент распространения.

Запишем решение волновых уравнений (2.18) и (2.19) для среды без потерь в тригонометрической форме

$E_x(z, t) = E_{mx} \cos(\omega t - \beta z)$ $H_y(z, t) = H_{my} \cos(\omega t - \beta z)$	(2.20)
--	--------

На рис. 2.1 приведены графики, соответствующие последним уравнениям.



Эти графики представляют собой картину распределения электромагнитного поля плоской однородной волны при $t = \text{const}$ для случая, когда в среде отсутствуют потери. Если в среде имеются потери, то амплитуды волн E и H будут уменьшаться по экспоненциальному закону и между ними появится фазовый сдвиг.

К основным характеристикам электромагнитного поля относятся следующие:

1. Коэффициент распространения γ — характеризует изменение амплитуды и фазы бегущей электромагнитной волны. Под бегущей волной будем понимать электромагнитную волну определённого типа, распространяющуюся в линии передачи только в одном направлении. Коэффициент распространения находится путём подстановки решения однородного волнового уравнения (2.17) в уравнение (2.18):

$\gamma^2 E_x + k^2 E_x = 0$ или $(\gamma_1^2 + k^2) E_x = 0$	
---	--

Эти уравнения удовлетворяются при условии

$\gamma^2 + k^2 = 0$ т.е. $\gamma = ik = i\omega \sqrt{\epsilon_{ka} \mu}$	(2.21)
--	--------

Из (2.21) следует, что 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 децибелах на метр (дБ/м) равен действительной части коэффициента распространения, умноженной на 8,68:

$$\alpha_\varepsilon = 8.68\omega\sqrt{\varepsilon_{ka}\mu} \sin \frac{\delta}{2} = 8.68\omega\sqrt{\varepsilon_a\mu / \cos\delta} \sin \frac{\delta}{2} \quad (2.22)$$

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

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon_{ka}\mu} \cos \frac{\delta}{2} = \omega\sqrt{\varepsilon_a\mu / \cos\delta} \cos \frac{\delta}{2} \quad (2.23)$$

4. Фазовая скорость $v_{\phi 0}$ — скорость перемещения фронта гармонической волны. Следовательно гармоническая волна описывается уравнением (2.24) или

$$E_x(z, t) = E_{mx} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \quad (2.24)$$

Волновой фронт этой волны, как плоскость постоянных фаз, не меняющихся при движении, должен удовлетворять уравнению $\omega t - \beta z = \text{const}$. Для бесконечно малых изменений t и z $\omega dt - \beta dz = 0$ или $\omega dt = \beta dz$. Пользуясь обычным определением скорости, найдем, что фазовая скорость плоской волны:

$$v_{\phi 0} = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.25)$$

С учетом (2.23) можно записать

$$v_{\phi 0} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\varepsilon_a\mu_a}{\cos\delta} \cos \frac{\delta}{2}}} \quad (2.26)$$

5. Длина волны λ — расстояние, пройденное волной за период колебания. Используя соотношение $T=2\pi/\omega$, (2.25) и (2.26), получаем:

$$\lambda = v_{\phi 0} T = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.27)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\varepsilon_a\mu / \cos\delta} \cos \frac{\delta}{2}} \quad (2.28)$$

6. Групповая скорость v_{ω} - скорость распространения огибающей сложного сигнала. Понятие групповой скорости вводится в случае дисперсной системы передачи и сложных сигналов, состоящих из колебаний нескольких частот, когда понятие фазовой скорости неприменимо. Выражение групповой скорости имеет вид:

$$v_{gp} = v_{\phi 0} - \lambda \frac{dv_{\phi 0}}{d\lambda} \quad (2.29)$$

Уравнение (2.29) показывает, что в случае изменения фазовой скорости от частоты (длины волны) групповая скорость не равна фазовой скорости. Зависимость фазовой скорости волны от частоты (длины волны) называется *дисперсией*.

7. Характеристическое сопротивление волны Z_c — это отношение поперечной составляющей напряженности электрического поля к поперечной составляющей напряженности магнитного поля бегущей волны. Найдем это отношение для плоской однородной волны. Для этого воспользуемся вторым уравнением Максвелла, откуда следует, что для плоской однородной волны:

$$H_y = \frac{\gamma_1}{\omega\mu_a} E_x = \sqrt{\frac{\varepsilon_{ka}}{\mu_a}} E_x$$

Из этого выражения следует, что для плоской волны отношение электрической E_x и магнитной H_y составляющих поля для данной среды есть величина постоянная. Это отношение, равное:

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_{ka}}} = \sqrt{\frac{\mu_a \cos \delta}{\epsilon_a}} \left(\cos \frac{\delta}{2} + i \sin \frac{\delta}{2} \right) \quad (2.30)$$

имеет размерность сопротивления.

Пример: Определить коэффициент фазы β , длину волны λ , и погонное затухание $\alpha_{\text{пог}}$ однородной плоской электромагнитной волны с частотой $f=10$ ГГц, которая распространяется в полистироле. Этот широко применяемый диэлектрик имеет следующие параметры: $\epsilon=2,56$; $\text{tg} \quad \dot{\epsilon} = 3 \cdot 10^{-4}$

Решение: На основании выше приведённых формул получаем:

коэффициент фазы	$\beta = 6,28 \cdot 1 \cdot 10^{10} \sqrt{2,56} / (3 \cdot 10^8) = 335 \text{ м}^{-1}$
длина волны в полистироле	$\lambda = 2\pi / \beta = 6,28 / 335 = 4,69 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 18,8 \text{ мм}$
коэффициент затухания	$\alpha = 334 \cdot 3 \cdot 10^{-4} / 2 = 0,05 \text{ м}^{-1}$, откуда
погонное затухание	$\alpha_{\text{пог}} = 8,68 \alpha = 0,43 \text{ дБ} / \text{ м}$

2.3 Энергия электромагнитного поля

При исследовании гармонических электромагнитных полей в установившемся режиме пользуются средним за период колебаний значением энергетических величин.

Из уравнений Максвелла следует, что энергия поля $W_{\text{ср}}$, заключенная внутри объема V , складывается из суммы энергий электрического $W_{\text{э,ср}}$ и магнитного $W_{\text{м,ср}}$ полей

$$W_{\text{ср}} = W_{\text{э,ср}} + W_{\text{м,ср}}, \quad (2.31)$$

где

$$W_{\text{м,ср}} = \frac{\mu_0}{4} \int_V \mu \bar{H}^2 dv = \frac{1}{4} \int_V \bar{H} \bar{B} dv, \quad (2.32)$$

- средняя магнитная энергия;

$$W_{\text{э,ср}} = \frac{\epsilon_0}{4} \int_V \epsilon \bar{E}^2 dv = \frac{1}{4} \int_V \bar{E} \bar{D} dv. \quad (2.33)$$

- средняя электрическая энергия.

На основании общих физических представлений можно предположить, что энергия электромагнитного поля расходуется на тепловые потери и рассеивается в окружающее пространство $dW_{\text{ср}} / dt = P_{\text{н.ср}} + P_{\Sigma\text{ср}}$.

Известно, что при прохождении тока в реальной среде выделяется тепло. Зная плотность тока \vec{j} и напряженность поля \vec{E} , нетрудно найти энергию, теряемую электромагнитным полем за единицу времени, т.е. мощность тепловых потерь P . Оказывается, в объеме V расходуется мощность

$$P = \int_V \vec{j} \vec{E} dv. \quad (2.34)$$

Средняя мощность Джоулевых потерь определяется

$$P_{\text{н.ср}} = \frac{1}{2} \int_V \sigma \vec{E} \cdot \vec{E}^* dV; \quad (2.35)$$

Средний поток энергии, излучаемой через замкнутую поверхность S , ограничивающую объем V равен

$P_{\Sigma_{cp}} = \oint_S \operatorname{Re} \vec{\Pi} dS,$	(2.36)
---	--------

а величина

$\Pi = 0,5[E, H^*].$	(2.37)
----------------------	--------

- где $[E, H^*]$ - комплексно сопряженные величины. комплексный вектор Пойнтинга $\vec{\Pi}$, определяющий количество энергии, протекающей в единицу времени через единичную площадку, перпендикулярную направлению потока энергии. Направление $\vec{\Pi}$, определяется направлением движения буравчика, рукоятка которого вращается от \vec{E} к \vec{H} . Вектор Пойнтинга характеризует интенсивность излучения электромагнитной энергии; средняя за период плотность мощности излучения

$$P_{cp} = 0,5 \operatorname{Re}[E, H^*].$$

Пример: Среднее значение плотности потока мощности плоской электромагнитной волны в вакууме составляет 4 Вт/м². Определить амплитудное значение x-й проекции вектора напряженности электрического поля и y-й проекции вектора напряженности магнитного поля.

Решение:

$$E_{xm} = \sqrt{240\pi P_{cp}} = 54,9 \text{ В/м}$$

Воспользовавшись понятием характеристического сопротивления вакуума, получаем $H_{ym} = E_{xm}/Z_0 = 0,14 \text{ А/м}$

2.4 Электромагнитные процессы в проводниках и диэлектриках

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

$I_{cm} = i\omega \varepsilon_a \dot{E}.$	(2.38)
---	--------

В реальных средах имеется как ток проводимости, так и ток смещения. Принято считать среду проводящей когда ток проводимости π .

Металлы практически во всем диапазоне частот являются проводниками. Диэлектрики (полистирол, полиэтилен, гетинакс и др.) 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 они действуют как диэлектрики ($f > f_0$).

Диэлектрики без потерь ($\operatorname{tg} \delta = 0$, $\alpha = 0$). Свойствами диэлектрика без потерь обладает вакуум. Соотношения для расчета основных характеристик электромагнитного поля в вакууме приводятся к виду:

$\gamma_1 = i\beta = i\omega \sqrt{\varepsilon_a \mu_a} = i\beta_0 \sqrt{\varepsilon \mu}.$	(2.39)
---	--------

$v_{\phi 0} = v_{zp} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_a \mu_a}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon \mu}}$	(2.40)
$\lambda = \frac{2\pi}{w\sqrt{\varepsilon_a \mu_a}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon \mu}}$	(2.41)
$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} = Z_{c0} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = 377 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	(2.42)

где β_0 - коэффициент фазы в вакууме; $Z_{c0} = 120\pi = 377$ Ом — характеристическое сопротивление плоской волны в вакууме; $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8$ м/с - скорость плоской

волны (света) в вакууме; λ_0 - длина волны в вакууме.

Пользуясь этими уравнениями, установим следующие характерные свойства плоских однородных волн в диэлектрике без потерь:

- 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 .

Диэлектрики с малыми потерями ($tg\delta < 10^{-2}$). Свойствами диэлектриков с малыми потерями обладают все диэлектрики, используемые в технике СВЧ (полиэтилен, фторопласт, керамика и др.). Для расчета основных характеристик электромагнитного поля в этих средах пользуются соотношениями (2.39) - (2.42). Поскольку $tg\delta$ — конечная величина, то во многих расчетах необходимо учитывать потери в этих средах. Коэффициент затухания в этом случае, согласно (2.22), при $\mu=1$

$$\alpha_\varepsilon = 27.3 \sqrt{\varepsilon} \frac{tg\delta}{\lambda_0} \quad (2.43)$$

Важно отметить, что диэлектрики, используемые в кабелях связи не являются диспергирующими средами, так как их параметры ε_a и μ_a слабо зависят от частоты. [5]

Диэлектрики с большими потерями ($tg\delta \approx 1$). Свойствами диэлектриков с большими потерями обладают оксиды металлов и другие соединения. Диэлектрики с большими потерями являются диспергирующими средами и все основные характеристики электромагнитных волн в этих диэлектриках зависят от частоты, а коэффициент затухания имеет очень большое значение. Эти диэлектрики в электросвязи не используются.

Металлы ($tg\delta \gg 1$). Для расчета основных характеристик электромагнитного поля, используя (2.21), можно получить следующие соотношения:

$\gamma_1 = (1+i)\sqrt{\pi f \mu_a \sigma}$	(2.44)
$\alpha = \beta = \sqrt{\pi f \mu_a \sigma}$	(2.45)
$v_{\phi 0} = \frac{\omega}{\beta} = 2 \sqrt{\frac{\pi f}{\mu_a \sigma}}$	(2.46)
$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = 2 \sqrt{\frac{\pi}{f \mu_a \sigma}}$	(2.47)

$Z_c = \sqrt{i\omega \frac{\mu_a}{\sigma}} = (1+i) \sqrt{\frac{\pi f \mu_a}{\sigma}}$	(2.48)
---	--------

Анализируя выражение (2.44) - (2.48), можно сделать следующие выводы относительно основных свойств электромагнитного поля в металлах:

- коэффициенты фазы и затухания равны между собой;
- реактивная и активная составляющие характеристического сопротивления равны между собой;
- вектор \vec{H} отстает по фазе от вектора \vec{E} на угол, равный 45° ;
- основные характеристики по абсолютной величине на несколько порядков отличаются от соответствующих характеристик в диэлектриках (характеристическое сопротивление, фазовая скорость и длина волны уменьшаются, коэффициент затухания возрастает);
- амплитуды волн вдоль направления распространения быстро уменьшаются;

Пример: для изготовления токопроводящих жил кабелей связи применяется медная мягкая проволока марки ММ следующих диаметров: 0,32; 0,4; 0,5; 0,64; 0,7; 0,9; 1,2 мм. Основные физико-механические и электрические характеристики медных токопроводящих проволок:

- плотность $\gamma = 8,9 \text{ т/м}^3 \text{ (г/см}^3\text{)}$;
- временное сопротивление разрыву $\sigma_{вр}$ МПа (кгс/мм^2) - 196...274,5 (20...28);
- относительное удлинение Δl , не менее % - 20...25;
- удельное электрическое сопротивление ρ при температуре 20°C , не более $17,24 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{км}$;
- удельная электрическая проводимость σ при температуре 20°C , не менее $58,9 \text{ МОм/м}$;
- температурный коэффициент сопротивления $\alpha_R = 3,93 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$

2.5 Поверхностный эффект

В предыдущем параграфе было показано, что переменное электромагнитное поле внутри металла, а следовательно, и плотность токов проводимости ($j_{i\delta} = \sigma E$) быстро убывают по мере удаления от поверхности. Это создаст концентрацию токов СВЧ у поверхности металла. Анализ этого явления, называемого **поверхностным эффектом**, или **скин-эффектом**, позволяет прийти к следующим полезным для практики выводам [3]:

1) *Эквивалентная глубина* Δ – это такая глубина проникновения поля в проводник, при которой напряженность поля уменьшается в $e=2,718$ раз. Величина Δ может быть определена из выражения

$E_{z0} / E_{zx} = \exp(\Delta \cdot \beta) = \exp\left(\sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_a \sigma}{2}} \cdot l\right),$	(2.49)
---	--------

где E_{z0} - поле на поверхности проводника, E_{zx} - поле на глубине x , показаны на рис. 2.2.

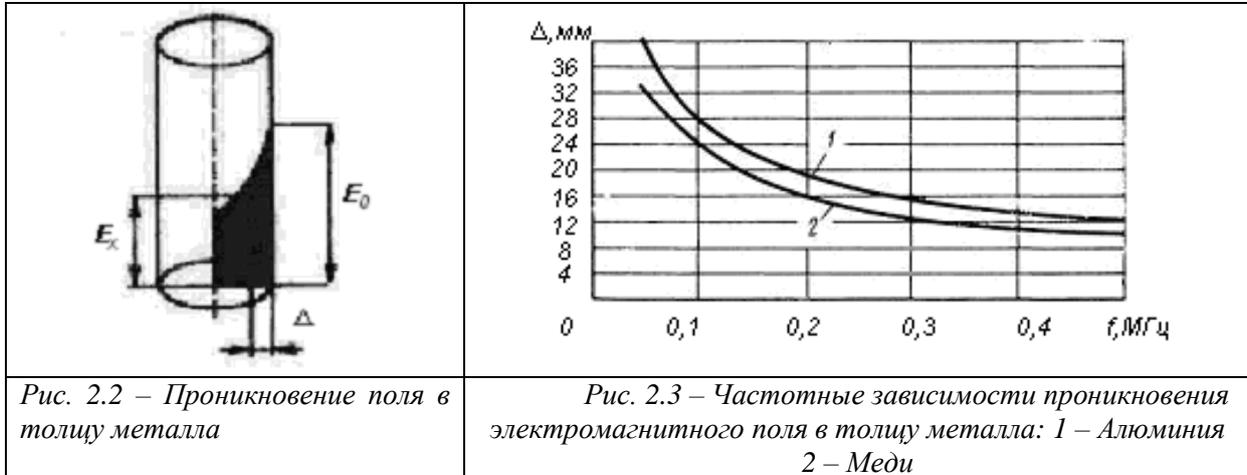
Глубина проникновения определяется как величина, обратная коэффициенту затухания. Как видно Δ зависит от частоты: чем больше частота, тем меньше глубина проникновения. На СВЧ глубина проникновения в металлах незначительна и тем меньше, чем больше их проводимость и магнитная проницаемость.

Для определения параметра Δ необходимо принять показатель степени равным единице. Поскольку $\beta = \sqrt{\omega \mu_a \sigma / 2}$, эквивалентная глубина проникновения определяется соотношением: $\Delta = \sqrt{2 / (\omega \mu_a \sigma)} = \sqrt{2} / |k|$, где $|k| = \sqrt{\omega \mu_a \sigma}$ – коэффициент вихревых токов.

Инженерная формула для расчета глубины проникновения поля в проводник из меди (как наиболее часто используемый в электросвязи) Δ_{Cu} :

$$\Delta_{Cu} [\text{мм}] = \frac{67}{\sqrt{f [\text{МГц}]}} = 3,9 \sqrt{\lambda [\text{м}]} \quad (2.50)$$

На рис. 2.3 представлены кривые частотной зависимости глубины проникновения тока в металл, откуда видно, что с увеличением частоты глубина проникновения уменьшается.



2) *поверхностное сопротивление металла Z_s равно его характеристическому сопротивлению Z_c , т. е.*

$$Z_s = Z_c = (1 + i) \sqrt{\frac{\pi f \mu_a}{\sigma}} = \frac{1 + i}{\sigma \Delta} \quad (2.50)$$

3) *активная составляющая поверхностного сопротивления R_s равна*

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\sigma}} = \frac{1}{\sigma \Delta} \quad (2.51)$$

и равна реактивной составляющей X_s

4) *поверхностный эффект уменьшает эффективное сечение проводника, являясь причиной увеличения его активного сопротивления и затухания;*

5) *поверхностное сопротивление R_s увеличивается, а внутренняя индуктивность*

$$L_i = \frac{X_c}{\omega} = \frac{1}{\omega \sigma \Delta_c} \quad (2.52)$$

уменьшается с увеличением частоты.

Пример: поверхностное сопротивление меди (Cu) через длину волны в метрах или частоту в ГГц можно определить по формуле:

$$R_{sCu} = \frac{4,42 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{\lambda [\text{м}]}} = 8,25 \cdot \sqrt{f [\text{ГГц}]} \cdot 10^{-3}$$

Для других металлов вводится параметр $q = \sigma_{Cu} / \sigma_{Мет}$

$$R_{sMe} = R_{sCu} \cdot \sqrt{q}$$

Ниже даны значения удельной проводимости σ для некоторых видов металлов и величина и эквивалентной глубины проникновения Δ на частоте 0,2 ГГц.

Металл	Cu	Ag	Al	Ni
$\sigma, 10^{-7}$ Сим/м	5,9	6,6	3,8	1,28

Δ , мкм	4,9	4,5	5,82	10
----------------	-----	-----	------	----

Поверхность проводника не является совершенно гладкой и обладает шероховатостью. Мерой шероховатости является эффективная среднеквадратичная высота неоднородности поверхности h . Так если шероховатость медной фольги составляет 5...6 мкм, то соответствующая среднеквадратичная шероховатость равна 0,15...0,17 мкм.

На низких частотах глубина проникновения, обусловленная поверхностным эффектом, превосходит h . На высоких частотах, когда глубина поверхностного слоя становится меньше h , ток вынужден следовать вдоль всех неровностей поверхностей, что приводит к увеличению сопротивления. При средней шероховатости в 6 мкм, на частотах ниже 1ГГц эффект шероховатости будет не заметен, на более высоких частотах он проявится. Для верхней границы диапазона шероховатости в 18 мкм пороговая частота составит около 200 МГц. Шероховатость поверхности имеет особое значение для печатных плат и полосковых линий.

2.6 Направляемые электромагнитные волны

Направляемые волны имеют место в линиях передачи. Знание их свойств позволяет выявить основные характеристики устройств, конструируемых на базе их отрезков.

Свойства направляемых волн определяются их структурой и свойствами среды, в которой они распространяются. Структура электромагнитного поля обычно находится следующим образом. Вначале решается волновое уравнение для одной из продольных составляющих электромагнитного поля. Затем, используя уравнения Максвелла, через продольные составляющие выражают поперечные составляющие.

Примем декартову систему координат и предположим, что волны распространяются вдоль положительного направления оси z . При принятом условии в решение волнового уравнения (2.15) для продольной координаты будет входить множитель $e^{-\gamma_1 z}$, т. е.

$E_z(x, y, z) = E(x, y) \cdot e^{-\gamma_1 z}$	(2.53)
--	--------

где γ_1 - продольный коэффициент распространения, называемый в дальнейшем коэффициентом распространения.

Воспользуемся этой зависимостью и перепишем волновое уравнение (2.15) в сле

$\partial^2 E_z / \partial x^2 + \partial^2 E_z / \partial y^2 + (\gamma_1^2 + k^2) E_z = \partial^2 E_z / \partial x^2 + \partial^2 E_z / \partial y^2 + \gamma_2^2 E_z = 0$	(2.54)
---	--------

Где

$\gamma_2^2 = \gamma_1^2 + k^2$	(2.55)
---------------------------------	--------

- поперечный коэффициент распространения, при этом в декартовой системе координат $\gamma_2^2 = \gamma_{2x}^2 + \gamma_{2y}^2$

Решая волновое уравнение (2.54) методом разделения переменных, получаем:

$E_z(x, y, z) = [E_1 \sin(\gamma_{2x} x) + E_2 \cos(\gamma_{2x} x)] \times [E_3 \sin(\gamma_{2y} y) + E_4 \cos(\gamma_{2y} y)] e^{-\gamma_1 z}$	(2.56)
---	--------

Аналогичное решение можно получить для составляющей:

$H_z(x, y, z) = [H_1 \sin(\gamma_{2x} x) + H_2 \cos(\gamma_{2x} x)] \times [H_3 \sin(\gamma_{2y} y) + H_4 \cos(\gamma_{2y} y)] e^{-\gamma_1 z}$	(2.57)
---	--------

$E_1, E_2, E_3, E_4, H_1, H_2, H_3, H_4$ - постоянные, определяемые из граничных и начальных условий.

Из решения волновых уравнений видно, что продольная составляющая электромагнитного поля в плоскости поперечного сечения изменяется по синусам и

косинусам. Постоянные γ_{2x} γ_{2y} определяют период изменения (вариации) поля в плоскости поперечного сечения и называются *поперечными волновыми числами*. Каждой паре этих чисел соответствует своя структура поля направленных воли (свой тип волны).

Определим зависимость поперечных составляющих E_x , E_y , H_x , H_y от координат через продольные составляющие E_z , H_z :

$E_x = \left(-\frac{i}{\gamma_2^2}\right)\left(\omega\mu_a \frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma_1 \frac{\partial E_z}{\partial x}\right).$	(2.58)
$E_y = \left(\frac{i}{\gamma_2^2}\right)\left(\omega\mu_a \frac{\partial H_z}{\partial x} + \gamma_1 \frac{\partial E_z}{\partial y}\right).$	(2.59)
$H_x = \left(\frac{i}{\gamma_2^2}\right)\left(\omega\varepsilon_a \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma_1 \frac{\partial H_z}{\partial x}\right)$	(2.60)
$H_y = \left(-\frac{i}{\gamma_2^2}\right)\left(\omega\varepsilon_a \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma_1 \frac{\partial H_z}{\partial y}\right)$	(2.61)

Многообразие конструкций линии передачи и большое количество возможных значений γ_2 говорят о наличии множества типов волн электромагнитного поля в линиях передачи. Это многообразие типов воли в реальных линиях передачи можно разделить на четыре основных типа: поперечные электромагнитные Т-волны, электрические Н-волны, магнитные Н-волны и гибридные смешанные НЕ-волны.

Т-волной называется электромагнитная волна, векторы напряженности электрического и магнитного полей которой лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($E_z=0$; $H_z=0$).

Е-волной называется электромагнитная волна, вектор напряженности электрического поля которой имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор напряженности магнитного поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($H_z=0$).

Н-волной называется электромагнитная волна, вектор напряженности магнитного поля которой имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор напряженности электрического поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($E_z = 0$).

НЕ-волной называется электромагнитная волна, векторы электрического и магнитного полей которой имеют отличные от нуля поперечные и продольные составляющие. Эти волны могут рассматриваться как суперпозиция Е- и Н-волн.

Заметим, что приведенные здесь соотношения, выведенные для линии без потерь, справедливы для реальных линий, имеющих небольшие потери. [5]

2.7 Исходные принципы расчета направляющих систем

В рамках классической физики уравнения Максвелла дают возможность решить практически любую электродинамическую задачу, включая передачу сигналов связи по различным направляющим системам в разных диапазонах частот. Однако во многих случаях крайне сложно, а подчас и нецелесообразно искать точные решения на базе электродинамики. В свое время были разработаны приближенные методы решения задач различных классов. Наиболее характерными методами, которые можно считать предельными для электродинамики, явились методы теории электрических цепей и геометрической оптики. В первом случае совершается переход от волновых процессов к колебательным (длина волны $\lambda > D$), а во втором—к лучевым (геометрическим) процессам ($\lambda \ll D$) (рис. 2.4).

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

1) квазистационарный при $\lambda \gg D$, соответствующий низкочастотному диапазону ($\lambda \rightarrow \infty$);

2) электродинамический (резонансный) при $\lambda \approx D$, соответствующий волновым процессам, описываемым полными уравнениями электродинамики — уравнениями Максвелла;

3) квазиоптический при $\lambda \ll D$, охватывающий лучевые процессы геометрической оптики ($\lambda \rightarrow 0$).



Рис. 2.4 Режимы передачи электромагнитной энергии по направляющим системам

В квазистационарном режиме передача ведется на поперечно-электромагнитной волне Т. Здесь волновые уравнения электромагнитного поля вырождаются в уравнения электромагнитостатики и решаются с помощью законов Ома и Кирхгофа и обычных телеграфных уравнений теории цепей. Это справедливо для частот до $10^8 \dots 10^9$ Гц (метровый диапазон).

В данном режиме осуществляется передача по двухпроводным воздушным линиям, симметричному кабелю, полосковым линиям, ленточному кабелю, а также по коаксиальному кабелю.

В электродинамическом (резонансном) режиме работают направляющие системы передачи по которым ведется на волнах типов Е и Н. К таким направляющим системам относятся волноводы, линии поверхностной волны, а также коаксиальные кабели при передачах сверхвысоких частот $10^{10} \dots 10^{12}$ Гц (сантиметровый и миллиметровый диапазоны). Одномодовые световоды также работают в этом режиме (микронные волны). Этот режим наиболее сложен для исследования, так как здесь имеют место резонансные процессы $\{\lambda \approx D\}$.

В квазиоптическом режиме действуют законы геометрической (лучевой) и волновой оптики. Здесь приходится иметь дело с лазерными системами, диэлектрическими волноводами, световодами, работающими на смешанных гибридных волнах (ЕН или НЕ) в оптическом диапазоне $10^{13} \dots 10^{15}$ Гц (микронные волны) [3].

Контрольные вопросы

1. Запишите уравнения Максвелла в дифференциальной и интегральной форме.
2. Назовите физический смысл уравнений Максвелла.
3. Запишите граничные условия векторов электромагнитного поля.
4. Перечислите электромагнитные процессы в проводниках и диэлектриках.
5. В чём отличие между проводниками и диэлектриками?
6. Какой физический смысл уравнения Умова-Пойнтинга?
7. Дайте определение понятию направляющие системы.
8. Природа и свойства электромагнитного поля.
9. Исходные принципы расчета направляющих систем.
10. Какие классы и типы волн действуют в направляющих системах?
11. Сравните различные режимы передачи по направляющим системам (квазистационарный, электромагнитный, квазиоптический).
12. Что такое поверхностный эффект, как его учитывают?
13. Запишите уравнения Гельмгольца и объясните их физический смысл.

Глава 3. Коаксиальный кабель

3.1 Электромагнитные процессы в коаксиальной цепи

Коаксиальный кабель является наиболее широкополосной линией связи. Конструктивно коаксиальная пара представляет собой цилиндр с внутренним коаксиально расположенным проводником, обеспечивающая возможность передачи широкого спектра частот (рис 3.1). Коаксиальный кабель применяется в радиотехнической аппаратуре УКВ и СВЧ диапазонов, в системах кабельного телевидения (СКТВ) и др.

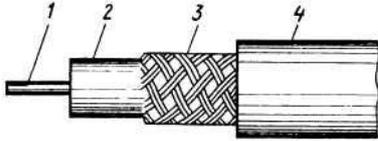


Рис. 3.1 Эскиз конструкции коаксиального кабеля:
1 — центральный проводник; 2 — диэлектрик;
3 — оплетка; 4 — наружное защитное покрытие

Наиболее полно теория коаксиальной цепи изложена в [3], ниже будем следовать материалу, изложенному в этой книге. Взаимодействие электромагнитных полей внутреннего и внешнего проводников коаксиальной пары таково, что внешнее поле равно нулю. Рассмотрим отдельно электрическое и магнитное поля коаксиальной пары.

Результирующее магнитное поле коаксиальной пары представлено на рис. 3.2, где показаны также напряженности магнитного поля H_φ^a и H_φ^b каждого проводника (а и б) в отдельности.

В металлической толще проводника *a* магнитное поле H_φ^a возрастает, а вне его — уменьшается по закону $H_\varphi^a = \frac{I}{2\pi \cdot r}$, где *r* — расстояние от центра проводника, *I* — ток в проводнике.

Поле H_φ^b полого проводника *б* вне его выражается таким же уравнением, как и для сплошного проводника: $H_\varphi^b = \frac{I}{2\pi \cdot r}$, где *r* — расстояние от центра полого проводника. Поэтому при определении

внешних магнитных полей коаксиального кабеля параметр *r* для проводников *a* и *б* принимается одинаковым и исчисляется от центра проводников (ненулевой точки).

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

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

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

На рис. 3.3 изображены электромагнитные поля коаксиальной симметричной цепей. Как видно из рисунка, электромагнитное поле коаксиальной пары полностью замыкается внутри нее, а силовые линии электрического поля симметричной пары действуют на довольно значительном от нее расстоянии. Отсутствие внешнего электромагнитного поля обуславливает основные достоинства коаксиальных кабелей: широкий диапазон частот, большое

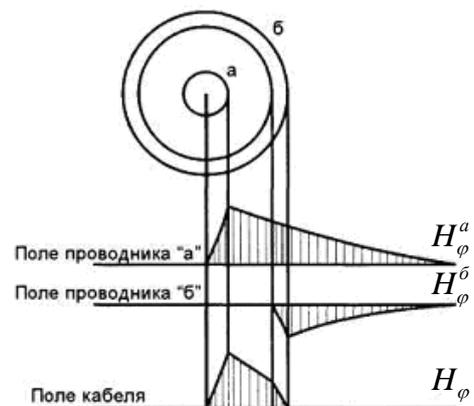


Рис. 3.2. Магнитное поле коаксиальной цепи:

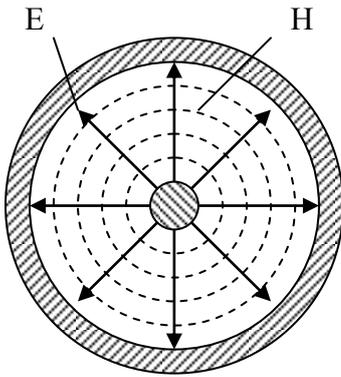


Рис. 3.3. Электромагнитное поле коаксиальной цепи

движению основного тока, протекающего по проводнику, а на периферии их направления совпадают.

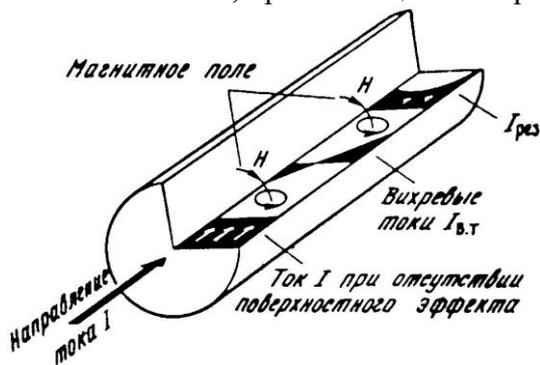


Рис. 3.4. Распределение плотности тока во внутреннем проводнике (поверхностный эффект)

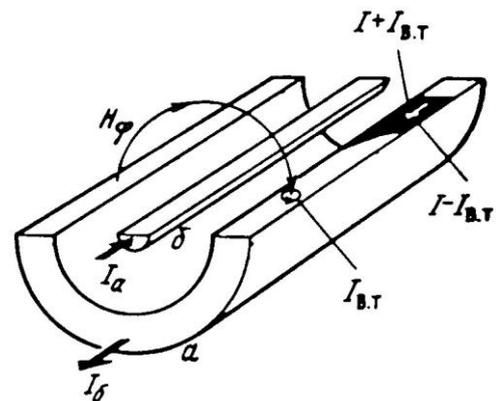


Рис. 3.5. Распределение плотности тока во внешнем проводнике

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

На заметку: вытеснение тока на поверхность проводника сокращает эквивалентную площадь его поперечного сечения, и как следствие его активное сопротивление R увеличивается, а внутренняя индуктивность уменьшается. [4]

Рассмотрим процесс перераспределения плотности тока во внешнем проводнике b за счет воздействия поля внутреннего проводника a . Как показано на рис. 3.5, переменное магнитное поле, создаваемое током проводника a , наводит в металлической толще полого проводника b вихревые токи $I_{в.т.}$. На внутренней поверхности проводника b вихревые токи совпадают по направлению с основным током ($I + I_{в.т.}$), а на наружной поверхности движутся против него ($I - I_{в.т.}$). В результате ток в проводнике перераспределяется таким образом, что его плотность возрастает в направлении к внутренней поверхности.

Следовательно, токи в проводниках *a* и *б* как бы смещаются и концентрируются на взаимно обращенных поверхностях проводников (рис. 3.6).

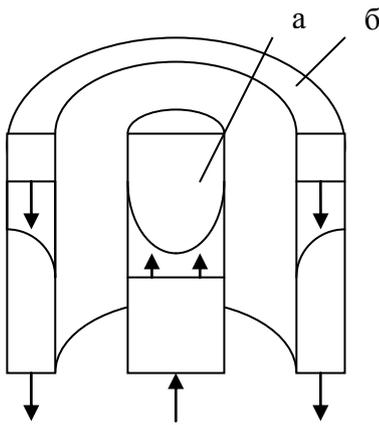


Рис. 3.6. Концентрация токов на взаимно обращенных друг к другу поверхностях проводников *a* и *б*

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

Пример: при частоте порядка 100 кГц ток протекает по эквивалентной толщине слоя медных проводников порядка 0,2 мм, а при частоте 100 МГц порядка 0,007 мм, т.е. 7 мкн.[2]

сечению кабеля, а лишь по его наружной поверхности. Таким образом, внешний проводник коаксиальной пары выполняет две функции: **1) является обратным проводником цепи передачи; 2) защищает (экранирует) передачу, ведущую по кабелю, от мешающих влияний.**

Из изложенного следует, что основные преимущества коаксиального кабеля (малое затухание и высокая помехозащищенность) особенно ярко проявляются в высокочастотной части передаваемого спектра частот, что обуславливает их широкое применение в аппаратуре УКВ и СВЧ диапазонов.

Электромагнитное поле коаксиальной цепи

Пусть ось коаксиальной пары совпадает с осью *z*, тогда электромагнитное поле вследствие цилиндрической симметрии не будет зависеть от координаты φ . Кроме того, по физическим соображениям будет отсутствовать составляющая H_z – напряженность магнитного поля по оси *z*. Также отсутствуют тангенциальная составляющая напряженности электрического поля E_φ , и радиальная составляющая напряженности магнитного поля H_r . Таким образом, применительно к коаксиальной паре идеальной конструкции действуют лишь три составляющие электромагнитного поля: E_r, E_z, H_φ (рис. 3.7).

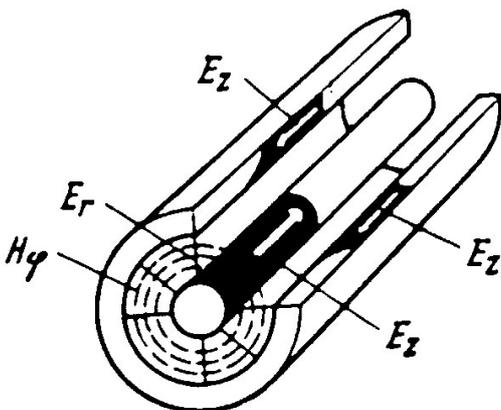


Рис. 3.7. Составляющие электромагнитного поля коаксиальной цепи

В результате электромагнитное поле коаксиальной пары определится следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} &= (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a) \cdot E_r \\ \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r} &= (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a) \cdot E_z \\ \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} &= -i \cdot \omega \cdot \mu_a \cdot H_\varphi \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

В этих уравнениях составляющие напряженности электромагнитного поля зависят от двух переменных: *r* и *z*. Напряженность магнитного поля коаксиальной пары содержит только одну составляющую H_φ . Это означает, что линии магнитной индукции располагаются концентрически вокруг оси *z*.

Электрическое поле характеризуется двумя составляющими: радиальной E_r и продольной E_z . Радиальная составляющая E_r , обусловливается наличием тока смещения в диэлектрике I_{CM} и совпадает по направлению с вектором плотности последнего. Продольная составляющая E_z характеризует ток проводимости I_{PP} , в проводниках, направленных вдоль кабеля. Для изучения явлений, происходящих в коаксиальной паре, необходимо рассмотреть два процесса: распространение энергии вдоль пары и поглощение ее проводниками (внутренним и внешним). В первом случае энергия направлена вдоль оси z , а во втором – внутрь проводников по составляющей r . Оба процесса оцениваются и характеризуются с помощью теоремы Умова-Пойнтинга.

3.2 Первичные параметры коаксиального кабеля

Идеальный коаксиальный кабель. В данном параграфе рассматривается передача энергии по коаксиальной паре идеальной конструкции, т. е. без учета потерь в проводниках. Движение энергии вдоль цепи подчинено закону Умова-Пойнтинга, по которому вектор распространения энергии образует с составляющими электрического E_r , и магнитного H_φ полей правовинтовую систему:

$$W_z = \int_0^{2\pi} E_r \cdot H_\varphi^* \cdot r \cdot d\varphi,$$

где H_φ^* – тангенциальная составляющая магнитного поля (сопряженное значение).

Энергия на пути своего движения встречает сопротивление среды Z_z которое математически выражается через отношение составляющих полей, образующих с вектором Пойнтинга правовинтовую систему $Z_z = \frac{E_r}{H_\varphi}$. Таким образом, при рассмотрении процесса распространения электромагнитной энергии вдоль коаксиальной пары надлежит оперировать составляющими полей E_r и H_φ , которые связаны между собой следующими соотношениями:

$$-\frac{\partial H_\varphi}{\partial z} = (\sigma + i\omega \cdot r_a) \cdot E_r; \quad \frac{\partial E_r}{\partial z} = -i \cdot \omega \cdot \mu_a \cdot H_\varphi \quad (3.2)$$

Здесь принято, что $\frac{\partial E_z}{\partial r} = 0$, так как не учитываются продольная составляющая поля и соответственно потери в проводниках.

Для установления распределения напряжения и тока вдоль проводников необходимо найти величины E_r и H_φ как функции переменной z . Причем для составляющих полей в направлении оси z действует экспоненциальный закон изменения, выражающийся равенствами

$$E_r = E_{r0} \cdot e^{-\gamma \cdot z}; \quad H_\varphi = H_{\varphi 0} \cdot e^{-\gamma \cdot z} \quad (3.3)$$

где γ – коэффициент распространения; E_{r0} и $H_{\varphi 0}$ – начальные составляющие векторов. Найдя первую производную функции и подставив эти значения в (3.2), найдем

$$\gamma \cdot H_\varphi = (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a) \cdot E_r; \quad \gamma \cdot E_r = i \omega \cdot \mu_a \cdot H_\varphi \quad (3.4)$$

Определим интересующие нас значения γ и Z_z . Перемножив выражения (3.4), получим $\gamma^2 = i \cdot \omega \cdot \mu_a (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a)$. Соответственно

$$\gamma = \sqrt{i \cdot \omega \cdot \mu_a (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a)} \quad (3.5)$$

Поделив эти выражения и имея в виду, что $Z_z = E_r / H_\varphi$,

$$Z_z = \sqrt{i \cdot \omega \cdot \mu_a / (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a)} \quad (3.6)$$

где Z_z – волновое сопротивление среды; γ – коэффициент распространения; $\mu_a, \varepsilon_a, \sigma$ – соответственно магнитная, диэлектрическая проницаемости и проводимость среды.

Ранее было получено следующее выражение для волнового сопротивления окружающей среды: $Z_z = E_r / H_\varphi$. Для волнового сопротивления коаксиальной пары необходимо оперировать величинами напряжения U между проводниками и тока I в проводниках:

$$Z_B = U/I \quad (3.7)$$

Напряжение между проводниками может быть определено как линейный интеграл радиальной составляющей электрического поля между проводниками:

$$U = \int_{r_a}^{r_b} E_r dr \quad (3.8)$$

Из (3.4) имеем. $E_r = (i\omega\mu_a/\gamma)H_\varphi$. Подставив сюда значение γ и имея в виду, что по закону полного тока $H_\varphi = 1/2\pi r$, получим

$$E_r = \sqrt{\frac{i\omega\mu_a}{\sigma + i\omega\varepsilon_a}} \cdot \frac{1}{2\pi r} = Z_z \frac{1}{2\pi r}$$

Тогда подставив в (3.8) получим волновое сопротивление кабеля, которое будет выражаться следующей формулой:

$$Z_B = \frac{U}{I} = \frac{1}{2\pi} Z_z \cdot \ln \frac{r_b}{r_a} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{i\omega\mu_a}{\sigma + i\omega\varepsilon_a}} \cdot \ln \frac{r_b}{r_a} \quad (3.9)$$

Первичные параметры R , L , C , G определим, используя соотношения: сопротивление $Z = R + i\omega L = \gamma Z_B$, и проводимость $Y = G + i\omega C = \gamma/Z_B$. Подставив значения γ и Z_B , из (3.5) и (3.9), получим *полное сопротивление цепи*:

$$Z = R + i\omega L = i\omega\mu_a \frac{1}{2\pi} \ln \frac{r_a}{r_b} \quad (3.10)$$

Следовательно, сопротивление $R=0$, так как не учитывались потери в проводниках кабеля и *внешняя межпроводниковая индуктивность* коаксиального кабеля:

$$L = \frac{\mu_a}{2\pi} \ln \frac{r_a}{r_b} \quad (3.11)$$

Полная проводимость определяется в виде

$$Y = G + i\omega C = \gamma/Z_B = \frac{\sqrt{i \cdot \omega \cdot \mu_a / (\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a)}}{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{i\omega\mu_a}{\sigma + i\omega\varepsilon_a} \cdot \ln \frac{r_b}{r_a}} = \frac{(\sigma + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_a) \cdot 2\pi}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \quad (3.12)$$

Соответственно *проводимость*:

$$G = 2\pi\sigma / \ln(r_b/r_a)$$

Ёмкость:

$$C = 2\pi\varepsilon_a / \ln(r_b/r_a).$$

Таким образом, первичные параметры коаксиального кабеля идеальной конструкции (без потерь в проводниках) имеют следующие значения:

$$\left. \begin{array}{l} R = 0; \quad L = (\mu_a/2\pi) \ln(r_b/r_a) \\ C = 2\pi\varepsilon_a / \ln(r_b/r_a); \quad G = 2\pi\sigma / \ln(r_b/r_a) \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

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

Можем записать

$$Z = R + i\omega L = \frac{1}{I^2} \int_0^{2\pi} E_z H_\varphi^* \cdot r d\varphi, \quad (3.14)$$

где R – активное сопротивление проводника; L – внутренняя индуктивность проводника; E_z – продольная составляющая электрического поля; H_ϕ^* – тангенциальная составляющая магнитного поля (сопряженное значение).

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

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

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

$$\frac{\partial E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial r} = ik^2 E_z \quad (3.15)$$

Решение данного уравнения выражается через цилиндрические функции

$$E_z = AI_0(\sqrt{ikr}) + BK_0(\sqrt{ikr}), \quad (3.16)$$

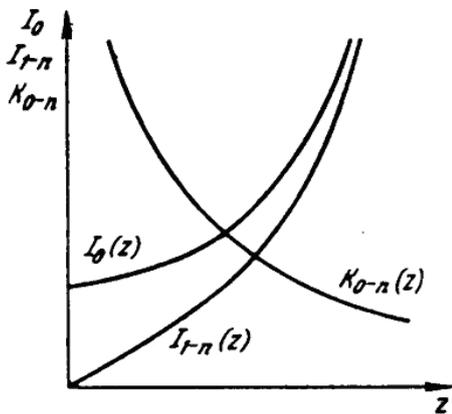


Рис. 3.8. Характер изменения цилиндрических функций первого (I) и второго (K) родов от аргумента Z

где A и B – постоянные интегрирования; I и K_0 – видоизмененные цилиндрические функции нулевого порядка соответственно первого и второго родов от комплексного аргумента. Характер изменения функций от аргумента $z = kr$ приведен на рис. 3.8.

При определении постоянных интегрирования A и B исходим из того, что напряженность поля E_z внутри проводника возрастет с увеличением радиуса r . Поэтому второй член уравнения (3.16), уменьшающийся с увеличением аргумента, не соответствует физике явления. Постоянная интегрирования B принимается равной нулю и

$$E_z = AI_0(\sqrt{ikr}) \quad (3.17)$$

Для нахождения постоянной интегрирования A воспользуемся магнитной составляющей поля H_ϕ и

законом полного тока. На основании (3.1) и (3.17) получим

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

где I_1 – функция Бесселя первого порядка первого рода.

Согласно закону полного тока тангенциальная составляющая магнитного поля $H_\phi = I / 2\pi \cdot r$,

где I – ток и r – текущий радиус проводника. Приравнивая правые части этих выражений при $r = r_a$, получаем

$$A = \frac{1}{2\pi \cdot r_a} \cdot \frac{i\omega\mu_a}{\sqrt{ik}I_1(\sqrt{ikr_a})}$$

Подставим A в выражение E_z и H_ϕ . Тогда

$$E_z = \frac{1}{2\pi \cdot r_a} \cdot \frac{\sqrt{i\omega\mu_a}}{k} \cdot \frac{I_0(\sqrt{ikr})}{I_1(\sqrt{ikr_a})} \quad (3.18)$$

Полное сопротивление провода определится, если в (3.14) подставить значения E_z и H_ϕ и провести соответствующие преобразования:

$$Z_a = R_a + i\omega L_a = \frac{\sqrt{ik}}{\sigma} \frac{1}{2\pi \cdot r_a} \cdot \frac{I_0(\sqrt{ikr_a})}{I_1(\sqrt{ikr_a})}, \quad (3.19)$$

где R_a и L_a – соответственно сопротивление и индуктивность одиночного внутреннего проводника.

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

Сопротивление, Ом/км:

$$R_a = R_0 [1 + F(kr)] \quad (3.20)$$

внутренняя индуктивность, Гн/км:

$$L_a = \frac{1}{2} \mu Q(kr) \cdot 10^{-4}, \quad (3.21)$$

где R_0 – сопротивление постоянному току одного километра проводника, Ом/км. Значения коэффициентов k и kr для различных проводников приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Значения проводимости σ и коэффициентов k и kr для меди и алюминия.

Материал проводника	$k = \sqrt{\omega \mu_a \sigma}$, мм ⁻¹	kr	σ , м/(Ом · мм ²)
Медь	$21 \sqrt{f}$	$10,5d \sqrt{f}$	57,00
Алюминий	$16,4 \sqrt{f}$	$8,2d \sqrt{f}$	34,36

Примечание: $d = 2r$ – диаметр проводника, мм; f – частота, МГц.

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

$$Z_a = R_a + i\omega L_a = \frac{\sqrt{ik}}{2\pi \cdot r_a \sigma} + \frac{1}{4\pi^2 \sigma} \quad (3.22)$$

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

$$R_a = \sqrt{2}k/4\pi \cdot r_a \sigma; \quad L_a = \sqrt{2}\mu_a/4\pi \cdot r_a k \quad (3.23)$$

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

$$R_a = 41,8\sqrt{f}/r_a; \quad L_a = [6,66/(r_a \sqrt{f})] \cdot 10^{-6}, \quad (3.24)$$

где R_a , Ом/км и L_a , Гн/км, – соответственно сопротивление и индуктивность внутреннего проводника; r_a – радиус, внутреннего проводника, мм; f – частота, МГц.

Пример: для используемого в кабельных системах коаксиального кабеля РК-75-4-14 с радиусом внутреннего проводника $r_a = 0,39$ мм на частоте 10 МГц, R_a и L_a будут равны

$$R_a = [41,8\sqrt{10}/0,39] = 340 \text{ Ом} \quad L_a = [6,66/(0,39 \cdot \sqrt{10})] \cdot 10^{-6} = 5,4 \text{ мкГн}$$

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

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

$$H_\varphi = \frac{i}{i\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial z} = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} [AI_1(\sqrt{ikr}) - BK_1(\sqrt{ikr})] \quad (3.25)$$

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

$$H_{\varphi}(r_b) = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} \left[AI_1(\sqrt{ikr_b}) - BK_1(\sqrt{ikr_b}) \right] = \frac{I}{2\pi \cdot r_b}$$

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

$$H_{\varphi}(r_c) = \frac{\sqrt{ik}}{i\omega\mu_a} \left[AI_1(\sqrt{ikr_c}) - BK_1(\sqrt{ikr_c}) \right] = 0$$

Решая вышеприведенные уравнения с двумя неизвестными, определяем постоянные интегрирования A и B и соответственно составляющую поля $E_z(r_b)$.

Магнитная составляющая поля $H_{\varphi}(r_b) = I/2\pi r_b$. Подставив эти соотношения в (3.14), получим

$$Z_{\sigma} = R_{\sigma} + i\omega L_{\sigma} = \frac{\sqrt{ik}}{2\pi \cdot r_b \sigma} \cdot \frac{I_0(\sqrt{ikr_b})K_1(\sqrt{ikr_c}) + K_0(\sqrt{ikr_b})I_1(\sqrt{ikr_c})}{I_1(\sqrt{ikr_c})K_1(\sqrt{ikr_b}) - K_1(\sqrt{ikr_c})I_1(\sqrt{ikr_b})} \quad (3.26)$$

или $Z_{\sigma} = R_{\sigma} + i\omega L_{\sigma} = \frac{\sqrt{ik}}{2\pi \cdot r_b \sigma} \cdot \text{cth}\sqrt{ik}\Delta$ при $kr > 5$. Тогда для частот свыше 60 кГц

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

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

$$R_{\sigma} = (41,8\sqrt{f}/r_b); \quad L_{\sigma} = (6,66/(r_b\sqrt{f})) \cdot 10^{-6} \quad (3.27)$$

где r_b – внутренний радиус внешнего проводника, мм; f – частота, МГц.

Пример: для коаксиального кабеля РК-75-4-14 с радиусом внутреннего проводника $r_c=0,39$ мм на частоте 10 МГц, R_a и L_a будут равны

$$R_{\sigma} = [41,8\sqrt{10}/2,3] = 57 \text{ Ом} \quad L_{\sigma} = [6,66/(2,3 \cdot \sqrt{10})] \cdot 10^{-6} = 1 \text{ мкГн}$$

Соответственно *сопротивление коаксиальной пары*, состоящее из сопротивлений внутреннего (R_a) и внешнего (R_{σ}) проводников, будет

$$R = R_a + R_{\sigma} = \frac{\sqrt{2}k}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) \quad (3.28)$$

или для медных проводников, Ом/км:

$$R = R_a + R_{\sigma} = 41,8\sqrt{f} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right), \quad (3.29)$$

f – частота, МГц.

Для определения общей индуктивности коаксиального кабеля необходимо знать кроме внутренней индуктивности проводников также внешнюю межпроводниковую индуктивность $L_{\text{вн}}$. Последняя обусловлена межпроводниковым магнитным потоком Φ и может быть определена по ранее выведенной формуле (3.13):

$$L_{\text{вн}} = (\mu_a/2\pi) \ln(r_b/r_a)$$

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

$$L_{\text{вн}} = 2 \ln(r_b/r_a) \cdot 10^{-4} \quad (3.30)$$

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

$$\left. \begin{aligned} R &= R_a + R_{\dot{a}} = \frac{\sqrt{2}k}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_{\dot{a}}} \right), \\ L &= L_{\dot{a}} + L_{\dot{a}} + L_{\dot{a}\phi} = \frac{\sqrt{2}\mu_a}{4\pi k} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_{\dot{a}}} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) 10^{-4} \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

или для коаксиального кабеля из медных проводников

$$\left. \begin{aligned} R &= R_a + R_{\phi} = 41,8\sqrt{f} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_{\phi}} \right), \\ L &= L_a + L_{\phi} + L_{\text{вн}} = \left[\frac{0,0666}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_{\phi}} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \right] \cdot 10^{-4} \end{aligned} \right\}, \quad (3.32)$$

Где f – частота, МГц.

Пример: для коаксиального кабеля РК-75-4-14 с радиусом внутреннего проводника $r_a=0,39$ мм и радиусом внешнего проводника $r_{\phi}=2,3$ мм на частоте 10 МГц

$$\left. \begin{aligned} R &= R_a + R_{\phi} = 340 + 57 \approx 400 \text{ Ом} \\ L &= L_a + L_{\phi} + L_{\text{вн}} = 5,4 + 1 + 0,4 = 6,8 \text{ мкГн} \end{aligned} \right\}$$

для коаксиального кабеля из алюминиевых проводников

$$\left. \begin{aligned} R &= 54\sqrt{f} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_{\phi}} \right), \\ L &= \left[\frac{0,086}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_{\phi}} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \right] \cdot 10^{-4} \end{aligned} \right\}, \quad (3.33)$$

Где f – частота, МГц.

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

$$\left. \begin{aligned} R &= \left[41,8 \frac{\sqrt{f}}{r_a} + 54 \frac{\sqrt{f}}{r_{\phi}} \right], \\ L &= \left[\left(\frac{0,0666}{\sqrt{f} r_a} + \frac{0,086}{\sqrt{f} r_{\phi}} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \right] \cdot 10^{-4} \end{aligned} \right\}, \quad (3.34)$$

Где f – частота, МГц.

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

В области высоких частот внутренняя индуктивность проводников мала и индуктивность коаксиального кабеля обуславливается лишь внешней индуктивностью

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

Электрическое сопротивление коаксиальной пары постоянному току определяется по нижеприведенным формулам.

Электрическое сопротивление внутреннего проводника, Ом/км, $R = 4000 \rho / \pi d^2$, где d – диаметр проводника, мм; ρ – удельное сопротивление металла, Ом · мм²/м.

Электрическое сопротивление внешнего проводника, поверх которого наложено n стальных экранных лент, $R_{\phi} = R_m R_s / (R_m + R_s)$, где $R_m = 1000 \rho_m / \pi (D + \Delta)$ – сопротивление внешнего медного проводника, Ом/км; $R_s = 1000 \rho_s / \pi (D + \Delta + \Delta_s) \Delta_s n$ – сопротивление экрана, м/км; D – внутренний диаметр внешнего проводника, мм; Δ – толщина ленты внешнего проводника, мм; Δ_s – толщина

экранных лент, мм; n – число экранных лент; ρ – удельное сопротивление металла, равное 0,0178 для меди марки МТ; 0,01724 для меди марки ММ; 0,0282 для алюминия и 0,098 для стали.

Емкость и проводимость изоляции коаксиальных кабелей. В отличие от проводников, где имеются свободные электроны, и действует ток проводимости I_{np} , в диэлектрике нет свободных электронов, а имеются ионы и связанные диполи. Под действием переменного электромагнитного поля в диэлектрике происходят смещение диполей, их переориентация и поляризация.

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

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

Проводимость изоляции G может быть определена как составляющая потерь в диэлектрике конденсатора, емкость которого эквивалентна емкости кабеля. Проводимость изоляции и емкость коаксиального кабеля могут быть рассчитаны по формулам (3.13): емкость $C = 2\pi\epsilon_a / \ln(r_b/r_a)$, Ф/м; проводимость изоляции $G = 2\pi\sigma / \ln(r_b/r_a)$, См/м.

Обычно принято проводимость изоляции G выражать через тангенс угла диэлектрических потерь в изоляции кабеля: $tg\delta = G/\omega C = \sigma/\omega\epsilon_a$. Тогда $G = [2\pi/\ln(r_b/r_a)]\omega\epsilon_a tg\delta = \omega C \cdot tg\delta$.

Заменяя в выражении емкости $\epsilon_a = \epsilon_0\epsilon_r$, получаем для 1 км кабеля

$$C = \epsilon_r \cdot 10^{-6} / 18 \ln(r_b/r_a). \quad (3.35)$$

$$G = \omega C \cdot tg\delta, \quad (3.36)$$

где ϵ_r и $tg\delta$ – относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь изоляции соответственно.

Как видно из формулы, емкость коаксиальной пары зависит только от размеров проводников (от отношения диаметров внешнего и внутреннего проводников) и типа изоляции (ϵ) [2]

В общем виде кроме проводимости изоляции, обусловленной диэлектрическими потерями G , необходимо учитывать также проводимость, обусловленную утечкой тока в силу несовершенства изоляции: $G = 1/R_{из}$. По величине эта проводимость изоляции обратно пропорциональна сопротивлению изоляции кабеля. В коаксиальных кабелях $R_{из}$ нормируется величиной 10000 МОм·км. Таким образом, проводимость изоляции коаксиального кабеля:

$$G = 1/R_{из} + \omega C \cdot tg\delta, \text{ См/км} \quad (3.36a)$$

По абсолютной величине в используемом диапазоне частот второй член существенно больше первого, поэтому $1/R_{из}$, можно не учитывать.

Проанализируем полученные результаты и рассмотрим зависимости первичных параметров коаксиального кабеля. На рис. 3.9 приведены частотные зависимости параметров коаксиального кабеля. Из рисунка видно, что с ростом частоты активное сопротивление закономерно возрастает за счет поверхностного эффекта. Причем наибольшее удельное значение имеет сопротивление внутреннего проводника: величина R_a больше R_b в 3...4 раза.

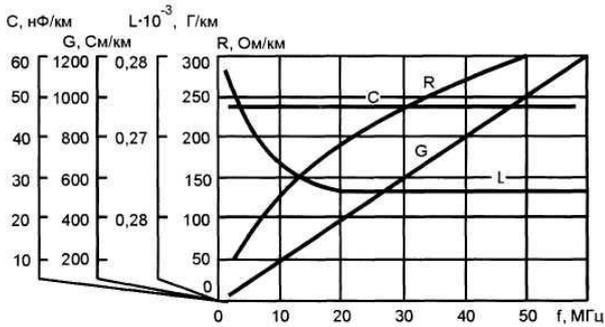


Рис. 3.9. Частотные зависимости первичных параметров коаксиальной пары типа 2,6/9,4 мм

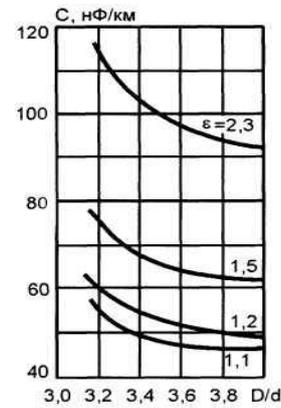


Рис. 3.10. Зависимость емкости коаксиальных пар от отношения D/d и ϵ_r

Индуктивность с увеличением частоты уменьшается. Это обусловлено уменьшением внутренней индуктивности проводников L_a и L_b , за счет поверхностного эффекта. Внешняя индуктивность $L_{вн}$ не меняется с изменением частоты. Емкость не зависит от частоты. Проводимость изоляции с ростом частоты линейно возрастает. Величина ее зависит в первую очередь от качества диэлектрика, используемого в кабеле и характеризуемого величиной угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$.

На рис. 3.10 показано изменение емкости с увеличением соотношения радиусов внешнего D и внутреннего d проводников коаксиального кабеля. Из рисунка видно, что с увеличением отношения D/d снижаются емкость. Также возрастает индуктивность кабеля и снижается проводимость изоляции.

На заметку: теоретически от температуры зависят все четыре первичных параметра. Однако практически следует учитывать лишь температурную зависимость активного сопротивления. Изменение от температуры L, C, G весьма незначительно. [1]

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

Пример: значения величин первичных параметров существующих типов линий связи следующие: $R=5 \dots 200$ Ом/км; $L=0,6 \dots 2$ мГн/км; $C=5 \dots 50$ мФ/км; $G=1 \dots 200$ мкСм/км. [1]

3.3 Вторичные параметры передачи коаксиальных кабелей

Коаксиальные кабели практически используются в спектре частот от 60 кГц и выше, где $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$. Поэтому вторичные параметры передачи их рассчитываются по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \alpha_l + \alpha_d = \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \cdot 8,69; \\ \beta &= \omega \sqrt{LC}; \quad Z_B = \sqrt{L/C}; \quad v = 1/\sqrt{LC}, \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

где α_M – коэффициент затухания вследствие потерь в металле; α_d – коэффициент затухания вследствие потерь в диэлектрике.

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

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

$$\alpha = \alpha_M + \alpha_D = \frac{2,6\sqrt{f\varepsilon}}{\lg(D/d)} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) + 90,8f\sqrt{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg}\delta, \quad (3.38)$$

f – частота, МГц.

При замене медных (Cu) проводников на алюминиевые (Al) затухание возрастает пропорционально соотношению активных сопротивлений или соответственно обратно пропорционально корню квадратному из проводимостей металлов $\alpha_{Al}/\alpha_{Cu} = R_{Al}/R_{Cu} = \sqrt{\sigma_{Cu}/\sigma_{Al}} = \sqrt{57 \cdot 10^6 / 33,9 \cdot 10^6} = 1,29$, т. е. затухание коаксиального кабеля с алюминиевыми проводниками больше, чем с медными, на 29%.

При замене только внешнего проводника на алюминиевый затухание возрастает в соотношении $\alpha_{CuAl}/\alpha_{Cu} = R_{CuAl}/R_{Cu} = \left[1 + \left(\sqrt{\sigma_m/\sigma_a} - 1 \right) / (1 + r_b/r_a) \right]$. При соотношении радиусов проводников $r_b/r_a = 3,6$ получим $\alpha_{CuAl}/\alpha_{Cu} = R_{CuAl}/R_{Cu} = 1,06$, т. е. затухание кабеля возрастает всего на 6%.

Изложенное дает основание сделать вывод о целесообразности применения коаксиальных кабелей с внешним алюминиевым проводником. В этом случае затухание увеличивается всего на 6%, а расход меди на изготовление коаксиального кабеля сокращается на 65%.

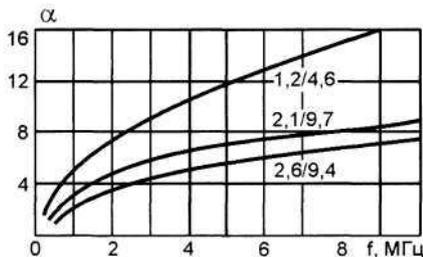


Рис. 3.11. Частотная зависимость коэффициента затухания существующих типов коаксиальных пар при +20 °С

Потери в металле α_i , изменяются пропорционально \sqrt{f} , а потери в диэлектрике α_D , связаны с частотой линейным законом и с увеличением f возрастают значительно быстрее (рис. 3.11).

$$\alpha_m = A\sqrt{f} \quad (3.39)$$

При использовании высококачественных диэлектриков (с малым $\operatorname{tg}\delta$) можно добиться в определенном частотном диапазоне очень малых диэлектрических потерь и положить $\alpha_D = 0$. При очень

высоких частотах они настолько возрастут, что величина α_D будет играть значительную роль в общем затухании кабеля. В практически используемом спектре частот передачи по коаксиальным кабелям (до 60 МГц) при современных кабельных диэлектриках величина α_D незначительна (не превышает 2...3% α_m) и затухание увеличивается примерно пропорционально \sqrt{f} .

$$\alpha_D = R Z_B / 2 = Vf \quad (3.40)$$

Следовательно, в общем виде коэффициент затухания α , дБ/км, с достаточной для практики точностью, определяется по упрощенной формуле:

$$\alpha = A\sqrt{f} + Vf \quad (3.41)$$

Значения A и B для некоторых существующих коаксиальных пар приведены в таблице 3.2., а частотная зависимость общего коэффициента затухания существующих типов коаксиального кабеля изображена на рис.3.11.

Физические свойства коаксиального кабеля таковы, что он создает неодинаковые потери передачи для разных частот спектра. Например, потери сигнала на частоте 750 МГц могут быть в два раза больше, чем на частоте 250 МГц. Можно сказать, что кабель создает «наклон» спектра передачи сигналов, внося высокое затухание нВ высоких частотах и низкое затухание на низких частотах. Величина этого наклона может быть очень значительна.

Таблица 3.2 Значения A и B для коаксиальных пар

Коаксиальная пара	A	B
2,6/9,4	2,43	0,008
1,2/4,6	5,26	0,017
2,1/9,7	2,89	0,033

Из формулы видно, что большое влияние на затухание оказывает нелинейный член, благодаря которому потери увеличиваются прямо пропорционально квадратному корню из частоты, поэтому в практических расчетах затухание для частоты α рассчитывается обычно по следующей приближительной формуле

$$\alpha = \alpha_0 \sqrt{\frac{f}{f_0}}, \quad (3.42)$$

где α_0 – указанное в спецификации значение затухания для частоты f_0

Коэффициент фазы β , рад/км, коаксиальной пары определяется из уравнения $\beta = \omega \sqrt{LC}$.

Подставляя сюда значения L и C , получаем $\beta = \omega \sqrt{\mu_a \cdot \varepsilon_a}$. Коэффициент фазы можно выразить также через ε и $\beta = \omega \sqrt{\varepsilon_r / c}$, рад/км, где c – скорость света, равная 300 000 км/с.

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

$$v = 1/\sqrt{LC} = \omega / \beta = c / \sqrt{\varepsilon_r} \quad (3.43)$$

Коэффициент сдвига фаз определяет длину волны в кабеле:

$$\lambda_g = 2\pi / \beta = v / f = c / (f \sqrt{\varepsilon_r}) \quad (3.44)$$

Из приведенных формул видно, что коэффициент фазы возрастает с увеличением частоты прямолинейно. Это обуславливает почти полное постоянство скорости передачи энергии по коаксиальному кабелю во всем рассматриваемом спектре частот. Скорость передачи уменьшается с увеличением диэлектрической проницаемости. Так, при сплошной полиэтиленовой изоляции ($\varepsilon_r = 2,3$) $c = 200\,000$ км/с, а при воздушно-комбинированной изоляции коаксиальной пары ($\varepsilon_r = 1,1$) $c = 285\,000$ км/с.

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

Волновое сопротивление Z_B , Ом, коаксиальной пары для высоких частот определяется выражением

$$Z_B = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \ln \frac{D}{d} \quad \text{или} \quad Z_B = \frac{1}{2\pi} Z_D \ln \frac{D}{d}, \quad (3.45)$$

где $Z_D = \sqrt{\mu_b / \varepsilon_a}$ – волновое сопротивление диэлектрика.

На заметку: Волновое сопротивление коаксиальных пар измеряется не мостовыми методами, а импульсным с помощью импульсного прибора типа УИП-КС, нагрузочные контуры которого воспроизводят частотную характеристику волнового сопротивления. С помощью этого прибора с длительностью импульсов, имеющих форму $\sin^2 a$, 60 и 120 нс, определяются концевые значения волнового сопротивления каждой коаксиальной пары с двух ее концов. [2]

Имея в виду, что $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ и $\varepsilon_a = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, Гн/м, и $\varepsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi$, Ф/м, получаем

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

где $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} = 376,6$ Ом – волновое сопротивление воздушного пространства. Для среды $\mu_r = 1$ получим

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (3.46)$$

Пример: В коаксиальных кабелях со сплошным диэлектриком ($\varepsilon_r = 2,3$) $Z_B = 50$ Ом, а при комбинированной изоляции ($\varepsilon_r = 1,1$) величина волнового сопротивления составляет примерно 75 Ом.

Значения вторичных параметров коаксиальных пар, используемых на магистральных и зонавых линиях (КМ-4, МКТ-4) при температуре +20 °С приведены в табл. 3.3. Из таблицы видно, что затухание увеличивается с частотой примерно в \sqrt{f} раз и отношения коэффициентов затухания коаксиальных пар примерно обратно пропорциональны диаметрам внутренних проводников. Так, например, на частоте 10 МГц $16,87/7,856 \approx 2,6/1,2 = 2,17$.

Таблица 3.3 Значения вторичных параметров существующих типов коаксиальных пар

f, МГц	Значения параметров для коаксиальной пары типа											
	2,6/9,4				1,2/4,6				2,1/9,7			
	α , дБ/км	Z_B , Ом	β , рад/км	v , тыс. км/с	α , дБ/км	Z_B , Ом	β , рад/км	v , тыс. км/с	α , дБ/км	Z_B , Ом	β , рад/км	v , тыс. км/с
0,06	0,596	77,5	1,38	273	1,589	80,0	1,50	250	0,762	77,8	1,64	231
0,30	1,353	75,7	6,85	276	2,974	76,7	7,17	264	1,607	75,8	8,96	237
0,50	1,755	75,4	11,36	277	3,755	75,9	11,83	266	2,058	75,3	13,19	238
1	2,477	75,0	22,6	278	5,342	75,0	23,4	269	2,953	75	26,2	240
2	3,499	74,7	45,0	279	7,545	74,0	46,8	270	4,09	74	52,4	242
5	5,538	74,5	112,24	280	11,908	73,4	115	274	6,48	73,5	131,0	245
10	7,856	74,3	224,13	280	16,870	73,2	329	275	9,15	73,3	262,0	250
20	11,169	74,2	448	280								
30	13,57	74,2	672	280								
40	15,71	74,1	896	280								
60	19,32	74,1	1344	280								

3.4 Оптимальные соотношения диаметров проводников коаксиальной цепи

Конструирование коаксиальной пары подчинено задаче создания оптимальной ее конструкции, требующей минимальных затрат материалов и средств на изготовление. [3] При этом в первую очередь необходимо выбрать диаметры внутреннего и внешнего проводников кабеля и установить их соотношение при заданном диаметре внешнего проводника.

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

$$\alpha = \alpha_M = \frac{2,6\sqrt{f\varepsilon}}{\ln(D/d)} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right), \quad (3.47)$$

f – частота, МГц.

Выразим соотношение D/d через x . Из данного выражения следует, что с увеличением x его числитель растет линейно, а знаменатель пропорционален логарифму отношения диаметров. Исследуем данную формулу на минимум затухания при постоянном значении D в зависимости от x , для этого возьмем первую производную от правой части уравнения (3.47) по x и приравняв ее к нулю ($\partial\alpha/\partial x = 0$). Получим, что α минимально при соотношении $\ln(D/d) = 1 + d/D$. Таким образом, оптимальная конструкция кабеля будет при $D/d = 3,6$. Это соотношение справедливо для кабелей с одинаковыми (медными) проводниками. Если же проводники изготовлены из различных металлов, то минимальное затухание определяется из выражения

$$\ln \frac{D}{d} = 1 + \frac{d}{D} \sqrt{\frac{\sigma_d}{\sigma_D}} \quad (3.48)$$

где σ_d и σ_D – соответственно проводимости металлов внешнего и внутреннего проводников.

Оптимальные соотношения D/d для различных металлов внешнего проводника, приведены на рис. 3.12, причем во всех случаях принято, что внутренний проводник изготовлен из меди, а внешний – из материала, указанного на рисунке. Из рис. 3.12 видно, что нарушение оптимального

соотношения в меньшую сторону связано с довольно резким возрастанием коэффициента затухания. Поэтому выбирают отклонение соотношения D/d , лишь в несколько большую сторону.

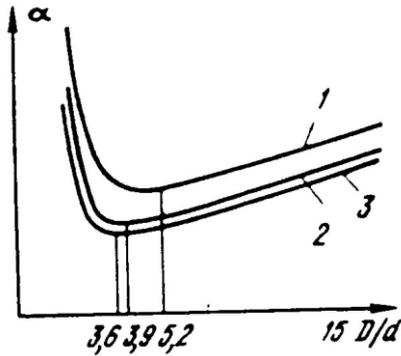


Рис. 3.12. Характер изменения затухания коаксиальных цепей с проводниками из различных металлов (1 – свинец; 2 – алюминий; 3 – медь) в зависимости от соотношения диаметров проводников

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

$$D/d = e^{Z_в \sqrt{\epsilon}/60}$$

Таблица 3.4 Значения $Z_в$ в зависимости от ϵ_r , при $D/d=3.6$

ϵ_r	1,03	1,15	1,25	1,45	1,54
$Z_в, \text{Ом}$	75	67	61	53	50

В табл. 3.4 приведены значения $Z_в$ в зависимости от ϵ_r , при $D/d=3.6$. из таблицы следует, что волновое сопротивление кабеля существенно зависит от величины диэлектрической

проницаемости. В табл. 3.5 дается соотношение между ϵ_r и D/d при нормированной величине волнового сопротивления $Z_в=75$ Ом.

На заметку: для стандартных габаритных отношений медных проводников коаксиальной пары ($D/d=3.6$), около 80% сопротивления приходится на внутренний провод и 20% - на внешний. [6]

Таблица 3.5 Соотношение между ϵ_r и D/d при нормированной величине $Z_в=75$ Ом

ϵ_r	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	2,3
D/d	3,5	3,7	3,9	4,2	4,36	4,5	6,8

Из данных таблицы следует, что при повышенных значениях ϵ_r приходится отступать от оптимальной конструкции кабеля.

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

$$\alpha = \alpha_M = \frac{21,6 \sqrt{f \epsilon}}{D}, \quad (3.49)$$

f – частота, МГц.

Из формулы следует, что коэффициент затухания увеличивается с ростом величин f и ϵ_r и резко уменьшается с увеличением диаметра внешнего проводника D .

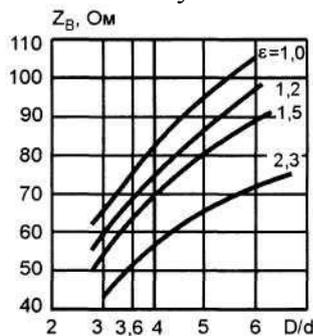


Рис. 3.13. Зависимость волнового сопротивления $|Z_в|$ коаксиальной пары от ϵ и D/d

Если по кабелю необходимо обеспечить передачу большой мощности или требуется кабель на максимальное напряжение, то оптимальная конструкция будет при другом соотношении D и d . Оптимальная конструкция кабеля по электрической прочности находится из условия $\ln(D/d)=1$ или $D/d=e=2.718$, что соответствует волновому сопротивлению $Z_в=60$ Ом. Для коаксиального кабеля с воздушным заполнением ($E_{пр}=30$ кВ/см) напряжение пробоя определяется по формуле:

$$U_{пр} = 15 \cdot 10^3 d \ln(D/d). \quad (3.50)$$

Предельная мощность, передаваемая по коаксиальному волноводу, может быть вычислена по формуле

$$P_{пр} = U_{пр}^2 / (2Z_в) = E_{пр}^2 \sqrt{\epsilon} d^2 \ln(D/d) / 480 \quad (3.51)$$

Максимум этой зависимости наступает при $D/d = 1,65$, что соответствует $Z_в = 30$ Ом. Если коаксиальная линия заполнена диэлектриком, но не принято специальных мер к удалению

воздушных включений, разряд начинается в тонкой воздушной пленке на грани между диэлектриком и внутренним проводником, где пробивная напряженность поля снижается в раз.

Очевидно, что для междугородных кабелей связи, по которым необходимо обеспечить наибольшую дальность связи, исходя из условия оптимального по затуханию соотношения $D/d=3.6$ с учетом получения нормированной величины $Z_B=75$ Ом (рис 3.13).

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

Таблица 3.6 Параметры оптимальных конструкций коаксиальных пар

D/d	$Z_B = \sqrt{L/C}$	Свойства конструкции
3,6	$76,6/\sqrt{\varepsilon_r}$	Минимум затухания
2,718	$59,9/\sqrt{\varepsilon_r}$	Максимум электрической прочности на пробой
1,65	$30/\sqrt{\varepsilon_r}$	Максимум передаваемой мощности

В табл. 3.6 приведены значения волновых сопротивлений и оптимальное соотношение внешнего и внутреннего проводников коаксиальных пар, определяющие преимущества различных конструкций.

3.5 Конструктивные неоднородности в коаксиальных кабелях

При изготовлении кабеля возможно возникновение деформаций в виде эксцентриситета в расположении проводников, нарушения их формы, постоянства взаимного расположения и т. д. В результате изменяются параметры кабеля, и он перестает быть однородным по длине.

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

Неоднородности цепи учитываются через коэффициент отражения

$$p = (Z'_B - Z_B) / (Z'_B + Z_B) = \Delta Z_B / 2Z_B \quad (3.52)$$

где Z_B и Z'_B – волновые сопротивления соседних неоднородных участков кабеля; ΔZ_B – отклонение волнового сопротивления $\Delta Z_B = 2pZ_B$.

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

$$\Delta Z_B = 60/\sqrt{\varepsilon_r} \cdot (\Delta D/D - \Delta d/d - \Delta \varepsilon_r / 2\varepsilon_r \cdot \ln D/d) \quad (3.53)$$

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

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

На заметку: в технике СКС интенсивность обратного отражения электромагнитных волн в местах неоднородностей волнового сопротивления характеризуется параметром SRL (*Structural Return Loss*), который определяется как отношение мощности основного сигнала к мощности обратного потока энергии.

Неоднородности в кабеле приводят к появлению в цепи двух дополнительных потоков энергии: *обратного*, состоящего из суммы элементарных отраженных волн в местах неоднородностей и движущегося к началу цепи, и *попутного*, возникающего по закону двойных отражений, вследствие того, что первоначально отраженные волны, движущиеся к началу цепи, встречая места неоднородностей, частично отражаются и направляются к концу линии (рис. 3.14).

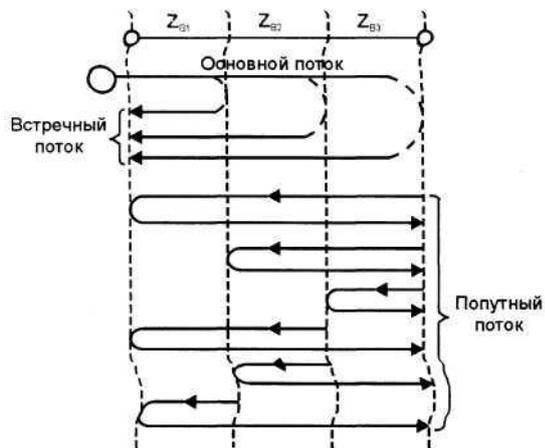


Рис.3.14 Схема образования обратного (II) и попутного (III) потоков в линии (I — основной поток)

Обратный поток приводит к колебаниям величины входного сопротивления кабеля Z_{BX} , т.е. характеристика Z_{BX} становится волнообразной. Это затрудняет согласование кабеля с аппаратурой на концах линий и приводит к искажениям в цепи передачи. Попутный поток искажает форму передаваемого сигнала и также создает помехи в передаче.

Высококачественная телефонная связь требует отсутствия амплитудных искажений в цепи передачи и в первую очередь — постоянства

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

С целью повышения однородности электрических характеристик коаксиальных магистралей производится специальное группирование строительных длин кабелей перед прокладкой с таким расчетом, чтобы отклонение волнового сопротивления двух смежных строительных длин не превышало 0,3 Ом.

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

3.6 Виды коаксиальных кабелей

Коаксиальные кабели для первичной магистральной сети связи России унифицированы и содержат стандартные коаксиальные пары 2,58/9,4; 1,2/4,6 и 2,14/9,7 мм независимо от типа и марки кабеля. В эксплуатации в основном находятся два типа конструкций коаксиальных кабелей связи:

- типа **КМ-4** с 4 коаксиальными парами типа 2,52/9,4 или 2,58/9,4 мм;
- типа **КМ-8/6** с 8 коаксиальными парами типа 2,6/9,4 мм и с 6 коаксиальными парами типа 1,2/4,6.[1]

Параметры коаксиальных пар 2,58/9,4 мм кабелей типа КМ-4 и КМ-8/6 при температуре 20°C приведены в таблице 3.6.

Кабельные линии, построенные из указанных кабелей, уплотняются в основном системами передачи с частотным разделением каналов типа К-60. В последние десятилетия эти кабели использовались для уплотнения цифровыми системами передачи ИКМ-120 и ИКМ-480. [2]Основную долю (приблизительно 84%) на магистральной связи России составляют коаксиальные кабели типа КМ-4. При этом большой процент составляют кабели с парами 2,58/9,4 мм. Строительная длина кабелей всех марок не менее 600 м.

Малогобаритные коаксиальные кабели типа **МКТ-4** 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) и МКТА-4 (в алюминиевой оболочке).

Характеристики основных типов коаксиальных кабелей приведены в таблице 3.7

Таблица 3.7. Характеристики основных типов магистральных коаксиальных кабелей

Тип электрического кабеля	Система передачи	Диапазон частот или скорость передачи
КМ-4	К-1920П	До 8,5 МГц
	К-3600	До 17 МГц
	К-5400	До 31 МГц
	ИКМ-1920 (Е ₄)	140 Мбит/с
	ИКМ-1920х2 (Е ₄)	190 Мбит/с
МКТ-4	ВК-960	До 4 МГц
	ИКМ-480 (Е ₃)	34 Мбит/с
	ИКМ-480х2 (Е ₃)	46 Мбит/с

Поперечные разрезы кабелей типа КМ-4 и МКТ-4 представлены на рис. 3.15 и 3.16.

Сердечник кабелей типов МКТС-4 МКТА-4 содержит четыре коаксиальные пары 1,2/4,6 мм, пять симметричных пар с медными жилами диаметром 0,7 мм в сплошной полиэтиленовой изоляции и одну контрольную жилу, изолированную полиэтиленом с периодически повторяющимися поперечными прорезями изоляции (до медной жилы).

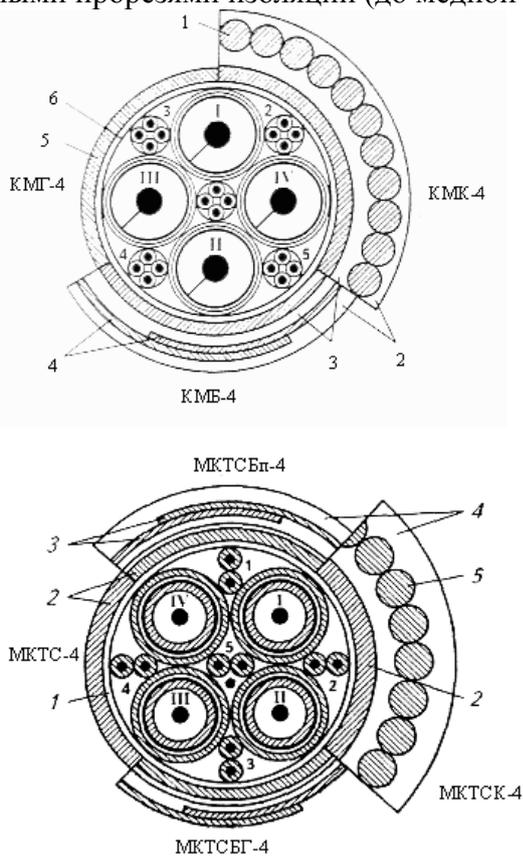


Рисунок 3.15. Коаксиальный кабель типа КМ-4:

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

Расцветка симметричных выводов конца А: 1 – желтая; 2 – красная; 3 – синяя; 4 – белая; 5 – коричневая

Рисунок 3.16. Малогабаритный коаксиальный кабель типа МКТ-4:

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

Расцветка симметричных пар с конца А: 1 – белая-красная;

2 – белая-зеленая;

3-5 – белая-синяя

Радиочастотный кабель

Радиочастотные кабели получили широчайшее применение в системах кабельного телевидения (СКТВ), в радиотехнических системах УКВ и СВЧ диапазонов. Каждому радиочастотному кабелю присвоено условное обозначение, которое состоит из букв, означающих тип кабеля, и трех чисел (написанных через дефис), вида РК-W-d-mn-q.

Первые две буквы указывают тип кабеля: РК – радиочастотный коаксиальный кабель, РС — радиочастотные кабели со спиральными проводниками коаксиальные и симметричные.

Первое число (W) означает *величину номинального волнового сопротивления* — 50, 75, 100, 150 или 200 Ом. По номинальному волновому сопротивлению установлены следующие ряды кабелей:

- для типа РК — 50, 75, 100, 150 и 200 Ом;
- для типа РС — 50, 75, 100, 150, 200, 400, 800, 1600 и 3200 Ом;

Второе число (d) означает:

- для коаксиальных кабелей — величину диаметра по изоляции, округленную для диаметров более 2мм до ближайшего меньшего целого числа.(за исключением диаметра 2,95 мм, который округляется до 3 и диаметра 3,7 мм, который не округляется).
- для кабелей со спиральными внутренними проводниками - значение номинального диаметра сердечника;
- для симметричных кабелей с двумя коаксиальными парами - значение диаметра по изоляции коаксиальной пары, округленное так же, как и для коаксиальных кабелей;
- для симметричных кабелей с изолированными жилами – значение наибольшего диаметра по заполнению или по скрутке.

Коаксиальные кабели в зависимости от номинального диаметра по изоляции разделяют на четыре группы:

- субминиатюрные — диаметром до 1 мм;
- миниатюрные — от 1,5 до 2,95 (3,0) мм;
- среднегабаритные — от 3,7 до 11,5 мм;
- крупногабаритные — более 11,5 мм.

Номинальный диаметр по изоляции наиболее используемых коаксиальных кабелей должен быть равен одной из величин следующего ряда: 1,5; 2,2; 2,95; 3,7; 4,6; 4,8; 5,6; 7,25; 9; 11,5; 13; 17,3 мм и др.

Третье число (т) — двух- или трехзначное, первая цифра которого означает группу изоляции и категорию теплостойкости кабеля, а последующие — порядковый номер разработки кабеля.

Каждой группе изоляции, при соответствующей теплостойкости кабеля, присвоено следующее цифровое обозначение. Наиболее используемые группы изоляции: 1 – полиэтилен различных модификаций, а также 3 – полистирол (стирофлекс).

Число n указывает на порядковый номер разработки.

Предельные отклонения от номинальных значений волнового сопротивления для 75-омных коаксиальных кабелей повышенной однородности, с диаметром изоляции 3,7-9,0 мм составляет: $\pm 1,5$ Ом при сплошной изоляции, ± 2 Ом при полувоздушной или воздушной изоляции.

Пример условного обозначения. РК 75-4-11-С радиочастотный коаксиальный кабель с номинальным волновым сопротивлением 75 Ом, с номинальным диаметром по изоляции 4,6 мм, изоляция из полиэтилена (1 сплошная изоляция обычной теплостойкости до 125°C). Кабель повышенной однородности.

На оболочке по всей длине кабеля с наружным диаметром более 4 мм на расстоянии не более 1 м друг от друга обычно наносятся:

- марка кабеля;
- товарный знак предприятия-изготовителя или его условное обозначение;
- год выпуска кабеля.

Распространенной конструкцией внутреннего проводника радиочастотных кабелей является одиночный провод. Выполнение внутренней жилы в виде набора скрученных проводов (7, 19 или 37) обеспечивает эластичность, повышает гибкость и его вибрационную стойкость.

Внутренний проводник радиочастотных кабелей повышенной стабильности (для работы при 200°C и выше) изготавливают из посеребренной медной проволоки. Малогабаритные радиочастотные кабели для повышения механической прочности изготавливают с внутренним проводником из биметаллической проволоки (сталь-медь).

Основная характеристика кабеля – затухание. На рисунке 3.17 представлена зависимость затухания α , дБ/100 м для различных кабелей. Видно, что с увеличением диаметра внутренней жилы d потери в диапазоне частот существенно снижаются.

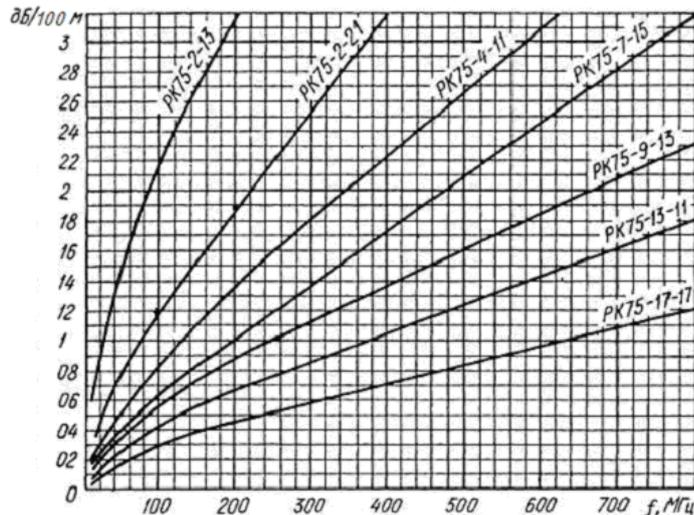


Рис. 3.17. Частотные зависимости затухания коаксиальных кабелей

В таблице 3.8 приведены наиболее распространенные марки радиочастотных кабелей РК.

Таблица 3.8 Кабели РК со сплошной изоляцией из полиэтилена

Марка кабеля	W, Ом	C, пф/м	α, дБ/ м на частотах, МГц						d, мм	D, мм	D _{из} , мм
			50	100	200	300	500	1000			
РК 75-4-11	75±3	72	0,1	0,13	0,19	0,22	0,3	0,5	0,72	4,6±0,12	7±0,25
РК 75-4-12	75±3	76	0,09	0,13	0,2	0,25	0,35	0,6	0,78	4,6±0,12	7±0,25
РК 75-4-13	75±3	67	0,08	0,12	0,2	0,25	0,35	0,55	0,78	4,6±0,12	7±0,25

В приложении 1 приведены характеристики кабелей некоторых иностранных производителей.

3.7 Расчет длины регенерационного участка коаксиального кабеля

При передаче цифровой последовательности через линию возникают затухание и дисперсия. Для восстановления переданного сигнала применяются регенераторы. Сочетание кабельного участка и регенератора называют участком регенерации. Регенераторы выполняют три основные функции: корректирование формы принимаемых импульсов, хронирование (восстановление временных интервалов) и собственно регенерацию. [7].

Длина регенерационного участка должна быть наибольшей с тем, чтобы минимизировать количество регенераторов на линии. С другой стороны, увеличение длины регенерационного участка при прочих равных условиях приводит к увеличению коэффициента ошибок (BER) в регенераторе. Таким образом, определение длины регенерационного участка должно начинаться с выбора допустимого коэффициента ошибок в применяемых регенераторах. В современных ЦТС обычно принимают допустимый коэффициент ошибок $\leq 10^{-10}$. Допустимый коэффициент ошибок в регенераторе позволяет определить допустимую величину помехозащищенности регенератора $A_{пз_рег}$, которая, и используется в дальнейших расчетах. Зависимость помехозащищенности регенератора от коэффициента ошибок при различных видах кодирования приведены в табл. 3.9.

Таблица 3.9

Вид кодирования сигнала	BER						
	10 ⁻⁶	10 ⁻⁷	10 ⁻⁸	10 ⁻⁹	10 ⁻¹⁰	10 ⁻¹¹	10 ⁻¹²
	A _{пз} , дБ						
Двухуровневый сигнал	13,5	14,3	15	15,6	16	16,5	17
Трехуровневый сигнал (HDB3)	19,5	20,2	20,9	21,5	22,0	22,5	22,9
Четырехуровневый сигнал (2B1Q)	23	23,8	24,4	25	25,5	26	26,4

Для расчета зависимости требуемой помехозащищенности регенератора необходимо учитывать запас $\Delta A_{\text{рег}}$, тогда

$$A_{\text{пз_треб}} = A_{\text{пз}} + \Delta A_{\text{рег}}, \text{ дБ} \quad (3.54)$$

Величина запаса требуемой помехозащищенности $\Delta A_{\text{рег}}$ принимается равной 10÷15 дБ. Если принять $\Delta A_{\text{рег}}=12$ дБ, то при двухуровневом сигнале с амплитудой импульсов $U_0=2$ В $A_{\text{пз_треб}} \approx 30$ дБ, при трехуровневом сигнале (HDB3) с амплитудой импульсов $U_0=2,57$ В и $\text{BER}=10^{-6} \div 10^{-10}$ $A_{\text{пз_треб}}$ увеличивается на 6 дБ, при четырехуровневом сигнале (2B1Q) с амплитудой импульсов $U_0=3$ В $A_{\text{пз_треб}}$ увеличивается на 9 дБ.

Обычно реальные линии и усилитель заменяют идеальными (не вносящими помех), а на входе усилителя включают эквивалентный генератор помехи. В коаксиальном кабеле, ввиду высокой экранирующей способности его пар, источниками помех являются: тепловая помеха линии, которая, с учетом согласованного включения корректирующего усилителя, может быть подсчитана по формуле Найквиста

$$P_{\text{ш}} = kT\Delta f, \quad (3.55)$$

где $k = 1,28 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура по Кельвину; $\Delta f = (0 \dots 0,5f_i)$, т. е. $f = 0,5 f_i$ - рабочий диапазон частот линейного тракта.

В этом случае мощность помех эквивалентного генератора, которую называют мощностью собственных помех корректирующего усилителя можно определить как

$$P_y = P_{\text{ш}} D_{\text{кус}},$$

причем здесь $D_{\text{кус}}$ - коэффициент собственных помех корректирующего усилителя.

Можно подсчитать, что при нормальной температуре и ширине полосы частот $\Delta f=1$ МГц, $P_{\text{ш}}=0,404 \cdot 10^{-11}$ мВт, что соответствует уровню по мощности $P_{\text{ш}}=-114$ дБм. Тогда уровень помехи на входе корректирующего усилителя будет равен

$$P_y = -114 + 10 \lg(0,5 f_i / 1 \text{ МГц}) + d_{\text{кус}}, \text{ дБ}. \quad (3.56)$$

Здесь $d_{\text{кус}} = 10 \lg D_{\text{кус}}$, и берется равным 4÷6 дБ.

Точная оценка мощности полезного сигнала на входе регенератора затруднительна, так как спектр сигналов широкий и затухание линии зависит от частоты. Но ввиду того, что наиболее мощные компоненты спектра данных сигналов расположены в области частоты $0,5f_i$ упрощенно расчет затухания линии проводится на этой частоте. Таким образом, уровень приема сигнала будет равен

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} - \alpha(0,5 f_i) l_{\text{рег}}$$

где $l_{\text{рег}}$ - длина регенерационного участка, а $P_{\text{пер}}$ - уровень передачи, который может быть подсчитан как

$$P_{\text{пер}} = 10 \lg \left(\frac{U_0^2}{Z_B \cdot 10^{-3}} \right) \quad (3.57)$$

В последней формуле U_0 - амплитуда импульсов на передаче, В, Z_B - волновое сопротивление кабеля. Защищенность сигналов от собственных помех на входе регенератора составит

$$A_{3_сп} = P_{\text{пр}} - P_y = 114 + P_{\text{пер}} - 10 \lg(0,5 f_i) - \alpha(0,5 f_i) l_{\text{рег}}, \text{ где } f_i \text{ - частота, МГц.}$$

Задаваясь допустимой величиной коэффициента ошибок определяют требуемую помехозащищенность регенератора $A_{\text{пз_треб}}$. Приравнявая $A_{\text{пз_треб}}=A_{3_сп}$, получают следующую формулу для расчета длины регенерационного участка:

$$l_{\text{рег}} = \frac{114 + P_{\text{пер}} - 10 \lg(0,5 f_i) - d_{\text{кус}} - A_{\text{пз_треб}}}{\alpha(0,5 f_i)} \quad (3.58)$$

где f_i – частота, МГц

Контрольные вопросы

1. Объясните физические процессы при распространении электромагнитной энергии по двухпроводным цепям. Назовите первичные параметры передачи.
2. Объясните физические процессы, происходящие в проводниках направляющих систем.
3. Нарисуйте частотную зависимость сопротивления и индуктивности цепей.
4. Какие физические процессы происходят в диэлектриках направляющих систем?
5. Приведите расчетные соотношения и частотные зависимости проводимости изоляции и емкости коаксиальных цепей.
6. Дайте определение волнового сопротивления и коэффициента распространения однородной цепи.
7. Нарисуйте частотную зависимость волнового сопротивления, коэффициента затухания и фазы.
8. Из каких соображений определяется длина регенерационного участка коаксиального кабеля для ЦСП?
9. Физический смысл поверхностного эффекта.
10. Какие существуют оптимальные соотношения диаметров проводников в коаксиальных кабелях?
11. Методика вывода формул активного сопротивления и индуктивности.
12. Методика определения емкости и проводимости изоляции линий связи.
13. Чем определяется пробивная прочность кабеля?
14. Чем ограничен рабочий диапазон частот коаксиальной линии связи?
15. От чего зависит предельная мощность, передаваемая по коаксиальному кабелю?
16. От каких параметров зависит затухание в коаксиальной линии связи?
17. От чего зависит длина регенерационного участка?

Решение задач

Пример: рассчитать первичные и вторичные параметры кабеля 1,2/4,6 (МКТ-4), если на нем работает система передачи данных ИКМ-480 (поток ЕЗ). Вычислить длину регенерационного участка. Расчет произвести на полутактовой частоте.

Решение:

Необходимые справочные данные:

Внутренний проводник – медный провод с радиусом 0,6 мм,

Изоляция – балонно-полиэтиленовая ($\varepsilon=1,22$; $tg\delta=1,5$),

Внешний проводник – медный с радиусом 2,3 мм и толщиной 1 мм,

Внутренний проводник – медный, с радиусом 0,6 мм,

На кабеле работает цифровая система передачи данных ИКМ-480 – частота передачи 30

МГц.

1. Расчет первичных параметров коаксиальных кабелей.

• Расчет сопротивления

Так как оба проводника коаксиальной пары медные, то воспользуемся формулой:

$$R = 41,8\sqrt{f} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) = 41,8\sqrt{15} \left(\frac{1}{0,6} + \frac{1}{2,3} \right) = 340 \text{ Ом/км}$$

• Расчет индуктивности

Индуктивность L характеризуется отношением магнитного потока Φ к току I , создавшему этот поток. Она состоит из наружной межпроводниковой индуктивности и внутренней индуктивности внутреннего и внешнего проводника и определяется по формуле:

$$L = \left[\frac{0,0666}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_b} \right) + 2 \ln \left(\frac{r_b}{r_a} \right) \right] \cdot 10^{-4} = \left[\frac{0,0666}{\sqrt{15}} \left(\frac{1}{0,6} + \frac{1}{2,3} \right) + 2 \ln \left(\frac{2,3}{0,6} \right) \right] \cdot 10^{-4} = 0,27 \text{ мГн/км}$$

• Расчет емкости

Емкость коаксиальной пары аналогична емкости цилиндрического конденсатора. Его электрическое поле создается между двумя цилиндрическими поверхностями с общей осью. Емкость определяется по формуле:

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-6}}{18 \ln(r_b/r_a)} = \frac{1,22 \cdot 10^{-6}}{18 \ln(2,3/0,6)} = 50 \text{ нФ/км}$$

• Расчет проводимости

Проводимость изоляции G характеризует потери энергии в изоляции проводников коаксиальной пары. Проводимость изоляции обусловлена сопротивлением изоляционного материала и диэлектрическими потерями. Для коаксиальных пар среднего типа сопротивление изоляции нормируется величиной 10 000 МОм км. В результате проводимость изоляции коаксиального кабеля определяется из формулы

$$G = \frac{1}{R_{из}} + \omega C \cdot tg\delta = \frac{1}{10^{10}} + 2\pi \cdot 15 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-9} \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} = 0,7 \text{ мСм/км}$$

2. Расчет вторичных параметров коаксиальных кабелей.

• Расчет волнового сопротивления

По своей природе волновое сопротивление не зависит от длины кабельной линии и постоянно в любой точке, однако оно существенно зависит от частоты. Но величина волнового сопротивления коаксиального кабеля на частотах >2 МГц уже практически не изменяется и может определяться непосредственно через габаритные размеры кабеля (D/d) и параметры изоляции ε :

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = \frac{60}{\sqrt{1,22}} \ln \frac{2,3}{0,6} = 73 \text{ Ом}$$

• Расчет коэффициента затухания

Расчет производим по формуле, где первый член учитывает потери в металле, а второй – потери в диэлектрике:

$$\alpha = \alpha_M + \alpha_D = \frac{2,6\sqrt{f\varepsilon}}{\lg(D/d)} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) + 90,8f\sqrt{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg}\delta =$$

$$= \frac{2,6\sqrt{15 \cdot 1,22}}{\lg(2,3/0,6)} \left(\frac{1}{1,2} + \frac{1}{4,6} \right) + 90,8 \cdot 15\sqrt{1,22} \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} = 20,3$$

- Расчет коэффициента фазы

Коэффициент фазы определяет угол сдвига между током на протяжении одного километра:

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon_r}/c = 2\pi \cdot 15 \cdot 10^6 \sqrt{1,22}/3 \cdot 10^8 = 34,7 \text{ рад/км}$$

- Расчет скорости распространения энергии

На частотах выше 5 МГц скорость распространения электромагнитной волны можно выразить через ε :

$$v = 1/\sqrt{LC} = \omega/\beta = c/\sqrt{\varepsilon_r} = 3 \cdot 10^8/\sqrt{1,22} = 271600 \text{ км/с}$$

3. Расчет влияния конструктивных неоднородностей коаксиальных кабелей на параметры передачи.

Определим допустимую величину отклонения параметров коаксиального кабеля МКТ-4: $\Delta\varepsilon$, Δd , ΔD , нормированное волновое сопротивление 75 Ом. Для обеспечения требуемого качества связи и телевизионной передачи по коаксиальному кабелю необходимо, чтобы отклонение волнового сопротивления ΔZ_B , обусловленное отражениями, не превышало $\pm 0,45$ Ом.

Оценим допустимое отклонение внутреннего диаметра внешнего проводника:

$$\Delta D = D \left(\frac{\Delta d}{d} + \frac{\Delta Z \cdot \sqrt{\varepsilon}}{60} + \frac{\Delta\varepsilon}{2\varepsilon} \cdot \ln \frac{D}{d} \right) = 4,6 \left(\frac{0}{1,2} + \frac{\pm 0,45 \cdot \sqrt{1,22}}{60} + \frac{0}{2 \cdot 1,22} \cdot \ln \frac{4,6}{1,2} \right) = \pm 0,04$$

Допустимое отклонение диаметра внутреннего проводника:

$$\Delta d = d \left(\frac{\Delta D}{D} - \frac{\Delta Z \cdot \sqrt{\varepsilon}}{60} - \frac{\Delta\varepsilon}{2\varepsilon} \cdot \ln \frac{D}{d} \right) = 1,2 \left(\frac{0}{4,6} - \frac{\pm 0,45 \cdot \sqrt{1,22}}{60} - \frac{0}{2 \cdot 1,22} \cdot \ln \frac{4,6}{1,2} \right) = \pm 0,01$$

Допустимое отклонение эквивалентной диэлектрической проницаемости:

$$\Delta\varepsilon = \frac{2\varepsilon}{\ln(D/d)} \cdot \left(\frac{\Delta D}{D} - \frac{\Delta d}{d} - \frac{\Delta Z \cdot \sqrt{\varepsilon}}{60} \right) = \frac{2 \cdot 1,22}{\ln(4,6/1,2)} \cdot \left(\frac{0}{4,6} - \frac{0}{1,2} - \frac{\pm 0,45 \cdot \sqrt{1,22}}{60} \right) = \pm 0,015$$

4. Расчет длины регенерационного участка

Для нахождения длины регенерационного участка необходимо рассчитать зависимости требуемой помехозащищенности регенератора от коэффициента ошибок по формуле:

$$A_{\text{нзтр}} = A_{\text{нз}} + \Delta A_{\text{рег}}, \text{ дБ}$$

Пользуясь данными таблицы 3.9, также учитывая, что на ИКМ-480 используется трехуровневый код HDB-3, величина запаса требуемой помехозащищенности выбирается равной 10÷15 дБ.

$$A_{\text{нзтр}} = 22 + 14 = 36 \text{ дБ}$$

Так как на кабеле используется цифровая система передачи ИКМ-480, то $P_{\text{mn}} = 1,15 \cdot 10^{-10}$ мВ, что соответствует уровню по мощности $P_{\text{mn}} = -99$ дБ.

Вычисляем уровень передачи $P_{\text{пер}}$, учитывая то, что в системе передачи используется код HDB-3. (Пиковое напряжение $U = 2,57$ В).

$$P_{\text{пер}} = 10 \lg \left(\frac{U_0^2}{Z_B \cdot 10^{-3}} \right) = 10 \lg \left(\frac{2,57^2}{75 \cdot 10^{-3}} \right) = 20,8 \text{ дБ}$$

Вычисляем длину регенерационного участка:

$$l_{\text{рег}} = \frac{99 + P_{\text{пер}} - 10 \lg(0,5 f_t) - d_{\text{кyc}} - A_{\text{нзтр}}}{\alpha(0,5 f_t)} = \frac{99 + 20,8 - 10 \lg(0,5 \cdot 30) - 6 - 36}{20,3} = 3,25 \text{ км}$$

Теоретическое значение длины регенерационного участка немного больше практического (2,3...3,2 км). Это объясняется тем, что для упрощения расчетов корректирующий усилитель заменялся идеальным, т.е. не вносящим помех.

Задачи для самостоятельного решения

1. Рассчитать первичные и вторичные параметры для коаксиального кабеля 2,6/9,5 (КМ-8/6). На кабеле работает система передачи ИКМ-1920 ($f=140$ МГц – поток E_4 , используемый код – HDB-3). Вычислить длину регенерационного участка. Расчет проводить на полутактовой частоте.

2. Рассчитать первичные и вторичные параметры для коаксиального кабеля 1,2/4,6 (МКТА-4, алюминиевая оболочка). На кабеле работает система передачи ИКМ-480 ($f=34$ МГц – поток E_3 , используемый код – HDB-3). Вычислить длину регенерационного участка. Расчет проводить на тактовой частоте.

Глава 4. Симметричные линии связи

Симметричная пара представляет собой два изолированных проводника с одинаковыми конструктивными и электрическими свойствами. Для кабелей связи чаще всего применяются медные жилы диаметром 0,32; 0,4; 0,5; 0,7; 0,9; 1,2 мм. Для изоляции жил используют полистирол, полиэтилен, фторопласт.

Симметричные высокочастотные кабели (далее в главе - кабели) разделяются на многопарные (МКС) и одночетверочные (ЗК). [1]

Изоляция жил симметричных групп (пары, четверки) может быть полиэтиленовой и полистирольной. Полиэтиленовая изоляция находит самое широкое применение, как в коаксиальных, так и в симметричных кабелях. Полистирольная (кордельно-полистирольная) изоляция применяется в высокочастотных симметричных кабелях. Полиэтиленовая изоляция в свою очередь делится на сплошную, пористую, шайбовую, баллонную и др.

Группой называется скрученные две или четыре изолированных жилы, образующие соответственно одну или две рабочие цепи.

Пара представляет собой группу из двух изолированных друг от друга жил (проводников), предназначенных для работы в одной электрической цепи.

Четверка - группа, скрученная из четырех изолированных жил. Четверка более полно именуется «звездной четверкой» - четверкой, в которой каждые две жилы, составляющие пару, расположены одна против другой на диагоналях квадрата, вершины которого образованы центрами токопроводящих жил в поперечном сечении.

4.1 Электромагнитные процессы в симметричных кабелях

В отличие от коаксиального кабеля, который не имеет внешнего поля, электромагнитное поле симметричной цепи открытое, действует на значительном расстоянии (рис. 4.1.) [3].

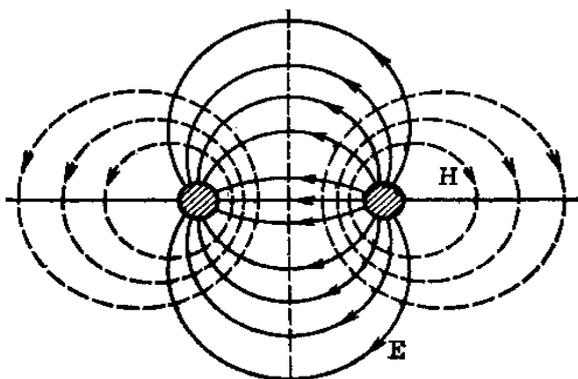


Рис. 4.1 – Электромагнитное поле симметричной цепи

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

системой, не учитывается действие окружающих металлических масс.

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

$$R = R_0 + R_{п.э} + R_{э.б} + R_M$$

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

Поверхностный эффект был рассмотрен ранее.

Эффект близости связан с взаимодействием внешних полей. Как видно из рис. 4.2, внешнее поле H проводника a , пересекая толщину проводника b , наводит в нем вихревые токи. На поверхности проводника b , обращенной к проводнику a , они совпадают по направлению с протекающим по нему основным током ($I + I_{в.т}$). На противоположной поверхности проводника b они направлены навстречу основному току ($I - I_{в.т}$). Аналогичное перераспределение токов 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* (рис.4.2). Из-за неравномерного распределения плотности тока увеличивается активное сопротивление цепи переменному току. Эффект близости также прямо пропорционален частоте, магнитной проницаемости, проводимости и диаметру проводника и, кроме того, зависит от расстояния между проводниками.

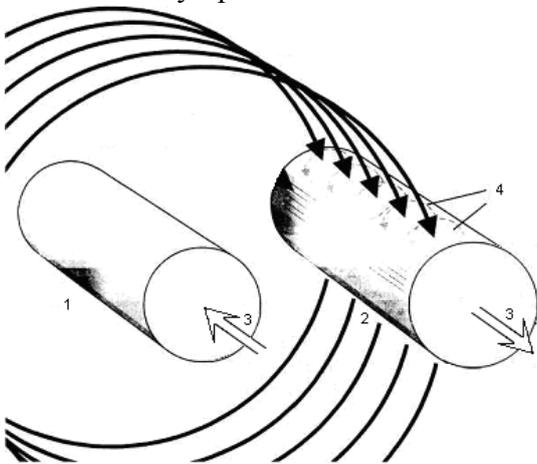


Рис. 4.2 Эффект близости в симметричных линиях.

- 1 – Первый проводник
- 2 – Второй проводник
- 3 – Ток I
- 4 – Вихревые токи

С уменьшением этого расстояния действие эффекта близости возрастает. 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 .

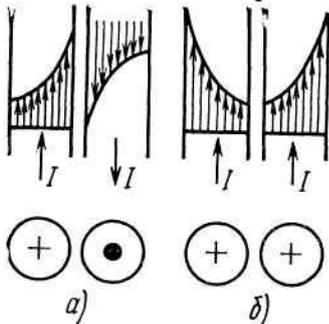


Рис. 4.3. Распределение плотности тока в проводниках симметричной цепи

На рис. 4.3 показано распределение плотности токов в проводника симметричной цепи, когда токи в проводниках a и b направлены противоположно и когда они направлены в одну сторону. Теперь рассмотрим, как воздействуют на параметры цепи окружающие металлические массы.

Магнитное поле H , создаваемое током, протекающим по проводам цепи, наводит вихревые токи $I_{в.т}$ в соседних проводниках кабеля, окружающем экране, металлической оболочке и броне и т. д. (рис. 4.4).

Проходя по металлическим частям кабеля, они нагревают их и создают дополнительные тепловые энергии. Другими словами, происходит как бы «отсасывание» некоторой доли передаваемой энергии, причем наиболее воздействуют близко

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

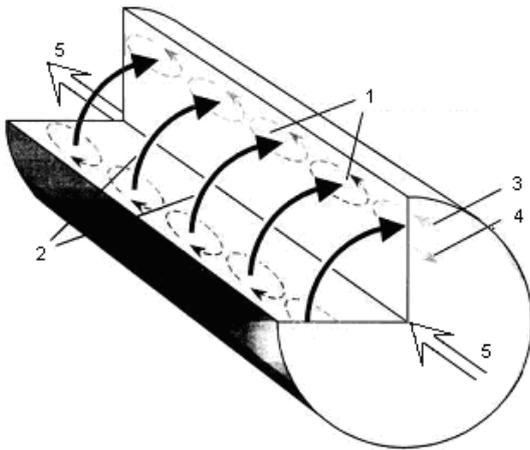


Рис. 4.4. Вихревые токи в металлической оболочке кабеля

- 1 – Вихревые токи
 2 – Силовые линии магнитного поля
 3,4 – Токи i_1, i_2
 5 – Ток I

4.2 Первичные параметры симметричной цепи

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.

Располагая цепь вдоль оси, можем воспользоваться теоремой м-ой Умова-Пойнтинга, по которой продольная составляющая вектора Пойнтинга образует с составляющими электрического E_r и магнитного H_ϕ полей праввинтовую систему;

$$W_z = \int_0^{2\pi} E_r H_\phi^* r d\phi \quad (4.1)$$

Значение E_r и H_ϕ определяются

$$-\partial H_\phi / \partial z = (\sigma + i\omega\epsilon_a) E_r; \quad \partial E_r / \partial z = -i\omega\mu_a H_\phi. \quad (4.2)$$

Здесь принято, что $-\partial H_\phi / \partial r = 0$, т. е. не учитываются потери в проводниках. Тогда, имея в виду экспоненциальный закон изменения составляющих E и H вдоль цепи, $E_r = E_{r0} e^{-\gamma z}$ и $H_\phi = H_{\phi 0} e^{\gamma z}$, получим

$$\gamma H_\phi = (\sigma + i\omega\epsilon_a) E_r; \quad \gamma E_r = i\omega\mu_a H_\phi. \quad (4.3)$$

Первичные параметры симметричной цепи R, L, C, G без потерь определим, используя приведенные в гл. 4 соотношения

$$\gamma Z = R + i\omega L \quad \text{и} \quad \gamma / Z_B = G + i\omega C.$$

Тогда получим

$$R = 0; \quad L = (\mu_a / \pi) \ln[(a-r)/r]; \quad (4.4)$$

$$G = \pi\sigma / \ln[(a-r)r]; \quad C = \pi\epsilon_a / \ln[(a-r)r]. \quad (4.5)$$

Симметричная цепь с учетом потерь. Выше рассмотрена идеализированная симметричная цепь без потерь в проводниках. В реальных условиях кабельные проводники имеют конечные значения проводимости, а следовательно, и тепловые потери вследствие вихревых токов. Для определения параметров симметричной цепи с потерями необходимо знать составляющие E_z и

H_φ Они определяют энергию, поглощаемую проводником из окружающего пространства. Мощность потока энергии поглощения для цилиндрического проводника выражается через уравнение Пойнтинга:

$$Z = R + i\omega L = \frac{1}{I^2} \int_0^{2\pi} E_z H_\varphi^* r d\varphi, \quad (4.6)$$

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

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

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} &= -i\omega\mu_a H_\varphi; & \frac{\partial E_z}{\partial r} &= i\omega\mu_a H_\varphi; \\ \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial r} &= (\sigma + i\omega\varepsilon_a) E_z. \end{aligned}$$

Дифференциальное уравнение второго порядка относительно основания формулы имеет вид

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = \begin{cases} k_{m^2} E_z - \text{для проводников} \\ k_{d^2} E_z - \text{для диэлектрика.} \end{cases} \quad (4.7)$$

Имея в виду частотную область использования симметричных цепей (до 10^6 Гц), можно решать задачу в квазистационарном режиме, т. е. без учета токов смещения. Тогда для изоляции правая часть уравнения $k_{d^2} = (i\omega)^2 \mu_a \varepsilon_a = 0$. Решая (4.7), находим составляющую E_z . Составляющую H_φ , определяем из ранее приведенного выражения:

$$H_\varphi = \frac{1}{i\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r}.$$

В симметричных кабелях, в отличие от коаксиальных, нет симметрии в расположении электромагнитного поля вокруг проводника, т.е. необходимо учитывать изменение поля по тангенциальной составляющей $H_\varphi = \frac{1}{i\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r}$. Это выражение характеризует искажение поля и соответственно действие эффекта близости между проводниками.

Решение приведенного выше дифференциального уравнения для металла имеет следующий вид:

$$E_z = \left[A_n I_n(\sqrt{ikr}) + B_n K_n(\sqrt{ikr}) \right] (C_n \cos n\varphi + D_n \sin n\varphi), \quad (4.8)$$

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

Поскольку поле внутри проводника возрастает от центра к периферии, а функция K_n имеет падающий характер с увеличением аргумента, необходимо принять, что $B=0$. В силу симметричного

расположения проводников относительно горизонтальной оси, от которой ведется отсчет угла φ , нечетная функция $\sin n\varphi$ отсутствует, поэтому $D_n=0$. Имея в виду наличие n составляющих поля, находим составляющую E_z для проводников:

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

Соответственно составляющая магнитного поля

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

Полученные уравнения аналогичны уравнению для внутреннего проводника коаксиального кабеля. Отличие заключается в том, что в силу осевой симметрии для внутреннего проводника не учитывалось изменение поля по φ и $n=0$. При учете эффекта близости $n \neq 0$, так как кроме основных составляющих поля первого проводника возникает n составляющих поля за счет взаимодействия полей рядом расположенных проводников.

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

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} - \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = 0.$$

Решением данного уравнения является

$$E_z = B_0 \ln r + C_0 + \sum_{n=0}^{\infty} (B_n r^n + C_n r^{-n}) \cos n\varphi. \quad (4.9)$$

Составляющая магнитного поля

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

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

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

- непрерывность тангенциальных составляющих магнитного поля: $H_\varphi^M = H_\varphi^D$ при $r=r_0$,

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

соответствие законов убывания и возрастания магнитных полей для проводников a и b .

Как видно из рис. 4.5, магнитные поля для одинаковых проводников на прямой, соединяющей центры проводников, равны между собой: $H_\varphi^a(\text{при } r) = H_\varphi^a(\text{при } a-r)$. Зная постоянные интегрирования, можно определить величины E_z и H_φ , на поверхности проводников (при $r=r_0$).

Для нахождения сопротивления R , Ом/км, подставим значение E_z и H_φ в (4.6) и после соответствующих преобразований получим

$$R = R_a + R_b = 2R_0 \chi \left[1 + F(kr) + \frac{pG(kr)(d/a)^2}{1 - H(kr)(d/a)^2} \right]; \quad (4.10)$$

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

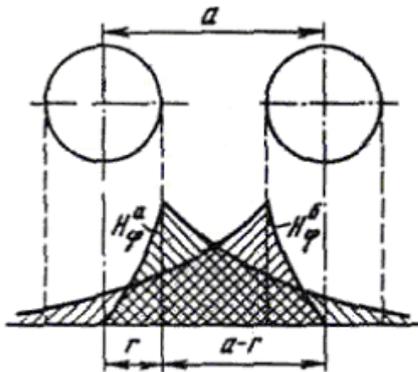


Рис. 4.5. Магнитное поле симметричной цепи

Для учета эффекта скрутки проводников вводится параметр χ , колеблющийся в пределах 1,02...1,07 в зависимости от диаметра кабеля.

При парной скрутке параметр p , учитывающий потери на вихревые токи в других проводниках группы, равен 1, при звездной $p=5$, при двойной парной $p=2$.

Значения $F(kr)$ $G(kr)$ $H(kr)$ $Q(kr)$ приведены в приложении 3.

В кабелях связи, как правило, имеется несколько четверок. Проводники соседних четверок, внося дополнительные потери на вихревые токи, увеличивают сопротивление цепи. Кроме того, сопротивление возрастает за счет потерь в металлической оболочке. Что необходимо учитывать на практике.

Из 4.6 можно определить значение внутренней индуктивности L , Гн/км. Индуктивность же цепи в целом определяется суммой внешней $L_{вн}$ и внутренней L_a индуктивностей: $L=L_{вн}+2L_a$. Значение внешней индуктивности определяется по формуле (4.4).

Тогда общая индуктивность симметричной кабельной цепи, Гн/км:

$$L = L_{вн} - 2L_a = \{41 \ln[(a-r)/r] + 2Q(kr)\} \cdot 10^{-4}. \quad (4.11)$$

Емкость и проводимость изоляции симметричного кабеля. Емкость C и проводимость изоляции G связаны с процессами в диэлектрике. Под действием переменного электромагнитного поля в диэлектрике происходит смещение диполей, их переориентация и поляризация. Емкость характеризует способность поляризации и величину токов смещения, проводимость изоляции определяет величину потерь в диэлектрике на переориентацию диполей и характеризуется тангенсом угла потерь $\operatorname{tg} \delta$.

Емкость и проводимость изоляции симметричных цепей можно рассчитать по ранее выведенным формулам. Обычно принято проводимость изоляции выражать через тангенс угла диэлектрических потерь: $\operatorname{tg} \delta = G - (\omega C) = \sigma / (\sigma \varepsilon_a)$. При этом

$G = \omega \pi \varepsilon_a \delta / \ln[(a-r)/r] = \omega C \operatorname{tg} \delta$. Заменяя в данном выражении $\varepsilon_a = \varepsilon_0 \varepsilon$, где $\varepsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi$, получаем для 1 км кабеля, Ф/км:

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-6}}{36 \ln[(a-r)/r]}. \quad (4.12)$$

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

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

$$C = \chi \varepsilon_r \cdot 10^{-6} / [36 \ln(a\Psi/r)], \quad (4.13)$$

где χ - коэффициент скрутки кабельных цепей (1,02...1,07);

ε_r - эффективная диэлектрическая проницаемость изоляции;

Ψ - поправочный коэффициент, характеризующий близость металлической оболочки и соседних проводников.

Расчетные формулы коэффициента Ψ для различных видов группообразования кабелей приведены в таблице 4.1:

Таблица 4.1

Тип скрутки	Поправочный коэффициент
Парная	$\Psi_n = \frac{(d_n + d_1 - d)^2 - a^2}{(d_n + d_1 - d)^2 + a^2}$
Звездная	$\Psi_3 = \frac{(d_3 + d_1 - d)^2 - a^2}{(d_3 + d_1 - d)^2 + a^2}$
Двойная парная	$\Psi_{д.п.} = \frac{(0,65d_{д.п.} + d_1 - d)^2 - a^2}{(0,65d_{д.п.} + d_1 - d)^2 + a^2}$

При расчете проводимости изоляции G следует кроме проводимости, обусловленной диэлектрическими потерями, учитывать также проводимость, обусловленную утечкой тока в силу несовершенства диэлектрика: $G_0=1/R_{из}$. По величине эта проводимость изоляции обратно пропорциональна сопротивлению изоляции кабеля (линии). В результате проводимость изоляции кабельной цепи, См/м:

$$G = G_0 + G_f = 1/R_{из} + \omega Ctg\delta \quad (4.14)$$

При расчете проводимости изоляции кабельных линий учитывают, что по абсолютной величине потери в диэлектрике при переменном G_f существенно больше, чем при постоянном токе G_0 , поэтому проводимость в кабельных линиях рассчитывают по формуле $G = G_f = \omega Ctg\delta$. При расчете проводимости изоляции по постоянному току G_0 принимают: для городских телефонных кабелей $R_{из}=2000$ МОм·км, а для кабелей дальней связи – 10 000 МОм·км.

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

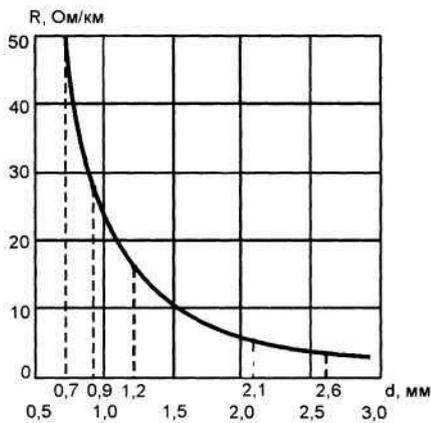


Рис. 4.6. Изменение активного сопротивления с увеличением диаметра проводников

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

С увеличением диаметра проводников значения параметров C и G растут, а L уменьшается. Изменение активного сопротивления имеет сложный характер (рис 4.6). Это обусловлено тем, что с увеличением диаметра проводника сопротивление постоянному току резко уменьшается, а сопротивление за счет поверхностного эффекта и эффекта близости растет. Поэтому вначале R снижается резко, а затем снижение замедляется. В кабельных линиях за счет тонких проводников и близкого их расположения наиболее важны

параметры R и C .

На заметку: Порядок величин первичных параметров существующих типов линий связи следующий: $R=5...200$ Ом/км; $L=0,6...2$ мГн/км; $C=5...50$ нФ/км; $G=1...200$ мкСм/км.

Например, для кабелей типа МКС нормированы следующие электрические характеристики: сопротивление цепи постоянному току 31,7 Ом/км; сопротивление изоляции не менее 10000 Мом/км; емкость $24,5 \pm 1,0$ нФ/км;

4.3 Вторичные параметры симметричных кабелей

Вторичные параметры симметричных цепей Z_B, α, β, v следует рассчитывать по формулам, приведенным ранее. В ряде случаев вторичные параметры выражают непосредственно через параметры цепей (a, d) и исходных материалов ($\varepsilon, tg\delta$).

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

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

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

$$\alpha = 0,5R\sqrt{cC/L} + 0,5G\sqrt{L/C};$$

путем подстановки в эту формулу значений первичных параметров

$$\alpha = \frac{2,6\sqrt{f\varepsilon}10^{-3}}{\lg[(a-r)]r} \left(\frac{1}{2r} + \frac{r}{a^2} \right) + 9,08f\sqrt{\varepsilon tg\delta} \cdot 10^{-5}. \quad (4.15)$$

коэффициент фазы, рад/км:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \text{ или } \beta = \sqrt{\varepsilon/c}, \quad (4.16)$$

где c - скорость света, равна 300 000 км/с.

Скорость распространения энергии, км/с:

$$v = 1/\sqrt{LC} = c/\sqrt{\varepsilon}. \quad (4.17)$$

Типовые частотные зависимости вторичных параметров для симметричной цепи аналогичны коаксиальным кабелям.

На рис.4.7 представлен график частотной зависимости затухания кабелей МКСА и МКСС, рис.4.8 – волнового сопротивления симметричных линий связи.

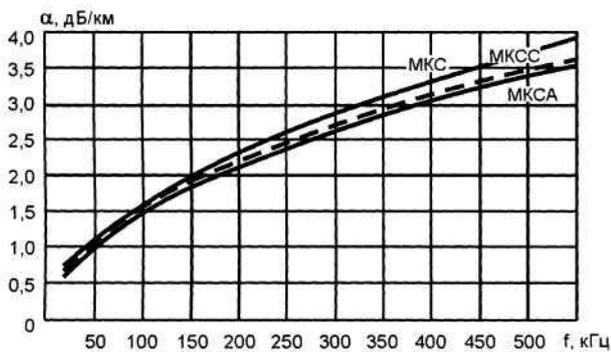


Рис. 4.7 Частотная зависимость коэффициента затухания кабелей 4x4x1,2

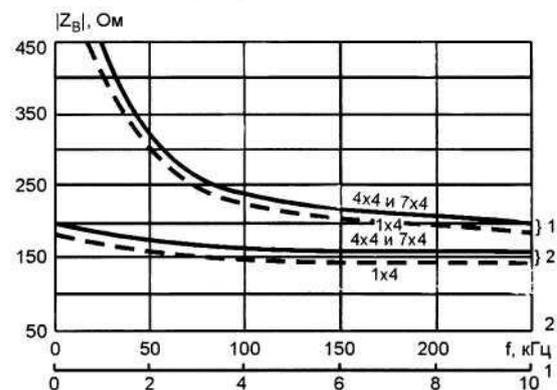


Рис. 4.8 Частотная зависимость модуля волнового сопротивления $|Z_B|$ симметричных кабелей связи

Так как вторичные параметры являются целиком функциями первичных параметров, то, следовательно, они зависят от тех же причин, что и первичные параметры, а именно от размеров и материалов проводников, типа изоляции, температуры и частоты тока [2].

Коэффициент затухания α :

- увеличивается с уменьшением диаметра проводников;
- цепи с медными проводниками меньше, чем с алюминиевыми проводниками одного и того же диаметра;

- тем меньше, чем меньше эквивалентная величина диэлектрической проницаемости изоляции ϵ_3 ; именно поэтому для современных кабелей применяется полиэтиленовая и полистирольная изоляции в виде корделя и тонких лент или пористая;

- увеличивается с частотой примерно в \sqrt{f} раз;

- увеличивается с увеличением температуры.

Волновое сопротивление цепи зависит в основном от первичных параметров L и C . Рабочая емкость цепи C для заданной конструкции пары (диаметр проводников, расстояние между ними и тип изоляции) является постоянной величиной, а индуктивность цепи L зависит от частоты, но уже начиная с частоты 100 кГц, волновое сопротивление практически не зависит от частоты.

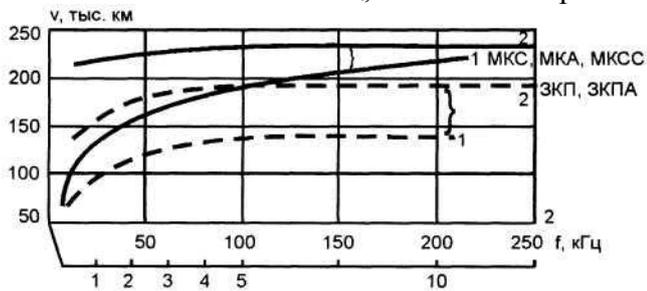


Рис. 4.9. Частотная зависимость скорости распространения электромагнитной энергии в симметричных кабелях связи

Скорость распространения электромагнитной волны (рис. 4.9) зависит от первичных параметров L , C и частоты тока. С увеличением частоты скорость увеличивается и в пределе (при бесконечно большой частоте) стремится к величине $v_{\max} = c/\sqrt{\epsilon_3}$, где $c = 300000$ км/с — скорость света; При $\epsilon_3 = 1,30$ (кордельно-полистирольная изоляция) $v_{\max} = 262000$ км/с, а при $\epsilon_3 = 2$ (сплошная полиэтиленовая изоляция) $v_{\max} = 212000$ км/с. Однако на частотах свыше 100 кГц скорость

распространения электромагнитной волны очень медленно увеличивается с ростом частоты.

4.4 Электромагнитные влияния между симметричными цепями.

Под действием переменного тока, протекающего в одной паре проводников, вокруг нее создается переменное электромагнитное поле, которое может быть представлено в виде суммарного действия электрического и магнитного полей. Под действием электрического поля на жилах соседних пар возникают электрические заряды, которые из-за различия расстояния между жилами будут разной величины. Индуцированные заряды создают между жилами пар разность потенциалов, под действием которой в цепи протекает ток, создающий мешающее влияние. Влияние, обусловленное действием электрического поля, называют *электрическим влиянием*.

При нахождении соседней пары в магнитном поле в результате магнитной индукции в ней наводится ЭДС, которая создает мешающий ток. Влияние, обусловленное действием магнитного поля, называют *магнитным влиянием*.

Чем выше частота передаваемого тока по цепи, тем быстрее протекает процесс изменения электрического и магнитного полей и тем больше величины наведенных ЭДС и токов в соседних цепях.

Цепь, являющаяся источником электромагнитного поля, называется *влияющей*, а цепь, в которой возникают токи и напряжения помех, — *подверженной влиянию*.

Первичные параметры влияния. Количественной характеристикой электрического и магнитного влияний являются электрические и магнитные связи.

Электрическая связь на участке dx , отстоящем на расстоянии x от начала цепи, определяется отношением приращения наведенного тока в цепи, подверженной влиянию, к напряжению во влияющей цепи:

$$K_{12}(x) = g_{12}(x) + j\omega C_{12}(x), \quad (4.18)$$

где $g_{12}(x)$ — активная составляющая электрической связи, См/км;

$C_{12}(x)$ — емкостная связь, Ф/км.

Магнитная связь на участке dx , отстоящем на расстоянии x от начала цепи, определяется отношением приращения ЭДС в цепи, подверженной влиянию, к току во влияющей цепи с обратным знаком:

$$M_{12}(x) = r_{12}(x) + j\omega m_{12}(x) \quad (4.19)$$

где $r_{12}(x)$ — активная составляющая магнитной связи, Ом/км;

$m_{12}(x)$ — индуктивная связь, Гн/км.

Отсюда следует, что электрическая связь имеет размерность проводимости См/км, а магнитная — размерность сопротивления Ом/км.

Величины g , C , r , m называют *первичными параметрами влияния*.

Емкостная связь $C(x)$ между проводниками вызвана изменением по длине линии диэлектрической проницаемости изоляции жил, ее толщины, взаимного расположения и определяется величинами частичных емкостей между жилами.

Активная составляющая электрической связи $g(x)$ обусловлена асимметрией потерь энергии в диэлектрике, окружающем жилы кабеля.

Индуктивная связь $m(x)$ и *активная составляющая магнитной связи* $r(x)$ также могут быть представлены частичными взаимными индуктивностями и сопротивлениями. Активная составляющая магнитной связи обусловлена асимметрией потерь на вихревые токи в металле, а активная составляющая электрической связи — асимметрией потерь в диэлектрике.

Соотношения между электрическими и магнитными связями, их активными и реактивными составляющими могут быть различными в зависимости от типа цепей, диапазона передаваемых частот и ряда других факторов. В области низких частот (ниже 10 кГц) определяющими являются емкостные связи. На высоких частотах (более 100 кГц) влияния между цепями обусловлены как емкостными, так и магнитными связями. Причем между магнитными и емкостными связями в кабелях существует примерное: соотношение $m_{12}/C_{12} \approx Z_B^2$, где m_{12} , C_{12} — магнитная и емкостная связи в строительной длине между цепями. Величины магнитных и электрических связей между взаимовлияющими цепями зависят от взаимного расположения жил цепей относительно друг друга, оболочки и других цепей, а также от электрических характеристик диэлектрика, геометрических размеров жил и т. д.

Электромагнитные связи, вызывающие влияние между цепями, подразделяют на регулярные и нерегулярные. *Регулярные связи* определяются номинальными геометрическими размерами кабельных жил, номинальными расстояниями между ними и оболочкой при условии идеального выполнения всех элементов конструкции кабеля. *Нерегулярные связи* обусловлены неизбежным отклонением конструкции кабеля от идеально симметричной (смещение жил в поперечном сечении кабеля, неравенство шагов скрутки и т. д.) и зависят от множества случайных факторов, зачастую не поддающихся точному учету. По названию электромагнитных связей влияния между цепями подразделяются на *регулярные и нерегулярные*.

Вторичные параметры влияния. Электромагнитное влияние между цепями выражается величинами переходных затуханий, которые характеризуют степень уменьшения токов влияния при переходе из одной пары в другую.

В теории влияния конец цепи, на котором во влияющую цепь включен генератор (источник сигнала), называют *ближним*. Противоположный конец линии называют *дальним*. Соответственно рассматривают и два вида влияния: на ближнем и дальнем концах (рис. 4.10).

Переходные затухания по мощности на ближнем конце A_0 и дальнем конце A_1 определяются в децибелах:

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= 10 \lg \left| \frac{P_{10}}{P_{20}} \right| \\ A_1 &= 10 \lg \left| \frac{P_{10}}{P_{21}} \right| \end{aligned} \right\}, \quad (4.20)$$

где P_{10} — мощность сигнала на ближнем конце влияющей линии;

P_{20} , P_{21} — мощности помех соответственно на ближнем и дальнем концах цепи, подверженной влиянию.

Формулы для A_0 и A_1 дают возможность определить величины переходных затуханий по результатам измерений мощностей, напряжений или токов.

Для обеспечения хорошего качества передачи сигналов необходимо, чтобы их мощность

в точке приема P_c превосходила мощность помех P_n . Степень превышения мощности сигнала над мощностью помех определяется параметром *защищенности*

$$A_z = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_n} \right) = P_{м.с} - P_{м.п}.$$

Защищенность цепей от взаимных электромагнитных влияний зависит от величины переходного затухания.

Параметры A_0 , A_1 , A_3 называют *вторичными параметрами влияния*.

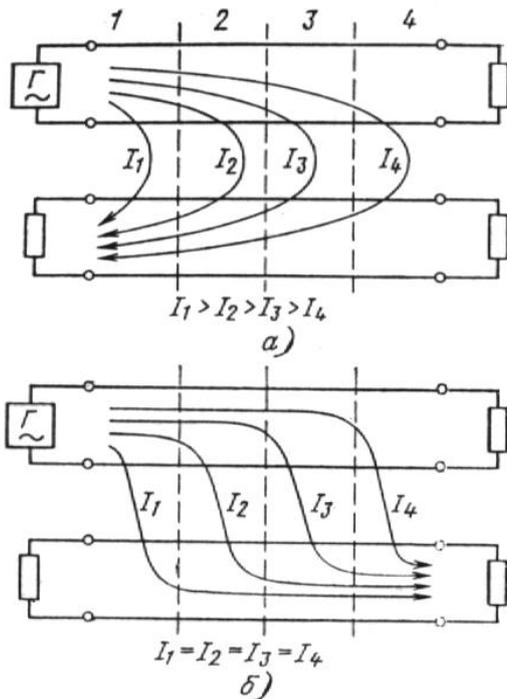


Рис. 4.10. — Характер сложения токов влияния с различных участков: а — на ближнем конце, б — на дальнем конце

рис. 4.11. Переходное затухание на ближнем конце с увеличением длины линии сначала несколько уменьшается, а затем стабилизируется. Качественное объяснение этого эффекта состоит в том, что, начиная с определенной длины, токи помех с отдаленных участков приходят на ближний конец настолько ослабленными, что практически не увеличивают взаимного влияния между цепями, и величина переходного затухания на ближнем конце остается постоянной. Отсюда следует, что значения переходного затухания на ближнем конце для двух концов одной пары могут существенно различаться между собой, поэтому все стандарты требуют его измерения с обеих сторон.

График зависимости переходного затухания на дальнем конце от длины линии носит экстремальный характер. Вначале, пока длина линии мала, увеличение ее протяженности увеличивает мощность помехи. По мере увеличения длины начинает проявляться рост затухания помеховых составляющих, и переходное затухание на дальнем конце монотонно возрастает.

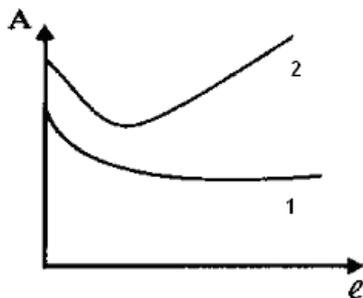


Рис. 4.11. — Зависимость переходного затухания на ближнем (1) и дальнем (2) концах от длины

линии

Для улучшения переходного затухания на ближнем конце в симметричных кабелях применяют различный шаг скрутки витых пар. Кроме ослабления электромагнитной связи отдельных пар такое решение не позволяет им плотно прилегать друг к другу по всей длине, что дополнительно увеличивает переходное затухание.

Наряду с величинами A_0 и A_1 в технике связи широко используется параметр A_3 - *защищенность от помех*, или просто *защищенность*, представляющая собой разность уровней полезного сигнала p_c и помех p_n в рассматриваемой точке:

$$A_3 = p_c - p_n \quad (4.21)$$

Она может быть выражена также через мощности сигнала P_c и помех P_n :

$$A_3 = 10 \lg(P_c/P_n). \quad (4.22)$$

Введение данного параметра обусловлено тем, что для обеспечения должного качества связи необходимо, чтобы мощность полезного сигнала превосходила мощность помех на определенную величину. Сама по себе мощность сигнала не гарантирует требуемого качества. Действительно, в малозумящей линии можно обеспечить значительно лучшее качество передачи при условии низкой приемного уровня, чем в линии с высоким уровнем помех при значительно более сильном сигнале.

Между параметрами влияния однородных цепей - защищенностью A_3 , переходным затуханием на дальнем конце A_1 и собственным затуханием линии a_l - существует соотношение

$$A_3 = A_1 - a_l \quad (4.23)$$

Переходное затухание может быть выражено также через токи и напряжения:

$$\begin{aligned} A_0 &= 10 \lg(p_{10}/p_{20}) = 20 \lg \left[I_{10} \sqrt{Z_{B1}} / (I_{20} \sqrt{Z_{B2}}) \right] \\ A_l &= 10 \lg(p_{1l}/p_{2l}) = 20 \lg \left[I_{1l} \sqrt{Z_{B1}} / (I_{2l} \sqrt{Z_{B2}}) \right] \end{aligned} \quad (4.24)$$

где Z_{B1} и Z_{B2} - волновые сопротивления первой (влияющей) и второй (подверженной влиянию) цепей.

Электромагнитными связями можно оперировать преимущественно при рассмотрении явлений влияния в коротких линиях длиной порядка $l < \lambda/4$. Для тональных частот $\lambda \approx 5 \div 25$ км, а для высоких частот $\lambda \approx 0,3 \div 2$ км. Следовательно, в первом случае электромагнитные связи позволяют производить измерения на линиях длиной до 1 км, а во втором - до 100 м. Основными характеристиками оценки влияния в длинных линиях являются переходное затухание и защищенность цепей.

Электромагнитная связь, а, следовательно, переходное затухание и соответственно степень влияния между цепями обуславливаются взаимным расположением проводников влияющей и подверженной влиянию цепей, системой связи, типом скрутки (звездная, парная, двойная парная), степенью конструктивной однородности как по длине линии, так и по сечению и качеством применяемых материалов. Кроме того, мешающее влияние зависит от длины и частоты передаваемых сигналов связи. Чем выше частота передаваемого тока и длиннее линия, тем сильнее взаимное влияние.

Электромагнитные влияния по своему характеру делятся на регулярные и нерегулярные, непосредственные и косвенные.

Регулярные влияния имеют место при идеальной (расчетной) симметрии конструкции рассматриваемых групп цепей. Нерегулярные влияния обусловлены отклонениями конструкций от идеально симметричных и неоднородностями цепей. Кроме того, выделяются систематические влияния, обусловленные электромагнитными связями, постоянными по величине и фазе. Причиной их возникновения в кабелях являются, главным образом, асимметрия во взаимном расположении жил в четверке и систематические погрешности технологии.

Непосредственные влияния - это взаимные влияния между двумя однородными, согласованно нагруженными цепями. Косвенные влияния - это влияния через третьи цепи

соседние цепи, экраны, оболочки кабелей, искусственные цепи и т. д.), а также вследствие отражений за счет неоднородностей цепей и несогласованности нагрузок.

На заметку: для обозначения параметра защищенности от помех в технике СКС используется аббревиатура ACR, которая означает Attenuation to Crosstalk Ratio.

Косвенные влияния

Косвенное влияние через третьи цепи схематически показано на рис. 4.12. Под цепями III имеют в виду любые цепи, параллельные I и II цепям, например, экраны и оболочки кабелей, все физические жилы в кабеле.

При распространении полезного сигнала по влияющей цепи I вследствие электромагнитных связей между I и III цепями в цепи III будут наводиться токи помех, направляющиеся к ее ближнему концу, т.е. к началу цепи III. Эти токи, проходящие по цепи III вследствие электромагнитных связей между цепями III и II, будут создавать переходные токи в цепи II, которые направляются к концу данной цепи и создают в нагрузке на конце цепи II токи помех.

Влияние между цепями I и II на дальний конец цепи II по этому косвенному пути будет тем меньше, чем больше величины переходного затухания на ближнем конце между цепями I, III и III, II.

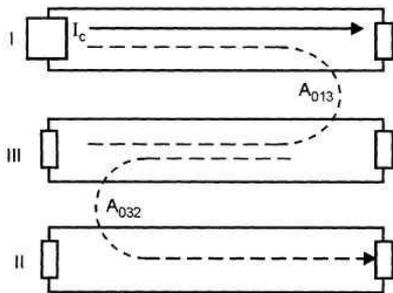


Рис. 4.12. Схема косвенного влияния через третьи цепи

Токи помех в конце цепи II по этому косвенному пути будут тем меньше, чем однороднее цепь I, т.е. чем меньше мест и чем меньше величины изменения волнового сопротивления по длине цепи I, а также чем выше величина переходного затухания на ближнем конце между цепями, влияющей и подверженной влиянию.

В практике строительства линий связи принимаются меры по ограничению перехода энергии по косвенным путям. Основными мерами являются согласования волновых сопротивлений цепей и входных сопротивлений оборудования.

Кроме того, повышают однородности цепей на всем протяжении усилительного участка за счет нормирования величия волнового сопротивления строительных длин (нормируются величины рабочих емкостей цепей) и группирования строительных длин при прокладке кабелей (чтобы цепи смежных строительных длин возможно меньше отличались величинами волновых сопротивлений или рабочих емкостей).

4.5 Принципы нормирования величин переходного затухания

В технике междугородной связи применяют многопарные кабели, рассчитанные на одновременную работу нескольких, как правило, одинаковых, многоканальных систем передачи по параллельным цепям. Нормальная работа этих систем возможна при условии, когда обеспечиваются требуемые величины переходного затухания между цепями, значения которых зависят от условий работы систем передачи.

Необходимые величины переходного затухания между цепями устанавливаются исходя из того, чтобы в каждой цепи с учетом работы по ним систем передачи обеспечивалась требуемая величина защищенности от помех в любой точке цепи.

Различают защищенность от помех (шума) и защищенность от внятного переходного разговора. При рассмотрении влияния между параллельными цепями наиболее сложной задачей является обеспечение защищенности от внятного переходного разговора, который имеет место при работе одинаковых систем по параллельным цепям. Малая величина защищенности цепи приводит к ухудшению качества связи или к полному нарушению связи. Обеспечение очень высокой величины защищенности цепи связано с необходимостью повышения стоимости линии и со значительными

техническими трудностями по уменьшению электромагнитных связей между цепями, повышению степени согласования нагрузочных сопротивлений с волновыми сопротивлениями цепей, повышению однородности цепей. Поэтому за норму *величины защищенности цепей* принимают такую величину, при которой было бы хорошее качество передачи речевых сигналов и в то же время не требовалось значительного увеличения стоимости сооружений связи. Защищенность в любой точке цепи должна быть не ниже величины, принятой за норму.

В настоящее время для симметричных кабельных линий принято 50% нормы мощности шумов кабельного тракта отводить на шумы от переходных разговоров и по 25% соответственно на тепловые и нелинейные шумы. Напряжения шумов, создаваемые различными источниками, складываются квадратично. Средняя величина защищенности цепей на усилительном участке для кабелей с 8 и 14 парами должна составлять не ниже 78,3 и 79,2 дБ (на переприемном участке 2500 км) соответственно.

Минимальные величины защищенности на любой частоте рабочего диапазона, принятые в качестве норм, в настоящее время для усилительных участков следующие:

- для кабеля 4x4 - 71,2 дБ (90% комбинаций цепей не менее 73,7 дБ и 65% - не менее 78,2 дБ);
- для кабеля 7x4 - 73,0 дБ (90% комбинаций не менее 74,7 дБ и 65% - не менее 78,2 дБ);
- для одночетверочного кабеля - не менее 75,6 дБ.

Минимальная величина переходного затухания на ближнем конце между цепями кабеля на усилительном участке допускается для всех кабелей не менее 59,1 дБ, причем для 90% комбинаций - не менее 60,8 дБ.

В технике высокочастотной связи обычно принято передачу и прием вести по разным цепям в одном и том же диапазоне частот.

Рассмотрим требования к величинам переходного затухания между цепями, которые необходимы исходя из заданных величин защищенности цепей.

В цепи минимальная защищенность имеет место в точке, где уровень полезного сигнала наименьший. Представляет интерес рассмотрение условий влияния между цепями при одинаковых и различных (встречных) направлениях передачи сигналов по параллельным цепям.

Так как требуемая защищенность на усилительном участке допускается не менее 78,3 дБ (в худшем случае не менее 71,2 дБ), а затухание цепи на длине усилительного участка (для системы К-60) на верхней частоте линейного спектра 252 кГц может составлять величину до 60 дБ, то для обеспечения требуемой защищенности в цепях при передаче по ним в разных направлениях (встречная передача) необходимо иметь переходное затухание на ближнем конце не менее $A_0 = 131,2$ дБ.

Такой величины между симметричными цепями внутри одного кабеля практически добиться нельзя. Поэтому на линиях симметричного кабеля применяют двухкабельную систему, т.е. прокладывают два кабеля параллельно. По всем цепям одного кабеля обеспечивают передачу в одном направлении, а по всем цепям другого кабеля ведется передача обратного направления. Требуемая же величина переходного затухания на ближнем конце между цепями разного направления передачи при расположении их в разных кабелях достигается за счет экранирующего действия оболочек кабелей.

Переходное затухание между коаксиальными парами внутри одного кабеля достаточно велико и без взаимных помех по параллельным коаксиальным парам можно осуществлять встречную передачу. Поэтому коаксиальные магистрали строятся однокабельными.

4.6 Виды симметричных кабелей

Симметричные высокочастотные кабели разделяются на многопарные (МКС) и одночетверочные (ЗК).

В высокочастотных симметричных кабелях типа МКС, МКСА, МКСС, ЗКА, ЗКП и ЗКВ применяются звездные четверки, а в коаксиальных кабелях - звездные четверки, пары и одиночные изолированные жилы. В каждой паре или четверке жилы должны иметь изоляцию различного цвета. Сочетание цветов изоляции жил называется *расцветкой*.

Кабель может содержать *основные группы* (пары, четверки), предназначенные для выполнения основной функции, *вспомогательные группы* (пары, четверки), предназначенные для

дополнительных целей (служебная связь, телемеханика), а также *усиленные группы* (пары, четверки), имеющие общую обмотку из лент электроизоляционного материала.

В тех случаях, когда требуется повысить помехозащищенность цепей, применяют экранирование отдельных групп, при котором скрученную пару или четверку обматывают лентой из металлизированной бумаги. Такая группа называется экранированной (экранированная пара, экранированная четверка). Для быстрого распознавания групп при прокладке, монтаже и эксплуатации каждый кабель содержит счетные и направляющие группы (пару, четверку).

Счетная группа - группа (пара, четверка), отличающаяся расцветкой изоляции хотя бы одной из жил (групп) от всех других групп (пар, четверок) по цвету и предназначенная для определения направления, в котором должен быть произведен отсчет для нахождения искомой группы (пары, четверки).

Отдельные жилы в симметричных кабелях обычно скручивают в группы, называемые элементами кабеля. В результате жилы цепи ставятся в одинаковые условия. При этом снижаются электромагнитные связи между цепями, и повышается защищенность их от взаимных и внешних помех. Кроме того, скрутка облегчает взаимное перемещение жил при изгибах кабеля и обеспечивает ему более устойчивую и круглую форму. Существует несколько способов скрутки жил в группы.

Парная скрутка (П) — две изолированные жилы скручивают вместе в пару с шагом скрутки не более 300мм (рис. 4.13, а).

Скрутка четверочная или звездная (З) — четыре изолированные жилы, расположенные по углам квадрата, скручивают с шагом скрутки примерно 150...300 мм; разговорные пары в этой скрутке образуются из диагональных жил. Так, жилы *a* и *b* образуют одну пару, а жилы *c* и *d* — другую (рис. 4.13, б).

Скрутка двойная пара (ДП) - две предварительно свитые разговорные пары (*a, b* и *c, d*) скручивают между собой в четверку (рис. 4.13, в).

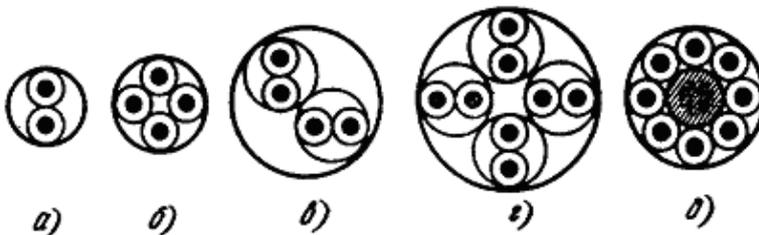


Рис. 4.13 Скрутка жил в группу

Шаги скрутки пар должны быть отличными как один от другого, так и от шага скрутки самой четверки. Шаг скрутки пар принимается в пределах 400...800 мм, а шаг скрутки четвертки — в пределах 150...300 мм.

Скрутка двойной звездой (ДЗ) — четыре предварительно свитые пары вновь скручивают вместе по способу звезды, образуя восьмерку (рис. 4.13, г). Шаги скрутки пар, составляющих восьмерку, делают различными и берут обычно в пределах 150...250 мм, а шаг скрутки восьмерки - в пределах 200...400 мм. Направления скрутки пар и скрутки восьмерки должны быть противоположными.

Восьмерочная скрутка (В) - восемь жил группы располагаются концентрически вокруг сердечника из изолированного материала, например стирофлексного (полиэтиленового) корделя (рис. 4.13, д). Из восьми жил могут быть образованы две четверки: первая - с нечетными номерами, а вторая - из жил с четными номерами.

Для уменьшения влияния между цепями систематически меняют (в муфтах) взаимное расположение жил по длине.

Кабели типа МКС

В сетях связи применяются следующие типы кабелей МКС: МКС 4x4, МКС 7x4 - магистральные кабели с кордельно-полистирольной изоляцией жил с четырьмя и семью четверками звездной скрутки свинцовой оболочке.

К кабелям вида МКС относятся следующие типы кабелей: МКС 4x4, МКС 7x4 с кордельно-полистирольной изоляцией жил (с 4 и 7 четверками звездной скрутки в свинцовой оболочке); МКСА 4x4, МКСА 7x4 то же, в алюминиевой оболочке; МКССт 4x4, МКССт 7x4 - то же, в стальной гофрированной оболочке.

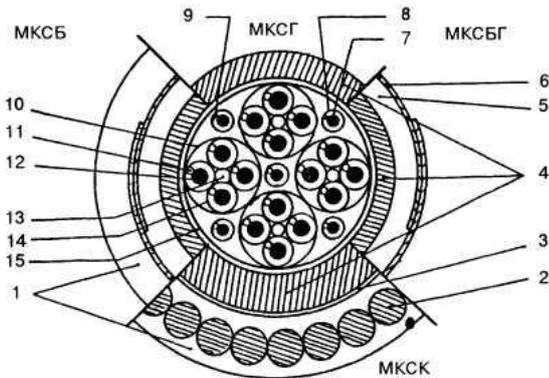
На заметку: на первичной магистральной сети связи России протяженность линий передачи по кабелям вида МКС составляет примерно 63% общей протяженности магистральных линий СНГ, на внутризональной сети - 20% и на соединительных линиях ГТС - 10% общего объема выпуска кабелей вида МКС.

В последние годы в конструкцию кабелей вида МКС были внесены изменения, в частности в поясной изоляции несколько бумажных лент были заменены лентами из двухслойной лавсанполиэтиленовой пленки марки КВГ, а традиционная броня из двух сварных лент - сварной гофрированной броней. Все это позволило в 3,5 раза повысить защищенность от грозовых повреждений, значительно увеличить стойкость кабеля к внешним механическим воздействиям и уменьшить массу кабеля.

Эти кабели (имеющие обозначение МКГСА и МКГСАСт) не заменяют, а дополняют номенклатуру кабелей вида МКС и наряду с ними входят в новый ГОСТ 15125-92, который нормирует их параметры в диапазоне частот АСП до 500 кГц и в диапазоне частот ЦСП до 34 МГц.

Конструкция наиболее распространенного симметричного кабеля с кордельно-полистирольной изоляцией МКС-4Х4 приведена на рис. 4.14. Диаметр медных жил 1,2 мм. Токопроводящие жилы высокочастотных четверок изолируются разноцветным полистирольным корделем диаметром 0,8 мм и полистирольной лентой толщиной 0,05 мм с перекрытием 25...30%. Первая пара каждой четверки состоит из жил красного и желтого цветов, вторая пара — из жил синего и зеленого цветов. Центр четверки заполняется стиролфлексным корделем диаметром 1,1 мм. Шаги скрутки всех четверок различны, взаимно согласованы и лежат в пределах 125...275 мм.

Рис. 4.14 Симметричный кабель типа МКС 4х4х1,2



1. наружный покров (джут);
2. бронепроволока;
3. две ленты крепированной бумаги;
4. свинцовая оболочка;
5. подушка;
6. две бронеленты;
7. медная проволока $D=0,9$ мм;
8. полистирольная лента;
9. кордель $D=0,8$ мм;
10. цветная х/б пряжа;
11. кордель $D=0,4$ мм;
12. токопроводящая жила $D=1,2$ мм;
13. центрирующий кордель $D=1,1$ мм;
14. полистирольная лента;
15. поясная изоляция

Кабели со свинцовой оболочкой и соответствующей броней имеют марки МКСГ, МКСБ и МКСК. Толщина свинцовой оболочки у кабеля МКСБ 1,25 мм, а у остальных — 1,4 мм. Кабели с алюминиевой оболочкой имеют поверх алюминия антикоррозийный защитный покров в виде битума и полиэтиленового шланга. Такие кабели имеют в названии дополнительные буквы «АШ» и маркируются МКСАШп, МКСАБпШп, МКСАКпШп и т. д. Толщина алюминиевой оболочки при высокочастотной сварке 1,0 мм, при прессовании — 1,3 мм.

На заметку: для кабелей типа МКС нормированы следующие электрические характеристики: сопротивление цепи постоянному току 31,7 Ом/км; сопротивление изоляции не менее 10000 Мом/км; емкость 24,5±1,0 нФ/км; переходное затухание на ближнем конце не менее 61,7 дБ/сд; защищенность на дальнем конце не менее 73,8 дБ/сд; электрическая прочность изоляции между жилами 1500 В.

Кабели в свинцовой и стальной оболочках имеют затухание на 2...3 % больше.

Для зоновой связи, т. е. связи областного центра с районными, используются одночетверочные различных модификаций, с полиэтиленовой и кордельно-полистирольной изоляцией, с системой передачи К-60 по двухкабельной системе. Длина усилительного участка при этом равна 11 км. Известно несколько модификаций одночетверочных кабелей, но наиболее распространенными кабелями являются ЗКП-1Х4 и МКСАШп-1Х4.

Кабель МКСАШп-1Х4 имеет медные жилы диаметром 1,2мм. Изоляция — кордельно-полистирольная. Первая пара четверки состоит из жил красного и желтого цветов, вторая пара — из жил синего и зеленого цветов. В центре четверки находится полистирольный кордель толщиной 1,1 мм. Кабель имеет алюминиевую оболочку толщиной 1,0 мм, поверх которой наложена полиэтиленовая антикоррозийная оболочка толщиной 1,5 мм.

Марки кабелей МКС и области их применения

МКСГ - симметричные ВЧ-кабели в свинцовой оболочке без защитного покрова применяются для прокладки в телефонной канализации, коллекторах и тоннелях, на вводах в помещения усилительных станций. [2]

МКСБ - бронированные стальными лентами, с наружным покровом, применяются для прокладки в грунтах всех категорий и при пересечении несудоходных, несплавных рек с незаболоченными и устойчивыми пологими берегами.

МКСК - бронированные круглыми стальными оцинкованными проволоками, с наружным покровом, прокладываются при пересечении горных рек, судоходных и сплавных рек (включая заболоченные поймы этих рек), а также прокладываются в грунтах, подверженных мерзлотным деформациям (выпучивание, морозобойные трещины и т.п.) и др.

Кабели типа ЗК

Одночетверочные высокочастотные кабели связи типа ЗК, в основном применяются на внутризоновой сети связи. Выпускаются три типа таких кабелей: ЗКА 1x4; ЗКП 1x4; ЗКВ. Первый из них наиболее перспективен ввиду стабильности характеристик и хорошей защищённости от электромагнитных помех. Поэтому приоритет во всех случаях должен отдаваться этому типу кабеля.

Кабель ЗКП-1Х4 имеет медные жилы диаметром 1,2 мм, изолированные сплошным полиэтиленом толщиной $1,1 \pm 0,1$ мм. Четыре изолированные жилы скручиваются с шагом 130...150 мм вокруг центрального корделя. На скрученную четверку накладывают полиэтиленовое заполнение, а поверх — экран из алюминиевых или медных лент. Внешняя оболочка выполнена из полиэтилена или алюминия. Строительная длина 1000 м. Выпускается также бронированный вариант кабеля ЗКПБ-1Х4. Он имеет поверх пластмассовой оболочки броню из двух стальных лент толщиной 0,2...0,3 мм. Конструкции приведены на рис. 4.15.

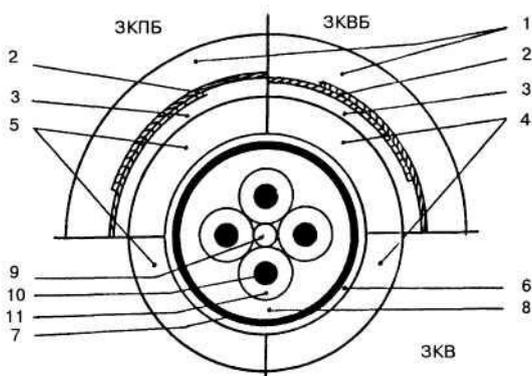


Рис. 4.15. Симметричный ВЧ-кабель типа ЗКП 1x4x1,2

- 1 - наружный покров;
- 2 - броня из двух стальных лент;
- 3 - подушка;
- 4 - наружная оболочка из поливинилхлоридного пластика;
- 5 - наружная оболочка из светостабилизированного полиэтилена;
- 6 - вязкий подклеивающий слой;
- 7 - экран из двух лент алюминиевой фольги;
- 8 - заполнение из композиции;
- 9 - полиэтиленовый кордель;
- 10 - токопроводящая жила;
- 11 - изоляция.

Марки кабелей ЗК и преимущественные области их применения.

ЗКП - кабель зоновой связи с медными жилами с полиэтиленовой изоляцией в заполнении из композиции полиэтилена с бутылкаучуком и оболочке из светостабилизированного полиэтилена. Применяется в телефонной канализации, коллекторах, тоннелях, шахтах, по мостам

и в устойчивых грунтах без каменистых включений (при прокладке кабеля кабелеукладчиками), без плывунов и не в районах вечной мерзлоты и т.п., в районах, не характеризующихся повышенным электромагнитным влиянием и опасностью повреждения грызунами.

ЗКПБ - кабель, аналогичный ЗКП, но бронированный стальными лентами с защитным наружным покровом. Применяется в грунтах всех категорий, в районах, характеризующихся опасностью повреждения грызунами, в районах незначительных электромагнитных влияний, для пересечения несудоходных рек с незаболоченными пологими берегами и спокойным течением воды. В районах вечной мерзлоты не применим.

Вторичные параметры зонowego ЗКП 1x4x1,2 и магистрального МКС 1x4x1,2 кабелей приведены соответственно в таблицах 4.2 и 4.3.

Таблица 4.2 Вторичные параметры основных пар кабеля ЗКП 1x4x1,2

f , кГц	α , дБ/км	β , рад/км	$ Z_B $, Ом
1,0	0,512	0,065	408
1,5	0,592	0,085	330
2,0	0,653	0,103	280
3,0	0,736	0,135	228
4,0	0,793	0,166	205
5,0	0,836	0,198	191
8,0	0,922	0,291	171
10,0	0,958	0,352	166

Таблица 4.3 Вторичные параметры основных пар кабеля МКС 1x4x1,2

f , кГц	α , дБ/км	β , рад/км	$ Z_B $, Ом
1,0	0,384	0,054	426,5
1,5	0,451	0,069	353,3
2,0	0,504	0,083	309,0
3,0	0,585	0,110	266,0
4,0	0,645	0,137	240,0
5,0	0,695	0,164	223,6
8,0	0,806	0,243	198,0
10,0	0,862	0,295	191,0
50	1,382	1,299	161,0
100	1,906	2,562	158,0
200	2,735	5,035	155,0
300	3,431	7,534	153,0

Кабели городских телефонных сетей

К числу основных требований, предъявляемых к современным многопарным кабелям ГТС, относится, прежде всего, высокая надежность, электрические и физико-механические характеристики, которые позволили бы решить весьма важную задачу снижения их материалоемкости, особенно в части экономии таких дефицитных металлов, как свинец и медь. Помимо этого по современным кабелям ГТС должна обеспечиваться низкочастотная телефонная связь с передачей сигналов взаимодействия и управления между АТС, передача сигналов телеграфной, фототелеграфной связи; передача программ вещания, дискретной информации со средними и высокими скоростями, а также возможность использования части цепей для уплотнения высокочастотными каналами аналоговых и цифровых систем передачи.

Городские телефонные кабели с полиэтиленовой изоляцией в пластмассовой оболочке до 1.07.2000 г. изготавливались по ГОСТ 22498-77 и предназначались для распределительных и магистральных линий ГТС при эксплуатации их при температуре среды от -50 до +50 °С для кабелей в полиэтиленовой оболочке и от -40 до +50 °С для кабелей в поливинилхлоридной оболочке. Конструкция кабелей приведена на рис. 4.16.

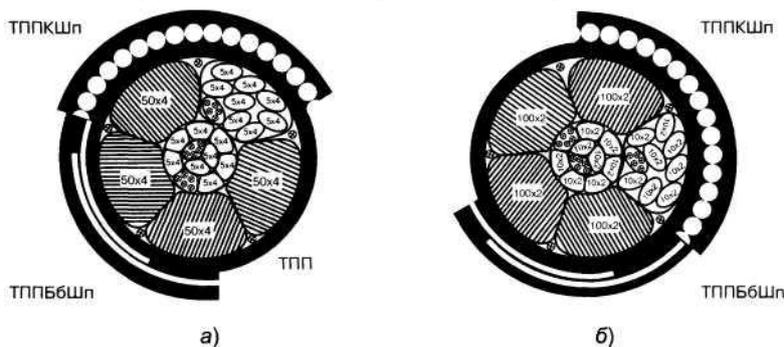


Рис. 4.16
Поперечное сечение кабелей
а – марки ТПП 300x4x0,5;
б – марки ТПП 600x2x0,5

Токопроводящие жилы кабелей изготавливаются из медной проволоки диаметром 0,32; 0,4; 0,5 и 0,7 мм (для кабеля марки ТППт - диаметром 0,5 и 0,7 мм) и изолируются сплошным

полиэтиленом. Изолированные жилы могут быть скручены в пары или четверки с шагом не более 100 мм, причем в четверке две жилы, расположенные по диагонали, образуют рабочую пару.

Кабели выпускались следующих марок:

ТПП в полиэтиленовой оболочке для прокладки в телефонной канализации, по стенам зданий и подвески на опорах воздушных линий связи;

ТППЭп с влагонепроницаемым барьером из алюмополиэтиленовой пленки, в полиэтиленовой оболочке. Назначение кабелей то же, что и ТПП;

ТПВ в поливинилхлоридной оболочке для прокладки по наружным и внутренним стенам здания и внутри помещения.

Изолированные группы (пары или четверки) скручиваются в сердечник, который для кабелей с числом пар до 100 (50x4) включительно может скручиваться как по системе повивной, так и пучковой скрутки. Сердечники кабелей с числом пар выше 100 скручиваются из 50x2 или 100x2 (соответственно 25x4 или 50x4) главных пучков, состоящих соответственно из пяти или десяти элементарных пучков.

В каждом повиве имеется одна счетная и одна направляющая пары, имеющие цвет жил, отличный от всех остальных пар в повиве. Кроме того, в каждом повиве сердечника имеется также один счетный и один направляющий элементарные пучки, отличающиеся от остальных пучков цветом скрепляющей нити.

Максимальные наружные диаметры кабелей зависят от конструкции и категории качества, присвоенного изделию. Так, например, для кабелей с гофрированным экраном наружные размеры увеличиваются на 15%, а для кабелей, выпускаемых со знаком качества, наружные размеры уменьшаются на 5%.

Кабели остальных марок в основе своей содержат сердечник кабеля ТПП и отличаются только типом и конструкцией защитных покровов.

Кабели марки ТППЭп в отличие от кабелей ТПП имеют поверх поясной изоляции вместо экрана из алюминиевой ленты экран из алюминиевой ленты с полиэтиленовым подслоем (металлом внутри).

Постановка задачи создания сети абонентского доступа на медных кабелях требует оценки электрических характеристик в широком диапазоне частот, используемых для технологии xDSL. В таблице 4.4 приведены результаты экспериментальных испытаний строительных длин кабелей в диапазоне до 2 МГц.[2]

Таблица 4.4 Параметры передачи строительных длин кабелей типа ТПП

Частота МГц	$d_0=0,5$ мм; парный; $R_0=180$ Ом/км; $C_p=45$ нФ/км; $L=5,84 \cdot 10^{-4}$ Г/км			$d_0=0,5$ мм; четверочный; $R_0=180$ Ом/км; $C_p=40$ нФ/км; $L=7,14 \cdot 10^{-4}$ Г/км			$d_0=0,7$ мм; парный; $R_0=92$ Ом/км; $C_p=45$ нФ/км; $L=5,78 \cdot 10^{-4}$ Г/км		
	$ Z_B $, Ом	α , дБ/км	β , рад/км	$ Z_B $, Ом	α , дБ/км	β , рад/км	$ Z_B $, Ом	α , дБ/км	β , рад/км
0,01	255,5	3,95	0,558	272,0	3,65	0,538	187,2	2,58	0,436
0,1	121,8	7,14	3,320	139,8	6,47	3,430	115,5	4,40	3,226
0,2	116,0	8,36	6,400	135,2	7,86	6,730	112,7	5,73	6,338
0,3	114,3	9,97	9,600	133,8	9,47	10,000	110,9	6,96	9,375
0,5	112,4	12,60	15,570	131,8	11,72	16,500	109,1	8,93	15,393
0,8	110,5	15,64	25,000	130,0	14,76	26,100	107,8	11,22	24,352
1,0	109,9	17,38	31,000	129,7	16,14	32,500	107,2	12,49	30,278
1,5	108,5	21,05	43,000	128,9	20,30	45,100	106,4	15,31	45,101
2,0	107,2	23,85	61,500	127,0	22,55	64,100	105,9	17,50	59,885

Косвенная оценка взаимных влияний на строительных длинах кабелей ТПП приведена в таблице 4.5

Таблица 4.5 Переходное затухание кабеля ТПП 10x2x0,4 на частоте 1 и 2 МГц

Переходное затухание между цепями на ближнем кон $L=285$ м, $f=1$ МГц	Переходное затухание между цепями на ближнем кон $L=285$ м, $f=2$ МГц
Подверженная влиянию	Цепь
	Подверженная влиянию

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	влияющая	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	57	50	49	49	59	60	62	48	47	1		47	44	42	47	49	55	48	44	45
56		62	57	61	52	55	59	52	55	2	48		54	49	48	51	54	56	46	47
50	63		60	46	51	50	65	59	56	3	43	53		49	41	49	47	47	56	46
48	55	58		53	50	58	54	55	63	4	43	49	50		41	43	41	47	54	50
49	61	46	55		50	50	63	54	59	5	47	47	42	42		58	56	53	43	45
59	52	51	52	49		65	63	44	58	6	47	51	52	42	57		59	45	51	54
59	56	50	60	50	65		65	52	45	7	54	57	47	42	57	58		47	47	42
61	59	62	57	62	63	67		64	63	8	50	53	45	46	49	46	56		56	48
49	52	59	58	55	45	55	65		47	9	45	46	55	55	44	53	44	54		39
47	55	55	65	59	58	47	66	46		10	47	47	44	48	45	55	44	48	38	

4.7 Расчет регенерационного участка симметричного кабеля.

При расчете длины регенерационного участка для симметричного кабеля с количеством влияющих цифровых телекоммуникационных систем (ЦТС) $N > 6$ следует считать, что помеха имеет нормальное распределение, и ее мощность равна $P_{\text{ппс}} = P_{\text{пп}}N$, где $P_{\text{пп}}$ - мощность переходной помехи создаваемой одной влияющей ЦТС.[7]

Если все ЦТС работают по одному кабелю, то наиболее опасное влияние оказывает передача одной ЦТС на прием другой (рис.4.17,а). Этот случай эквивалентен ситуации, рассмотренной применительно к коаксиальному кабелю (см. раздел 3.7), но уровень помехи эквивалентного генератора $P_{\text{пп}} = P_{\text{пер}} - A_6 + 10\lg N$, где A_6 - затухание на ближний конец.

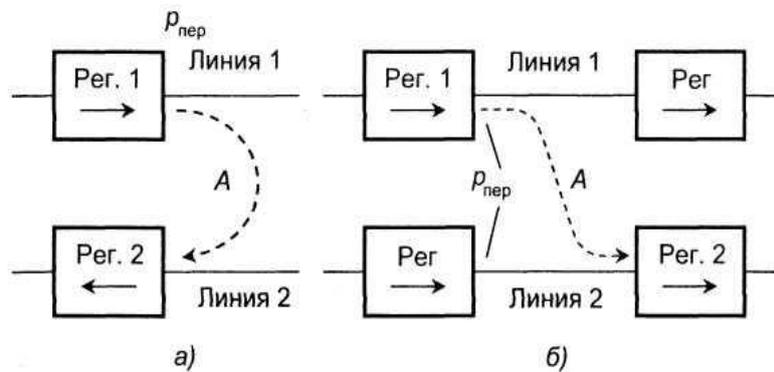


Рис. 4.17. Взаимные влияния между ЦТС при однокабельной (а) и двухкабельной работе (б)

Если же имеет место двухкабельная работа ЦТС, т.е. все цепи, по которым передача ведется в одном направлении, помещены в одном кабеле, то характер взаимного влияния между ЦТС можно уяснить с помощью рис. 4.17,б. В этом случае $P_{\text{пп}} = P_{\text{пер}} - A_d + 10\lg N$, где A_d - переходное затухание на дальний конец. Тогда помехозащищенность регенератора будет $A_{3 \text{ пп}} = P_{\text{пр}} - P_{\text{пп}} = A_{6,д} - \alpha(0,5f_i)l_{\text{рег}} - 10\lg N$. Здесь $A_{6,д}$ - переходное затухание на ближний или дальний конец в зависимости от того, какая система организации работы ЦТС используется - однокабельная или двухкабельная. Отсюда

$$l_{\text{рег}} = \frac{A_{6,д} - A_{\text{зтроб}} - 10\lg N}{\alpha(0,5f_i)}$$

Так как $A_d > A_6$, длина регенерационного участка при двухкабельной работе больше, чем при однокабельной.

В ряде случаев, например, при уплотнении кабелей ГТС, для организации соединительных линий между АТС, для увеличения $l_{\text{рег}}$ при однокабельной работе ЦТС рекомендуется размещать регенераторы в шахматном порядке.

4.8 Сеть абонентского доступа на медных кабелях

DSL расшифровывается как Digital Subscriber Line (цифровая абонентская линия). DSL является достаточно новой технологией, позволяющей значительно расширить полосу пропускания

старых медных телефонных линий, соединяющих телефонные станции с индивидуальными абонентами. Любой абонент, пользующийся в настоящий момент обычной телефонной связью, имеет возможность с помощью технологии DSL значительно увеличить скорость своего соединения, например, с сетью Интернет. Для организации линии DSL используются именно существующие телефонные линии; данная технология тем и хороша, что не требует прокладки дополнительных телефонных кабелей и позволяет получить доступ в сеть Интернет с сохранением нормальной работы обычной телефонной связи. Благодаря многообразию технологий DSL пользователь может выбрать подходящую именно ему скорость передачи данных - от 32 Кбит/с до более чем 8 Мбит/с. Причем скорость передачи данных зависит только от качества и протяженности линии.

Известная аббревиатура xDSL, где x – одно из многих технических решений из широкого ряда DSL-технологий, которая изначально имеет смысл – высокоскоростная цифровая передача по медной абонентской линии.

Уплотнение абонентских линий по технологии DSL. К ряду многоканальных ЦСП абонентского доступа следует отнести:

1. Высокоскоростную цифровую абонентскую линию HDSL (High-bit-rate Digital Subscriber Loop). Технология HDSL обеспечивает полный дуплексный обмен на скорости 2048 кбит/с. Передача осуществляется по двум или трем парам симметричного кабеля. Необходимость задействования нескольких пар кабеля является главным недостатком данной технологии. Оборудование HDSL применимо для работы по кабелю любого типа - симметричному городскому (ТПП), магистральному (МКС, КСПП, ЗКП) и даже коаксиальному.

2. Симметричную высокоскоростную цифровую абонентскую линию SDSL (Single Pair Symmetrical Digital Subscriber Loop), позволяющую передавать по единственной паре цифровой поток со скоростью до 2,3 Мбит/с, поддерживая при этом одинаковую скорость в обоих направлениях.

3. Асимметричную цифровую абонентскую линию ADSL (Asymmetric DSL), предназначенную для работы по линиям, обеспечивающим передачу до 8 Мбит/с в направлении «от сети к абоненту» и до 1 Мбит/с в направлении «от абонента к сети».

4. Очень высокоскоростную цифровую абонентскую линию VDSL (Very High-bit-rate Digital Subscriber Loop).

Кроме этого существуют и другие технологии DSL, рассмотрение которых выходит за рамки данного пособия. Более подробно можно ознакомиться в [2].

Ключевыми параметрами линий связи для технологий xDSL являются.

1. *Ослабление сигнала.* Затухание сигнала в кабельной линии зависит от типа кабеля, его длины и частоты сигнала. Чем длиннее линия и выше частота сигнала - тем выше затухание.

2. *Нелинейность АЧХ.* Как правило, кабельная линия связи представляет собой фильтр низких частот.

3. *Перекрестные наводки на ближнем и дальнем концах* (NEXT, FEXT).

4. *Радиочастотная интерференция.*

5. *Групповое время задержки.* Скорость распространения сигнала в кабеле зависит от его частоты.

Основным критерием, определяющим возможность использования кабелей на участке абонентского доступа при его уплотнении оборудованием технологии xDSL, является электромагнитная совместимость цепей, по которым работают устройства с различными кодами HDB3, 2B1Q, CAP, TC-PAM и др. В конечном итоге главным фактором является оценка кабелей по переходному затуханию между цепями.

Отбор цепей в кабельных линиях для xDSL. Существенные влияния друг на друга оказывают уплотненные цепи, поэтому при увеличении числа систем особенно в линиях максимальной и приближающейся к ней протяженности возникают существенные проблемы в области ЭМС.

Суть проблемы ЭМС состоит в следующем. Как известно, все современные цифровые системы абонентского уплотнения работают в двухпроводном однокабельном режиме. При этом передатчики (высокий уровень сигнала) и приемники (низкий уровень сигнала) разных систем расположены на одной стороне линии. Таким образом, главным параметром, определяющим возможность цифровой связи, является переходное затухание между цепями кабеля на "ближнем конце" – A_0 .

Поэтому для цифрового уплотнения пригодна *максимальная группировка пар, для которых A_0 в любых комбинациях между собой не ниже расчетной величины на частоте нормирования данной системы уплотнения.* Остальные пары — только для низкочастотного использования. Отбор пар по такому принципу — единственный способ наиболее рационально использовать кабельную абонентскую сеть. Произвести такой отбор — сложный процесс, ввиду большого объема измерительных работ и последующего их анализа.

Определять "порог A_0 " следует по формуле, известной из теории передачи цифровых сигналов по кабельным линиям связи:

$$A_0 > a_3 + a_p + 10 \lg N, \quad (4.26)$$

где a_3 - помехозащищенность системы передачи, определяемая применяемым кодированием и обеспечивающая коэффициент ошибок не хуже 10^{-9} ;

a_p - рабочее затухание линии;

N - количество работающих систем в одном десятипарном пучке.

На заметку: для систем, использующих кодирование HDB-3, частота нормирования — это полутактовая частота, численно равная половине линейной скорости передачи (для ИКМ-30 - это 1 МГц). Для систем, использующих кодирование 2B1Q, а это подавляющее число систем цифрового абонентского уплотнения, параметр "частота" выбирается согласно табл. 4.6.

Таблица 4.6

Приблизительная скорость передачи, кбит/с	160	320	700-800	1000-1500	2000
Частота, кГц	40	80	160	320	512

Величина a_3 выбирается из таблицы 4.7 в зависимости от типа кодирования.

Таблица 4.7

Виды кодирования	HDB3	2B1Q	CAP-128	PAM-16
a_3 , дБ	18	26	32	29

Пример: требуется уплотнить абонентскую линию аппаратурой, работающей на скоростях 300 — 400 кбит/с и использующей кодирование 2B1Q - это четырех- или пятиканальные системы. При этом уплотнить требуется пять цепей, а длина абонентской линии — максимальна для данной системы. Нормируемая частота 80 кГц, а рабочее затухание линии на этой частоте — 42 дБ.

Подставляя исходные данные в формулу (4.26), находим, что переходное затухание на ближнем конце A_0 должно составлять:

$$A_0 > 26 + 42 + 10 \lg 5 = 26 + 42 + 10 \times 0,7 = 75 \text{ дБ.}$$

Следовательно, на тестере кабельных пар следует установить значения "частота" - 80 кГц, "порог A_0 " - 75 дБ. После проведенных измерений тестер покажет номера пар в десятипарном пучке удовлетворяющих данным требованиям. Если число этих пар пять и более, то задача отбора решена. Если менее пяти, то на этой абонентской линии возможно уплотнить только те пары, которые определил тестер.

На заметку: существующая практика оценки пригодности цепей для цифрового уплотнения с помощью широко распространенных анализаторов (например, LT 2000, ALT 2000, Cable Shark и др.) основана на тестировании отдельной пары по основным параметрам постоянного тока, затухания цепи и шумовым характеристикам. На основании этих измерений дается заключение: пригодна цепь для уплотнения или нет.

Решение задачи достижения заданной длины регенерационного участка $l_{\text{рег}}$ сводится к выбору числа пар передачи, типа линейного кода, уровня передачи, а также к согласованию выходных каскадов с линией связи. Оценочные дистанции работы различных технологий DSL на кабеле типа МКС с диаметром жилы 1,2 мм приведены в таблице 6.8.

Таблица 4.8 Характеристики HDSL и SDSL технологий

Технология	HDSL	SDSL(CAP)
------------	------	-----------

Скорость передачи по одной паре, кбит/с	1168		2320
Линейный код	2B1Q	CAP 64	CAP 128
Линейный импеданс, Ом	135		135
Излучаемая мощность, дБм	+ 13,5		+ 15,5
Дальность передачи, км	12. ..14	18. ..20	10.. ..12

Глава 5. Структурированная кабельная система

5.1 Основные определения СКС

Структурированная кабельная система (СКС) по определению международного стандарта ISO/IEC 11801— это «Структурированная телекоммуникационная кабельная система, способная поддерживать широкий диапазон приложений. Создаётся без предварительного знания тех приложений, которые будут использоваться впоследствии. Оборудование, предназначенное для поддержки конкретного специфического приложения, не является частью структурированной универсальной кабельной системы». [8, 9]

СКС может состоять из кабельных систем телефонии, противопожарной и охранной сигнализаций, кабельного телевидения, контроля доступа, видеонаблюдения, громкоговорящей связи и других. Но самыми распространенными и объемными являются кабельные системы для локальных вычислительных систем (ЛВС).

Кабельные системы обладают совокупностью следующих свойств:

- обладает свойством универсальности, то есть дает возможность использовать ее для передачи сигналов основных существующих и перспективных видов сетевой аппаратуры различного назначения;
- позволяет быстро и с минимальными затратами организовать новые рабочие места и менять топологию трактов передачи без прокладки дополнительных кабельных линий;
- позволяет организовывать единую службу эксплуатации;
- должна создаваться на этапе строительства здания или переоборудования его помещений под офис и иметь гарантированный срок эксплуатации 10 и более лет.

Всем перечисленным выше требованиям отвечает структурированная кабельная система (СКС), имеющая следующие основные признаки: *структуризация, универсальность и избыточность*.

Структуризация предполагает разбиение кабельной проводки на отдельные части, или подсистемы, каждая из которых выполняет строго определенные функции и снабжена стандартизованным интерфейсом для связи с другими подсистемами и сетевым оборудованием, включается развитый набор средств переключения, что обеспечивает ее высокую гибкость под потребности конкретных приложений.

Универсальность кабельной системы заключается в построении ее на принципах открытой архитектуры с заданным и зафиксированным в стандартах набором основных технических характеристик, кабелей, разъемов и других элементов. Что значительно упрощает как процесс администрирования, так и адаптацию кабельной системы к различным приложениям и изменениям внешних условий.

Применение принципа *избыточности* обеспечивает возможность очень быстрой адаптации кабельной системы под конкретные производственные потребности и позволяет не останавливать работу при проведении каких-либо организационных и технических изменений.

Стандарты. Международный стандарт ISO/IEC 11801:2002(E) определяет кабельную систему как *мультивендорную*, которую можно создать, используя компоненты как одного, так и многих поставщиков. [9] При этом он опирается на промышленные стандарты IEC, определяющие требования к электрическим и оптическим кабелям и коннекторам; на стандарты по инсталляции и тестированию кабельных систем; на стандарты приложений и руководства по специфическим приложениям. Также существует стандарт TIA/EIA-568 разработанный в 1990 году Ассоциацией телекоммуникационной промышленности США. Его содержание имеет принципиальные отличия от стандарта ISO/IEC 11801, поэтому ниже будем придерживаться в данном разделе последнего.

В целом, стандарт ISO/IEC 11801 специфицирует требования к кабельной системе, которые охватывают:

- структуру, топологию и минимальную конфигурацию СКС;
- интерфейсы на информационных розетках;
- электромагнитные характеристики и параметры отдельных кабельных линий и каналов;
- инсталляцию кабельной системы и варианты ее реализации;
- электромагнитные характеристики компонентов кабельной системы, которые необходимы для достижения максимальных расстояний, определенных стандартом;
- процедуры сертификации и установления соответствия кабельной системы данному стандарту.

Наиболее полно все эти вопросы изложены в [8, 9], а вопросы проектирования СКС рассмотрены в [8]

Структура СКС. Структурированная кабельная система проектируется и строится из вполне определенного и ограниченного ряда функциональных компонентов [9]. Их всего четыре вида:

- кабели (электрические и волоконно-оптические);
- распределительные устройства (РУ), территории (РУТ), здания (РУЗ), этажа (РУЭ), (кроссовые блоки и коммутационные (патч) панели);
- информационные соединители (гнезда, вилки, информационная розетка ИР);
- точки консолидации (ТК).

Никаких других функциональных элементов СКС не содержит. Структурная схема СКС представлена на рис. 5.1

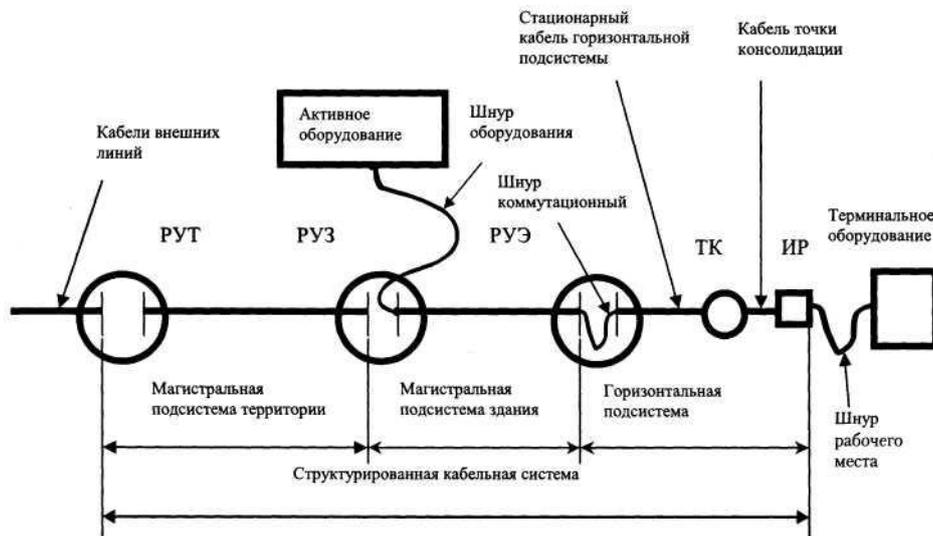


Рис. 5.1. Структурная схема структурированной кабельной системы

Устройство, называемое *точкой консолидации* (ТК), представляет собой, в общих словах, панель с информационными гнездами, к которым присоединены стационарные кабели горизонтальной подсистемы.

Распределительные устройства должны располагаться в пространстве так, чтобы не превышались следующие длины каналов:

- в горизонтальной подсистеме – 100 м;
- в каналах, объединяющих все три подсистемы СКС – 2000 м.

Структурированная кабельная система состоит из следующих подсистем: *рабочего места, горизонтальной, вертикальной, управления, внешней (территориальной)*.

Если вся система находится в одном здании, то необходимы только четыре подсистемы (рисунок 5.1). На рабочем месте устанавливаются модульные розетки с модулем RJ45. К каждому восьмиконтактному модулю подводится четырехпарный кабель.

Унифицированная проводка (четыре неэкранированные пары + модуль RJ45) применяется для передачи всех видов сигналов — голоса, данных, видео. В одном корпусе розетки на рабочем месте может устанавливаться в зависимости от количества сетей 2, 4 и более модулей.

Рассмотрим назначение и состав перечисленных подсистем.

1. *Подсистема рабочего места* предназначена для подключения к локальной сети устройств потребителей — компьютеров, терминалов, принтеров и т.п.

2. *Горизонтальная подсистема* может быть проложена оптическими волокнами или неэкранированными витыми парами на участке от коммутационного оборудования в кроссовой этажа до ИР рабочих мест. Наиболее часто применяют неэкранированные пары.

3. *Подсистема управления* включает в себя кроссовое оборудование для переключения сигналов, передаваемых как по медному, так и по оптическому кабелю. Состоит из панелей для кроссировки или панелей с множеством разъемов, соединительных кабелей или шнуров, обеспечивающих переключение цепей.

4. *Вертикальная подсистема* соединяет между собой этажи здания, обеспечивая согласование подсистем управления. Выполняется из оптического волокна или неэкранированных витых пар.

5. *Внешняя подсистема* служит для соединения между собой различных зданий. Могут использоваться ВОЛС.

6. *Подсистема оборудования*. Включает в себя любое активное оборудование систем передачи голоса, данных, видео, контроля за безопасностью, систем пожарной сигнализации и контроля за климатом и отоплением.

Электромагнитные характеристики СКС определены стандартом для определенных конфигураций: канала и стационарной линии.

Канал — это тракт передачи сигналов по СКС от одного активного блока аппаратуры до другого, т. е. от вилки, вставляемой в гнездо одного блока, до вилки, вставляемой в гнездо другого блока. *Стационарная линия* — это часть тракта передачи сигналов по инсталлированной СКС, включающая в себя лишь стационарный кабель и соединители на его концах.

Таблица 5.1 Классы каналов и линий

Класс	f , МГц
A	0,1
B	1,0
C	16,0
D	100,0
E	250,0
F	600,0
G	1200,0

По ширине полосы пропускаемых частот каналы и линии подразделяются на классы (табл.5.1).

Очевидно, что канал данного класса обеспечивает работоспособность всей аппаратуры с более низкими требованиями. Требования стандарта к параметрам, указанным в спецификациях, должны удовлетворяться во всем диапазоне частот класса.

Стандарт требует совместности всех кабелей и компонентов в одном и том же канале или в одной и той же линии по волновому сопротивлению, в оптических каналах — по диаметру сердцевины оптоволокон. Соединение компонентов с различным

номинальным волновым сопротивлением или волокон с различными диаметрами сердцевины — запрещено.

На заметку: предельно допустимые характеристики каналов выведены с учетом характеристик составляющих его компонентов в предположении, что канал состоит из 90 метров кабеля с одножильными проводниками, 10 метров шнуров и 4-х соединений.

Классификация симметричных электрических каналов и линий

Таблица 5.2 Категории кабелей

Категория кабеля	Максимальная частота сигнала
3	До 16 МГц
4	До 20 МГц
5	До 100 МГц
5e	До 100 МГц
6	До 250 МГц
7	До 600 МГц

подсистеме СКС должны обеспечивать электромагнитные параметры не ниже класса D, что обусловлено ростом быстродействия и разнообразия аппаратуры, подключаемой к СКС, также для оправдания инвестиций на несколько лет вперед.

Непосредственно компоненты, из которых создается СКС (кабели, коннекторы вилки, гнезда и т. п.) классифицируются в стандарте по категориям. Критерием отнесения компонента к категории является также ширина полосы пропускаемых им частот (таблица 5.2)

На заметку: Часто в отечественной технической литературе встречается американский термин «категория 5е» (от англ. enhanced - усиленный). Начиная с 1999 года, международные спецификации компонентов категории 5 и американские спецификации 5е совпадают.

5.2. Используемые линии связи

В СКС согласно международному стандарту допускается использование только:

- симметричных электрических кабелей на основе витой пары с волновым сопротивлением 100, 120 и 150 Ом в экранированном и неэкранированном исполнении;
- многомодовых и одномодовых оптических кабелей.

Электрические кабели используются в основном для создания горизонтальной разводки. Применение оптических решений в горизонтальной подсистеме в настоящее время встречается достаточно редко, хотя их доля растет очень быстрыми темпами. В подсистеме внутренних магистралей электрические и оптические кабели применяются одинаково часто. На внешних магистралах оптические кабели играют доминирующую роль. [8]

Основная масса рассматриваемых конструкций горизонтальных кабелей - это симметричные электрические кабели на основе витой пары. Витая пара (twisted pair, TP) состоит из двух одинаковых проводников с шагом скрутки 12-15 мм и является основным элементом кабеля для СКС. Витая пара, не имеющая индивидуального экрана, называется *неэкранированной витой парой* (unshielded twisted pair, UTP). *Экранированная витая пара* (shielded twisted pair, STP) имеет индивидуальный экран.

UTP-кабели в сравнении с экранированными обладают следующими преимуществами: меньшая стоимость; меньшая трудоемкость монтажа и эксплуатации; отсутствие повышенных требований к внутреннему заземляющему контуру здания; лучшие массогабаритные показатели; меньший радиус изгиба.

Наиболее распространенные на практике конструкции содержат четыре витых пары. В 4-х парном UTP-кабеле пары могут иметь общий экран из фольги, тогда такая конструкция называется «*фольгированная*» витая пара (foiled twisted pair, FTP).

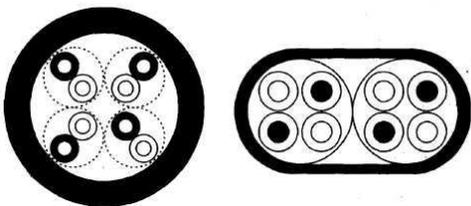


Рис. 5.2 Виды скруток витых пар:
а) парная; б) четверочная

Диаметр проводников измеряется в калибрах, AWG (American Wire Gauge), при этом, чем больше цифра калибра, тем тоньше проводник. В СКС в соответствии со стандартом разрешается использовать проводники с диаметрами от 0,4 до 0,8 мм, что соответствует диапазону калибров AWG от 26 до 20. Соотношение диаметров в калибрах и миллиметрах приведено в Приложении 1.

По видам скрутки проводников горизонтального кабеля различают парную и четверочную (рис.5.2).

Для уменьшения взаимного влияния пар друг на друга в кабелях с парной скруткой используют различные и некрратные шаги скрутки проводников. Выбор конкретного значения шага скрутки определяется особенностями технологического оборудования предприятия-изготовителя и на практике отличается большим разнообразием, например, шаги скрутки витых пар четырехпарных горизонтальных кабелей категории 5, как правило, изменяются в пределах от 12 до 25 мм.

В качестве материала изоляции проводников в кабелях категории 3 обычно используется поливинилхлорид, в кабелях категории 5 и выше широко используются полиэтилен и полипропилен (см. Приложение 1). Применяются как сплошные, так и вспененные материалы, которые за счет значительно меньших диэлектрических потерь позволяют получить лучшие электрические характеристики. Толщина изоляционного покрова составляет около 0,2 мм.

Коэффициент пористости, определяемый как отношение объема воздушных включений к общему объему образца, у пористого материала обычно выбирается равным более 0,5, что снижает емкость витой пары и дополнительно улучшает частотные свойства, позволяя работать на частотах выше 100 МГц.

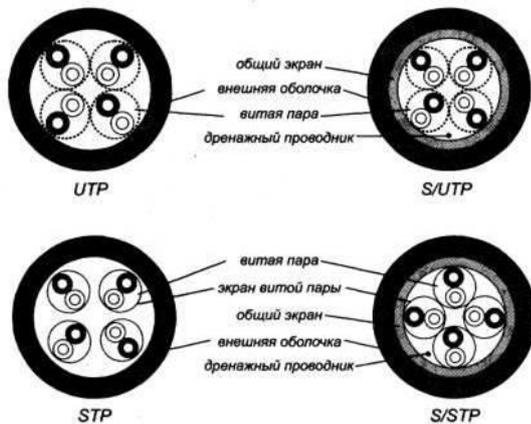


Рис. 5.3 Структура сердечников и оболочек кабелей различных видов

сечения кабелей.

Областью применения кабелей S/UTP является построение горизонтальной подсистемы СКС при значительном уровне внешних наводок или при повышенных требованиях к безопасности кабельной системы (защита от несанкционированного доступа). Основным преимуществом кабеля S/STP по сравнению с кабелями STP является значительно более высокое (на 10-15 дБ) значение NEXT и лучшие характеристики по защите от внешних помех и по уровню ЭМИ.

STP- и S/STP - кабели следует применять во всех случаях, перечисленных для S/UTP-кабелей, в тех ситуациях, когда:

- требуется получение длин кабельных сегментов, превышающих 90 м;
- необходимо построение систем передачи данных, для которых электрические характеристики кабелей категории 5 являются недостаточными;

Механические характеристики

Механические характеристики горизонтальных кабелей определяются в основном материалами внешней оболочки и изоляции, а также внешним диаметром кабеля. Требования к механическим характеристикам горизонтальных кабелей приведены в табл. 5.3.

Таблица 5.3. Требования стандарта к механическим характеристикам симметричных кабелей

Характеристика кабеля	Требования
Диаметр проводника, мм	от 0,5 до 0,65 мм (24 или 22 AWG)
Диаметр проводника по изоляции, мм	не более 1,22 мм
Наружный диаметр кабеля, мм	не более 6,35 мм
Допустимое усилие на растяжение о время монтажа	≤400 Н
Температурный диапазон без электрической ской деградации, °С	инсталляция: от 0 до 50
	эксплуатация: от -20 до +60
Минимально допустимый радиус изгиба:	≤8 внешних диаметров

5.3 Электрические характеристики кабелей СКС

Волновое сопротивление

В соответствии с требованиями стандарта каналы классов D, E и F должны иметь номинальное значение волнового сопротивления 100 ± 15 Ом. Для каналов классов A, B и C предпочтительным является значение 100 Ом, но допускается и значение 120 ± 15 Ом. Допускавшееся ранее значение 150 Ом исключено в действующей редакции стандарта.

Структурные (SRL) и обычные (RL) возвратные потери

Основными источником неоднородностей являются производственные и эксплуатационные дефекты, разъемные соединители и оконечные нагрузки с сопротивлением, отличным от волнового. Электромагнитная волна, встречая такие неоднородности в процессе распространения по кабелю, частично отражается от них и возвращается к началу. При наличии нескольких неоднородностей волна претерпевает серию отражений. Результатом этого является возникновение в линии двух дополнительных паразитных потоков энергии: обратного, состоящего из суммы отраженных волн, и попутного, возникающего в результате двойных отражений.

Обратный поток, как и попутный, приводит к колебаниям входного сопротивления, что затрудняет согласование с аппаратурой и приводит к искажениям передаваемого сигнала.

Интенсивность обратного отражения электромагнитных волн в местах неоднородности волнового сопротивления характеризуется параметром *SRL*, который определяется как отношение мощности основного сигнала к мощности обратного потока энергии. Чем выше значение *SRL*, тем меньшую мощность имеют обратный и, соответственно, попутный потоки энергии и тем более качественным является кабель.

Этот параметр из-за своей малости нормируется в логарифмических единицах и в стандартах указывается для длины кабеля 100 м на частоте f , МГц.

В полосе частот 20-100 МГц минимально допустимая величина параметра *SRL* рассчитывается по формуле:

$$SRL = 23 - 10 \lg(f/20), \text{ дБ}, \quad (5.1)$$

Норма на *SRL* должна соблюдаться для всех пар. Иногда применяется более сложное описание минимального значения величины структурных возвратных потерь. [8] Анализ и нормирование рассматриваемого эффекта могут быть распространены также на весь электрический тракт целиком, то есть на кабель с установленными на его концах разъемами и подключенными шнурами. В этом случае говорят просто о возвратных потерях *RL* которые определяются аналогично.

Затухание

Затухание является важнейшей характеристикой витой пары, определяющей предельную скорость и длину линии связи. Затухание является частотно-зависимой и нелинейной величиной. Для

Таблица 5.4. Затухание в кабелях

Частота, МГц	Затухание, дБ/100м,		
	кат. 3	кат. 4	кат. 5
0,772	2,2	1,9	1,8
1,00	2,6	2,2	2,0
4,00	5,6	4,3	4,1
10	9,7	6,9	6,5
31,25		-	11,7
100,00	-	-	22,0

упрощения выполнения инженерных расчетов удобно пользоваться параметром коэффициента затухания, или погонного затухания α , который численно равен затуханию в кабеле фиксированной длины (применительно к кабелю типа витой пары, применяемому в СКС, это обычно 100 м, в технике связи чаще используется затухание кабеля километровой длины - отсюда термин «километрическое затухание»). Величины коэффициента затухания α , длины L и затухания A связаны между собой следующим простым соотношением:

$$A \text{ [дБ]} = \alpha \text{ [дБ/100 м]} \cdot L \text{ [м]/100}$$

Чем меньше величина затухания, тем более мощным является сигнал на входе приемника и тем устойчивее при прочих равных условиях оказывается связь. Затухание вызывается в первую очередь активным сопротивлением и потерями в диэлектрической изоляции. Определенный вклад в затухание вносят также излучение электромагнитной энергии и отражения.

С ростом частоты потери на электромагнитное излучение возрастают. Для минимизации потерь на излучение применяют балансную передачу и скрутку проводников в пары. В таблице 1.4

приведены значения затухания для горизонтальных кабелей категорий 3, 4 и 5 при 20°C. В соответствии со стандартом максимальное затухание $A(f)$ по длине кабеля 100 м при температуре +20 °C, начиная с частоты 0,772 МГц, для кабелей 3, 4, 5 категорий определяется по формуле:

$$A(f) = k_1\sqrt{f} + k_2\sqrt{f} + k_3\sqrt{f} \quad (5.2)$$

где f - частота сигнала, МГц; k_1, k_2, k_3 - константы, определяемые в зависимости от категории кабеля (табл. 5.5).

Таблица 5.5 Константы k_1, k_2, k_3 для кабелей категорий 3, 4, 5

Категория кабеля	k_1	k_2	k_3
3	2,320	0,738	0,000
4	2,050	0,043	0,057
5	1,967	0,023	0,050

Потери на ближнем конце линии (NEXT) и его суммарное значение (PSNEXT)

В технике СКС переходное затухание на ближнем конце традиционно имеет обозначение *NEXT* (Near End Crosstalk), а переходное затухание на дальнем конце — *FEXT* (Far End Crosstalk). Чем выше значения *NEXT* и *FEXT*, тем меньший уровень имеет наводка в соседних парах, и соответственно тем более качественным является кабель.

Стандарт нормирует минимальные значения переходного затухания на ближнем конце при длине кабеля 100 м. Для определения минимально допустимого параметра *NEXT* на частотах f , МГц, превышающих 0,772 МГц, используется следующее аппроксимирующее выражение:

$$NEXT(f) = NEXT(0.772) - 15 \lg\left(\frac{f}{0.772}\right), \quad (5.3)$$

где $NEXT(0.772)$ — минимально допустимое переходное затухание на ближнем конце на частоте 0,772 МГц, которое для кабелей категории 3, 4 и 5 принимается равным 43, 58 и 64 дБ соответственно;

Таблица 5.6 Минимальное значение *NEXT* для кабелей категорий 3, 4 и 5

Частота, МГц	NEXT, дБ		
	кат. 3	кат. 4	кат. 5
0,772	43	58	64
1,00	41	56	62
4,00	32	47	53
10,00	26	41	47
16,00	23	38	44
31,25	-	-	40
100,00	-	-	32

Суммирование отдельных составляющих одной частоты происходит с различными фазами (по напряжению). Поэтому реальный график частотной зависимости величины имеет вид шумообразной кривой с резкими перепадами величин переходного затухания на близких частотах. Стандарты нормируют только минимальную величину параметра *NEXT*, и кабель считается соответствующим требованиям стандарта, если во всем рабочем частотном диапазоне реальная величина *NEXT* не падает ниже определенного нормами значения.

Часто в одном многопарном кабеле передаются сигналы нескольких приложений. В данной ситуации нормирование только параметра *NEXT* оказывается недостаточным, так как на приемник одновременно действует несколько источников помех. Для учета этого обстоятельства нормируется параметр так называемой суммарной мощности (power sum):

$$PSNEXT = 10 \lg \sum_{i=1}^{n-1} 10^{\frac{NEXT_i}{10}}, \quad (5.4)$$

где $NEXT_i$ — величина *NEXT* для i -пары; n — количество пар в кабеле.

В отличие от параметра *NEXT*, величина *PSNEXT* не измеряется непосредственно в процессе тестирования современными измерительными приборами, а рассчитывается по измеренным $NEXT_i$ отдельных пар.

Потери на дальнем конце линии (FEXT) и его суммарное значение (PSFEXT)

Воздействие одной пары на другую сказывается не только на ближнем, но и на дальнем конце. Его принято характеризовать как переходное затухание на дальнем конце $FEXT$ (Far End Cross Talk), и определять из соотношения:

$$FEXT = 20 \lg(U_{FEXT}/U_0) \quad (5.5)$$

Параметр $FEXT$, как правило, сам по себе не измеряется в «полевых» условиях на инсталлированной СКС, но используется для определения других параметров тракта на дальнем конце. «Суммарное» значение этого параметра, $PSFEXT$, учитывает взаимное влияние всех пар на одну при их одновременной работе и вычисляется по формуле:

$$PSFEXT(k) = -10 \lg \sum_{i=1, i \neq k}^n 10^{\frac{FEXT(i,k)}{10}}$$

n – число пар, $PSFEXT(k)$ – параметр «возмущаемой пары» k , $NEXT(i,k)$ – параметр $NEXT$ для возмущаемой пары k и возмущающей пары i . (5.6)

На заметку: переходная помеха на дальнем конце оказывается обычно меньше помехи на ближнем конце. В настоящее время стандарты задают только величины $NEXT$ и $PSNEXT$, нормировка остальных величин производится ограниченным количеством фирм.

Защищенность ACR и его суммарное значение PSACR.

Для обозначения параметра защищенности от помех в технике СКС используется аббревиатура ACR (Attenuation to Crosstalk Ratio). По мере увеличения величины ACR при прочих равных условиях начинает возрастать отношение сигнал/шум, и соответственно растет устойчивость связи. Защищенность представляет собой разность между уровнями полезного сигнала и помехи в рассматриваемой точке.

Эффект одновременного влияния на качество линии СКС двух параметров: затухания, A , и переходного затухания на ближнем конце $NEXT$ иллюстрирует рис. 5.4, на котором изображены их частотные зависимости.

Защищенность согласно определению будет равна

$$ACR = NEXT - A, \quad (5.7)$$

то есть зависит только от величин затухания и переходного затухания.

Параметр ACR характеризует отношение «сигнал/помеха» на ближнем конце тракта при воздействии лишь одной пары на другую. При одновременной работе всех пар необходимо учесть влияние всех работающих пар на одну конкретную. Это делается с использованием «суммарного» параметра $PSNEXT$ для этой пары и параметра A для нее. Для этого вводится «суммарный» параметр $PSACR$ (Power Sum ACR), вычисляемый по формуле:

$$PSACR(k) = PSNEXT(k) - A(k), \quad (5.8)$$

где k – номер «возмущаемой» пары, $PSNEXT(k)$ – «суммарный» параметр пары k , $A(k)$ – затухание пары k .

В случае высокочастотных приложений, которые в процессе работы используют для передачи информации все витые пары одновременно в двух направлениях, для расчета помеховой составляющей, создаваемой наводками на дальнем конце, используется аналогичная ACR величина

$$ELFEXT(i,k) = FEXT(i,k) - A(k). \quad (5.9)$$

Где i – номер возмущающей пары, k – номер возмущаемой пары. Применяемое для обозначения этого параметра сокращение $ELFEXT$ означает Equal Level for Far End Crosstalk – эквивалентный уровень переходного затухания на дальнем конце.

Для учета особенностей работы интерфейсов сверхвысокоскоростных ЛВС приводит к использованию моделей суммарной нормировке параметров

$$PSELFEXT(i,k) = PSFEXT(i,k) - A(k) \quad (5.10)$$

Требования к величинам этих параметров, которые предполагается ввести в новые редакции стандартов СКС, приводятся ниже.

Относительная скорость распространения сигналов характеризуется параметром NVP (Nominal Velocity of Propagation) и является мерой замедления скорости распространения

электромагнитной волны вдоль витой пары, он численно равен отношению последней величины к скорости света в вакууме и выражается в виде десятичной дроби или в процентах и аналогичен коэффициенту укорочения.

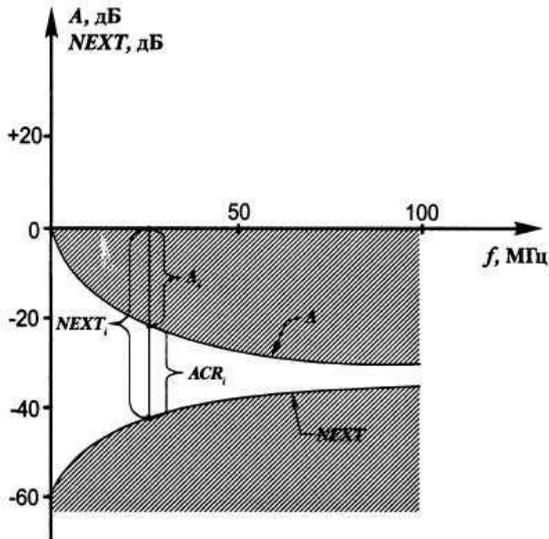


Рис. 5.4. Качественные зависимости параметров A и $NEXT$ от частоты f .

изоляция на частотах свыше 10 МГц параметр NVP соответствует 0,65...0,7 с изоляцией из тефлона - 0,69...0,73, а применение поливинилхлоридных материалов уменьшает его значение до 0,60...0,64. При типичном значении NVP в диапазоне 60 МГц для участка линии 100 м время прохождения сигнала составляет 370...550 мс.

Задержка сигнала (PD) и перекося задержек (DS)

Для правильного функционирования аппаратуры, в которой используется одновременная передача сигналов по всем парам 4-х парного тракта, необходимо обеспечить, во-первых, минимальные задержки, и, во-вторых, равенство задержек во всех парах. Для оценки качества трактов в смысле «временной симметрии» вводятся два параметра: задержка распространения сигнала по паре PD (Propagation Delay, PD) и перекося задержек в парах DS (Delay Skew, DS).

Значение задержки прямо связано с параметром NVP и является частотнозависимой величиной. Согласно проектам новых редакций стандартов на СКС не должно превышать:

$$PD = 534 + 36/\sqrt{f}, [нс/100м] \quad (5.11)$$

Под перекосям задержек в 4-х парном тракте понимают разность между максимальным и минимальным значениями среди четырех измеренных. Задержка специфицируется для всех классов каналов и стационарных линий, а перекося задержек — только для классов С, D, E, F.

Разброс задержек прохождения сигналов по витым парам ($skew$).

В кабелях, содержащих несколько витых пар, каждая из них будет характеризоваться индивидуальным временем прохождения сигнала от передатчика к приемнику (рис. 5.5).

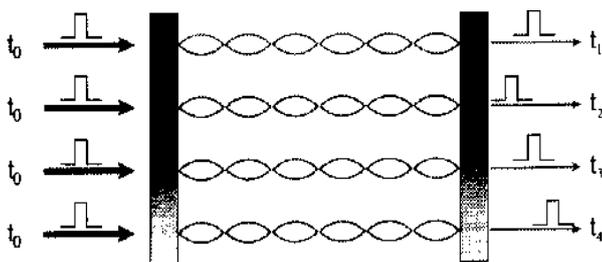


Рис. 5.5. — К определению параметра $skew$

параметром $skew$.

Необходимость его учета связана с тем, что конечная скорость распространения приводит к появлению довольно значительной задержки прохождения сигналов, что может оказаться критичным для некоторых приложений, например для сетей Fast Ethernet.

Нормативно-технические документы СКС задают общие требования к величине NVP . Величина NVP витой пары в общем случае зависит от диаметра проводников, расстояния между ними и типа диэлектрика. Для кабелей, применяемых в СКС, определяющим фактором является материал изоляции.

Диаметр проводников и толщина изоляционного покрова достаточно жестко заданы стандартом, а для получения необходимого уровня $NEXT$ проводники плотно свиты друг с другом. Так, например, для проводников с полиэтиленовой

Разброс времени прохождения вызывается двумя основными причинами:

- разбросом скоростей распространения электромагнитной волны по витым парам;
- разностью электрических длин витых пар, полученной различным шагом скрутки.

Максимальная разность задержек прохождения между всеми парами обозначается

Таблица 5.7 Характеристики каналов для верхних граничных частот

Параметр	Канал		
	Класс D, 100МГц	Класс E, 250 МГц	Класс F, 600МГц
SRL, дБ	10,0	8,0	8,0
Затухание, дБ	24,0	35,9	54,6
NEXT, дБ	30,1	33,1	51,2
ACR, дБ	6,1	-2,8	-3,4
Задержка, мкс	0,548	0,546	0,546
Skew, мкс	0,050	0,050	0,030
PSNEXT, дБ	27,1	30,2	48,2
PSACR, дБ	3,1	-5,8	-6,4
ELFEXT, дБ	17,4	15,3	31,3
PSELFEXT, дБ	14,4	12,3	28,3

Необходимость нормирования значений *skew* объясняется тем, что при нарушении этого условия возможен сбой синхронизации при передаче по всем четырем парам, и восстановление исходного сигнала на приемной стороне станет невозможным.

Основные характеристики классов D, E, F приводятся в табл. 5.7, которая наглядно демонстрирует рост требований к качеству по мере перехода к следующему классу.

Компонентный состав реальной структурированной кабельной системы

Для создания реальной СКС недостаточно только вышеизложенных

функциональных компонентов. Необходимы каналобразующие (функциональные) компоненты: кабели, распределительные устройства, информационные разъемы, точки консолидации. Кроме этого необходимы вспомогательные средства и компоненты: кабелепроводы, крепеж, средства маркировки, шкафы, стойки, полки и т. п. Для монтажа и инсталляции нужен специализированный инструмент. Измерительное оборудование необходимо для наладки и тестирования каналов и линий всех классов. Для администрирования СКС необходимы программно-аппаратные средства.

Структурированная кабельная система является основой информационно-вычислительной и телекоммуникационной инфраструктуры любого современного предприятия.

Глава 6 Физические основы передачи света по оптическим волокнам

6.1 Типы оптических волокон и их конструкция

Свет представляет собой один из видов электромагнитной энергии и используется для передачи информации. Волны оптического диапазона можно разделить на три больших группы: *инфракрасные*, *видимый свет* с длинами волн от приблизительно 400 до 700 нм и *ультрафиолетовые*. Большинство оптических волокон используют кварцевое стекло, которое наиболее прозрачно в ближней инфракрасной зоне, от 700 до 1600 нм. Пластиковые волокна лучше всего работают в видимой области спектра.

Оценим ширину полосы оптического диапазона от $\lambda_1 = 750$ нм до $\lambda_2 = 860$ нм, что соответствует частотам, соответственно, $f_1 = 4 \times 10^{14}$ Гц = 400 ТГц и $f_2 \approx 350$ ТГц. Следовательно, частотный интервал Δf составляет 50 ТГц. Для сравнения: весь диапазон частот - от звукового диапазона до верхней частоты СВЧ диапазона составляет только 30 ТГц, то есть в 1600 раз меньше оптического. Число ТВ каналов, которое умещается в таком частотном интервале, составит $m = 5 \times 10^6$. Это говорит о колоссальной потенциальной информационной емкости оптического волокна.

Оптическое волокно (ОВ) имеет двухслойную конструкцию и состоит из *сердцевины* (кварцевое стекло, пластик) и *оболочки* с показателями преломления соответственно n_1 и n_2 , причем $n_1 > n_2$. Снаружи располагается *защитное покрытие* - многослойная оболочка, обеспечивающая прочность волокна, поглощение ударов и дополнительную защиту ОВ от воздействия окружающей среды (рис. 6.1).

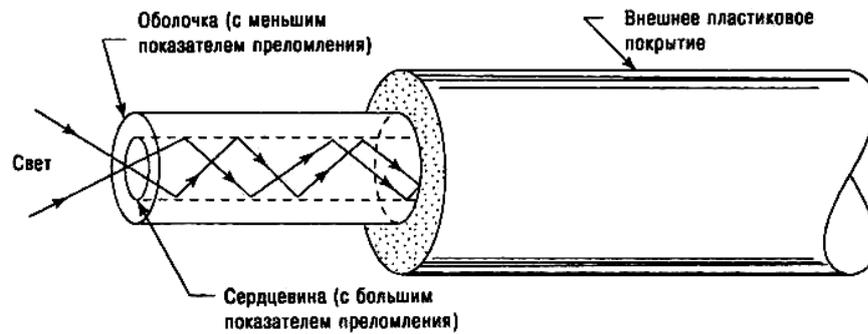


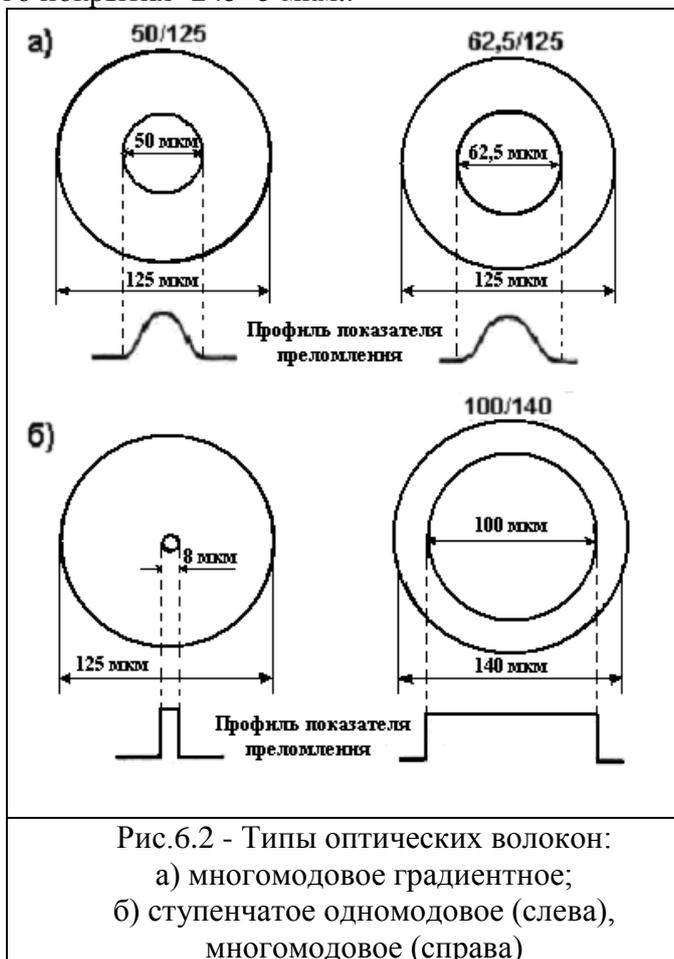
Рис. 6.1 - Основная конструкция оптического волокна

- Для чистого кварца величина показателя преломления сердцевины составляет $n_1 = 1,46 \div 1,47$

Все оптические волокна делятся на две основные группы: **многомодовые MMF (multi mode fiber)** и **одномодовые SMF (single mode fiber)**.

Показатель преломления оболочки ОВ имеет постоянное значение, а показатель преломления сердцевины может оставаться постоянным или изменяться вдоль радиуса ОВ по определенному закону. Изменение показателя преломления вдоль радиуса ОВ, $n(r)$, называется **профилем показателя преломления** - ППП. Оптические волокна в зависимости от вида ППП подразделяют на **ступенчатые** и **градиентные** (рис. 6.2).

Выпускаемые одномодовые ОВ имеют диаметр сердцевины $d = 7 \div 10$ мкм, многомодовые ОВ – $d = 50 \pm 3$ мкм или $62,5 \pm 3$ мкм; диаметр оболочки в обоих случаях составляет $D = 125 \pm 1$ мкм, а диаметр защитного покрытия - 245 ± 5 мкм..



Размер волокна в общем случае определяется внешними диаметрами его сердцевинки, оболочки и защитного покрытия. Геометрические размеры сердцевинки, оболочки и защитного покрытия ОВ записываются через дробь. Например, запись геометрических параметров волокна в виде 50/125/250 обозначает, что волокно имеет диаметр сердцевинки 50 мкм, диаметр оболочки 125 мкм и диаметр защитной оболочки 250 мкм. Для сравнения: диаметр волоса человека составляет 100-150 мкм.

Основными геометрическими характеристиками ОВ являются:

- диаметр сердцевинки d_c ;
- диаметр оболочки D ;
- диаметр защитного покрытия;
- некруглость (эллиптичность) сердцевинки - в многомодовых ОВ H_c ;
- некруглость оболочки H_o ;
- неконцентричность сердцевинки и оболочки $H_{c/o}$;
- радиус собственной кривизны волокна.

Некруглость сердцевинки ОВ (рис. 6.3) определяется из выражения [10]

$$H_c = \frac{d_{max} - d_{min}}{d_n}, \quad (6.1)$$

где H_c – некруглость сердцевинки, %; d_{max} , d_{min} – наибольший и наименьший диаметр сердцевинки, мкм; d_n – номинальный диаметр сердцевинки, мкм.

Для одномодового ОВ максимальная погрешность неконцентричности сердцевинки составляет 0,8 мкм, а для многомодового- 1,5-3 мкм.

- Для многомодового ОВ некруглость сердцевинки составляет - 5-6%.

Некруглость оболочки (рис. 6.3,а) определяется аналогично и составляет 1-2% .

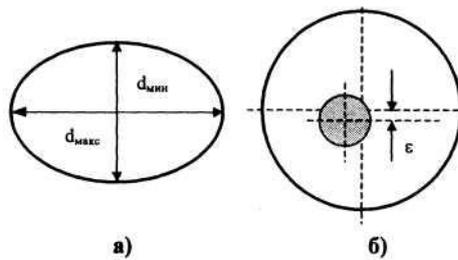


Рис. 6.3 - Примеры неоднородностей в ОВ:

а - некруглость; б – неконцентричность сердцевинки и оболочки

Неконцентричность сердцевинки относительно оболочки (6.3,б) определяется как расстояние между центрами оболочки и сердцевинки ОВ и определяется из выражения:

$$H_{c/o} = C_o - C_c, \quad (6.2)$$

где $H_{c/o}$ – неконцентричность сердцевинки относительно оболочки, мкм; C_c – координата центра сердцевинки, мкм; C_o – координата центра оболочки, мкм.

- Неконцентричность сердцевинки относительно оболочки составляет около 3 % для многомодовых ОВ и 0,8 % для одномодовых ОВ

Радиус собственной кривизны волокна – параметр, влияющий на смещение центра ОВ при укладке его для сварки в V – образную канавку (чем меньше радиус, тем больше надежность ОВ). Для одномодовых ОВ типичное значение радиуса собственной кривизны составляет 4 м.

Механические характеристики

К механическим характеристикам ОВ относятся:

- прочность ОВ;
- динамическая прочность на разрыв;
- параметр нагрузки разрушения;
- стойкость к изгибам;
- усилие снятия защитного покрытия.

Прочность волокна. Предел прочности характеризует способность ОВ противостоять натяжению или изгибу без повреждения. Основная причина, обуславливающая хрупкость волокна, это наличие микротрещин на поверхности и дефектов внутри волокна. При этом поверхностные трещины более существенны. Поверхностные дефекты могут возрасти под действием растягивающей нагрузки, возникающей во время прокладки кабеля. Температурные изменения, механические и химические воздействия, обычное старение также приводят к появлению дефектов. Расширяющиеся дефекты приводят к случайному обрыву волокна. Как только к волокну прикладывается достаточно сильное растягивающее напряжение, дефекты растут внутри волокна до тех пор, пока оно не разрывается.

Динамическая прочность на разрыв. Динамическая прочность ОВ на разрыв – это определенное значение интенсивности нагрузки на растяжение или сжатие, которой подвергается вся длина волокна в его осевом направлении на протяжении определенного кратковременного периода.

▪ Величина динамической прочности на разрыв ОВ составляет обычно величину более чем 38 ГПа для образцов, не подвергшихся старению, длиной 0,5 м.

Параметр нагрузки разрушения. Параметр нагрузки разрушения – это безразмерный коэффициент, эмпирически связанный с зависимостью распространения разрушения (трещины) ОВ от приложенной нагрузки. Величина параметра нагрузки разрушения зависит от окружающей температуры, влажности и других условий.

Статические и динамические значения параметров нагрузки разрушения обычно задаются в технической документации на ОВ. Статические значения параметров нагрузки разрушения (n_c) – это отрицательная крутизна графика зависимости времени наработки ОВ на отказ через статическую усталость в зависимости от приложенной нагрузки в двойном логарифмическом масштабе.

Динамическое значение параметра нагрузки разрушения (n_d) – это такая величина, которая показывает, что значение $1/(n_d+1)$ есть крутизна графика динамической усталости в двойном логарифмическом масштабе в зависимости от скорости изменения напряжения в ОВ, обусловленного приложенной нагрузкой. Значение параметра динамической усталости n_d определяется методом испытания динамической усталости.

Параметры n_c и n_d обычно указываются в технической документации на ОВ и, как правило, их величина больше 20.

▪ Чем выше n_d , тем больше надежность волокна.

Стойкость к изгибам. Несмотря на то, что волокно может быть согнуто в окружность, оно имеет минимальный радиус изгиба. Достаточно резкий изгиб может разорвать ОВ. Изгибы также приводят к двум другим эффектам:

1. Прирост затухания.
2. Уменьшение предела прочности ОВ на разрыв.

Усилие снятия защитного покрытия. Этот параметр характеризует усилие, которое необходимо приложить для удаления покрытия с ОВ, не подвергая последнее чрезмерному механическому напряжению, которое может привести к его разрыву. Как правило, усилие снятия защитного покрытия ОВ составляет величину, находящуюся в пределе от 1,3 Н до 9 Н.

6.2 Лучевой анализ распространения излучения в оптическом волокне

Известно, что в геометрической оптике световые волны изображают *лучами*, направленными по нормали к волновой поверхности. В оптически однородных средах лучи прямолинейны. При падении

световой волны на плоскую границу раздела двух оптически прозрачных диэлектриков в общем случае появляются отраженная и преломленная (прошедшая) волны.

По законам геометрической оптики в общем виде на границе сердцевина-оболочка будут падающая волна с углом φ_n , отраженная с углом φ_o и преломленная волна с углом $\varphi_{пр}$ (рис. 6.4). Распространение света по волокну можно объяснить на основе принципа *полного внутреннего отражения света* на границе раздела двух сред, вытекающего из закона преломления света Снеллиуса:

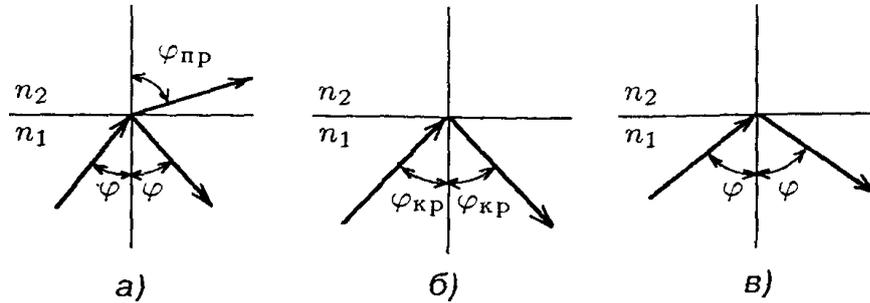


Рис. 6.4 - Пояснение волновых процессов на границе двух сред при $n_1 > n_2$

$$n_1 \sin \varphi_n = n_2 \sin \varphi_{пр}, \quad (6.3)$$

где n_1 – показатель преломления среды 1; φ_n – угол падения света на границу раздела сред; n_2 – показатель преломления среды 2; $\varphi_{пр}$ – угол преломления света в среде 2.

Из закона Снеллиуса легко найти *критический угол падения*:

$$\sin \varphi_{кр} = n_2 / n_1 \quad (6.4)$$

При всех углах падения $\varphi_n > \varphi_{кр}$ преломленная волна отсутствует, и свет полностью отражается от поверхности оптически менее плотной среды. Это явление называется *полным_внутренним отражением*.

Например, для критического угла между оболочкой с $n_2 = 1,44$ и сердцевиной с $n_1 = 1,46$ имеем $\sin \varphi_{кр} = 1,44 / 1,46 \approx 0,9863$ и $\varphi_{кр} \approx 89^\circ$.

Пучок световых лучей реального источника конечных размеров преобразуется на торце ОВ в два типа лучей: *меридиональные*, которые пересекают ось стержня, и *косые*, которые эту ось не пересекают (рис. 6.5).

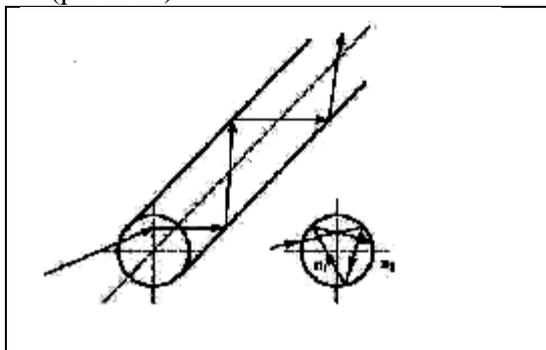


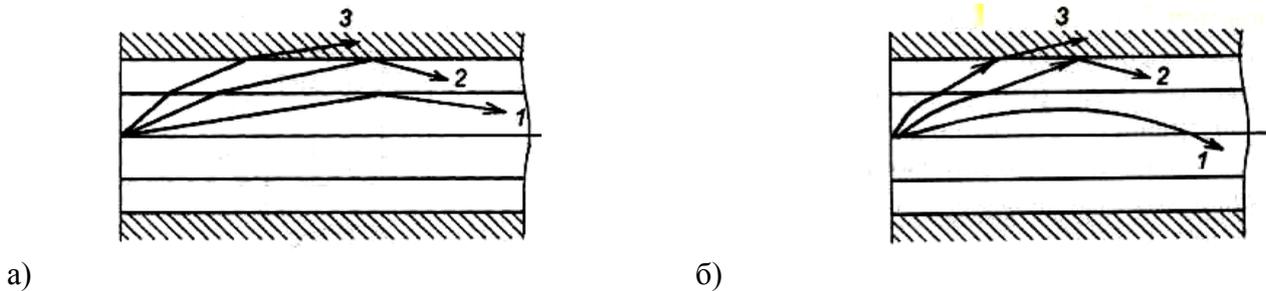
Рис. 6.5 – Траектория прохождения косого луча в ОВ

Если угол падения на границу раздела меньше критического угла падения, то при каждом внутреннем отражении часть энергии рассеивается в окружающее пространство в виде преломленного луча, что приводит в конечном итоге к затуханию света. Лучи, вся энергия которых уже в самом начале

оптического волокна излучается в окружающее пространство и не распространяется вдоль ОВ, называются *излучаемыми* (рис.6.6а, б).

Если же угол падения больше критического угла, то при каждом отражении от границы, благодаря полному внутреннему отражению вся энергия возвращается обратно в сердцевину. Лучи, траектории которых полностью лежат в оптически более плотной среде, называются *направляемыми*. Поскольку энергия направляемых лучей не рассеивается, такие лучи могут распространяться на большие расстояния и обеспечивают прохождение оптических сигналов по волокну.

Лучи, энергия которых частично распространяется вдоль ОВ, а частично переходит в оболочку и излучается в окружающее пространство, называются *вытекающими*. Эти лучи образуются в первую очередь за счёт косых лучей, не проходящих через ось ОВ.



а) б)
Рис. 6.6 - Распространение лучей в ступенчатом (а) и градиентном (б) ОВ: 1 – направляемые моды; 2 – моды оболочки; 3 – моды излучения

Одним из важнейших параметров, который характеризует волокно как передающую среду, является *относительная разность Δ показателей преломления сердцевины и оболочки*:

$$\Delta = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (6.5)$$

Значение Δ для одномодовых оптических волокон имеет величину порядка 0,3 %, в то время как для многомодовых она находится в пределах 1÷2 %.

Луч, падающий под углом θ к оси ОВ, преломляется на торцевой поверхности под углом θ_1 , который в соответствии с (6.3) определяется выражением

$$n_0 \sin \theta = n_1 \sin \theta_1. \quad (6.6)$$

и затем падает на боковую поверхность ОВ под углом $\varphi = \pi/2 - \theta_1$. Поскольку $\varphi \geq \varphi_{кр}$ или $\sin \varphi \geq \sin \varphi_{кр}$, этот луч распространяется вдоль сердцевины по зигзагообразному пути, многократно претерпевая полное внутреннее отражение на границе с оболочкой. В соответствии с (6.4) $\sin \varphi_{кр} = n_0 / n_1$.

Следовательно, $\sin \varphi = \cos \theta_1 \geq n_0 / n_1$. Из (6.6)

$$\cos \theta_1 = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_1} = \sqrt{1 - (n_0 / n_1)^2 \sin^2 \theta}. \quad (6.7)$$

Таким образом, $\sqrt{1 - (n_0 / n_1)^2 \sin^2 \theta} \geq n_0 / n_1$, или $(n_1 / n_0)^2 - \sin^2 \theta \geq 1$.

Однако $\sin^2 \theta \leq 1$, т.е. $(n_1 / n_0)^2 \geq 2$. Следовательно, если выполняется условие

$$n_1 / n_0 \geq \sqrt{2}, \quad (6.8)$$

то любой меридиональный луч, падающий на входной торец, проходит вдоль стержня, образуя направляемую моду. Именно такой случай реализуется в различных системах, использующих полимерное ОВ без оболочки.

При $\varphi = \varphi_{кр}$ угол падения (ввода) максимальный, при этом луч еще удерживается сердцевиной. Значение угла θ_{max} характеризуется величиной

$$NA = n_0 \sin \theta_{max}, \quad (6.9)$$

которая называется *числовой апертурой*. В соответствии с (6.6)

$$n_0 \sin \theta_{max} = n_1 \sin \theta_1 = n_1 \sin(\pi/2 - \varphi_{кр}). \quad (6.10)$$

Числовая апертура является важнейшей характеристикой ОВ, определяющей условия ввода оптических сигналов и процессы их распространения в ОВ (рис. 6.7).

Подставляя значение $\varphi_{кр}$ (6.4), после некоторых преобразований получаем

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}. \quad (6.11)$$

Для ступенчатого многомодового ОВ

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \sqrt{1,46^2 - 1,43^2} \approx 0,29;$$

$$\theta_{\max} \approx 18,0^\circ$$

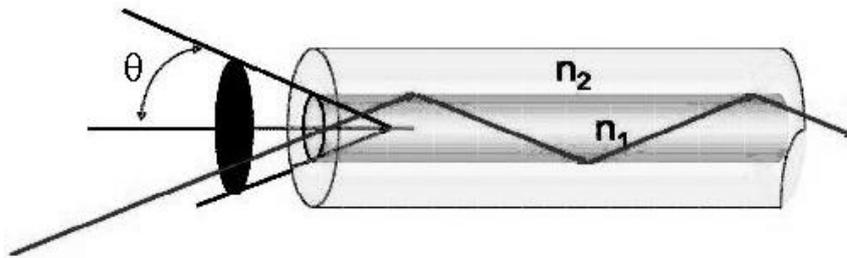


Рис. 6.7 –Траектория лучей в ступенчатом ОВ

Если имеются два волокна с одним и тем же диаметром сердцевин, но с различными числовыми апертурами, волокно с большей апертурой будет принимать больше световой энергии от источника света, чем волокно с меньшей апертурой. Если есть два волокна с одинаковыми апертурами, но с различными диаметрами, волокно с большим диаметром получит в сердцевину больше световой энергии, чем волокно с меньшим диаметром. Это показано на рис.6.8. Оптические волокна с большими апертурами или диаметрами принимают больше света, чем волокна с меньшими апертурами или диаметрами. Волокна с 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.

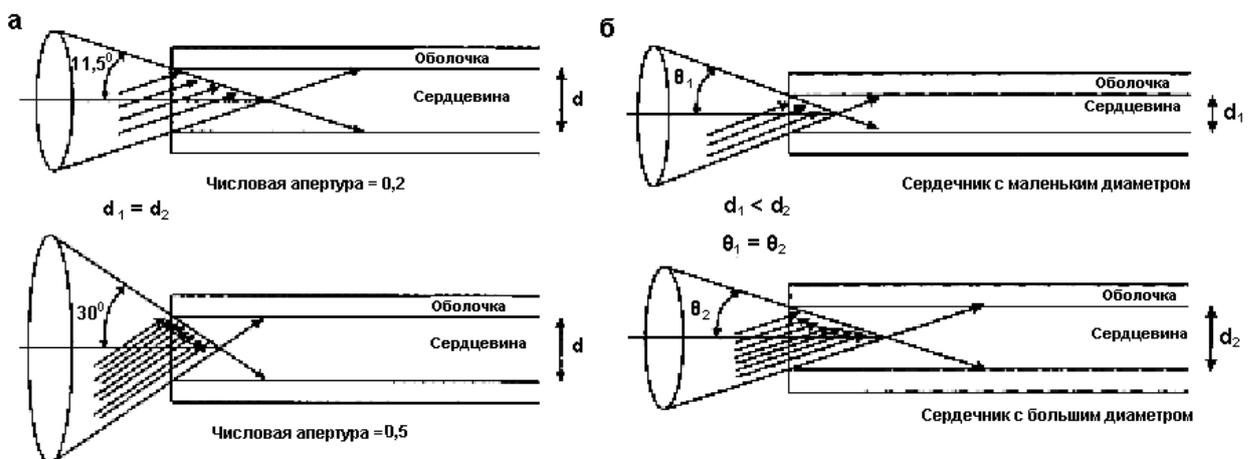


Рис. 6.8 - а) Волокна с различными числовыми апертурами, но с одинаковыми диаметрами; б) волокна с одинаковыми числовыми апертурами, но с различными диаметрами

В *градиентном ОВ* профиль показателя преломления $n(r)$ является монотонной убывающей функцией радиуса в пределах сердцевин:

$$n(r) = n_1 \left[1 - \Delta (r/a)^q \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (6.12)$$

где r – текущий радиус; a – радиус сердцевины, n_1 – показатель преломления в центре сердцевины (тот же, что и для ступенчатого ОВ), Δ – относительная разность показателей преломления, q – параметр, определяющий форму профиля показателя преломления (например, при $q=\infty$ профиль *ступенчатый*, при $q=2$ профиль *параболический*, при $q=1$ профиль *треугольный* – рис. 6.9).

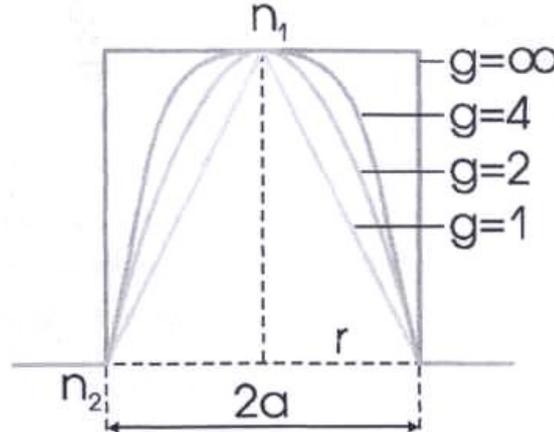


Рис. 6.9 – Профили показателя преломления

По аналогии с (6.10), (6.12) для градиентного волокна используется понятие *локальной числовой апертуры*, также являющейся функцией расстояния r от оси ОВ:

$$NA(r) = \sqrt{n_1^2(r) - n_2^2}, \quad (6.13)$$

значение которой максимально на оси и падает до 0 на границе сердцевины и оболочки.

В спецификации на оптические волокна заводы-изготовители приводят значение *эффективного показателя преломления*, значение которого можно измерить, зная длину кабеля $L_{ок}$, групповой показатель преломления ОВ $n_г$ и длину волокна $L_{ов}$:

$$n_{эфф} = (L_{ов} n_г) / L_{ок}. \quad (6.14)$$

Пример: Оценить величину Δ многомодового ОВ, если $NA = 0,2$, $n_1 = 1,46$.

Из (12) имеем соотношение

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}, \quad \text{из которого получаем значение величины}$$

$$\Delta = \frac{NA^2}{2n_1^2} = \frac{0,2^2}{2 \cdot 1,46^2} \approx 0,01 = 1\%.$$

6.3 Волновой анализ распространения излучения в оптическом волокне

Представление направляемых мод ступенчатого ОВ при помощи лучей, которые удерживаются сердцевиной, просто, наглядно и поэтому широко используется. Однако такой подход, основанный на законах геометрической оптики, не учитывает свойств света как электромагнитной волны и во многих случаях не позволяет получить правильные результаты.

Решение волнового уравнения.

Согласно волновой теории, все свойства света совпадают со свойствами электромагнитных волн и свет является разновидностью электромагнитных колебаний очень высоких частот ($10^{14} \dots 10^{15}$ Гц) и очень коротких длин волн (микрометры). В *волновой трактовке* процесс передачи световых сигналов рассматривается как разновидность распространения электромагнитных волн. Математические решения

получают из волнового уравнения Максвелла в цилиндрической системе координат относительно компонентов электрического поля E_z или магнитного поля H_z , переходящего в уравнение Гельмгольца [10] аналогично тому, как это было сделано при рассмотрении процессов в коаксиальном кабеле:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial F}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 F}{\partial \varphi^2} + \gamma^2 F = 0, \quad (6.15)$$

где $\gamma^2 = k^2 - \beta^2$ - поперечная составляющая волнового числа; $k = 2\pi n/\lambda$ - волновой вектор;

β - постоянная распространения.

В качестве конфигурации ступенчатого волокна примем однородную сердцевину с показателем преломления n_1 и радиуса a , которая окружена безграничной оболочкой с показателем n_2 . Поводом для принятия бесконечной толщины оболочки является то, что направляемые моды сердцевины имеют экспоненциально затухающие поля за пределами сердцевины, которые должны иметь малые значения на другой границе оболочки. На практике оптическое волокно разрабатывается с достаточно толстой оболочкой, так что поля направляемых мод не достигают другой границы оболочки. Поля гармонически изменяются в направляющей зоне с показателем преломления n_1 и экспоненциально затухают за пределами этой зоны.

Уравнение (6.15) должно быть решено для зоны внутри сердцевины и вне неё. Для внутренней зоны решения для продольных мод должны быть конечны при $r \rightarrow 0$, тогда как решения для внешней зоны должны стремиться к нулю при $r \rightarrow \infty$ [11]. Таким образом, для $r < a$ решениями будут функции Бесселя первого рода порядка n (рис. 6.10). Для этих функций используем следующие обозначения $J_n(\gamma_1 r)$, где $\gamma_1^2 = k_1^2 - \beta^2$ - поперечная составляющая $k_1 = 2\pi n_1/\lambda$ - волнового вектора в сердцевине. Выражения для E_z и H_z внутри сердцевины будут

$$E_z = A J_n(\gamma_1 r) e^{jn\varphi} e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad H_z = B J_n(\gamma_1 r) e^{jn\varphi} e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad (6.16)$$

где A, B - постоянные интегрирования.

Вне сердцевины решения уравнения (6.15) задаются модифицированными функциями Ханкеля первого рода $K_n(\gamma_2 r)$, где $\gamma_2^2 = k_2^2 - \beta^2$, а $k_2 = 2\pi n_2/\lambda$ - волновой вектор в оболочке. Функция Ханкеля выбрана из-за того, что она является единственной цилиндрической функцией, быстро стремящейся к нулю при увеличении r . Выражения для E_z и H_z вне сердцевины, следовательно, будут иметь вид:

$$E_z = C_n K_n(\gamma_2 r) e^{jn\varphi} e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad H_z = D_n K_n(\gamma_2 r) e^{jn\varphi} e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad (6.17)$$

где C, D - постоянные интегрирования.

Поперечные составляющие электрических (E_r, E_φ) и магнитных (H_r, H_φ) полей могут быть выражены с помощью известных соотношений между поперечными и продольными (E_z, H_z) составляющими.

Из определения модифицированной функции Ханкеля видно, что $K_n(\gamma_2 r) \rightarrow e^{-\gamma_2 r}$ при $\gamma r \rightarrow \infty$. Так как $K_n(\gamma_2 r)$ должно стремиться к нулю при $r \rightarrow \infty$, то $\gamma_2 > 0$. Что, в свою очередь, означает, что $\beta \geq k_2$, а это представляет собой состояние отсечки. Состояние отсечки - это состояние, при котором мода больше не ограничивается зоной сердцевины. Второе условие для β может быть получено из поведения $J_n(\gamma_1 r)$. Внутри сердцевины параметр γ_1 должен быть вещественен для E , чтобы она была вещественна, из чего следует, что $k_1 \geq \beta$. Следовательно, допустимым диапазоном β для граничных решений будет являться:

$$n_2 k = k_2 \leq \beta \leq k_1 = n_1 k \quad (6.18)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ - волновое число в вакууме.

Решения для β должны быть найдены из граничных условий. Используя условие равенства тангенциальных составляющих напряженностей электрических и магнитных полей на поверхности раздела сердцевина - оболочка (при $r = a$):

$$\begin{aligned} E_{z1}(a) &= E_{z2}(a); \quad E_{\varphi1}(a) = E_{\varphi2}(a); \\ H_{z1}(a) &= H_{z2}(a); \quad H_{\varphi1}(a) = H_{\varphi2}(a), \end{aligned}$$

найдем постоянные интегрирования. Подставим их в уравнения (6.16), (6.17), и, после соответствующих преобразований (учитывая $n_1 \approx n_2$) получим следующее характеристическое уравнение:

$$\gamma_1 a \cdot \frac{J_{n-1}(\gamma_1 a)}{J_n(\gamma_1 a)} = -\gamma_2 a \cdot \frac{K_{n-1}(\gamma_2 a)}{K_n(\gamma_2 a)} \quad (6.19)$$

Это уравнение позволяет определить структуру поля, параметры волн и характеристики ОВ. В общем случае оно имеет ряд решений, каждому из которых соответствует определенная структура поля (мода).

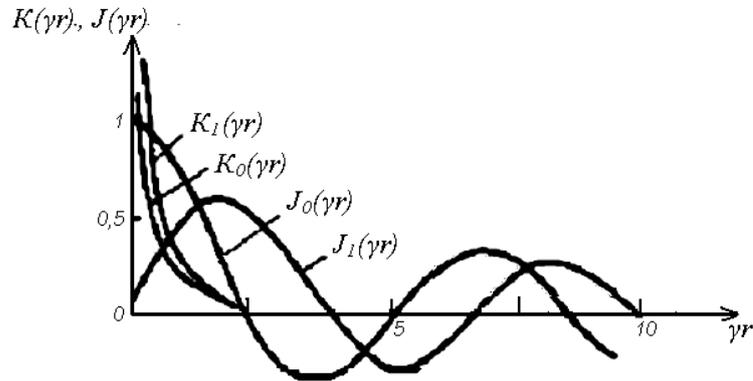


Рис. 6.10 - Цилиндрические функции

Мода - тип волны, характеризует распределение поля, т.е. число максимумов и минимумов поля в поперечном сечении ОВ. Моды обозначаются буквами Е и/или Н с двумя индексами n и m (E_{nm} и H_{nm}). Индекс n характеризует азимутальные свойства волны (число изменений поля по окружности), а m — радиальные (число изменений поля по диаметру).

В ступенчатом ОВ *отсечка моды (критические условия)* наступает при равенстве поперечного волнового числа в оболочке $\gamma_2 = 0$, так как при значениях $\gamma_2 > 0$ поле концентрируется в сердцевине ОВ, а при $\gamma_2 = 0$ оно выходит из сердцевины и процесс распространения по волокну прекращается. Из (6.19) видно, что низшая (основная) мода ($n = 1$) имеет отсечку, определяемую из уравнения [10]

$$J_1(\gamma_1 a) = 0. \quad (6.20)$$

Первый корень этого характеристического уравнения $\gamma_1 a = 0$ и он соответствует моде HE_{11} . Вторая в порядке возбужденная мода для $n = 1$ отсекается, когда функция второй раз становится равной нулю, т.е. когда $\gamma_1 a = 3,83$. Эта мода обозначается HE_{12} . Таким образом, из - за колеблющегося поведения J_n имеем корень m -ой степени из формулы (6.20) для заданного значения n . При этом корни функции $J_0(\gamma_1 a)$ определяют структуру поля *симметричных волн* (E_{0m} и H_{0m}), а $J_n(\gamma_1 a)$ при $n \neq 0$ структуру несимметричных *гибридных волн* (EH_{nm} , HE_{nm}) — рис. 6.11.

В качестве примера значения части корней бесселевых функций $p_{nm} = \gamma_1 a$ в зависимости от порядка функций и номера корня бесселевой функции, приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1. Значения корней бесселевых функций p_{nm}

Тип волны	Порядок функций	p_{nm} для номера корня функции, m		
		1	2	3
E_{0m}, H_{0m}	0	2,405	5,52	8,654
HE_{11}	1	0,000	3,83	7,016
HE_{1m}	1	3,832	7,01	10,173
HE_{2m}	2	3,05	5,53	8,665
EH_{2m}	2	5,136	8,41	11,620

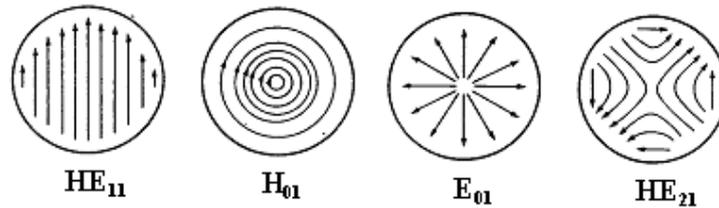


Рис. 6.11 - Моды низших порядков

Суммируя ранее приведенные значения поперечных составляющих γ сердцевинки и оболочки, получаем $\gamma_1^2 + \gamma_2^2 = k_1^2 - k_2^2 = k_0^2(n_1^2 - n_2^2)$, где $k_0 = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$.

Для определения критической частоты f_c надо принять $\gamma_2 = 0$ [3], тогда $\gamma_1^2 = k_1^2 - k_2^2 = k_0^2(n_1^2 - n_2^2)$. Подставляя сюда значение $k_0 = 2\pi f/c$, получим критическую частоту $f_c = \gamma_1 c / 2\pi \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$. Умножив числитель и знаменатель на радиус сердцевинки a , получим

$$f_c = \frac{\gamma_1 c a}{\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}} \quad (6.21)$$

Соответственно критическая длина волны

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} = \frac{\pi d}{\gamma_1 a} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (6.22)$$

где $\gamma_1 a = p_{nm}$ – параметр, характеризующий моду. Значения p_{nm} для различных типов волн приведены в табл.6.1.

Таким образом, **критическая длина волны** λ_c (длина волны отсечки) – минимальная длина волны, при которой в ОВ распространяется только одна мода. Различают длину волны отсечки в волокне λ_c и длину волны отсечки в кабеле λ_{cc} . Длина отсечки в проложенном кабеле соответствует напряженному ОВ. На практике ОВ в проложенном или подвешенном на опорах кабеле имеет большое число изгибов. Кроме того, сильные искривления имеются в ОВ, уложенных в кассеты муфт и промежуточных соединителях на объектах связи (сплайс-боксах). Все это ведет к подавлению побочных мод и сдвигу λ_{cc} в сторону коротких длин волн в сравнении с λ_c . Значение λ_{cc} можно оценить экспериментальным путем.

- Типичное значение длины волны отсечки ООВ в кабеле составляет $\lambda_{cc} \approx 1260$ нм.

Нормированная частота. Важнейшим обобщенным параметром ОВ, используемым для оценки его свойств, является нормированная частота V . Она определяется суммированием ранее приведенных аргументов цилиндрических функций для сердцевинки ($\gamma_1 a$) и оболочки ($\gamma_2 a$):

$$V = \sqrt{(\gamma_1 a)^2 + (\gamma_2 a)^2} = a \sqrt{k_1^2 - k_2^2} = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \quad (6.23)$$

где a – радиус сердцевинки ОВ; n_1 – показатель преломления сердцевинки; n_2 – показатель преломления оболочки.

Появление или исчезновение каждой новой моды происходит лишь при строго определенных значениях нормированной частоты, которые называются **критическими** и обозначаются V_{mn} . Выше показано, что при критических условиях $\gamma_2 = 0$, тогда из (6.21) получаем, что $V_{mn} = \gamma_1 a = p_{mn}$ и каждой моде соответствует свое строго определенное значение V_{mn} (табл. 6.1).

При критической частоте $\gamma_2 = 0$, тогда $\beta = k_2$ или $\beta/k = n_2$, где $k = 2\pi/\lambda$.

На рис. 6.12 приведены зависимости значений β/k от нормированной частоты для различных типов волн [10]. Значение нормированной частоты отсечки V_{mn} соответствует точке пересечения каждой кривой с осью V . В этом случае при $\beta/k = n_2$ поле излучается из ОВ и процесс распространения по нему прекращается. Из рисунка видно, что только одна мода HE_{11} не имеет критической частоты. Для нее нормированная частота находится в пределах

$$0 < V < 2,405 \text{ [3].}$$

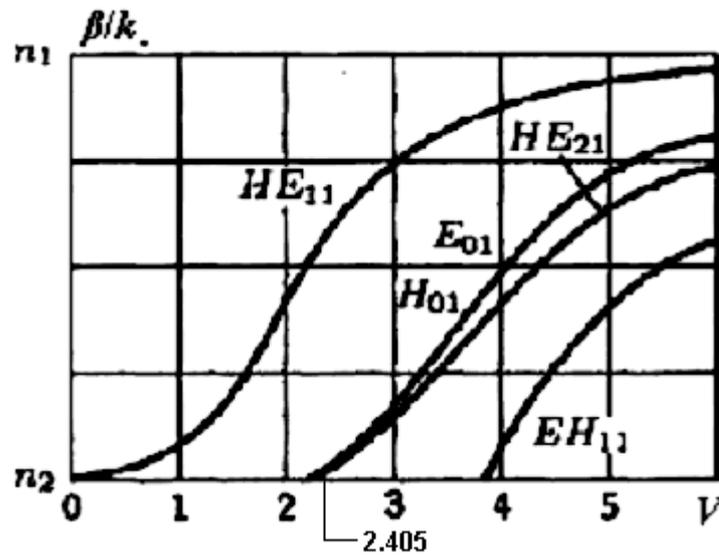


Рис. 6.12 - Дисперсионные характеристики направляемых мод ступенчатого ОВ

Пример 1. Определим величину диаметра сердцевины ступенчатого ОВ с $\Delta = 0,003$ и $\lambda = 1,3$ мкм, при которой реализуется одномодовый режим.

Искомую величину d вычисляют из выражения (6.23), задавшись величиной нормированной частоты V

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

Параметр V целесообразно выбирать в пределах 2,0-2,3 для получения одномодового режима передачи. Если число V взять очень близко к величине $V_{mn} = 2,405$, то при отклонениях от выбранных величин a , Δ , λ оптическое волокно может выйти из одномодового режима передачи. Если величину V выбрать меньше, чем примерно 2,0, то этому случаю будут соответствовать ОВ с очень малыми значениями a или $n_1^2 - n_2^2$, как это следует из (6.23). Это приводит к трудностям в использовании таких ОВ, так как при малых величинах a имеются сложности с вводом энергии и соединением ОВ, а при малой величине Δ наблюдается увеличение потерь на изгибах из-за малой направляемости ОВ.

Пусть $V = 2,3$, тогда из (6.23) получаем $d = 2a = \frac{V\lambda}{\pi\sqrt{n_1^2 - n_2^2}} = \frac{V\lambda}{\pi n_1 \sqrt{2\Delta}} = \frac{2,3 \cdot 1,3}{\pi \cdot 1,46 \sqrt{2 \cdot 0,003}} \cong 8,4$ мкм.

Реальные значения диаметра сердцевины у одномодового ОВ составляют 6÷10 мкм.

Пример 2. Определить длину волны отсечки для ООВ с диаметром сердцевины $d = 8$ мкм и $\Delta = 0,003$; $n_1 = 1,46$, при рабочей длине волны $\lambda_p = 1,3$ мкм.

Для решения поставленной задачи в соответствии с выражением (6.23) составляем уравнение

$$V = \frac{\pi d}{\lambda_c} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = 2,405,$$

и определяем $\lambda_c = \frac{\pi d n_1 \sqrt{2\Delta}}{2,405} = \frac{\pi \cdot 8 \cdot 1,46 \sqrt{2 \cdot 0,003}}{2,405} = 1,1$ мкм.

Полученная длина волны отсечки $\lambda_c = 1,18 < \lambda_p = 1,3$, т.е. условие одномодового режима выполняется.

Пример 3. Определим рабочую величину V , при которой сохраняется одномодовый режим работы ступенчатого ОВ при наличии колебания размеров a и величины Δ в рамках заданных допусков,

если заданы: радиус сердцевинки $a = 8$ мкм; относительное отклонение радиуса сердцевинки $\delta_d = \pm 10\%$; относительное отклонение величины Δ , $\delta_\Delta = \pm 5\%$.

Для решения задачи следует определить изменение величины ΔV , вызванное колебаниями величин a и Δ в пределах допусков. В этом случае рабочей нормированной частотой (V_p) является величина, определяемая из соотношения

$$V_p \div \Delta V < 2,405,$$

которая обеспечит работу ОВ в одномодовом режиме ($V < 2,405$).

Так как величина V пропорциональна a и $\Delta^{1/2}$, то для относительных изменений величин V , a и Δ имеем соотношение [12]

$$\delta_V = \delta_d + \frac{\delta_\Delta}{2}$$

По заданным величинам δ_d и δ_Δ определяем по $\delta_V = \frac{\Delta V}{V}$:

$$\delta_V = \delta_d + \frac{\delta_\Delta}{2} = 0,1 + \frac{0,005}{2} = 0,125, \text{ тогда } \Delta V = \delta_V \cdot V = 0,125 \cdot 2,405 = 0 \text{ и}$$

$$V_p = 2,405 - 0,3 = 2,105.$$

При отрицательных значениях относительной погрешности величин a и Δ , значение нормированной частоты составит $V_p = 2,405 + 0,3 = 2,705$, что соответствует многомодовому режиму передачи.

Таким образом, одномодовый режим сохранится при значении нормированной частоты $V_p = 2,105$.

Число мод. Распределение мод в ОВ зависит от профиля распределения показателя преломления. В общем виде число мод в ОВ определяется по формуле [3]

$$M = \frac{V^2}{2(1 + 2/q)}, \quad (6.24)$$

где V – нормированная частота; q – показатель степени, описывающий изменения ППП. Тогда для ступенчатого ОВ ($q = \infty$)

$$M = V^2/2, \quad (6.25)$$

а для параболического ОВ ($q = 2$)

$$M = V^2/4. \quad (6.26)$$

Пример 4. Определить число существующих мод в многомодовом ОВ с диаметром сердцевинки $d = 50$ мкм, $NA = 0,2$; $\lambda = 1,3$ мкм.

По формуле (6.23) определяем величину

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{2\pi a}{\lambda} NA = \frac{50\pi}{1,3} \cdot 0,2 = 24,16$$

$$\text{Для ступенчатого ОВ} \quad M = \frac{V^2}{2} = \frac{24,16^2}{2} = 292$$

$$\text{Для градиентного ОВ} \quad M = \frac{V^2}{4} = \frac{24,16^2}{4} = 146.$$

Диаметр модового поля. Этот параметр используется при анализе одномодовых волокон. В многомодовых ОВ размер сердцевинки принято оценивать диаметром ($2a$), в одномодовых волокнах – с помощью диаметра модового поля (модового пятна) – d_{mn} . Это связано с тем, что энергия основной моды в одномодовом ОВ распространяется не только в сердцевине, но и частично в оболочке, захватывая ее приграничную область. Поэтому d_{mn} более точно оценивает размеры распределения энергии основной

моды. Величина d_{mn} является важной при стыковке волокон между собой, а также при стыковке источника излучения с волокном.

Распределение поля в поперечном сечении волокна подчиняется гауссовому закону [12]:

$$E(r) = E(0) \exp\left[-\left(\frac{r}{w_0}\right)^2\right], \quad (6.27)$$

где $E(0)$ – напряженность поля при $r = 0$; а w_0 радиус поля моды.

Диаметр модового поля в случае гауссового распределения равен ширине кривой распределения амплитуды оптического поля на уровне $1/e$ или ширине кривой распределения оптической мощности (интенсивности) в точке $1/e^2$ – рис. 6.13, и определяется выражениями:

$$d_{mn} = 2w_0 = d\left(0,65 + 1,619V^{-3/2} + 2,879V^{-6}\right) \quad (6.28)$$

$$d_{mn} \approx d\left(0,65 + 1,62V^{-3/2}\right). \quad (6.29)$$

Отклонение диаметра модового пятна от его средней величины в соответствии с международным стандартом ITU-T не должно превышать 10%.

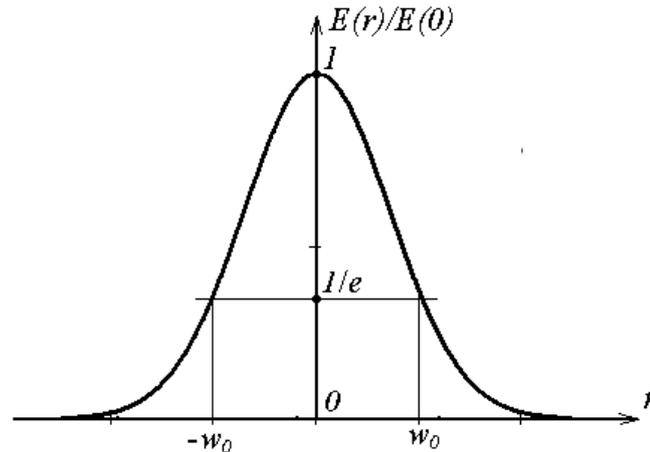


Рис. 6.13 - Распределение поля моды в сердцевине ОВ

Эффективную площадь сердцевины ОВ можно выразить через диаметр модового поля оптического волокна:

$$A_{eff} = \pi \cdot (d_{mn})^2 / 4. \quad (6.30)$$

Использование источников лазерного излучения высокой интенсивности приводит к появлению нелинейных эффектов. Для снижения плотности оптической мощности в сердцевине при общем увеличении ее уровня необходимо увеличивать эффективную площадь светового поля, что достигается путем оптимизации профиля показателя преломления и подбора легирующих добавок.

Пример 5. Рассчитать диаметр поля моды и эффективную площадь сечения для одномодового ОВ с $d = 8$ мкм; $\Delta = 0,003$ и $n_1 = 1,46$ при $\lambda = 1,3$ мкм.

По формуле (6.23) определяем величину нормированной частоты:

$$V = \frac{\pi d}{\lambda} n_1 \sqrt{2\Delta} = \frac{8\pi}{1,3} \cdot 1,46 \sqrt{2 \cdot 0,003} = 2,18;$$

Диаметр поля моды,

$$d_{mn} = d\left(0,65 + 1,62V^{-3/2}\right) = 8\left(0,65 + 1,62 \cdot 2,18^{-3/2}\right) = 9,2 \text{ мкм};$$

Эффективная площадь сердцевинки для ОВ с заданными параметрами, согласно (6.30), составляет $A_{eff} = \frac{\pi \cdot (d_{mn})^2}{4} = \frac{\pi \cdot 9,2^2}{4} = 66,4 \text{ мкм}^2$.

6.4 Затухание света в ОВ

К основным передаточным характеристикам оптических волокон относятся затухание и дисперсия. Именно эти две важнейшие характеристики определяют применимость ОВ в линиях связи.

Затухание в оптическом волокне – это мера ослабления оптической мощности при распространении оптического сигнала в ОВ. Затухание в ОВ выражается в дБ и имеет отрицательное значение. В практике ВОЛС отрицательный знак опускается. *Коэффициент затухания* в ОВ - это величина затухания на единицу длины волокна и выражается в дБ/км.

Окна прозрачности ОВ. Оптические волокна используют кварцевое стекло, затухание в котором имеет минимальное значение в ближней инфракрасной зоне, от 700 до 1600 нм. Основная характеристика ОВ – это затухание, которое зависит от длины волны света. Существуют окна прозрачности кварцевого ОВ, в которых свет распространяется с малым затуханием (рис. 6.14).

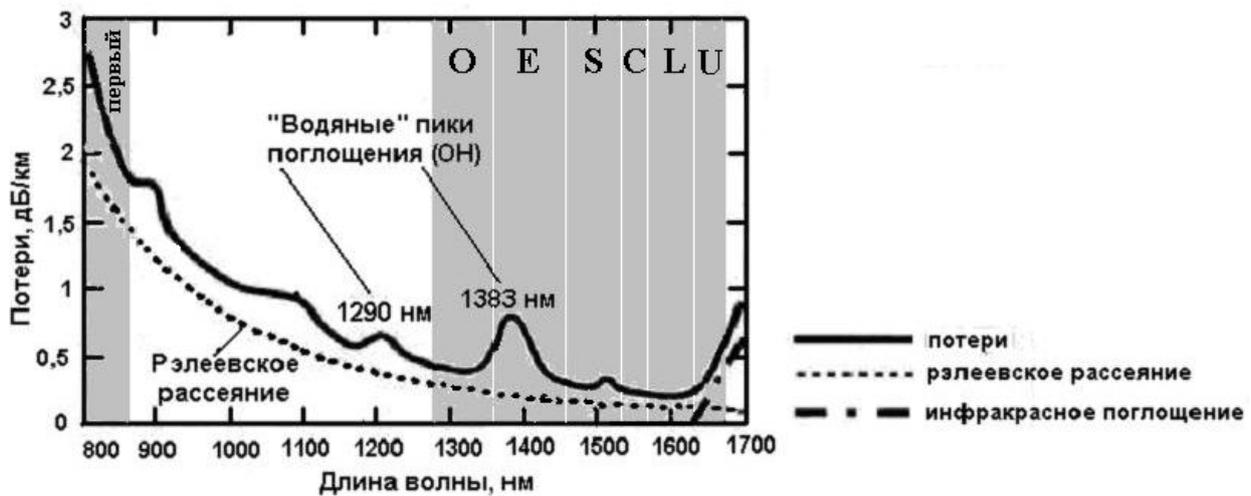


Рис. 6.14 – Спектр потерь и положение окон прозрачности в кварцевых ОВ

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

Первое окно прозрачности использовалось в 70-х годах в первых линиях связи на многомодовых волокнах. Тогда полупроводниковые источники излучения выпускались промышленностью только на длину волны 850 нм (GaAs). В настоящее время из-за большой величины потерь в волокнах этот диапазон используется в основном в локальных вычислительных сетях.

Второе окно прозрачности (О) стало использоваться в 80-х годах в линиях дальней связи, после того как на базе тройных и четверных гетероструктур были разработаны источники излучения на длину волны 1310 нм. В настоящее время второе окно прозрачности используется преимущественно в городских и зонавых линиях.

Третье окно прозрачности (С) было освоено в начале 90-х годов. Оно характеризуется минимальными потерями в кварцевом волокне на длине волны 1550 нм. Третье окно наиболее широко используется в магистральных линиях.

Четвертое окно прозрачности (L) и **пятое окно прозрачности (S)** были реализованы благодаря успехам в технологии производства ОВ, при которой потери в «водяном» пике на длине волны 1390 нм были снижены до 0,31 дБ/км.

В настоящее время Международным союзом электросвязи (ITU-T) утверждены новые спектральные диапазоны в интервале длин волн 1280...1675 нм (таблица 6.2).

Таблица 6.2 . Спектральные диапазоны для одномодовых волокон

Обозначение диапазона	Интервал длин волн, нм	Наименование диапазона
Первый	780...860 нм	Первый
О – диапазон	1280 ... 1360 нм	Основной (Original)
Е – диапазон	1360 ... 1460 нм	Расширенный (Extended)
S – диапазон	1460 ... 1530 нм	Коротковолновый (Short wavelength)
С – диапазон	1530 ... 1565 нм	Стандартный (Conventional)
L – диапазон	1565 ... 1625 нм	Длинноволновый (Long wavelength)
U – диапазон	1625 ... 1675 нм	Сверхдлинный (Ultra-long wavelength)

Можно выделить следующие механизмы основных потерь в ОВ (рис. 6.15, 6.16):

- потери за счет рэлеевского рассеяния;
- потери за счет поглощения в материале волокна;
- потери на макроизгибах.

Потери на поглощение и рассеяние называются *собственными потерями*, кроме этого существуют дополнительные потери, возникающие в ОВ, находящемся в кабеле.

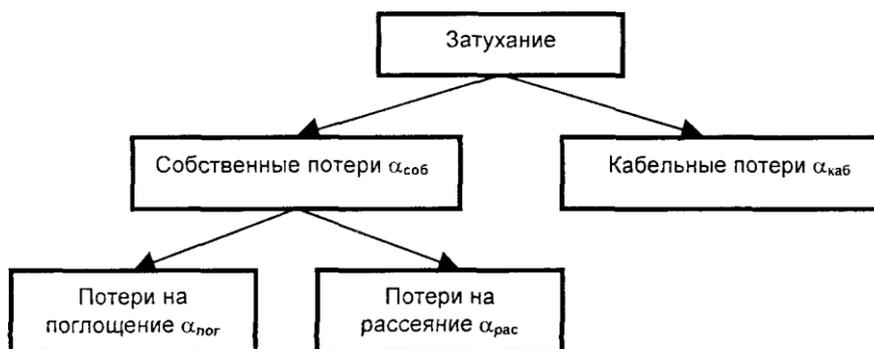


Рис. 6.15 – Основные типы потерь в оптическом волокне

Собственные потери

Потери, обусловленные рассеянием света. По своей физической природе стекло является аморфным материалом, в котором имеются микроскопические изменения в составе. Все это приводит 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.

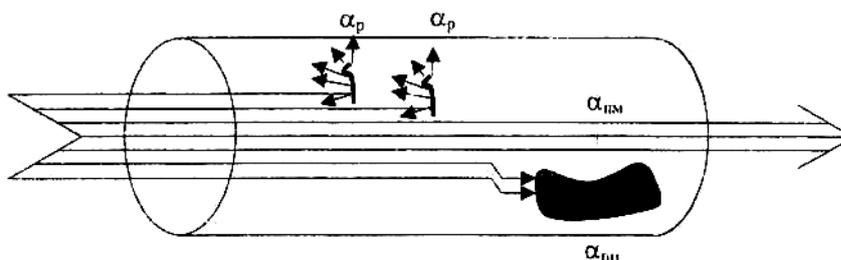


Рис. 6.16 - Основные механизмы потерь в ОВ

Потери вследствие рэлеевского рассеяния пропорциональны λ^{-4} :

$$\alpha_p = 4,34 \cdot \frac{8 \cdot \pi^3}{3 \cdot \lambda^4} \cdot (n_1^2 - 1) \cdot \beta \cdot k \cdot T \cdot 10^3, \quad (6.31)$$

где n_1 – показатель преломления сердцевинки; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 1500$ К – температура затвердевания стекла при вытяжке; $\beta = 8,1 \cdot 10^{-11}$ м²×Н – коэффициент сжимаемости стекла (для кварца).

В ряде других источников [11,12], приводится следующее выражение:

$$\alpha_p = \frac{K}{\lambda^4}, \quad (6.32)$$

где $K=0,7-0,9$ мкм⁴дБ/км.

Проведя несложные вычисления легко убедиться, что при $n_1=1,48$, значения K :

$$K = 4,34 \cdot \frac{8 \cdot \pi^3 \cdot (n_1^2 - 1)}{3} \cdot k \cdot \beta \cdot T \cdot 10^{27} = 0,716$$

И при $\lambda=1,55$ мкм потери на рассеяние света $\alpha_p=0,124$ дБ/км.

Потери в материале. В кварцевом волокне должно наблюдаться три основных пика поглощения - один в инфракрасной области (ИК) и два в ультрафиолетовой (УФ): $\alpha_m = \alpha_{ик} + \alpha_{уф}$. Строгий количественный теоретический анализ и точный расчет зависимостей этих коэффициентов от длины волны оказывается чрезвычайно сложным и практически малоприменимым для инженерных приложений, что заставляет искать сравнительно простые аналитические выражения, достаточно хорошо аппроксимирующие результаты строгого анализа.

Такие выражения, полученные на основе анализа кривых потерь в ИК и УФ областях, и приведены в [14]

$$\alpha_{ик} = 10^{\left(-\frac{21,9}{\lambda[\text{мкм}]} + 12,4\right)}, \text{ дБ/км} \quad (6.33)$$

$$\alpha_{уф} = \frac{10^{\frac{2}{\lambda[\text{мкм}]}}}{2154}, \text{ дБ/км} \quad (6.34)$$

Подставив значение $\lambda=1,55$ мкм в (37), (38), получим $\alpha_{ик}=0,019$ дБ/км $\alpha_{уф}=0,009$ дБ/км, $\alpha_m = \alpha_{ик} + \alpha_{уф} = 0,019 + 0,009 = 0,028$ дБ/км.

Потери, обусловленные рэлеевским рассеянием и инфракрасным поглощением, определяют нижний предел собственных потерь в ОВ: $\alpha = \alpha_p + \alpha_m = 0,124 + 0,028 = 0,152$ дБ/км.

Потери на макроизгибах. Потери на макроизгибах (кабельные потери $-\alpha_{каб}$) обусловлены скруткой, деформациями и изгибами волокон, возникающих при наложении покрытий и защитных оболочек при производстве кабеля, а также в процессе его прокладки. При соблюдении ТУ на прокладку оптического кабеля номинальный вклад в потери со стороны радиационных потерь составляет не более 20 %. Дополнительные радиационные потери появляются, если радиус изгиба кабеля становится меньше минимального радиуса, указанного в паспорте на данный тип кабеля.

Прирост затухания за счет макроизгибов определяется формулой:

$$\alpha_{макро} = -10 \cdot \log \left(\left| 1 - \frac{d \cdot n_1}{R \cdot (NA)^2} \right| \right), \quad (6.35)$$

где R – радиус кривизны изгиба ОВ.

Для многомодового ОВ с диаметром сердцевинки $d = 50$ мкм, показателем преломления сердцевинки $n_1 = 1,46$, числовой апертурой $NA = 0,2$ прирост затухания за счет одного макроизгиба радиусом $R = 4$ см составит $\sim 0,3$ дБ.

Полное затухание в волокне, измеряемое в дБ/км, определяется в виде суммы собственных и кабельных потерь:

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_m + \alpha_k,$$

при этом величина кабельных потерь α_k составляет приблизительно $0,15\alpha$.

6.5 Дисперсия

По оптическому волокну передается не просто световая энергия, а полезный информационный сигнал в виде импульсов света, которые изменяют свою форму в процессе распространения. **Дисперсия** – рассеяние во времени спектральных и модовых составляющих оптического сигнала, приводящее к увеличению длительности импульса. При достаточно большом уширении импульсы начинают перекрываться, так что становится невозможным их выделение при приеме. Таким образом, дисперсия влечет за собой увеличение коэффициента ошибок BER (рис. 6.17).



Рис. 6.17 - Дисперсия в ОВ

Дисперсия имеет размерность времени и определяется как квадратичная разность длительностей импульсов на выходе и входе кабеля длины L по формуле:

$$\tau(L) = \sqrt{t_{\text{âüð}}^2 - t_{\text{âð}}^2}, \quad (6.36)$$

где $t_{\text{вх}}$ – длительность импульса на входе кабеля; $t_{\text{вых}}$ – длительность импульса на выходе кабеля. Обычно дисперсия исчисляется в расчёте на $L = 1$ км, и измеряется в пс/км.

Различают следующие механизмы возникновения дисперсии:

- 1 Различие скоростей распространения направляемых мод в многомодовом волокне (межмодовая дисперсия $\tau_{\text{мод}}$);
- 2 Зависимость групповой скорости каждой направляемой моды от длины волны источника излучения (хроматическая дисперсия $\tau_{\text{хром}}$), которая состоит из материальной $\tau_{\text{мат}}$ и волноводной дисперсии $\tau_{\text{вол}}$;
- 3 Разность в задержке распространения двух ортогонально поляризованных световых волн (поляризационно-модовая дисперсия $\tau_{\text{пмд}}$).

Перечисленные виды дисперсии представлены на рис. 6.18. Чем меньше значение дисперсии, тем больший поток информации можно передать по волокну. Результирующая дисперсия τ определяется из выражения:

$$\tau^2 = \tau_{\text{мод}}^2 + \tau_{\text{хром}}^2 + \tau_{\text{пмд}}^2 = \tau_{\text{мод}}^2 + (\tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вол}})^2 + \tau_{\text{пмд}}^2.$$

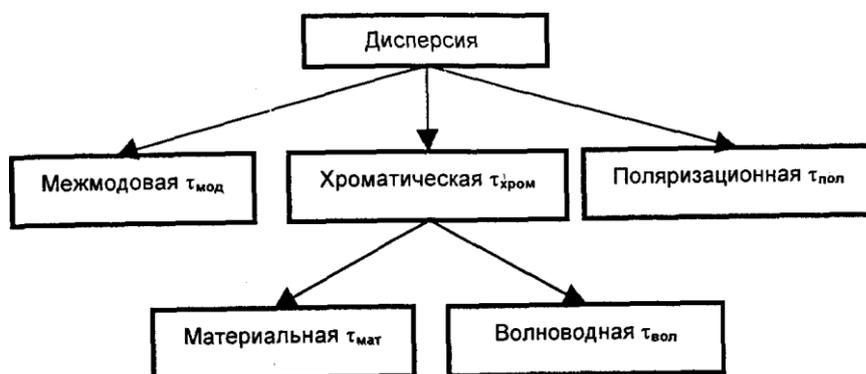


Рис. 6.18 – Виды дисперсии

Межмодовая дисперсия. Причиной возникновения межмодовой дисперсии в многомодовых ОВ является наличие в ОВ множества направляемых мод. Межмодовая дисперсия определяется разницей во времени распространения лучей по самому длинному и самому короткому пути. В МОВ со ступенчатым ППП величина $\Delta\tau_{iia}$ определяется из выражения:

$$\Delta\tau_{\text{мод ст}}(L) = \frac{n_1 \Delta}{c} L, \quad (6.37)$$

где n_1 – показатель преломления сердцевины ОВ, Δ – относительная разность показателей преломления; c – скорость света в вакууме; L – длина ОВ.

В градиентном ОВ, в отличие от ступенчатых, меридиональные и косые лучи плавно изгибаются в направлении градиента показателя преломления (рис. 6.19), и межмодовая дисперсия определяется для этого случая по формуле:

$$\Delta\tau_{\text{мод гр}}(L) = \frac{n_1 \Delta^2}{2c} L. \quad (6.38)$$

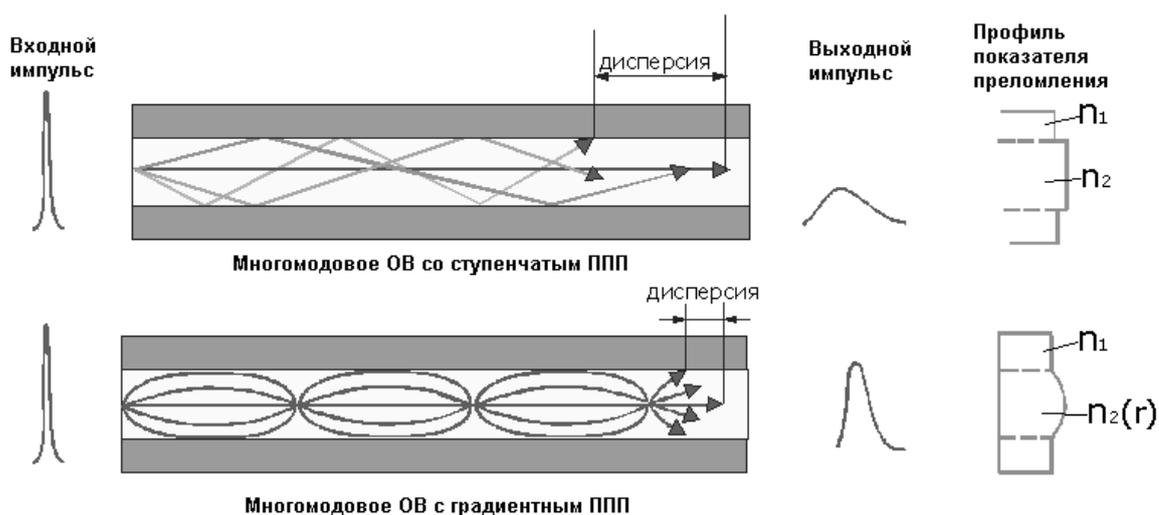


Рис. 6.19 – Дисперсия в многомодовом ОВ

Межмодовая дисперсия, поэтому может быть уменьшена за счет соответствующего выбора профиля показателя преломления ОВ. При оптимальном значении показателя степени q (см. 6.12) околоосевые лучи проходят меньший геометрический путь, но распространяются в среде с большим показателем преломления (т.е. с меньшей скоростью), а периферийные лучи проходят более длинный путь, но в основном в среде с меньшим показателем преломления (т.е. с большой скоростью). В результате время распространения лучей по ОВ выравнивается.

Существует ППП, при котором межмодовая дисперсия минимальна[15]. Такой профиль называется *оптимальным*, его значение (рис. 6.20) можно определить как

$$q_{\text{opt}} \approx 2(1 - \Delta). \quad (6.39)$$

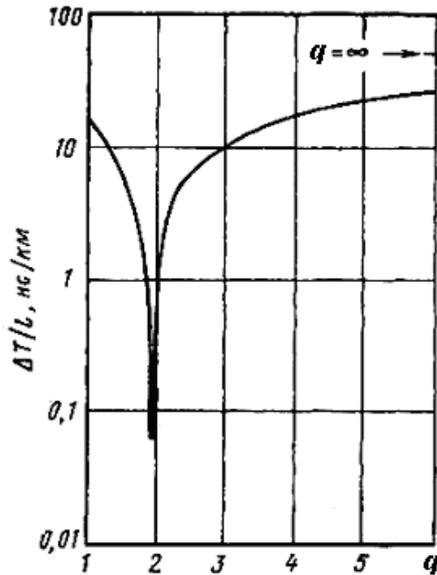


Рис. 6.20 - Зависимость межмодовой дисперсии от параметра профиля показателя преломления без учета материальной дисперсии

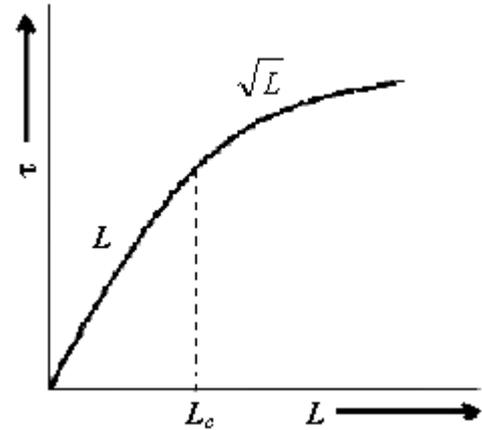


Рис. 6.21 – Длина взаимодействия мод

Уширение импульсов при этом минимально и определяется формулой

$$\Delta\tau_{\text{мод опт}}(L) = \frac{n_1 \Delta^2}{8c} L \quad (6.40)$$

Из выражений (6.37), (6.38) и (6.40) следует, что 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 ОВ приводят к постоянным переходам энергии из одних мод в другие, т.е. к взаимодействию мод, в связи с чем дисперсия становится пропорциональной \sqrt{L} . Это влияние проявляется не сразу, а после прохождения световой волной определенного расстояния, которое носит название *длины установившейся связи мод* и принимается равным 5-7 км для ступенчатого ОВ и 10-15 км – для градиентного. При расчете модовой дисперсии следует иметь в виду, что до определенной длины линии L_c нет межмодовой связи, а затем при $L > L_c$ происходит процесс взаимного преобразования мод и наступает установившийся режим. Поэтому, как видно из рис. 6.21, вначале, при $L < L_c$, дисперсия увеличивается по линейному закону, а затем, при $L > L_c$ – по квадратичному закону. Следовательно, вышеприведенные формулы расчета модовой дисперсии справедливы лишь для длины линии $L < L_c$. Обычно длины линий связи между активными устройствами при использовании многомодового волокна не превосходят 2 км, поэтому используют линейный закон межмодовой дисперсии.

Рассчитаем величину межмодовой дисперсии для МОВ с $n_1 = 1.47$, $\Delta = 0.01$ на длине линии в 1 км:

$$\text{ступенчатый профиль- } \Delta\tau(q = \infty) = \frac{n_1 \Delta}{c} = 50 \text{ нс/км},$$

$$\text{параболический профиль- } \Delta\tau(q = 2) = \frac{n_1 \Delta^2}{2c} = 0,25 \text{ нс/км},$$

$$\Delta\tau(q = 2(1 - \Delta)) = \frac{n_1 \Delta^2}{8c} = 0,06 \text{ нс/км} - \text{оптимальный профиль.}$$

На практике чаще пользуются не дисперсией, а таким параметром волокна как *полоса пропускания*.

Полоса пропускания определяется как диапазон 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. Полоса пропускания ОВ обратно пропорциональна длине L линии связи. При расчёте полосы пропускания Δf можно воспользоваться формулой:

$$\Delta f [\text{Åö}] = 0,44 / \Delta \tau [c]. \quad (6.41)$$

где $\Delta \tau$ - уширение импульсов, с.

Коэффициент широкополосности (нормированная полоса пропускания) ΔF равен полосе пропускания ОВ длиной $L = 1$ км и выражается в МГц×км.

Коэффициенты широкополосности современных многомодовых ОВ достигают $0,5 \div 1,0$ ГГц×км.

Хроматическая дисперсия вызвана зависимостью групповой скорости моды от длины волны и ширины спектра частот источника излучения. Хроматическая дисперсия делится на материальную и волноводную и имеет место при распространении как в одномодовом, так и в многомодовом волокне.

Материальная дисперсия - это зависимость показателя преломления сердцевины ОВ от длины волны $n(\lambda)$, существующая независимо от типа волокна.

Возникновение дисперсии в материале ОВ обусловлено тем, что источники излучения, используемые в ВОЛС, это, как правило, светоизлучающие диоды — СИД или лазерные диоды — ЛД, формируют световые импульсы, имеющие непрерывный волновой спектр определенной ширины $\Delta \lambda$. Различные спектральные компоненты импульса распространяются с разными групповыми скоростями и приходят в определенную точку (фазу формирования огибающей импульса) в разное время, приводя к уширению импульса на выходе и, при определенных условиях, к искажению его формы. Данное уширение можно рассчитать по формуле:

$$\Delta \tau_{\text{mat}} = \Delta \lambda \cdot L \cdot \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_1}{d \lambda^2} = \Delta \lambda \cdot L \cdot M(\lambda), \quad (6.42)$$

где $M(\lambda)$ – удельная материальная дисперсия, которая рассчитывается по формуле Селмейера и может быть измерена экспериментально [15].

Для изменения показателя преломления ОВ при создании профиля используют примеси различных химических элементов. Такое ОВ называют *легированным*. Содержание примесей делают достаточно малым, для того чтобы не увеличивалось затухание в ОВ. Степень легирования принято обозначать в процентах.

Для производства двух схожих материалов сердцевины и оболочки, в кварц добавляют фтор или другие оксиды, такие как B_2O_3 , GeO_2 или P_2O_5 . Как показано на рисунке 6.22, добавление GeO_2 или P_2O_5 увеличивает показатель преломления, в то время как добавка в кварц фтора или B_2O_3 уменьшает его. Так как оболочка должна иметь более низкий показатель преломления чем сердцевина, примером состава волокна могут служить:

- а) GeO_2 - SiO_2 сердцевина, SiO_2 оболочка;
- б) P_2O_5 - SiO_2 сердцевина, SiO_2 оболочка;
- в) SiO_2 сердцевина, B_2O_3 - SiO_2 оболочка;
- г) GeO_2 - B_2O_3 - SiO_2 сердцевина, B_2O_3 - SiO_2 оболочка.

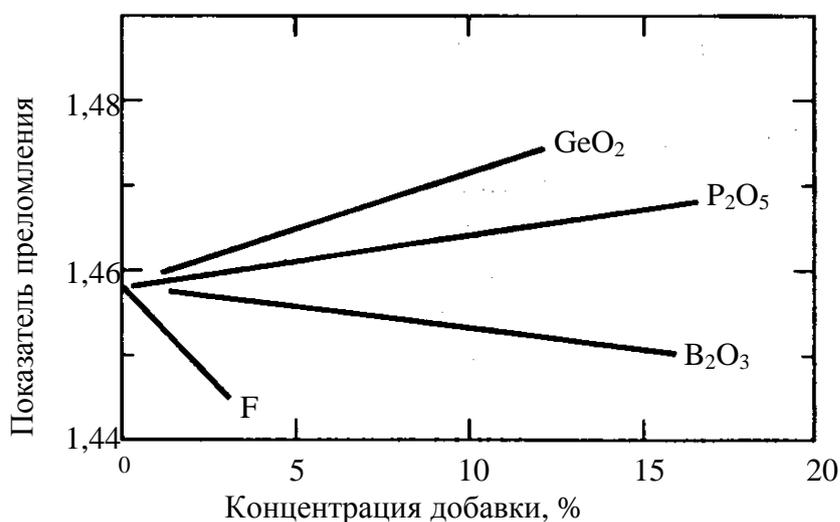


Рис. 6.22 — Влияние концентрации различных примесей на показатель преломления кварца

Зависимость $n(\lambda)$ (рис.6.23) можно получить, используя формулу Селмейера:

$$n(\lambda) = \sqrt{1 + \lambda^2 \sum_{i=1}^3 \frac{A_i}{\lambda^2 - \mu_i^2}} \quad (6.23)$$

где A_i , μ_i – коэффициенты Селмейера. В таблице 6.3 приведены значения A_i и μ_i для чистого кварца и для сердцевины с добавлением фосфорного ангидрида P₂O₅.

Значения коэффициентов для ОВ с различным составом приведены в Приложении

Таблица 6.3. Коэффициенты Селмейера

Состав в молярных %	A_1	A_2	A_3	$\mu_1, \text{мкм}$	$\mu_2, \text{мкм}$	$\mu_3, \text{мкм}$
SiO ₂	0,6961663	0,4079426	0,8974794	0,0684043	0,1162414	9,896161
9,1% P ₂ O ₅ 90,9% SiO ₂	0,69590	0,452497	0,712513	0,061568	0,119921	8,656641

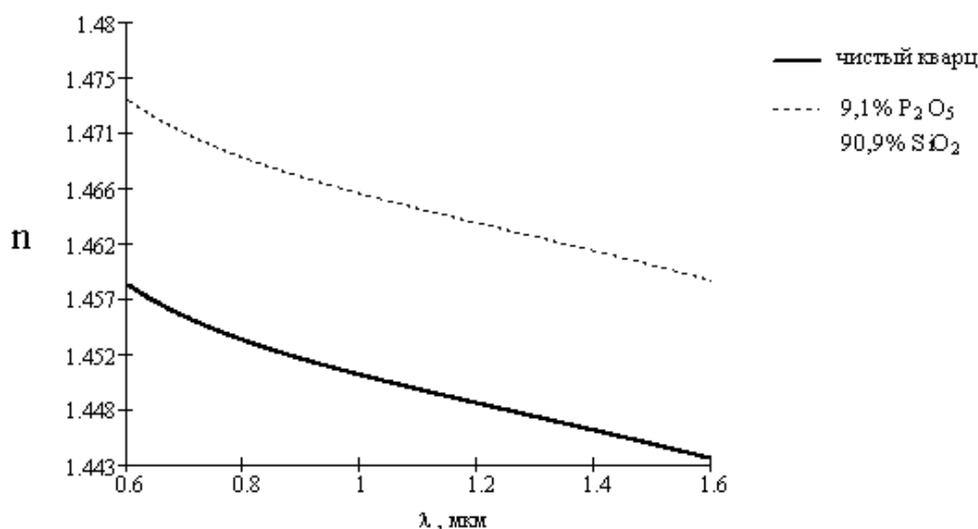


Рис. 6.23 — Зависимость показателя преломления от длины волны светового излучения

На рисунке 6.25 представлен график зависимости $M(\lambda) = d^2n/d\lambda^2$.

В точке $d^2n/d\lambda^2 = 0$ функция $M(\lambda)$ меняет знак. Эту длину волны называют длиной волны нулевой материальной дисперсии λ_{0M} , причем введением различных примесей ее значение можно изменять.

▪ Для чистого кварца значение длины волны нулевой материальной дисперсии составляет $\lambda_{0M} \approx 1,27$ мкм.

Значение коэффициента дисперсии $M(\lambda)$ в диапазоне длин волн 1,25÷1,66 нм может быть рассчитано по эмпирической формуле:

$$M(\lambda) = 1,22 \left(1 + \frac{\lambda_{0M}}{\lambda} \right), [nc / nm \times km] \quad (6.44)$$

Волноводная (внутримодовая) дисперсия. Если предположить, что показатель преломления ОВ не зависит от длины волны, и материальная дисперсия отсутствует, то импульс все равно будет уширяться при распространении. Это вызвано тем, что в ОВ волна распространяется в двух средах — частично в сердцевине, а частично — в оболочке, и для нее показатель преломления принимает некое среднее значение, между значением показателя преломления сердцевины и оболочки. Этот средний показатель преломления может изменяться, потому, что при изменении длины волны, меняется глубина проникновения поля в кварцевую оболочку и, соответственно, меняется среднее значение показателя преломления (даже если значения показателей преломления сердцевины и кварцевой оболочки не меняются). Уширение импульсов, обусловленное внутримодовой дисперсией, определяется как

$$\Delta\tau_{вол} = \Delta\lambda \cdot L \cdot \frac{2n_1^2\Delta}{c\lambda} = \Delta\lambda LB(\lambda) \quad (6.45)$$

где $B(\lambda)$ – коэффициент удельной волноводной дисперсии и может быть рассчитан по формуле

$$B(\lambda) = \frac{2n_1^2\Delta}{c\lambda} \quad (6.46)$$

График зависимости $B(\lambda)$ приведен на рис. 6.25.

Хроматическая дисперсия складывается из волноводной дисперсии и дисперсии материала, тогда коэффициент удельной хроматической дисперсии $D(\lambda)$:

$$D(\lambda) = B(\lambda) + M(\lambda) \quad (6.47)$$

Из рис. 26 видно, что с увеличением длины волны удельная дисперсия материала $M(\lambda)$ быстро убывает, в то время как удельная внутримодовая дисперсия $B(\lambda)$ остается положительной и меняется незначительно. При определенной длине волны λ_0 - *длина волны нулевой дисперсии*, происходит взаимная компенсация $B(\lambda)$ и $M(\lambda)$, и удельная хроматическая дисперсия $D(\lambda)$ обращается в нуль.

Длина волны нулевой дисперсии в зависимости от типа ОВ может принимать следующие значения:

- для одномодовых ОВ $\lambda_0 = 1310 \pm 10$ мкм; для многомодовых - $\lambda_0 = 1295 \dots 1358$ мкм.

Для того чтобы сместить длину волны нулевой дисперсии, необходимо изменить либо материальную, либо волноводную составляющую хроматической дисперсии. Сделать это можно, изменяя состав примесей, вводимых в сердцевину. Материальная дисперсия слабо зависит от состава легирующих примесей. Волноводная дисперсия может меняться в больших пределах за счет формы профиля показателя преломления (рис. 6.24).

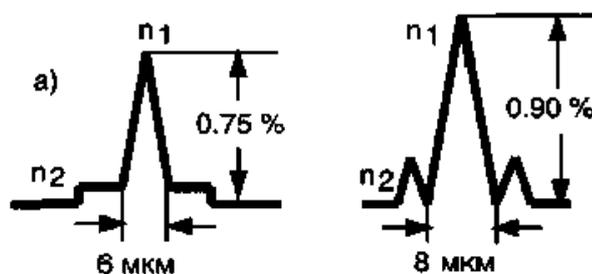


Рис. 6.24 – Профили показателя преломления:

а) треугольник на пьедестале; б) трезубец

Удельная хроматическая дисперсия может быть вычислена с помощью эмпирической формулы

[16]

$$D(\lambda) = \frac{S_0}{4} \left(\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right) \quad (6.48)$$

где λ_0 – длина волны нулевой дисперсии; $S_0 = dD(\lambda)/d\lambda$ – наклон дисперсионной кривой в точке нулевой дисперсии; λ – рабочая длина волны, для которой определяется удельная хроматическая дисперсия.

Типичное значение величины S_0 составляет

- для одномодовых ОВ $S_0 \leq 0,092$ пм/нм²×км в диапазоне $1200 \text{ нм} \leq \lambda_0 \leq 1625 \text{ нм}$,
- для многомодовых ОВ $S_0 \leq 0,11$ пм/нм²×км в диапазоне $1300 \text{ нм} \leq \lambda_0 \leq 1320 \text{ нм}$.

В ряде случаев заводы-изготовители в спецификациях на конкретные типы оптических волокон приводят другие формулы расчета коэффициента дисперсии [17].

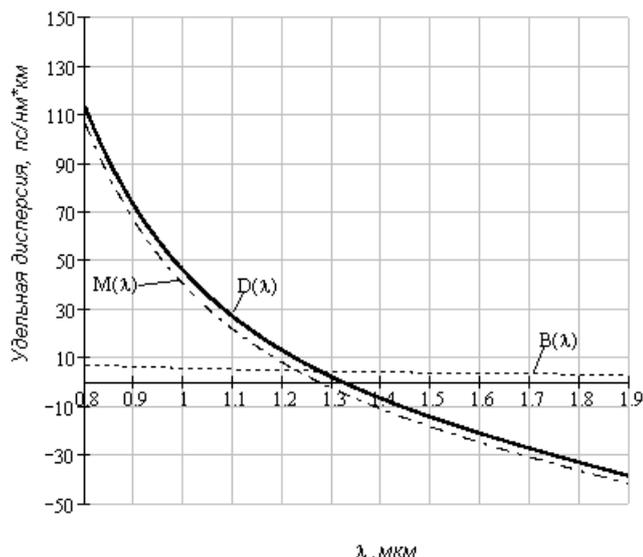


Рис. 6.25 – Зависимость коэффициентов дисперсии от длины волны

Пример 6. Рассчитать величину коэффициента хроматической дисперсии для одномодового ОВ

с сердцевинной из чистого кварца, имеющего $\Delta = 0,003$ на рабочей длине волны

$$\lambda = 1,55 \text{ мкм.}$$

1. Определяем величину коэффициента материальной дисперсии для чистого кварца, используя формулу Селмейера:

$$M(\lambda) = \frac{d^2 n_1(\lambda)}{d\lambda^2} \cdot \frac{\lambda}{c} = \frac{d^2}{d\lambda^2} \left[\sqrt{1 + \lambda^2 \sum_{i=1}^3 \frac{A_i}{\lambda^2 - \mu_i^2}} \right] \cdot \frac{\lambda}{c} \cong -2 \text{ [нс/нм} \times \text{км]}$$

2 Коэффициент волноводной дисперсии определим из (49):

$$B(\lambda) = \frac{2[n_1]^2 \cdot \Delta}{c \cdot \lambda} = 22 \text{ [нс/нм} \times \text{км]}.$$

Таким образом, величина удельной хроматической дисперсии на длине волны 1550 нм составит $D(\lambda) = M(\lambda) + B(\lambda) = -2 + 22 = 20 \text{ [нс/нм} \times \text{км]}$.

Пример 7. Определим величину коэффициента хроматической дисперсии для стандартного ОВ на рабочей длине волны 1540 нм:

$$\text{в соответствии с (6.48) } D(\lambda) = \frac{S_0}{4} \left(\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right) = \frac{0,093}{4} \left(1540 - \frac{1310^4}{1540^3} \right) \approx 16 \text{ пс/нм} \times \text{км.}$$

Поляризационная модовая дисперсия возникает вследствие различной скорости распространения двух взаимно перпендикулярных поляризационных составляющих моды. Главной причиной поляризационной модовой дисперсии является эллиптичность профиля сердцевинки одномодового волокна, возникающая в процессе изготовления и эксплуатации волокна (рис. 6.26).

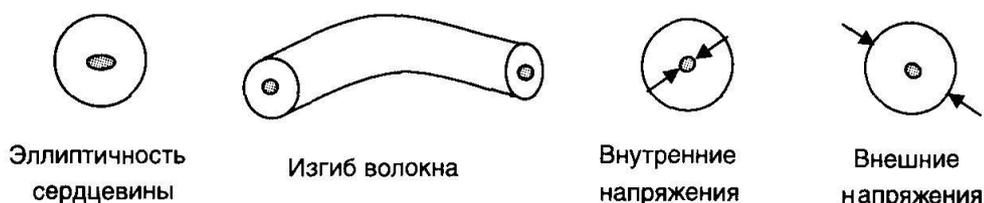


Рис. 6. 26 — Причины наведенного двулучепреломления

Электрическое поле световой волны всегда можно представить в виде суперпозиции двух ортогональных векторов или состояний поляризации, причем сделать это можно разными способами (например, две линейные поляризации с ортогональными векторами поляризации, или две круговые поляризации с противоположными направлениями вращения). В идеальном изотропном волокне при любом таком разбиении обе компоненты распространяются с одинаковой скоростью, и в результате прохождения такой среды длительность результирующего импульса остается такой же, что и на входе в волокно. В волокне с анизотропным профилем появляется два различных эффективных показателя преломления для двух перпендикулярных линейных поляризаций. Это приводит к разным групповым скоростям распространения сигналов или мод с такими поляризациями и появлению задержки (рис. 6.27).

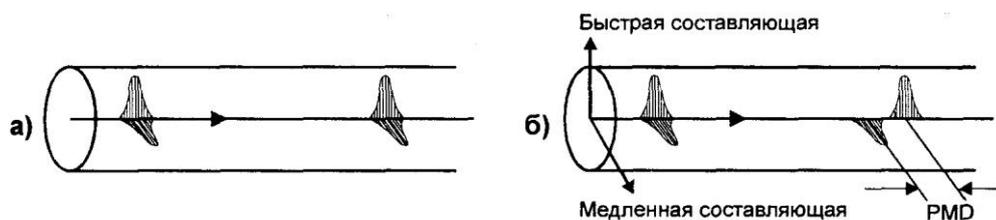


Рис. 6.27 - Появление дифференциальной групповой задержки между модами двух состояний поляризации

Величина поляризационной модовой дисперсии (PMD) рассчитывается по формуле

$$\Delta\tau_{\text{нмд}} = T \cdot \sqrt{L}, \quad (6.49)$$

где $T \left[\text{пс} / \sqrt{\text{км}} \right]$ – коэффициент удельной дисперсии (типичное значение для кварцевого волокна $T = 0.5 - 2$).

Изменение ширины импульсов вследствие дисперсии (в отсутствие потерь или усиления) сопровождается изменением их пиковой амплитуды. При этом в первом приближении сохраняется произведение амплитуды импульса на его ширину.

Изменение пиковой амплитуды импульсов вследствие дисперсии характеризуется *штрафом по мощности*, величина которого составляет приблизительно 1 дБ на линии длиной 100 км.

Пример 8. Определить широкополосность градиентного ОВ при $n_1 = 1,46$ и $\Delta = 0,02$.

Решение:

Определяем межмодовую дисперсию на длине ОВ в $L=1$ км из (6.38):

$$\Delta\tau_{\text{мод. эр}}(L) = \frac{n_1 \Delta^2}{2c} L = \frac{1,46 \cdot 0,02^2}{2 \cdot 3 \cdot 10^5 \text{ [км/с]}} \cong 10^{-9} \text{ с/км};$$

тогда коэффициент широкополосности составит

$$\Delta F = \frac{0,44}{10^{-9} \text{ [с/км]}} = 0,44 \cdot 10^9 \text{ Гц} \times \text{км} \cong 400 \text{ МГц} \times \text{км}.$$

Пример 9. Определить уширение импульса при передаче потока STM – 16 ($B = 2,5$ Гбит/с), на длине трассы $L = 100$ км, если коэффициент PMD $T = 1 \text{ пс} / \sqrt{\text{км}}$; сравнить полученное значение уширения с допустимым при данной скорости.

Решение:

1) Определим уширение импульса вследствие PMD:

$$\Delta\tau_{\text{нмд}} = T_{\text{нмд}} \sqrt{L} = 1 \cdot \sqrt{100} = 10 \text{ пс}$$

2) Определим допустимую величину задержки для заданной скорости:

$$\Delta t_{\text{доп}} = \frac{1}{4B} = \frac{1}{4 \cdot 2,5 \cdot 10^9} = 100 \text{ пс}$$

Следовательно, для заданной скорости значение $\Delta\tau_{\text{нмд}}$ в 10 раз меньше допустимого.

Глава 7 Характеристики стандартных оптических волокон

7.1 Одномодовые оптические волокна

Потребность в увеличении полосы пропускания и дальности передачи сигнала привела к необходимости создания одномодового оптического волокна, диаметр сердцевины и соотношение показателей преломления сердцевины и оболочки которого выбраны таким образом, что в нем может распространяться только одна мода (строго говоря, две моды с взаимно ортогональными состояниями поляризации).

Развитие магистральных и внутризональных систем связи в направлении роста скорости и дальности передачи обусловило создание нескольких типов одномодовых волокон. Все параметры оптического волокна, включая конструктивные, передаточные и механические, классифицируются в соответствии с международными стандартами. Основной организацией по стандартизации характеристик ОВ является Международный Союз Электросвязи (МСЭ, ИТУ-Т).

Одномодовые ОВ отличаются друг от друга только формой ППП и, соответственно, коэффициентом дисперсии. Основные типы одномодовых волокон, применяемых в линиях связи, нормируются следующими международными стандартами ITU-T Rec. G.652...G.655 (см. табл. 1):

- G.652: волокна с несмещенной дисперсией с длиной волны нулевой дисперсии и длиной волны отсечки в районе 1310 нм;
- G.653: волокна со смещенной дисперсией с длиной волны нулевой дисперсии в районе 1310 нм и длиной волны отсечки в районе 1550 нм;
- G.654: волокна с несмещенной дисперсией с длиной волны нулевой дисперсии в районе 1310 нм и длиной волны отсечки в районе 1550 нм;
- G.655: волокна со смещенной ненулевой дисперсией, обладающие малой дисперсией в диапазоне длин волн 1530...1565 нм.

Новая Рекомендация G.656 (одобрена в 2004г.) описывает свойства нового класса ОВ с коэффициентом дисперсии, величина которого превышает некоторое ненулевое значение во всем рабочем диапазоне длин волн 1460-1625 нм. Геометрические и механические характеристики ОВ, соответствующих Rec. G.656, являются одинаковыми для одномодовых волокон всех классов (G.652...G.655).

Таблица 7.1. Параметры одномодовых оптических волокон

Параметр	Единица измерения	G. 652	G. 653	G. 654	G. 655
Соответствие стандарту ITU-T					
Геометрические характеристики					
Диаметр оболочки	мкм	125 ± 1			
Некруглость оболочки	%	≤ 0,5...1	≤ 2		≤ 1
Погрешность концентричности сердцевины	мкм	≤ 0,4...0,8	≤ 0,8		≤ 0,1...0,8
Диаметр покрытия	мкм	245 ± 5		245 ± 10	
Погрешность концентричности покрытия	мкм	≤ 12...12,4			
Радиус собственной кривизны	м	≥ 4	≥ 2		≥ 4
Передаточные характеристики					
Рабочий диапазон длин волн	нм	1260...1625	1260...1625	1500...1625	1285...1625
Диаметр модового поля на длине волны 1310 нм 1550 нм	мкм	9-10 ± 10% 9-10 ± 10%	7-8,3 ± 10%	10,5 ± 10%	8-11 ± 10%
Длина волны отсечки в кабеле λ _{св}	нм	≤ 1260	≤ 1260	≤ 1350	≤ 1250...1480
Коэффициент затухания на опорной длине волны: 1310 нм 1460 нм 1550 нм 1625 нм	дБ/км	≤ 0,33...0,34 ≤ 0,19...0,21 ≤ 0,20...0,23	≤ 0,4...0,5 ≤ 0,35 ≤ 0,3	≤ 0,22	≤ 0,35...0,5 ≤ 0,2...0,25 ≤ 0,21...0,28
Коэффициент затухания на длине волны гидроксильного пика 1383 ± 3нм	дБ/км	≤ 0,31...1,0	≤ 0,2	не нормирован	≤ 0,32...1,0
Коэффициент хроматической дисперсии в интервале длин волн: 1285...1330 нм 1460...1625 нм 1530...1565 нм 1565...1625 нм	пс/нм ² ×км			20 (1550нм)	-8,0 2,0...10,4 4,0...13,8
Длина волны нулевой дисперсии λ ₀	нм	1310 ± 10	1550 ± 25	1310 ± 10	
Наклон дисперсионной кривой S ₀	пс/нм ² ×км	0,093	0,085	0,06	≤ 0,169
Коэффициент поляризационной модовой дисперсии: - протяженная линия	пс/√εi	≤ 0,08	≤ 0,5	≤ 0,5	≤ 0,02...0,1
Прирост коэффициента затухания из-за макроизгибов (100 витков диаметром 75мм) на длине волны 1310 нм 1550 нм 1625 нм	дБ	≤ 0,05 ≤ 0,01...0,05 ≤ 0,01	≤ 0,05		≤ 0,05 ≤ 0,01...0,05 ≤ 0,01

Прирост коэффициента затухания при воздействии факторов окружающей среды на длинах волн 850 нм и 1310 нм: -температуры от -60 до +85°C, -цикл от -10 до +85°C при влажности 98%, -погружение в воду при +23°C, -ускоренное старение при +85°C	дБ/км					$\leq 0,05$ $\leq 0,05$ $\leq 0,05$ $\leq 0,05$
Рабочий интервал температур	°C					-60...+85
Эффективный групповой показатель преломления: 1310 нм 1550 нм	отн. ед.	1,466...1,469 1,4681...1,470	1,4718 1,4711	не нормирован не нормирован		1,465...1,470 1,470
Механические характеристики						
Испытание при растяжении	ГН/м ²	0,7...0,86				0,7
Параметр динамической усталости	отн. ед.					≤ 20
Усилие стягивания покрытия	Н					1,3...8,9

7.1.1 Стандартное одномодовое оптическое волокно (SF, SSMF, SM)

Стандартные одномодовые волокна (ITU-T Rec. G.652) - это исторически первый и наиболее широко распространенный тип ОВ. Для их обозначения используют несколько различных сокращений: SF – Standard Fiber (стандартное волокно), SSMF – Standard Single Mode Fiber (стандартное одномодовое волокно). Наиболее распространенное обозначение: SM – Single Mode (одномодовое).

Стандартное одномодовое волокно предназначено для работы в двух рабочих диапазонах длин волн —1260÷1360 нм и 1530÷1565 нм. Его затухание на длине волны 1550 нм очень мало (0,22 дБ/км), а коэффициент дисперсии на этой длине волны составляет 18÷20 пс/нм×км. SM волокна имеют наиболее простую (ступенчатую) форму профиля показателя преломления – рис. 7.1, кроме того, среди всех типов одномодовых волокон SM волокна обладают наиболее совершенными геометрическими параметрами и стабильным диаметром модового пятна, что позволяет достигать минимальных потерь при соединении таких волокон.

Принципиально новой модификацией этого типа ОВ являются волокна с отсутствием гидроксильного пика на длине волны 1383 нм, в котором коэффициент затухания равен 0,31 дБ/км, стабильность затухания сохраняется даже после испытаний на водородное старение.



Рис. 7.1 – Профиль показателя преломления стандартного ОВ

Эти волокна (марка AllWave фирмы OFS, марка SMF28e фирмы Corning) позволяют увеличить почти на 100 нм рабочий диапазон длин волн по сравнению со стандартным ОВ, открывая пятое окно прозрачности 1360÷1460 нм, и могут обеспечить многоканальную передачу без компенсации дисперсии в городских и внутризоновых сетях. Преимуществом использования волокон этого типа по сравнению со стандартным ОВ является возможность увеличения числа каналов в диапазоне 1260÷1625 нм.

7.1.2 Одномодовые оптические волокна со смещенной дисперсией и смещенной длиной волны отсечки

В 1985 г. был создан новый тип волокон - *одномодовое оптическое волокно со смещенной дисперсией (DSF – Dispersion Shifted Fiber)* (ITU-T Rec. G.653), в котором длина волны нулевой дисперсии была смещена за счет профиля показателя преломления (рис. 7.2) на

$\lambda = 1550$ нм – в абсолютный минимум потерь в кварцевых волокнах.

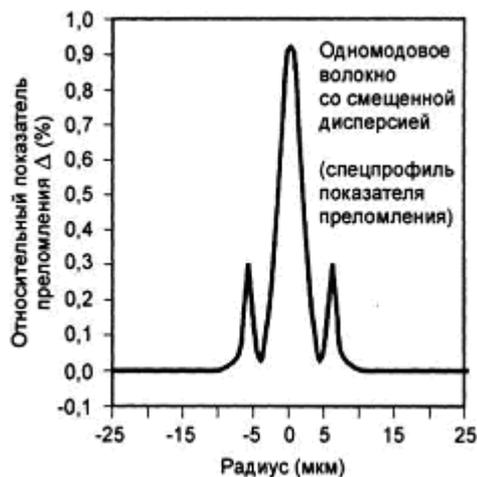


Рис. 7.2 - Профиль показателя преломления ОВ со смещенной дисперсией

Волокно оптимизировано для использования в диапазоне длин волн 1530÷1565 нм, но рабочий диапазон длин волн может быть также расширен до 16XX нм при $XX < 25$ нм. Длина волны 1550 нм интересна еще и тем, что она лежит примерно в середине полосы усиления эрбиевых оптических усилителей. В последние годы производство DS волокон резко уменьшилось, так как из-за большой величины перекрестных помех их применение в системах с уплотнением по длинам волн (DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing) ограничено.

Одномодовые оптические волокна со смещенной длиной волны отсечки. Рекомендация ITU-T Rec. **G.654** описывает свойства одномодовых оптических волокон и кабелей, которые имеют длину волны нулевой дисперсии около 1300 нм, а минимальные оптические потери и длину волны отсечки вблизи 1550 нм. Волокно оптимизировано для использования в диапазоне длин волн 1500... 1600 нм, но его рабочий диапазон может быть расширен до 16XX нм при $XX < 25$ нм. Это волокно характеризуется очень низкими потерями и в соответствии с Rec. G.691 и G.692 может быть использовано для одноканальной и многоканальной цифровой передачи на большие расстояния, например, в протяженных наземных и подводных транспортных системах с оптическими усилителями.

7.1.3 Одномодовое оптическое волокно с ненулевой смещенной дисперсией (NZDSF)

NZDS волокна (Non-Zero Dispersion Shifted), ITU-T Rec. G.655, сконструированы специально для применения в DWDM системах и обладают дисперсией, достаточной для подавления нелинейных эффектов. Абсолютная величина хроматической дисперсии ОВ такого типа больше некоторого ненулевого значения по всей области длин волн в рабочем диапазоне 1530÷1565 нм (третье окно прозрачности). Малая величина дисперсии позволяет осуществить передачу на большие расстояния сигналов со скоростью 10 Гбит/с.

Последние модели NZDS волокон обладают большой площадью модового пятна и меньшим наклоном коэффициента дисперсии, при этом длина волны нулевой дисперсии у них не попадает в полосу эрбиевого оптического усилителя. Это позволяет увеличить число каналов в DWDM системе и передавать больше мощности в каждом из каналов.

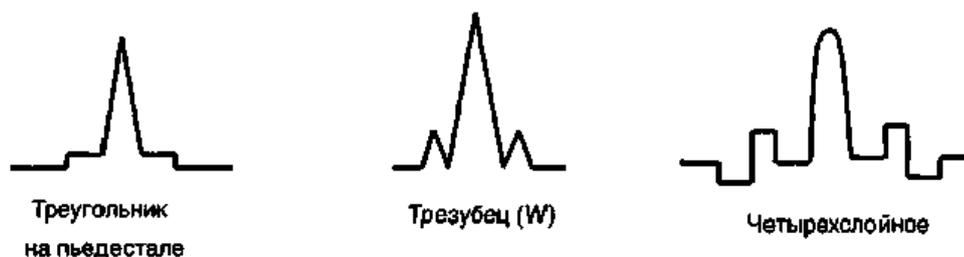


Рис. 7.3 – Профили показателя преломления NZDS волокон

В идеале NZDS волокна должны обладать большой площадью модового пятна ($A_{\text{eff}} > 100 \text{ мкм}^2$) и нулевым наклоном дисперсионной характеристики. Однако для используемых обычно форм профилей показателя преломления (рис. 7.3) удовлетворить одновременно этим требованиям не удастся.

7.2 Многомодовые оптические волокна

По виду профиля показателя преломления многомодовые ОВ делятся на ступенчатые и градиентные. В настоящее время градиентные ОВ с оптимальной формой ППП ($q \approx 2$) имеют коэффициент широкополосности почти на три порядка больше, чем ступенчатые многомодовые ОВ. В соответствии с ITU-T Rec. G.651 – табл. 7.2, широко используются два типа многомодового градиентного волокна (MMF-Multimode Fiber) – 62,5/125 и 50/125, отличающиеся профилем показателя преломления сердцевин, рис. 7.4. В последних моделях градиентных ОВ за счет тщательного контроля ППП коэффициент широкополосности увеличен в несколько раз. Наиболее совершенные модели ОВ обеспечивают скорость передачи более 1 Гбит/с на расстояниях 1-2 км.

Таблица 7.2. Параметры многомодовых ОВ

Параметр		Единица измерения	50/125	62,5/125	100/140
Геометрические характеристики					
Диаметр сердцевин		мкм	50,0 ± 3,0	62,5 ± 3,0	100 ± 4
Диаметр оболочки		мкм	125,0 ± 2,0		140 ± 3
Погрешность концентричности сердцевин		мкм	≤ 1,5...3,0		≤ 3
Некруглость сердцевин		%	≤ 5...6		≤ 5
Некруглость оболочки		%	≤ 1...2		≤ 1
Диаметр покрытия		мкм	245 ± 10	245 ± 10	
			500 ± 25	500 ± 25	
Погрешность концентричности покрытия		мкм	≤ 6...12,5		н/д
Передаточные характеристики					
Рабочий диапазон длин волн		нм	850 1300		
Числовая апертура			0,200±0,015	0,275±0,015	0,290±0,015
Коэффициент затухания на длине волны:					
850 нм		дБ/км	≤ 2,4...2,8	≤ 2,4...3,5	≤ 4,0
1310 нм			≤ 0,6...1,0	≤ 0,8...1,5	≤ 1,5
Длина волны нулевой дисперсии		нм	1295...1320	1320...1365	1332...1358
Наклон дисперсионной кривой в точке нулевой дисперсии		пс/нм ² ×км	≤ 0,101...0,11	≤ 0,097...0,11	≤ 0,097
Локальные неоднородности затухания в интервале рабочих длин волн 850 и 1310 нм		дБ	≤ 0,2 ≤ 0,08		н/д
Прирост коэффициента затухания на длине волны гидроксильного пика 1383 нм относительно коэффициента затухания на длине волны 1310 нм		дБ/км	≤ 1,5...3,0	≤ 1,0	н/д
Ширина полосы пропускания на длинах волн					
Лазер	850 нм 1310 нм	МГц×км	950...2000 500		
Светодиод	850 нм 1310 нм		300...600 300...600	160...500 200...800	100 100

Пропускная способность: расстояние передачи по протоколу IEEE802.3z на длинах волн: 1 Gigabit Ethernet: 850 нм 1310 нм 10 Gigabit Ethernet, 850 нм		600...1000 600 500	275...500 550...1200	н/д
Прирост коэффициента затухания из-за макроизгибов (100 витков диаметром 75 мм) на длинах волн 850 и 1310 нм	дБ/км	≤ 0,5		н/д
Прирост коэффициента затухания при воздействии факторов окружающей среды на длинах волн 850 нм и 1310 нм: -температуры от -60 до +85°C, -циклов от -10 до +85°C при влажности 98%, -погружения в воду при +23°C, -ускоренного старения при +85°C	дБ/км	≤ 0,2 ≤ 0,2 н/д н/д		н/д
Рабочий интервал температур	°C	- 60...+ 85		н/д
Эффективный групповой показатель преломления на длинах волн: 850 нм 1310 нм	отн. ед.	1,480...1,490 1,386...1,486	1,496...1,482 1,480...1,492	1,497 1,492
Механические характеристики				
Испытание при растяжении	ГН/м ²	0,7		
Параметр динамической усталости	отн. ед.	20		н/д
Усилие стягивания покрытия	Н	2,7...3,2		н/д

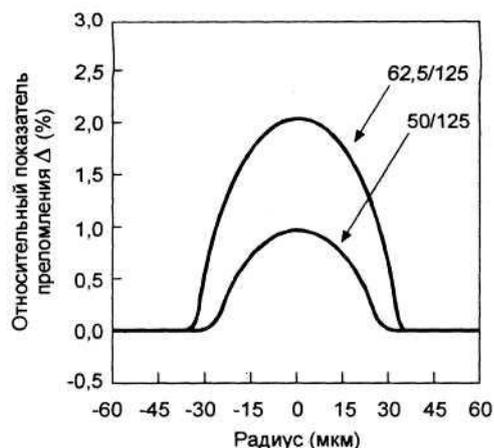


Рис. 7.4 – Профили показателей преломления многомодовых ОВ

В таблице 7.3 представлены оптические параметры градиентных ОВ компании Corning.

Таблица 7.3. Оптические параметры ОВ компании Corning

Тип волокна	Числовая апертура	Потери 850/1300 нм, дБ/км	Коэффициент широкополосности, МГц×км	Дальность передачи (В Гбит/с), м
62,5/125	0,275	3/0,7	200/400	300
50/125	0,20	2,5/0,8	400/1000	600

Полоса пропускания многомодовых волокон на длине волны 1300 нм превосходит соответствующее значение на длине волны 850 нм. Это объясняется следующим образом. Дисперсия, которая определяет полосу пропускания, состоит из межмодовой и хроматической составляющих. Если межмодовая дисперсия слабо зависит от длины волны, то хроматическая дисперсия пропорциональна ширине спектра излучения. Коэффициент дисперсии $D(\lambda)$ при длинах волн в окрестности 1300 нм близок

к нулю, в то время как на длине волны 850 нм имеет достаточно большое значение. Специфика использования многомодового ОВ такова, что обычно в качестве передатчиков используются СИДы, имеющие ширину спектральной линии излучения $\Delta\lambda = 30\div 40$ нм, в отличие от лазерных диодов с $\Delta\lambda \sim 2$ нм и меньше. Однако светодиоды из-за их невысокого быстродействия не пригодны для использования в качестве передатчиков для скоростей 1 Гбит/с и выше. Это приводит к тому, что хроматическая дисперсия на длине волны 850 нм начинает играть существенную роль наряду с межмодовой дисперсией. Значительно уменьшить хроматическую дисперсию можно при использовании лазерных передатчиков, имеющих значительно меньшее значение $\Delta\lambda$. В настоящее время большой интерес вызван появлением плоскостных полупроводниковых лазеров с вертикальным резонатором (VCSEL), работающих в диапазоне 850 нм. Лазеры с такой структурой по своей стоимости приближаются к стоимости светодиодов.

Многомодовое оптическое волокно является основой для построения структурированных кабельных систем для передачи гигабитных потоков.

7.2.1 Многомодовое оптическое волокно в СКС

Международный стандарт ISO/IEC 11801 установил, что в СКС используются лишь симметричные электрические кабели и волоконно-оптические кабели. В параграфе были рассмотрены электрические кабельные линии. Этот параграф посвящен ОВ, используемым в СКС [9].

К основным преимуществам ВОЛС по сравнению с электрическими линиями связи в СКС можно отнести:

- высокую пропускную способность и быстродействие;
- высокую помехозащищенность. В промышленности и природе отсутствуют источники электрического и магнитного поля такой напряженности, которая способна изменить условия распространения светового импульса в ОВ;
- малое затухание сигналов. Если для сетей максимальная рекомендуемая длина медного кабеля составляет 100 м, то для волоконно-оптического кабеля это 2000 м и более. Недостатком медного кабеля является увеличение потерь с ростом частоты сигнала, что уменьшает реальное предельное расстояние передачи. В ОК потери не увеличиваются с ростом частоты сигнала. На рис. 7.5 показано соотношение между частотой сигнала и затуханием для медного и волоконно-оптического кабеля.

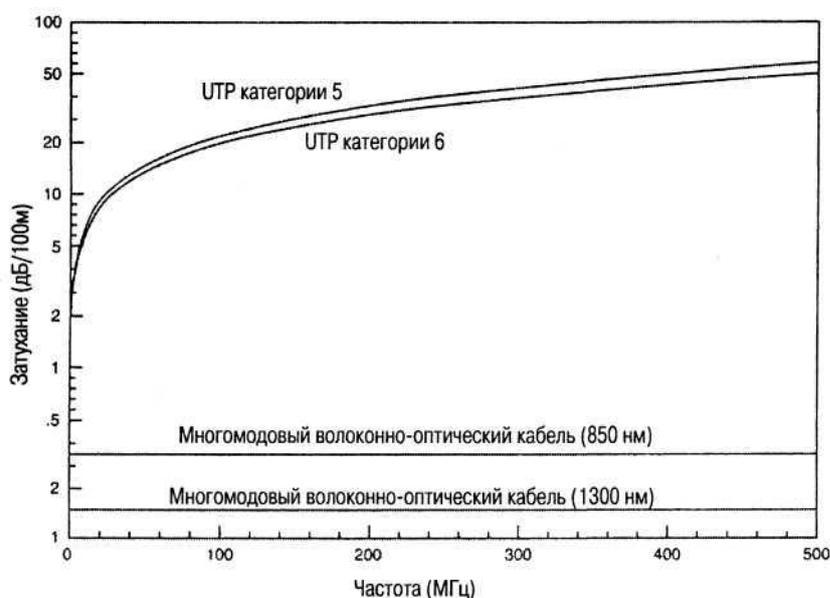


Рис. 7.5- Зависимость затухания от частоты для волоконно-оптического кабеля и кабеля UTP

Для поддержки различных классов приложений специфицированы 4 типа ОВ: три типа многомодовых градиентных ОВ, имеющих размеры $50\pm 3/125\pm 2$ мкм или $62,5\pm 3/125\pm 2$ мкм, - *OM1*, *OM2*,

OM3 и один тип одномодового ОВ – *OS1*. Максимально допустимое ослабление ОК в СКС составляет для *OM1*, *OM2*, *OM3* на длине волны 850 нм 3,5 дБ/км, на длине волны 1300 нм - 1,5 дБ/км, а для ООВ *OS1* – 1 дБ/км.

Большая числовая апертура позволяет применять не только ЛД, но и СИД. Значение числовой апертуры NA лежит в пределах приблизительно $0,2 \div 0,3$. Это означает, что угол раскрыва конуса лучей, то есть угловая апертура, составляет $23-35^\circ$.

В СКС, построенной в соответствии со стандартом ISO/IEC, в случае первого окна прозрачности (0,85 мкм) и канала наибольшей длины (2000 м), ослабление не превышает 8,50 дБ. Энергетический потенциал линии, обеспечиваемый активным оборудованием, составляет $11 \div 15$ дБ. Таким образом, СКС способна обеспечить гарантированно работу любого оборудования.

Минимально допустимый стандартом коэффициент широкополосности многомодовых ОВ класса *OM1*, *OM2* и *OM3* на длине волны 850 нм составляет, соответственно, 200, 500 и 1500 МГц×км, а на длине волны 1300 нм - 500 МГц×км при использовании СИД.

7.2.2 Полимерные оптические волокна

Полимерные оптические волокна – ПОВ (POF – Plastic Optical Fiber) также состоят из сердцевины и оболочки - рис. 7.6 Сердцевина ПОВ выполняется из полиметилакрилата, оболочка – из углеродного полимера.

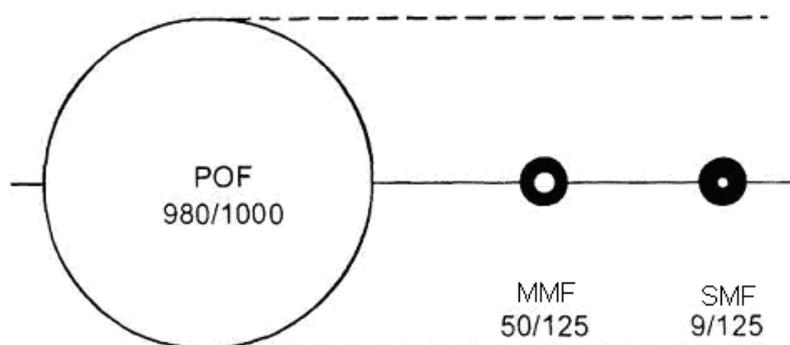


Рис. 7.6 – Полимерное ОВ с большим диаметром сердцевины

Первые полимерные волокна имели сердечник с диаметром 980 мкм при толщине оболочки 20 мкм, показатель преломления материала сердцевины $n_1 = 1,492$, оболочки – $n_2 = 1,417$, числовую апертуру $NA = 0,47$. В соответствии с международным стандартом IEC существует четыре типа пластиковых ОВ: А4а, А4б, А4с и А4д, которые используются при построении кабельных систем с дальностью передачи до 100 м.

В таблице 7.4 приведены параметры современных ПОВ.

Таблица 7.4. Параметры пластиковых ОВ

Параметр	Типы пластиковых ОВ			
	A4a	A4b	A4c	A4d
Диаметр оболочки, мкм	1000±60	750±45	500±30	1000±60
Диаметр защитного покрытия, мм	2,2±0,1	1,5±0,1	2,2±0,1	
Затухание ($\lambda = 650$ нм), дБ/км	≤ 40			
Полоса пропускания ($\lambda = 650$ нм), м	≥ 10			≥ 100
Числовая апертура	0,5±0,15			0,3±0,05

Новые типы полимерных ОВ в десятки раз дешевле кварцевых. Основной недостаток полимерных волокон – весьма большой коэффициент затухания. Однако этот недостаток для абонентских участков протяженностью до 2-3 км не столь существенен, поскольку затухание участка 16-24 дБ перекрывается современным оборудованием. Наряду с низкой стоимостью к достоинствам

полимерных волокон можно отнести большой диаметр сердцевины и большое значение числовой апертуры, что дает возможность использования в качестве источников оптических сигналов дешевых полупроводниковых лазеров и светодиодов с большими размерами излучающих площадок (то есть увеличения эффективности ввода излучения по сравнению с кварцевыми ОВ), а также простоту процесса оконцевания ОВ, не требующего специфического оборудования и высокой квалификации монтажного персонала.

Специальные типы ОВ

В ряде случаев необходимы ОВ с нестандартными характеристиками. Такие волокна используются в оптических усилителях, для физико-химических измерений и др.

Кварцевое волокно для компенсации дисперсии ВКД (DCF – Dispersion Compensating Fiber) – волокно, используемое в специальных модулях для компенсации дисперсии;

Кварцевое волокно, легированное эрбием, ВЛЭ (EDF – Erbium Dopped Fiber) – волокно, используемое в оптических усилителях (ОУ) типа EDFA (Erbium – Dopped Fiber Amplifier);

Кварцевое волокно, легированное неодимом, ВЛН (EDF – Neodim Dopped Fiber) – волокно, используемое в ОУ типа NDFA (Neodim – Dopped Fiber Amplifier);

Волокно, сохраняющее состояние поляризации, ВСП (PMF – Polarization Maintaining Fiber) – используется в целом ряде ОВ датчиков, требующих сохранения состояния поляризации;

Кварцевое волокно для ультрафиолетовой области спектра (например, ОВ, используемое в диапазоне 190...250 нм для различных применений).

Глава 8 Волоконно-оптические кабели

Подобно своим медным аналогам, оптические кабели (ОК) имеют весьма разнообразную структуру. Но в основном оптический кабель состоит из скрученных по определённой системе оптических волокон, заключённых в общую защитную оболочку. При необходимости кабель может содержать силовые (упрочняющие) и демпфирующие элементы, а также металлические проводники для подачи электропитания. [1,18]

Для любого кабеля важными характеристиками являются предел его прочности на разрыв, твердость, срок службы, гибкость, защищенность от внешних воздействия, диапазон рабочих температур и даже внешний вид.

По сравнению с традиционными кабелями электросвязи с металлическими проводниками волоконно-оптические кабели обладают многими достоинствами:

- малые масса и размер;
- возможность прокладки на большие расстояния;
- малые потери;
- отсутствие переходных влияний;
- широкая полоса пропускания;
- высокая помехозащищенность от электромагнитных полей.

8.1 Классификация ОК

Существующие оптические кабели, согласно классификации ИТУ-Т, делятся на линейные (для внешней прокладки) и внутриобъектовые (для внутренней прокладки) кабели [1].

Линейные кабели, в свою очередь делятся на магистральные, зоновые и городские кабели.

Магистральные кабели предназначены для передачи информации на большие расстояния и на большое число каналов. Они обладают малыми затуханием и дисперсией и большой информационно-пропускной способностью.

Зоновые кабели предназначены для связи областного центра с районами и городами области. Дальность связи, как правило, составляет порядка сотни километров.

Городские кабели применяют в качестве соединительных между городскими АТС и узлами связи. Они рассчитаны на короткие расстояния (5... 10 км) и большое число каналов.

В зависимости от условий эксплуатации ОК подразделяют на следующие группы:

- подземные,
- подводные,
- подвесные.

Подземные ОК прокладывают в грунте: вдоль полотна железных и автомобильных дорог; в кабельной канализации: в асбестоцементных или пластмассовых трубах; в тоннелях.

Подводные кабели предназначены для осуществления связи через большие водные преграды. Применяемые для этой цели оптические кабели должны обладать высокой механической прочностью на разрыв и иметь надёжные влагостойкие покрытия.

Подвесные ОК применяют для прокладки на грозотросе и фазовом проводе ЛЭП, контактной сети электрифицированных железных дорог, для прокладки на опорах воздушных линий связи, трамвайной и троллейбусных линий.

8.2 Конструкция и маркировка ОК

Заводы-изготовители предлагают на выбор конструкции ОК с несколькими базовыми конструкциями оптических сердечников: либо с центральным оптическим модулем (ОМ) либо с различным числом ОМ и элементов заполнения вокруг центрального силового элемента (ЦСЭ); несколькими вариантами брони (круглая проволока, стальная лента, арамидные нити), внутренних и наружных оболочек.

Унификация выпускаемых ОК заключается, прежде всего, в унификации оптического сердечника. Это либо ОК с ЦСЭ (стеклопластик или стальной трос) и несколькими элементами повива – ОМ и корделей заполнения либо ОК с оптическим сердечником, в центре которого расположена полимерная трубка с ОВ, выполняющая роль центрального ОМ. Большинство кабельных заводов освоены конструкции ОК с многомодульным оптическим сердечником повивного типа с количеством ОМ от 2 до 18, а в каждом ОМ - от 2 до 24 ОВ. Механические характеристики кабеля характеризуются допустимыми растягивающими и раздавливающими усилиями, которые определяются маркой ОК, зависят от вида прокладки (подземные, подводные) [18].

На рис. 8.1 в качестве примера представлены основные компоненты оптического кабеля, предназначенного для прокладки в грунтах, кабельной канализации, трубах и коллекторах.

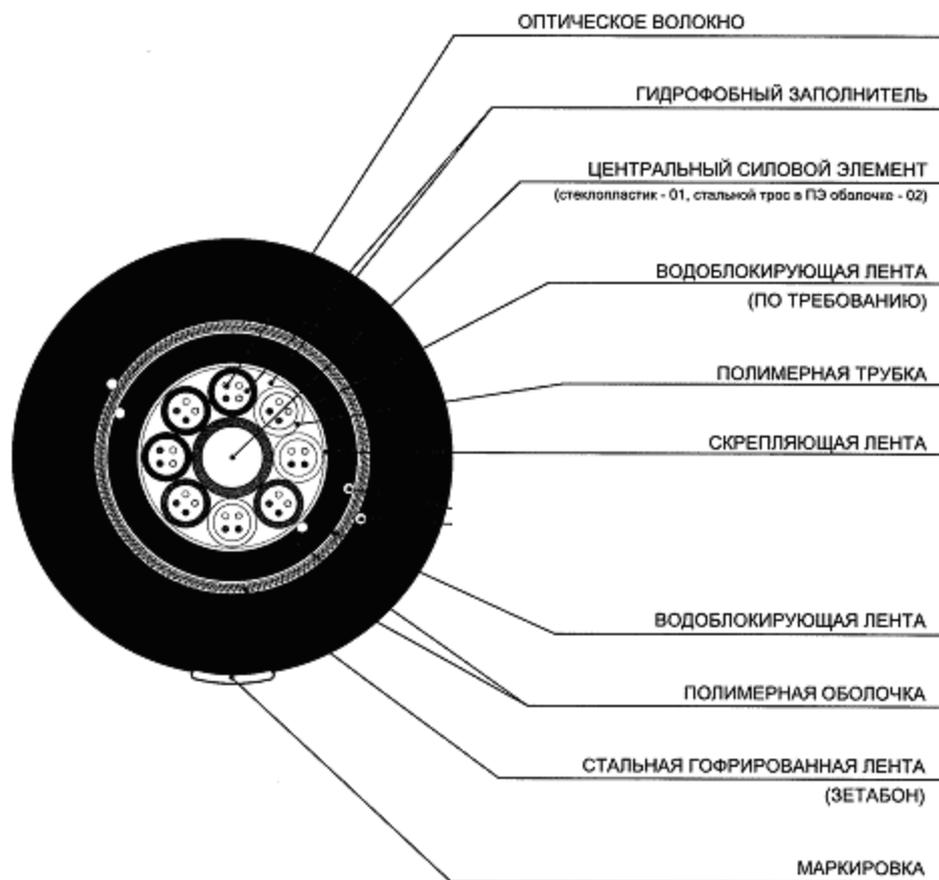


Рис. 8.1 – Конструкция волоконно-оптического кабеля

Более подробно остановимся на буферной оболочке, силовом элементе и внешней оболочке.

Буферная оболочка предназначена для защиты ОВ от механических воздействий и влаги. Наиболее простой вид буфера представляет собой пластиковую оболочку, расположенную поверх оптической оболочки. Данный буфер является частью волокна и наносится производителями волокна.

Силовые элементы - важная часть ВОК, особенно в процессе протягивания во время монтажа линии. Уровень напряжений в кабеле в процессе протяжки и других действий при монтаже таков, что может вызвать увеличение потерь за счет возникновения микроизгибов, что в свою очередь приводит к возрастанию затухания и возможным эффектам «усталости» материала. Чтобы снять эти нагрузки во время монтажа и эксплуатации, в структуру ВОК добавляются внутренние силовые элементы. Эти элементы обеспечивают свойства растяжения под нагрузкой, подобно тому, что имеет место при прокладке телефонных линий и других кабельных конструкций. Они предохраняют ВОК от перегрузки путем минимизации удлинений и сжатий. Нужно иметь в виду, что оптическое волокно хрупкое и растягивается очень мало, перед тем как разорваться. Таким образом, силовые элементы должны иметь лишь небольшое удлинение под действием ожидаемой растягивающей нагрузки.

Наиболее распространенными силовыми элементами являются кевларовая нить, стальные и эпоксидные стержни. Кевлар используется тогда, когда каждое волокно помещается внутри индивидуальной оболочки. Стальные нити и стекловолокна применяются в многожильных кабелях. Сталь характеризуется лучшей механической устойчивостью по сравнению со стекловолокном, но в ряде случаев требуется изготовление полностью диэлектрических кабелей.

Внешняя оболочка. Внешняя оболочка, подобно изоляции провода, обеспечивает защиту от механического трения, масла, озона, кислот, щелочей, растворителей и т.д.

Броневые покровы. Применяются для защиты подземных ОК от давления земляной засыпки. Наряду с традиционными видами стальной проволочной брони широко используют оплетку из тонких стальных проволок и броню из неметаллических материалов в виде повива из арамидовых нитей или

пластмассовых лент с упрочняющими стекловолокнами. Подводные кабели имеют усиленную двойную броню из стальной проволоки с цинковым покрытием или проволоки из нержавеющей стали.

Гидрофобные наполнители. В ОК наружной прокладки очень важна защита ОВ от проникновения воды. Традиционный метод защиты заключается в использовании гидрофобного компаунда в виде желе или геля. Компаунд в сердечник вводят под давлением при температуре 65...70 °С.

Оболочки, бронепокровы в соответствии с их функциональными назначениями и областью применения должны обеспечивать:

- герметичность и влагостойкость;
- механическую защиту;
- стойкость к воздействию соляного тумана, солнечного излучения;
- стойкость к избыточному гидростатическому давлению;
- защиту от грызунов;
- нераспространение горения.

В настоящее время известны две конструктивные разновидности оптического кабеля:

- Кабели, содержащие металлические элементы (проводники, оболочки из свинца или алюминия, бронепокровы).
- Кабели полностью диэлектрические (без металла).

К достоинству первых относятся высокая механическая прочность и влагостойкость. По медным проводникам можно осуществлять служебную связь, использовать их для дистанционного электропитания линейных регенераторов и находить трассу прокладки кабеля. Но такие кабели уязвимы в отношении электромагнитных воздействий (грозы, промышленные и транспортные помехи и др.) и имеют большие габариты и массу.

Диэлектрические кабели свободны от электромагнитных воздействий, но менее прочны механически, менее влагостойки и подвержены агрессии со стороны грызунов.

Для определения области применения и технических характеристик ОК служит маркировка, представляющая собой аббревиатурную запись таких основных параметров ОК, как:

- назначение и область применения;
- конструкция сердечника;
- материал оболочек;
- наличие брони;
- число ОМ и количество ОВ в нем;
- тип ОВ;
- рабочая длина волны и коэффициент затухания на ней;
- полоса пропускания на рабочей длине волны;
- дисперсия;
- допустимое растягивающее усилие и др.

К сожалению, в маркировках отечественных ОК используется множество разных обозначений. Ниже на рис. 8.2 в качестве примера представлен вариант маркообразования и кодового обозначения оптического кабеля ЗАО НФ «Электропровод».



Рис. 8.2 Структура кодового обозначения марок кабелей

Первой позиции всегда соответствует индекс (символ) «ОК», означающий «Оптический кабель». Марки кабелей, в зависимости от условий применения, могут содержать от 4 до 6 индексов. В структуре кодового обозначения конструктивные элементы, собственно образующие марку кабеля, соответствуют пяти позициям: 2, 3, 5, 7 и 10. Позиции 4, 6, 11, 13, 15 и 17 дают более подробную информацию, например, о диаметрах ОМ и дополнительной оболочки ОВ, комбинации ОВ различных типов и значений их коэффициентов затухания на разных длинах волн, типах наружных покровов и внешних силовых элементов.

Пример 1. Кабель с оболочкой из полиэтилена, не распространяющего горение, с броней из стальной гофрированной ленты; ЦСЭ из стеклопластикового прутка, вокруг которого скручено восемь элементов скрутки диаметром 3,0 мм, в том числе четыре служебных жилы и четыре ОМ с 32 многомодовыми ОВ с диаметром сердцевины 50 мкм; коэффициент затухания ОВ до 1,0 дБ/км на длине волны 1300 нм:

ОКСН-М8(3,0)П-50-1,0-32/4

Пример 2. Оптический кабель СП ЗАО «Самарская оптическая кабельная компания» Кабель встроен в грозозащитный трос с оптическим сердечником, имеет диэлектрический ЦСЭ, вокруг которого скручены ОМ, гидрофобное заполнение внутримодульного пространства, алюминиевую оболочку и армирующие металлические элементы; 30 одномодовых волокон; коэффициент затухания не более 0,36 дБ/км на длине 1,31 мкм и дисперсия 3,5 пс/(нм × км), коэффициент затухания 0,22 на длине волны 1,55 мкм и дисперсия 18 пс/(нм × км); имеет термическую стойкость к току КЗ 90 кА и минимальную разрывную нагрузку 9300 кг. Номинальный наружный диаметр 14,7 мм:

ОКГТ-01-6-30-10/125-0,36/0,22-3,5/18-14,7-90/93

Пример 3. Оптический кабель ЗАО «ОКС 01». Кабель с многомодульным оптическим сердечником, диэлектрическим ЦСЭ, полиэтиленовой оболочкой; 24 одномодовых ОВ; оптический сердечник – в виде повива из шести элементов (шесть ОМ по четыре ОВ в каждом); статическое растягивающее усилие 2,7 кН; раздавливающее усилие 0,5 кН/см; не распространяет горение:

ДПО-024Е04-06-2,7/0,5-Н

Глава 9 Пассивные компоненты ВОЛС

9.1 Соединители оптических волокон

Пассивные оптические компоненты включают в себя оптические соединители, розетки, шнуры, распределительные панели, кроссовые шкафы, соединительные муфты, оптические разветвители, аттенюаторы, системы спектрального уплотнения и т.д., то есть всё, что необходимо для обеспечения передачи оптического сигнала по волоконно-оптическому кабелю от передатчика к приёмнику. [16]

По мере роста сложности и увеличения протяжённости волоконно-оптической кабельной системы роль пассивных компонентов возрастает. Практически все системы волоконно-оптической связи, предназначенные для магистральных информационных сетей, локальных вычислительных сетей, а также для сетей кабельного телевидения, охватывают сразу всё многообразие пассивных волоконно-оптических компонентов.

Одной из самых важных задач, которую необходимо решить при построении любой оптической системы связи, является задача обеспечения надёжного соединения оптических волокон. *Оптический соединитель* - это устройство, предназначенное для соединения различных компонентов волоконно-оптического линейного тракта в местах ввода и вывода излучения. Такими местами являются: оптические соединения ПОМ и ПрОМ с оптическими кабелями, соединения отрезков ОК между собой, а также с другими компонентами.

Различают *неразъёмные* и *разъёмные* соединители. Неразъёмные соединители используются в местах постоянного монтажа кабельных систем. Разъёмные соединения (широко употребляется термин *коннекторы (connectors)*) допускают многократные соединения/разъединения.

Основными требованиями к оптическим соединителям являются:

- малые вносимые потери;
- малое обратное отражение;
- устойчивость к внешним механическим, климатическим и другим воздействиям;
- высокая надёжность;
- простота конструкции.

Дополнительно к разъёмным соединениям предъявляют требования неизменности параметров при многократных соединениях. Кроме того, любая их целесообразная конструкция по возможности должна исключать необходимость дополнительной юстировки.

9.1.1 Разъемные соединители

На рынке существует большое количество специализированных оптических разъемов. Волоконно-оптические разъемы доступны в двух типоразмерах: разъемы стандартного размера и миниатюрные оптические разъемы.

Номенклатура стандартных соединителей достаточно велика. Наиболее широкое распространение получили соединители FC, ST и SC, которые различаются по уровню затухания света в них, конструкции и материалам изготовления.

Вносимые потери. Вносимые разъемными соединителями потери можно разбить на две категории: внутренние и внешние потери.

Внутренние потери определяются факторами, которые невозможно контролировать, а именно: парной вариацией диаметров сердцевин, показателей преломления, числовых апертур, эксцентриситетов (неконцентричностей) сердцевина/оболочка и концентричностей сердцевины у ОВ с разных сторон. На внутренние потери влияет технология производства ОВ и соответствующие критерии контроля качества [16].

Потери из-за вариации показателей преломления являются следствием чисто френелевского рассеяния и определяются в простейшем случае для волокна со ступенчатым профилем как:

$$\alpha_F = -10 \lg \left[\frac{4n'_1 n''_1}{(n'_1 + n''_1)^2} \right], \quad (9.1)$$

где n'_1 и n''_1 – показатели преломления сердцевин волокон.

Потери при вариации апертур (рис. 9.1) возникают в том случае, если апертура волокна NA_1 , передающего сигнал, больше апертуры волокна NA_2 , принимающего сигнал, и определяются как

$$\alpha_{NA} = -10 \lg \left[\left(\frac{NA_2}{NA_1} \right)^2 \right]. \quad (9.2)$$

Если $NA_1 < NA_2$, апертурные потери не возникают.

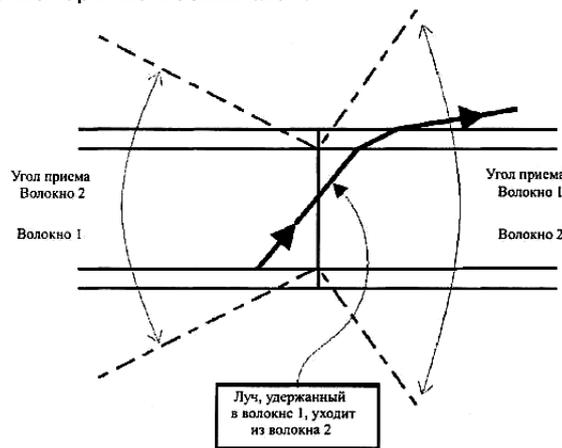


Рис. 9.1– Разница числовых апертур

Потери при вариации диаметров возникают, когда диаметр d_1 передающего волокна больше диаметра d_2 принимающего, и определяются соотношением

$$\alpha_D = -10 \lg \left[\left(\frac{d_2}{d_1} \right)^2 \right]. \quad (9.3)$$

При $d_1 < d_2$ потери не возникают.

Потери в месте соединения одномодовых ОВ, возникающие из-за разности диаметров модовых пятен, описываются формулой [17]

$$\alpha_{\Delta d} = 4,34 \left(\frac{\Delta d_{mn}}{d_{mn}} \right)^2 \quad (9.4)$$

По международному стандарту ITU-T относительное отклонение диаметров модовых пятен одномодовых ОВ не должно превышать 10%. Тогда при $\Delta d_{mn}/d_{mn} < 0,1$ получаем, что

$$\alpha_{\Delta d} < 0,05 \text{ дБ.}$$

Внешние потери – это потери, которые являются следствием несовершенства как самой конструкции соединителя, так и процесса сборки оптического шнура. Внешние потери зависят от таких факторов, как: механическая нестыковка, шероховатости на торце сердцевин, загрязнение торцов, стыкуемых волокон.

Потери, обусловленные непараллельностью осей соединяемых волокон, прямо пропорциональны квадрату угла θ между осями волокон (рис. 9.2):

$$\alpha_{\theta} = 4,34 \left(\frac{\pi \cdot n_1 \cdot d_{mn} \cdot \theta}{2\lambda} \right)^2, \quad (9.5)$$

где n_1 – показатель преломления сердцевин ОВ.

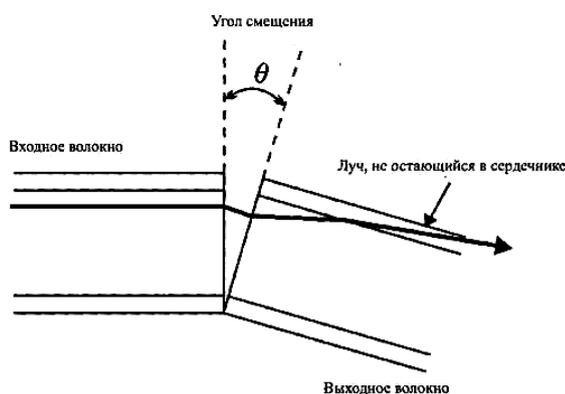


Рис. 9.2– Осевое смещение

Обычно волокна соединяют так, что угол между их осями θ меньше десятых градуса. Учитывая, что $d_{mn} \approx 10$ мкм, потери α_{θ} получаются меньше 0,01 дБ.

Потери, возникающие из-за смещения Δs сердцевин волокон друг относительно друга (рис. 9.3), определяются как

$$\alpha_{\Delta s} = 4,34 \left(\frac{\Delta s}{d_{mn}} \right)^2. \quad (9.6)$$

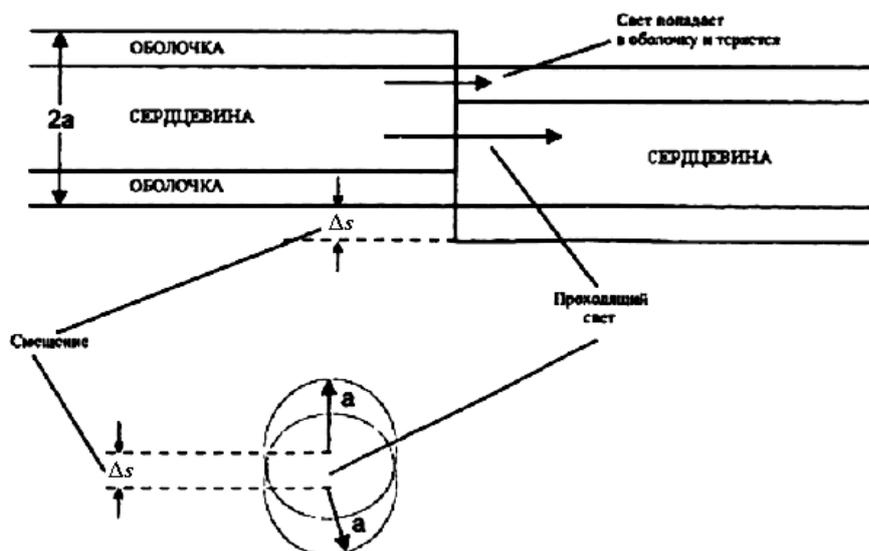


Рис. 9.3 - Поперечное смещение волокон

Замечание. Допустимая величина потерь в разъемах при смещении сердцевин волокон, как правило, составляет 0,1-0,2 дБ и не должна превышать 0,5 дБ.

Потери при осевом смещении двух стыкуемых одинаковых волокон определяются

$$\alpha_{\Delta h} = -10 \lg \left[\frac{1}{1 + 2\Delta h/D} \operatorname{tg} \left(\arcsin \left(\frac{NA}{n_0} \right) \right) \right]^2, \quad (9.7)$$

где n_0 – показатель преломления среды, заполняющей пространство стыка.

Приведенное соотношение для потерь при осевом смещении учитывает только фактор апертурной расходимости светового потока. При появлении зазора неизбежно появится и френелевское отражение (рис. 9.4), которое можно оценить как

$$\alpha_F = -10 \lg \left[\frac{2n_1 n}{n_1^2 + n_0^2} \right], \quad (9.8)$$

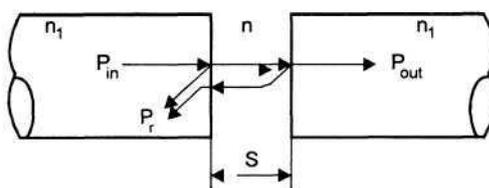


Рис. 9.4 - Френелевское отражение

Значительное уменьшение зазора достигается при сферической поверхности торцов, что позволяет обеспечить *физический контакт* (PC, physical contact). Существует три градации физического контакта, отличающиеся уровнем потерь на обратном отражении: **PC** < - 30 дБ; **SuperPC** < - 40 дБ, **UltraPC** < - 50 дБ, **APC** < - 60 дБ.

9.1.2 Неразъемные соединители

Неразъемное соединение постоянно соединяет два волокна. Существуют два типа соединений:

1. Механическое соединение.
2. Сварное соединение.

Сварные неразъемные соединители. В настоящее время для постоянного соединения ОВ кабелей почти всегда применяют сварные соединения. Современные сварочные аппараты позволяют добиваться очень точного, контролируемого компьютером расположения волокон, что, в свою очередь,

определяет их чрезвычайно низкие потери при сварке (0,02 дБ) и пренебрежимо малые обратные потери (< 70 дБ). Кроме этого, качество сварного соединения характеризуется прочностью сварного соединения.

Механические неразъемные соединители. Механическое соединение - сплайс— небольшой участок механически соединенного оптоволокна длиной 6 см и диаметром 250 мкм-1мм.. Механические сплайсы необходимы для организации временного соединения. Вносимые потери за счет механического соединения обычно выше, чем сварного соединения, и имеют порядок 0,1 — 0,8 дБ. В настоящее время разработано несколько видов механических неразъемных соединителей. Все они имеют следующие общие характеристики: легко устанавливаются в полевых условиях, с использованием только простого инструмента.

9.2 Оптические изоляторы

Оптические изоляторы или вентили обеспечивают пропускание света в одном направлении почти без потерь, а в другом (обратном) направлении с большим затуханием.

В основе работы оптического изолятора лежит эффект Фарадея – вращение плоскости поляризации света оптически неактивными веществами под действием продольного магнитного поля.

Оптический изолятор состоит из трех элементов: поляризатора 1 (входного поляризатора), ячейки Фарадея 2 и анализатора 3 (выходного поляризатора), рис. 9.5. Параметры ячейки Фарадея выбираются так, чтобы ось поляризации света, проходящего через нее, разворачивалась на 45° . Под таким же углом устанавливаются оси поляризаторов. Входной полезный сигнал, проходя через поляризатор 1, оставляет свою вертикальную составляющую без изменения, устраняя горизонтальную составляющую.. Далее вертикально поляризованный свет проходит через ячейку Фарадея 2, разворачивает плоскость поляризации на 45° и беспрепятственно проходит через анализатор 3. При распространении света в обратном направлении он также поляризуется в плоскости анализатора 3, затем, проходя через ячейку Фарадея 2, становится горизонтально поляризованным. Таким образом, оси поляризации света и поляризатора 1 составляют угол 90° , поэтому поляризатор 1 не пропускает обратное излучение.

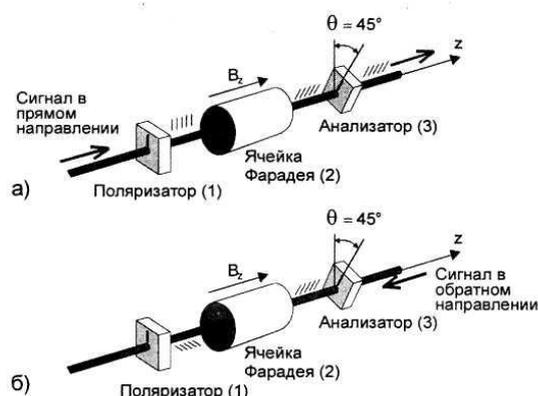


Рис. 9.5– Схема оптического изолятора:

а) сигнал в прямом направлении; б) сигнал в обратном направлении

Таблица 9.1 - Технические параметры оптических изоляторов

Модель	IO-G-1310 (1310 нм)	IO-G-1550 (1550 нм)
Пиковая изоляция (на центральной длине волны)	≥ 36 дБ	8 + 16 дБ
Полоса с изоляцией до 90% от пиковой	1±2% от $\lambda = 1310$ нм	1±2% от $\lambda = 1550$ нм
Вносимые потери	0,7+1,2 дБ	0,7+1,2 дБ
Обратные потери	> 55 дБ	> 55 дБ
Рабочая температура	-20 + +55°C	-20 + +55°C
Температура хранения	-35 + +80°C	-35 + +80°C
Относительная влажность	95%, 0°C + 40°C	95%, 0°C + 40°C

Основными требованиями, предъявляемыми к оптическому изолятору, являются малые вносимые потери в прямом направлении (~ 1-2 дБ) и высокая изоляция (потери при распространении обратного сигнала) в обратном направлении (> 30 дБ).

Кроме того, должны обеспечиваться прозрачность во всем диапазоне рабочих длин волн, стабильность параметров при изменении температуры. В таблице 9.1 представлены технические характеристики двух моделей оптических изоляторов.

Аттенюаторы.

Аттенюаторы используются с целью уменьшения мощности входного оптического сигнала. По принципу действия аттенюаторы бывают переменные и фиксированные. *Переменные аттенюаторы* допускают регулировку величины затухания в пределах 0-20 дБ с точностью установки величины затухания 0,5 дБ. Регулировка достигается путем изменения величины воздушного зазора. *Фиксированные аттенюаторы* имеют установленное изготовителем значение затухания, величина которого может составлять 0, 5, 10, 15 или 20 дБ. Затухание может вноситься посредством специального поглощающего фильтра, встроенного в аттенюатор.

9.3 Распределители оптического излучения

В зависимости от выполняемых функций распределители оптического излучения (РОИ) (рис. 9.6) подразделяются на: неселективные делители-сумматоры мощности – оптические *разветвители (ответвители)*; спектрально селективные делители-сумматоры сигналов – волновые *мультиплексоры/демультиплексоры*; управляемые внешним воздействием распределители оптических сигналов – *переключатели (коммутаторы)*.

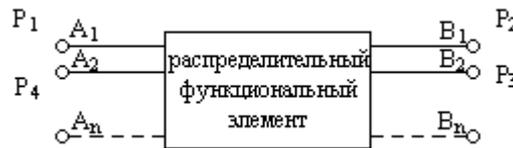


Рис. 9.6- Распределитель оптического излучения

Основные параметры РОИ:

-коэффициент передачи между полюсами $K_{i-j} = -10 \lg \frac{P_i}{P_j}$;

-потери $\alpha_{внутр} = -10 \lg \frac{\sum P_j}{\sum P_i}$;

-потери на распределение с n выходными полюсами $\alpha = -10 \lg \frac{1}{n}$;

-разброс в распределении мощности по выходным полюсам $dP_j = -10 \lg \frac{P_j}{P_{j+n}}$;

-оптическое переходное затухание между каналами

а) на ближнем конце $D_i = \frac{P_4}{P_1}$;

б) на дальнем конце $D_j = \frac{P_2}{P_{23}}$;

-стабильность характеристик при изменении внешних условий.

9.3.1 Разветвители и ответвители

Оптический разветвитель представляет собой в общем случае многополюсное устройство, в котором излучение, подаваемое на часть входных оптических полюсов (портов), распределяется между его остальными оптическими полюсами.

Различают направленные и двунаправленные разветвители, а также разветвители, чувствительные к длине волны (спектрально-селективные) и нечувствительные (неселективные). В двунаправленном разветвителе каждый полюс может работать как на приём сигнала, так и на его передачу. Поэтому в этом случае группы приёмных и передающих полюсов могут меняться местами в функциональном смысле. В направленном разветвителе коэффициенты передачи между оптическими полюсами зависят от направления оптического излучения, а в спектрально-селективном разветвителе - от длины волны.

По своей конструкции разветвители разделяют на две основные группы - *биконические*, в которых излучение передается через боковую поверхность, и *торцевые*, в которых излучение передается через торец. По технологии изготовления разветвители делятся на *сплавные* и *планарные*. В таблице 9.2 приведены коэффициенты деления и вносимые потери некоторых разветвителей, выпускаемых промышленностью.

Таблица 9.2 - Коэффициенты деления и вносимые потери (*IL* - Insertion Loss) разветвителей 1×N и ответвителей 1×2, 1×3

N	R, %	$L_{\text{max}} - L_{\text{min}}$, дБ	R, %	IL, дБ	R, %	IL, дБ
2	50	2,9-3,3	60/60	3,1/3,1	10/45/45	10,5/4,0/4,0
3	33	4,8-5,2	45/55	3,6/2,7	20/40/40	7,3/4,5/4,5
4	25	5,5-6,7	40/60	4,1/2,3	30/35/35	5,4/4,8/4,8
5	20	6,9-7,8	35/65	4,7/2,0	40/30/30	4,1/5,4/5,4
8	16,7	8-8,5	30/70	5,4/1,7	50/25/25	3,1/6,2/6,2
7	14,3	9,1-9,6	25/75	6,2/1,4	60/20/20	2,3/7,2/7,2
8	12,5	9,8-10,1	20/80	7,5/1,2	70/15/15	1,7/8,5/8,5
10	10	10,8-11,1	15/85	8,4/0,8	80/10/10	1,0/10,5/10,5
12	8,3	11,9-12,0	10/90	10,2/0,6		
16	6,3	13-13,5	5/95	13,2/0,4		
32	1,6	16,2-17,0	1/99	20,5/0,3		

Ответвитель - это обобщение разветвителя, когда выходная мощность распределяется необязательно в равной пропорции между выходными полюсами. Конфигурации ответвителей бывают 1 x 2, 1 x 3, 1 x 4, 1 x 5,

1 x 6, 1 x 8, 1 x 16, 1 x 32. Некоторая доля (меньше 50 %) выходной мощности идёт на канал (каналы) ответвителя, в то время как большая часть остаётся в магистральном канале. Выходные полюса нумеруются в порядке убывания мощности.

9.3.2 Оптические мультиплексоры/демультиплексоры

Возможность передачи большого количества информации по ВОЛС связана с использованием технологии WDM, где передача информации по волокну ведётся одновременно на разных длинах волн. Для этого необходимо ввести разные длины волн в волокно с помощью оптических мультиплексоров (MUX) на передающем конце, и вывести на приёмном конце при помощи демультиплексора (DMUX) – рис. 9.7.

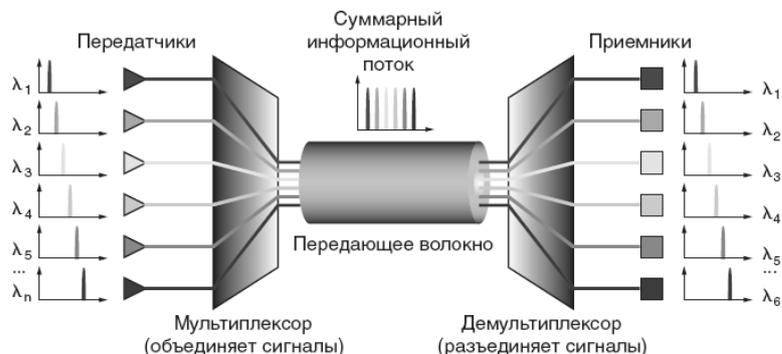


Рис. 9.7 – Принцип WDM

Одним из самых важным параметром в технологии волнового мультиплексирования является расстояние между соседними каналами. Международный союз электросвязи ИТУ-Т утвердил частотный план WDM с расстоянием между соседними каналами 200 ГГц ($\lambda \approx 1,6$ нм), 100 ГГц ($\lambda \approx 0,8$ нм) и 50 ГГц ($\lambda \approx 0,4$ нм)

Оптическое мультиплексирование и демультиплексирование основано на комбинированных или

расположенных последовательно друг за другом узкополосных фильтрах. В частности, для фильтрации применяют тонкопленочные фильтры, волоконные или объемные Брэгговские дифракционные решетки, сварные биконические волоконные разветвители, фильтры на основе жидких кристаллов, устройства интегральной оптики (матрицы фазовых волноводных дифракционных решеток) и др.

В качестве примера рассмотрим *дифракционную решетку*. Наиболее распространенные в оптике обычные дифракционные решетки (ДР) отражают световой пучок под разными углами в плоскости падения, причем угол, в котором отраженный свет достигает максимальной интенсивности, зависит от длины волны. Физический принцип, используемый в дифракционных решетках, - подавление или усиление света за счет интерференции падающих и отраженных волн.

В устройствах мультимплексирования и демультимплексирования дифракционные решетки располагаются на пути света таким образом, чтобы сигнал нужной длины волны мог быть выделен из составного сигнала или добавлен в него. Хотя устройства на основе дифракционных решеток дороги и сложны в производстве, вносимые ими потери практически не зависят от числа каналов, что делает эту технологию одной из наиболее привлекательных для использования в системах с большим числом каналов.

Основными характеристиками ДР являются угловая дисперсия, разрешающая способность и область дисперсии.

Угловая дисперсия D характеризует степень пространственного (углового) разделения волн с различными длинами λ :

$$D = \frac{d\vartheta}{d\lambda} = \frac{m}{d \cdot \cos \vartheta_m} \quad (9.9)$$

Видно, что для заданного порядка m спектра угловая дисперсия тем больше, чем меньше период d решетки. Кроме того, $d\vartheta/d\lambda$ растет с увеличением порядка m спектра.

Разрешающая способность

$$R = \lambda/\delta\lambda \quad (9.10)$$

где $\delta\lambda$ – наименьшая разность длин волн спектральных линий, при которой эти линии воспринимаются еще отдельно, т.е. разрешаются.

Согласно критерию Рэлея, верхний предел разрешающей способности

$$\lambda/\delta\lambda = mN. \quad (9.11)$$

Очевидно, что для повышения разрешающей способности можно увеличивать число N штрихов, которое доходит в ДР до 200 000.

Область дисперсии $\Delta\lambda$ – это ширина спектрального интервала, при которой еще нет перекрытия спектров соседних порядков:

$$\Delta\lambda = \lambda/m. \quad (9.12)$$

Пример. Свет с длиной волны $\lambda = 1550$ нм падает под некоторым углом на дифракционную решетку. Найти наименьшую разность воспринимающихся отдельно длин волн спектральных линий, если разрешающая способность решетки $R = 3 \times 10^3$.

Решение:

В соответствии с критерием Рэлея разрешающая способность (9.11) $R = \lambda/\delta\lambda$, откуда находим

$$\delta\lambda = \frac{\lambda}{R} = \frac{1550[\text{нм}]}{3 \cdot 10^3} = 0,5 \text{ нм.}$$

9.3.3 Коммутационные устройства

Волоконно-оптический переключатель, кроме входных полюсов и распределительного функционального элемента (РФЭ), содержит также устройство управления, которое формирует команды на изменения состояний РФЭ таким образом, чтобы обеспечить связь между заданными парами полюсов. Если множество состояний РФЭ обеспечивает реализацию любого списка соединений полюсов, то переключатель считается *полнодоступным*. Переключатель считается *неблокируемым*, если для установления новой связи не требуется перестройки коммутационных элементов, обеспечивающих осуществление ранее установленных связей.

В зависимости от механизма коммутации различают механические, оптоэлектронные и оптические переключатели (табл. 9.3). В *механических* переключателях коммутация осуществляется за счет механического перемещения тех или иных элементов переключателя, в *оптоэлектронных* и *оптических* переключателях механическое перемещение элементов отсутствует, изменение направления

оптического сигнала в них происходит в результате изменения оптико-физических параметров неподвижной среды распространения излучения.

Таблица 9.3. – Волоконно-оптические коммутаторы

Тип переключателя	Достоинства	Недостатки
механический	высокая развязка между каналами, низкие потери сигнала, независимость характеристик от длины волны излучения	низкое быстродействие, конструктивная сложность, хрупкость
оптоэлектронный	простота изготовления, время переключения – десятки нс	ограниченное число коммутационных точек, внесение шумов и искажений
оптический	исключается необходимость оптоэлектронного преобразования, высокая пропускная способность, малое время переключения - нс	затухание сигнала в интегрально-оптических устройствах, трудность при совмещении с ОВ

Глава 10 Нелинейные эффекты в оптических волокнах

Нелинейность – это неотъемлемое свойство материальной среды при распространении в ней электромагнитной энергии. Нелинейные эффекты, возникающие в ОВ, представляют собой фундаментальные ограничения по объему информации, который может быть передан по отдельному ОВ в единицу времени. Нелинейные эффекты особенно остро проявляются в системах со спектральным уплотнением каналов, когда имеется несколько источников световой мощности, вводимой в ОВ.

При малых мощностях взаимодействие света со средой пропорционально первой степени от мощности света, т.е. представляет собой линейный эффект (например, поглощение света в ОВ - рис. 10.1). Нелинейные эффекты возникают при высоких мощностях и порождают генерацию паразитных гармоник на частотах, равных сумме или разности основных частот системы. Первоначально, согласно Rec. ITU-T G.662, величина мощности, вводимой в ОВ, ограничивалась 17 дБм (на $\lambda = 1550$ нм), а затем она была увеличена до 19 дБм. В настоящее время уровень мощности систем с плотным спектральным уплотнением (DWDM систем) увеличен до 30 дБм для специальных типов ОВ с большой эффективной площадью сечения [17].

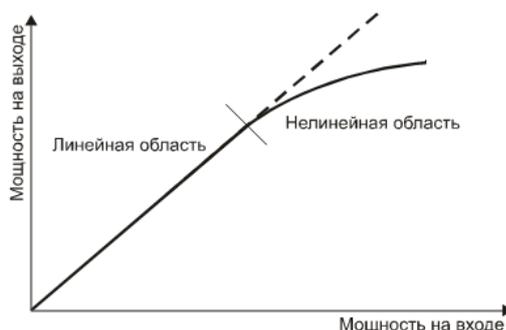


Рис.10.1– Проявление нелинейности при высоком уровне мощности

Оптические волокна обладают двумя специфическими свойствами, которые обуславливают высокую эффективность протекания в них нелинейных процессов:

– свет сконцентрирован на малой площади вблизи сердцевины ОВ;

– высокая концентрация света сохраняется на всей многокилометровой длине ОВ.

Длина взаимодействия света с сердцевиной ОВ ограничена тем, что интенсивность света уменьшается из-за потерь в волокне, и ее вклад в суммарный нелинейный эффект существенен только на начальном участке.

Эффективная длина этого участка волокна (рис. 10.2) определяется выражением:

$$L_{eff} [\text{км}] = \frac{3,43}{\alpha} (1 - \exp^{-0,23\alpha L [\text{км}]}) , \quad (10.1)$$

где L – длина волокна;
 α – затухание в волокне.

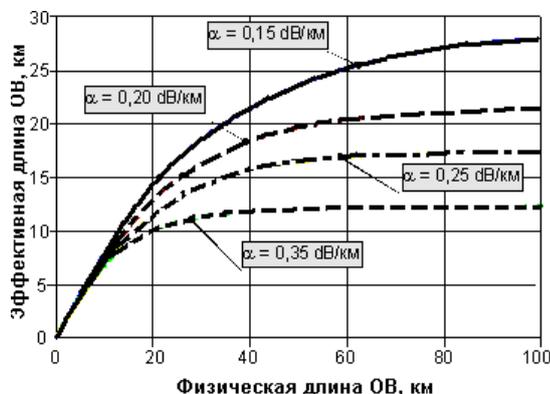


Рис. 10.2- Зависимость эффективной длины участка ОВ от его физической длины

Мощность P распространяющегося в ОВ сигнала пропорциональна коэффициенту нелинейности γ , который определяется как

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_n}{A_{eff}} , \quad (10.2)$$

где n_n – коэффициент нелинейности показателя преломления волокна - $(2-3) \times 10^{-16}$ см²/Вт для кварцевого волокна;

A_{eff} – эффективная площадь сечения ОВ.

Из выражения (2) видно, что для поддержания постоянства показателя преломления n необходимо использовать ОВ с максимально возможной величиной эффективной площади сечения. С помощью подбора легирующих добавок и формы профиля показателя преломления, эффективную площадь A_{eff} удается существенно увеличить, что дает возможность вводить в волокно суммарную мощность группового сигнала порядка +30 дБм (1 Вт).

Различие эффективной площади модового пятна приводит к различию коэффициентов нелинейности у разных типов волокон (рис. 10.3).



Рис. 10.3– Зависимость коэффициента нелинейности от диаметра модового пятна [17]

Нелинейные оптические эффекты в ОВ можно разбить на два класса: эффекты упругого и неупругого рассеяния. К эффектам нелинейного *упругого* рассеяния относятся эффекты, в которых не

происходит обмена энергией между полем световой волны и диэлектрической средой - *вынужденное рассеяние Мандельштама - Бриллюэна (ВРМБ)* и *вынужденное рамановское или комбинационное рассеяние (ВКР)*.

В класс эффектов *неупругого рассеяния* попадают нелинейные эффекты, в которых световая волна в результате фотон-фононного взаимодействия передает часть своей энергии нелинейной среде: явления нелинейного преломления [19] – *фазовая самомодуляция (ФСМ)* и *фазовая перекрестная или кросс – модуляция (ФКМ)*, а также *четырёхволновое смешение (ЧВС)*.

Вынужденное рассеяние Мандельштама-Бриллюэна. Физическая причина вынужденного рассеяния Мандельштама - Бриллюэна состоит в том, что благодаря электрострикции накачка генерирует акустическую волну. Акустические волны создают пространственные колебания плотности в ОВ (сгустки и разрежения), приводя к периодической модуляции показателя преломления. Индуцированная решетка показателя преломления рассеивает излучение накачки в результате брэгговской дифракции (рисунок 10.4). Поскольку решетка движется со звуковой скоростью v_a , частота рассеянного на акустических фононах излучения испытывает доплеровский сдвиг в длинноволновую область [19, 17].



Рис. 10.4 – Схема рассеяния света на звуковой волне

Бриллюэновское частотное смещение f_B определяется частотой акустической волны ω_A при обратном рассеянии по формуле:

$$f_B = \frac{\omega_A}{2\pi} = \frac{2n_0 v_A}{\lambda_p} \quad (10.3)$$

где n_0 – показатель преломления;
 v_A – скорость продольных акустических волн.

Пример. Оценим величину частотного сдвига рассеянного вследствие ВРМБ излучения для кварцевого ОВ с типичными значениями $n_0 = 1,47$, $v_A = 5,96$ км/с на длине волны $\lambda_p = 1550$ нм:

$$f_B = \frac{2n_0 v_A}{\lambda_p} = \frac{2 \cdot 1,47 \cdot 5,96 \cdot 10^3}{1550 \cdot 10^{-9}} \approx 11 \text{ ГГц.}$$

Таким образом, ВРМБ приводит к двум эффектам:

- установлению верхней границы оптической мощности, эффективно используемой системой;
- ухудшению качества основного сигнала за счет взаимодействия с волной обратного рассеяния, а также с волной двойного обратного рассеяния, возникающей за счет отражения волны обратного рассеяния.

Порог ВРМБ достигается при критической мощности накачки, равной

$$P_B \cong \frac{21bA_{eff}}{g_B L_{eff}}, \quad (10.4)$$

где g_B - коэффициент ВРМБ-усиления, определяемый из выражения

$$g_B = \frac{1,73 \times 10^{-12}}{(\lambda_n [\text{мкм}])^2 \cdot \Delta f_n [\text{ГГц}]} \text{ м/Вт,} \quad (10.5)$$

здесь λ_p – длина волны накачки, мкм;

$\Delta f_p \sim 1$ ГГц – ширина полосы накачки.

b – коэффициент, зависящий от сохранения поляризации.

Под сохранением поляризации обычно понимается сохранение линейной поляризации. В типичных одномодовых оптических волокнах, не сохраняющих поляризацию, направления поляризации

сигналов накачки и стоксовых волн перестают совпадать друг с другом, и среднее усиление вследствие рассеяния убывает вдвое.

Вынужденное комбинационное рассеяние. Вынужденное комбинационное рассеяние света обусловлено нелинейным взаимодействием сильного электромагнитного поля излучения с электромагнитным полем атомов физической среды (оптического волокна). Получив импульс от фотона накачки и изменив уровень колебательной энергии, частица передает этот импульс соседним молекулам, возбуждая тем самым направленную гиперзвуковую волну [11, 17]. Изменение частоты соответствует либо уменьшению энергии фотона, отдавшего часть энергии на возбуждение рассеивающей системы (колебанию молекулы или переходу молекулы в другое колебательное состояние), либо увеличению энергии фотона за счет энергии системы, колебания которой как-либо были возбуждены ранее (например, нагревом).

Значение пороговой мощности волны накачки для стоксовой волны, распространяющейся вперед, может быть определено как

$$P_R \cong \frac{16bA_{eff}}{g_R L_{eff}}, \quad (10.6)$$

где $g_B \approx 6,5 \times 10^{-14}$ м/Вт – коэффициент ВКР-усиления.

ВКР приводит к перекрестным помехам между каналами и к неравномерному распределению мощности по частотному диапазону DWDM-системы: на одном конце частотного интервала каналы усиливаются больше, чем нужно, а на другом конце, наоборот, быстрее “истощаются”.

Замечание. Хотя явления ВКР и ВРМБ во многом схожи, можно выделить несколько существенных *отличий*:

- При ВРМБ спектр стимулированного излучения узкий (не более 60 МГц) и смещен в длинноволновую сторону на 10...11 ГГц, а при ВКР спектр стимулированного излучения широкий (~ 7 ТГц) и смещен в длинноволновую сторону на величину порядка 10...13 ТГц (рис. 10.5, 10.6)
- Пороговая мощность ВКР намного больше (примерно на три порядка), чем ВРМБ.

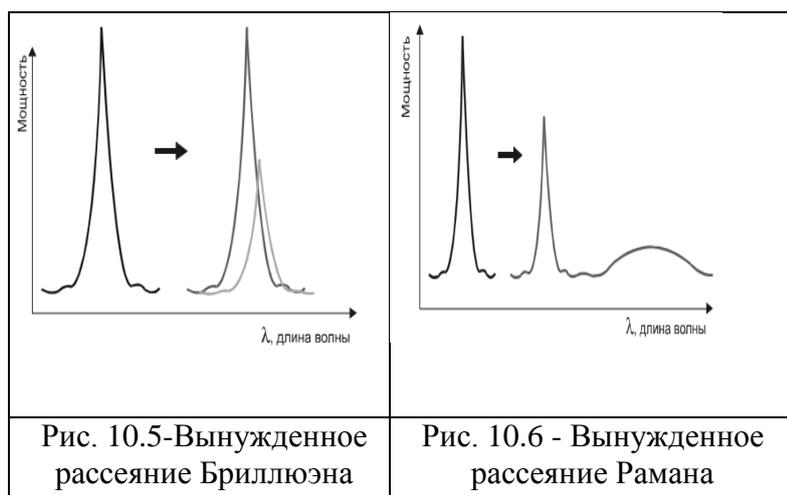


Рис. 10.5-Вынужденное рассеяние Бриллюэна

Рис. 10.6 - Вынужденное рассеяние Рамана

Важной особенностью этих явлений является то, что их интенсивность в ОВ может увеличиваться на много порядков [12] (до 10^9 раз на длине волны 1550 нм при затухании 0,2 дБ/км), создавая возможность для оптического усиления. Явления нелинейного неупругого рассеяния лежат в основе работы рефлектометров [17], а также нелинейных волоконных усилителей.

Пример. Оценить величину пороговой мощности для ВКР в

стандартном оптическом волокне длиной 100 км на рабочей длине волны $\lambda = 1550$ нм.

Решение:

Для нахождения пороговой мощности ВКР определим из графика рис. 10.2 значение эффективной длины взаимодействия в линии длиной 100км: $L_{eff} \approx 20$ км.

$$\text{Тогда } P_R \cong \frac{16A_{eff}}{g_R L_{eff}} = \frac{16 \cdot 65 \cdot 10^{-12} [\text{М}^2]}{6,5 \cdot 10^{-14} [\text{М} / \text{Вт}] \cdot 20 \cdot 10^3 [\text{М}]} = 800 \text{ мВт.}$$

В явлениях, зависящих от показателя преломления, при высоком уровне мощности сигнала необходимо учитывать нелинейность показателя преломления (эффект Керра):

$$n = n_0 + n_n I, \quad (10.7)$$

где n_0 – показатель преломления волокна;
 n_n – коэффициент нелинейности показателя преломления волокна;
 I – интенсивность оптического сигнала.

На рис. 10.7 показана зависимость показателя преломления от оптической мощности в кварце. Из графика видно, что изменение показателя преломления незначительно по своей величине. Тем не менее, даже такое изменение показателя преломления n оказывает существенное влияние на качество передачи высокоскоростных потоков на протяженных ВОЛС.



Рис. 10.7 - Зависимость показателя преломления от мощности оптического сигнала

Фазовая самомодуляция возникает вследствие зависимости мощности импульса от времени: на заднем фронте импульса мощность увеличивается во времени, а на переднем фронте уменьшается (рис. 10.8). Фаза импульса, прошедшего через нелинейную среду [17]

$$\varphi = \omega_0 t - \omega_0 L n / c = \omega_0 (t - L n_0 / c) - \varphi_{SPM} \quad (10.8)$$

где

$$\varphi_{SPM} = (2\pi / \lambda) n_2 (P / A_{eff}) L_{\text{eff}} = \gamma P L_{\text{eff}} \quad (10.9)$$

Возникающий из-за ФСМ эффект дополнительный набег фазы также является функцией времени – на переднем фронте импульса фазовый сдвиг увеличивается во времени, а на заднем уменьшается. Так как частота является производной фазы во времени, то импульс

оказывается промодулированным по частоте, при этом частота несущей на заднем фронте импульса оказывается больше частоты несущей на переднем фронте импульса:

$$\Delta\omega = -d\varphi_{SPM} / dt = -\gamma (dP / dt) L_{\text{eff}} \quad (10.10)$$

Таким образом, ФСМ эффект приводит к появлению чирпинга примерно так же, как и при распространении импульса в волокне с дисперсией. Однако между этими явлениями имеются существенные отличия. SPM эффект приводит к уширению спектра импульса, но не меняет ширину импульса. Дисперсия, наоборот, приводит к изменению ширины импульса, но не меняет ширину его спектра.

ФСМ начинает проявляться в ОВ при мощностях более 8...10 мВт и не зависит от частотной канальной расстановки или числа каналов. Данный порог весьма условен, т.к. в значительной степени зависит от типа ОВ. Вызванное ФСМ изменение линейной частотной модуляции оказывает влияние на расширение импульса вследствие дисперсии и в связи с этим должно учитываться высокоскоростных системах, которые уже обладают значительными ограничениями вследствие дисперсии. В WDM системах сигнал в спектрально уширенном SPM канале может интерферировать с сигналами соседних каналов [12].

Фазовая кросс-модуляция возникает при взаимодействии с волнами, распространяющимися в других каналах DWDM системы, что приводит к асимметричному спектральному уширению совместно распространяющихся импульсов.

Дополнительный фазовый сдвиг в i -ом канале аналогично, как и в ФСМ эффекте, пропорционален коэффициенту нелинейности γ и эффективной длине взаимодействия $L_{\text{эфф}}$:

$$\varphi_i = \gamma L_{\text{эфф}} \left[P_1 + 2 \sum_{m \neq 1} P_m \right] \quad (10.11)$$

Из (10.11) видно, что ФКМ эффект увеличивает нелинейный фазовый сдвиг, возникающий из-за ФСМ эффекта, примерно в $2N$ раз, где N – число каналов в DWDM системе и приводит к таким же искажениям импульсов, только более сильным. Для того чтобы компенсировать увеличение нелинейного фазового сдвига с ростом числа каналов, необходимо выбирать оптические волокна с максимально возможной эффективной площадью сечения волокна и, по возможности, снижать канальный уровень оптической мощности.

Четырехволновое смещение является одним из самых вредных нелинейных оптических явлений в системах WDM. При достижении критического уровня мощности излучения лазера нелинейность ОВ приводит к взаимодействию волн и появлению новых волн. Некоторые из этих частот могут попасть в рабочие полосы пропускания каналов (рис. 10.9). Число таких дополнительных частот определяется соотношением:

$$N_{\Sigma} = N^2(N-1)/2, \quad (10.12)$$

где N – число каналов, передающих сигналы.

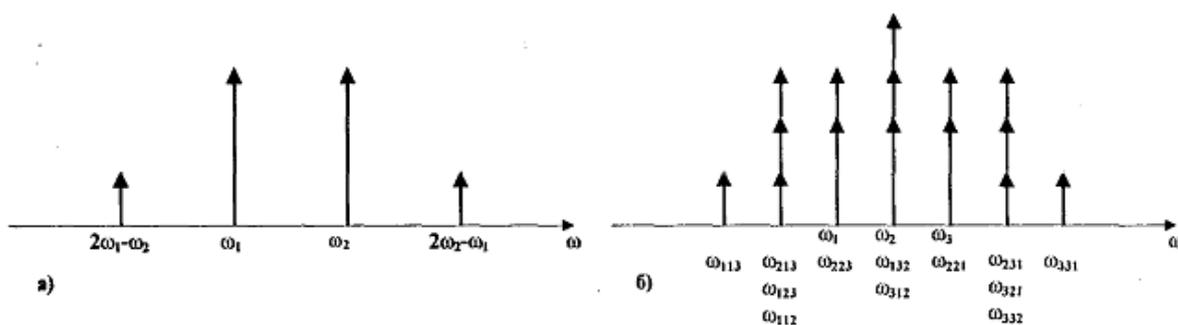


Рис. 10.8 – Появление нежелательных сигналов в спектральном диапазоне передачи

Четырехволновое смещение чувствительно к: увеличению мощности канала; уменьшению частотного интервала между каналами; увеличению числа каналов.

Влияние ЧВС уменьшается при: увеличении эффективной площади сечения ОВ; увеличении абсолютного значения хроматической дисперсии: на выходе лазеров формируется когерентное световое излучение, в котором сигналы находятся в привязанной фазе по отношению друг к другу. Поэтому, когда сигналы распространяются вдоль волоконно-оптического кабеля и, в конечном счете, взаимодействуют между собой, они образуют новую волну. Этому эффекту в значительной степени противодействует дисперсия, обеспечивающая условия, при которых согласованность фаз сигналов не может сохраниться после прохождения ими больших расстояний.

Глава 11 Компенсация дисперсии

Хроматическая дисперсия вызывает уширение светового импульса при его распространении в ОВ, и, как следствие, уменьшение пропускной способности, а также скорости передачи канала связи. Для компенсации дисперсии в одномодовых волокнах используют специальный тип ОВ– *DCF* (*Dispersion Compensating Fiber*–*волокно для компенсации дисперсии*) с коэффициентом дисперсии D порядка -100 пс/нм×км.

Профиль показателя преломления в DC волокнах выполнен в виде узкого центрального пика, окруженного кольцом с меньшим скачком показателя преломления (рис. 11.1). На коротких длинах волн мода ведется в основном центральным пиком. С увеличением длины волны диаметр моды увеличивается, а модовый показатель преломления, соответственно, уменьшается, что приводит к изменению коэффициента дисперсии. Таким способом удается создавать волокна, обладающие большим (по модулю) отрицательным коэффициентом дисперсии.

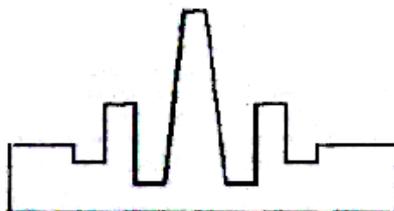


Рис. 11.1 – Типичный профиль коэффициента преломления волокна DSCF компенсатора

Основными оптическими характеристиками волокон для DSCF (*Dispersion and its Slope Compensation Fiber* – волокно со специально подобранной величиной дисперсии и наклона коэффициента дисперсии) компенсаторов являются: хроматическая дисперсия, потери на изгибах, длина волны отсечки, эффективный размер модового пятна (A_{eff}) и коэффициент относительной крутизны дисперсионной кривой RDS. При создании таких волокон необходимо находить компромиссные решения, чтобы получить оптимальные характеристики, так как чрезмерное увеличение RDS может привести к большим изгибным потерям, уменьшению A_{eff} и росту длины волны отсечки. Потери в DC волокнах складываются из трех основных компонентов: потери в прямом волокне; потери на изгибе волокна; потери в месте соединения DC волокон с SMF волокнами, возникающие из-за рассогласования диаметров модовых пятен. В зависимости от типа компенсатора величина этих потерь составляет порядка 3-8 дБ.

Устройства компенсации дисперсии DCD (*Dispersion Compensation Devices*) придают сигналу равную по величине, но противоположную по знаку дисперсию и восстанавливают первоначальную форму импульсов. Обычно DC волокно наматывается на катушку, образуя модуль – модуль компенсации дисперсии (DCM – *Dispersion Compensation Module*), который включается в определенных точках магистрали, так что среднее значение дисперсии ЭКУ (элементарного кабельного участка) [20]

$$\bar{D} = D_{xp1}l_1 + D_{xp2}l_2 = 0 \quad (11.1)$$

В таблице 11.1 приведены типичные параметры модулей для компенсации дисперсии.

Таблица 11.1 - Типичные параметры некоторых модулей для компенсации дисперсии

Тип модуля	Компенсируемая длина линии, км	Дисперсия волокна модуля, пс/нм	Наклон дисперсии S, пс/нм ² *км	Вносимое затухание, дБ	Эффективность модуля (FOM), пс/(нм*дБ)	Среднее значение PMD, пс
DCM-20	20	-330	н/д	3,2	103	0,8
DK-40	40	-680	-1,2	5,2	131	0,6
DK-60	60	-1020	-1,9	7,0	146	0,75
DCM-80	80	-1320	н/д	8,6	153	1,5
DCM-95	95	-1560	н/д	10,0	156	1,6

Возможности компенсации дисперсии волокон могут быть оценены с помощью коэффициента относительной крутизны дисперсионной кривой RDS, который определяется как отношение крутизны дисперсионной кривой к величине хроматической дисперсии:

$$RDS = S / D, \quad (11.2)$$

где D и S есть величина дисперсии и крутизна дисперсионной кривой на единицу длины соответственно. Если RDS волокна DSCF является таким же, как и передающего волокна, то становится

возможной полная компенсация наклона дисперсионной кривой передающего волокна путем подбора длины DSCF, подобно тому, как осуществляется компенсация полной дисперсии волокна. *Степень компенсации наклона* ($C_{кн}$) может быть представлена следующим выражением:

$$C_{кн} = RDS_{DSCF} / RDS_{OF} \quad (11.3)$$

Если RDS волокна DSCF компенсатора и компенсируемого волокна одинаковы, то степень компенсации наклона составляет 100% и результирующая дисперсия после компенсации становится близкой к нулевому значению.

Другой важной характеристикой DSCF компенсаторов является *показатель качества, или эффективность* (Figure of merit - FOM). Он определяется как величина дисперсии на единицу потерь в волокне:

$$FOM = D_{DSCF} / \alpha_{DSCF} \quad (11.4)$$

Глава 12 Расчет длины регенерационного участка ВОЛС

При построении магистральных и зонавых ВОЛС всю трассу разбивают на отдельные участки, называемые *пролетами* или *регенерационными участками*. Между пролетами устанавливается регенерационное оборудование для восстановления уровня и формы сигнала.

Для расчета максимально допустимой длины пролета необходимо учитывать два фактора: дисперсию и затухание сигнала в ОВ, причем расчет длины для каждого случая проводится отдельно.

Расчет длины участка регенерации по затуханию. Общее затухание регенерационного участка

$$\alpha_p = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = \alpha L_\alpha + \alpha_{нс} N_{нс} + \alpha_{рс} N_{рс} + \alpha_D, \quad (12.1)$$

где P_1 — мощность, вводимая в ОВ кабеля;

P_2 — мощность принимаемого сигнала;

α — коэффициент затухания ОВ;

$\alpha_{нс}$, $\alpha_{рс}$ — вносимые потери неразъемных и разъемных оптических соединителей;

$\alpha_D \approx 1$ дБ — коэффициент, учитывающий изменение пиковой амплитуды импульса вследствие дисперсии;

$N_{дн}$, $N_{ин}$ — число разъемных и неразъемных соединений.

Потери разъемных соединителей составляют **0,1÷0,5 дБ**, неразъемных- **0,02÷0,05 дБ**.

Общее число неразъемных оптических соединителей на участке

$$N_{нс} = L_\alpha / l_{сд} + 1, \quad (12.2)$$

где $l_{сд}$ — средняя строительная длина ОК ($l_{сд} = 2; 4; 6$ км).

Оптический приемник будет принимать и обрабатывать сигнал при условии $p_2 \geq p_{пр}$, где $p_{пр}$ — пороговая чувствительность (минимально допустимый уровень мощности принимаемого сигнала, выраженный в дБм). Реальная чувствительность приемников определяется многими факторами, в том числе и скоростью передачи информации. Таблица 12.1 дает представление о предельных чувствительностях для pin- фотодиодов.

Таблица 12.1 - Уровни приема для используемых скоростей передачи при BER = 10^{-10}

Скорость передачи	Уровень, дБм
155 Мбит/с	-35...-33
622 Мбит/с	-28...-27
2,5 Гбит/с	-23

Подставив (12.2) в (12.1), после преобразований получим

$$L_{\alpha} = \frac{Y - \dot{I} - \alpha_{\partial n} N_{\partial n} - \alpha_{\dot{m}}}{\alpha + \alpha_{\dot{m}} / l_{ca}}, \quad (12.3)$$

Здесь $\mathcal{E} = p_1 - p_{\text{пр}}$ – энергетический потенциал или бюджет линии, который определяется $\text{ITU} - T$ как максимальное затухание участка регенерации без учета передающего и приемного стыков аппаратуры (p_1 – мощность, вводимая в ОВ, выраженная в дБм);

M – энергетический запас, учитывающий потери за счет старения, деградации, изменения параметров аппаратуры при эксплуатации.

Для простейшего случая $N_{\text{pc}} = 2$. Включение каждого дополнительного устройства в линейный тракт осуществляется при помощи двух разъемных соединителей.

Расчет длины участка регенерации по дисперсии. Максимальная длина пролета, ограничиваемая дисперсией, при условии уширения импульса не более чем на $1/4$ длительности, что в случае гауссовой формы импульса означает нахождение 95% энергии импульса в пределах тайм - слота, для систем на основе лазерных диодов с резонатором Фабри-Перо составляет

$$L_D = \frac{1}{4DB\Delta\lambda} = \frac{250}{D[\dot{\nu}/\dot{\nu} \cdot \hat{\epsilon}]} \cdot B[\tilde{\Delta}\lambda/\tilde{\nu}] \cdot \Delta\lambda[\dot{\nu} \hat{\epsilon}], \quad (12.4)$$

где D — удельный коэффициент хроматической дисперсии, $\dot{\nu}/\dot{\nu} \cdot \hat{\epsilon}$;

B — скорость передачи информации, Гбит/с;

$\Delta\lambda$ — ширина линии излучения источника, нм.

Более современные типы ЛД с распределенной обратной связью (distributed feed-back – DFB) или с распределенным Брегговским отражателем (distributed Bragg reflector – DBR) имеют только одну продольную моду излучения и соответственно сверхмалую ширину линии излучения 0,1–0,01 нм. Для таких систем на первый план выходит уширение спектра излучения вызванное модуляцией несущего сигнала. Уширение спектра при модуляции сигнала можно рассчитать по приближенной формуле:

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda}{c} B, \quad (12.5)$$

Получаем:

$$L_D = \frac{c}{4DB^2\lambda^2} = \frac{75000}{D[\dot{\nu}/\dot{\nu} \cdot \hat{\epsilon}] \cdot B^2[\tilde{\Delta}\lambda/\tilde{\nu}] \cdot \lambda^2[\dot{\nu} \hat{\epsilon}]} \hat{\epsilon}. \quad (12.6)$$

Замечание. Предполагается, что в качестве линейного кода передачи используется код NRZ.

Пример 1. Определить длину регенерационного участка ВОЛС, реализованной на основе стандартного ОВ (Rec. G. 652).

Исходные данные

скорость передачи (STM – 64).....	$B = 10$ Гбит/с
рабочая длина волны	$\lambda = 1,55$ мкм
ширина спектра излучения на уровне 3дБ.....	$\Delta\lambda \leq 0,1$ нм
уровень мощности, вводимой в ОВ	$p_1 = 0$ дБм
пороговая чувствительность	$p_{\text{пр}} = -30$ дБм
энергетический запас	$M = 6$ дБм

Параметры ОК

коэффициент затухания	$\alpha = 0,25$ дБ/км
-----------------------------	-----------------------

удельная хроматическая дисперсия $D = 20$ пс/км*нм
 средняя строительная длина..... $l_{cd} = 2$ км

Параметры линейного тракта: $N_{pc} = 2$; $\alpha_{pc} = 0,3$ дБ; $\alpha_{nc} = 0,1$ дБ.

Решение:

1) Определим длину регенерационного участка по затуханию и дисперсии

$$L_{pa} = \frac{A - M - \alpha_{pc} N_{pc} - \alpha_{nc}}{\alpha + \alpha_{nc} / l_{cd}} = \frac{30[\text{дБ}] - 6[\text{дБ}] - 0,3[\text{дБ}] \cdot 2 - 0,1[\text{дБ}]}{0,25[\text{дБ}/\text{км}] + 0,1[\text{дБ}]/2[\text{км}]} = 80,5 \text{ км}$$

$$L_D = \frac{1}{2BD\Delta\lambda} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^9 [1/c] \cdot 20 \cdot 10^{-12} [c/\text{км} * \text{нм}] \cdot 0,1[\text{нм}]} = 31 \text{ км}$$

Таким образом, длина регенерационного участка ограничена дисперсией.

Необходимо увеличить длину регенерационного участка по дисперсии так, чтобы она была сравнима с длиной регенерационного участка по затуханию;

2) Для увеличения длины регенерационного участка по дисперсии используем метод компенсации дисперсии, для чего в линию включается модуль для компенсации дисперсии. Ближайшее значение компенсируемой модулем длины линии L_{DC} равно 40 км; при этом общая длина компенсируемой линии L_D составит

$$L_D = \frac{1}{2BD\Delta\lambda} + L_{DC} = 31 + 40 = 71 \text{ км}$$

Выберем в качестве компенсатора модуль ДК – 40 (табл. 11.1). Такой модуль вносит дополнительные потери $\alpha_{DC} = 5$ дБ. При этом длина регенерационного участка по затуханию будет составлять

$$L_{\alpha} = \frac{A - M - \alpha_{pc} N_{pc} - \alpha_{nc} - \alpha_{DC}}{\alpha + \alpha_{nc} / l_{cd}} = \frac{30[\text{дБ}] - 6[\text{дБ}] - 0,3[\text{дБ}] \cdot 2 - 0,1[\text{дБ}] - 5[\text{дБ}]}{0,25[\text{дБ}/\text{км}] + 0,1[\text{дБ}]/2[\text{км}]} = 63 \text{ км}$$

Пусть в качестве источника излучения используется более мощный ЛД (например, с уровнем вводимой мощности $p_1 = 3$ дБм) и определим, как изменится длина регенерационного участка по затуханию:

$$L_{\alpha} = \frac{A - M - \alpha_{pc} N_{pc} - \alpha_{nc} - \alpha_{\kappa}}{\alpha + \alpha_{nc} / l_{cd}} = \frac{33 - 6 - 0,3 \cdot 2 - 0,1 - 5,2}{0,25 + 0,1/2} = 72 \text{ км}$$

Следовательно, способами увеличения длины регенерационного участка по затуханию являются: увеличение мощности ЛД в 2 раза либо увеличение чувствительности фотоприемника на 3 дБ или включение в тракт промежуточного (линейного) усилителя, обеспечивающего коэффициент усиления не менее 5 дБ.

Пример 2. Определить максимальную скорость, которая достигается при переходе на рабочую длину волны $\lambda = 1540$ нм в условиях предыдущей задачи.

Решение:

На длине волны $\lambda = 1540$ нм коэффициент удельной хроматической дисперсии имеет значение, равное 16 пс/нм×км, тогда

$$B = \frac{1}{2D(\lambda) \cdot \Delta\lambda \cdot L_D} = 10^{10} [\text{Бит}/\text{с}] = 10 \text{ Гбит}/\text{с}.$$

Замечание. Так как регенерационный участок состоит из строительных длин, то необходимо учитывать отличие параметров ОВ различных секций, в связи с чем приведенные расчеты носят иллюстративный характер.

Пример 3. Многомодовое ОВ (рек. G.651) с показателем преломления сердцевины $n_1=1,47$ и числовой апертурой $NA=0,275$ используется в ЛВС (LAN) длиной 2000 м. Определить максимальную скорость передачи и требуемый энергетический потенциал линии. Рассмотреть возможность применения СИД или ЛД.

Решение:

1. Определим величину межмодовой дисперсии для линии длиной 2 км:

$\tau_{\text{mod}} = \frac{n_1 \Delta}{c} L$. Приблизительно величину Δ найдем из выражения для числовой апертуры:

$$NA = n_1 \sqrt{2\Delta}, \text{ откуда } \Delta = \frac{NA^2}{2n_1^2}.$$

Тогда $\tau_{\text{mod}} = \frac{NA^2}{2n_1 c} = \frac{(0,275)^2}{2 \cdot 1,46 \cdot 3 \cdot 10^8} = 176,2 \text{ пс}$.

2. Определим полосу частот, равную по величине битовой скорости:

$$\Delta f = \frac{0,44}{\tau} = \frac{0,44}{176,2 \cdot 10^{-12}} = 2,5 \text{ ГГц, откуда } B = 2,5 \text{ Гбит/с}.$$

3. Рассчитаем величину требуемого энергетического потенциала

$$\mathcal{E} = \alpha + \alpha_{pc} N_{pc} + M = 3 + 0,3 \cdot 2 + 2 = 5,6 \text{ дБ}$$

Приложение 1. Системы передачи ЛС

Аналоговые системы передачи для магистрального участка первичной сети

Система передачи	Полоса частот, МГц	Длина усилительного участка, км	Направляющая система	Тип кабеля
К-1920П	0,3...8,5	6 ±0,15	КК	КМ-4
К-3600	0,812... 17	3 ±0,15	КК	КМ-4
К-10800	4...60	1,5		
К-5400	4...32	3 ±0,15	КК	КМ-4

Аналоговые системы передачи для зонового участка первичной сети

К-300	0,06...1,3		КК	МКТ-4
К-120, К-420	Пр- 0,06...0,6 Обр- 0,8...1,3		КК	
К-60П, К-1020С	0,012...0,3 0,3...4,6		СК	МК, МКС, МКП, ЗКПБ-1x4x1,2 ЗКПАШ2-1x4x1,2
КАМА	0,009...0,1		СК	

Цифровые системы передачи

	Скорость передачи входных потоков, Мбит/с	Тип кода Линейного сигнала	Коэффициент ошибок на линейный тракт максимальной длины	Длина участка регенерации, км	Направляющая система	Тип кабеля
ИКМ-15	0,5	NRZ-S	10 ⁻⁷	До 7,4	КК, СК	КСПП, ТППЗ
ИКМ-30	2	СМІ	10 ⁻⁷	До 2,7 (3,8)	КК	ТПП (КСПП)
ИКМ-120	8,5	СМІ HDB-3	10 ⁻⁷	5±0,5	КК	МКС, МКП МКСГ-7x4x1,2 МКСАШ-7x4x1,2 ЗКП, ЗКПБ, ЗКПАШ2,
ИКМ-480	34	HDB-3	10 ⁻⁷	2,3...3,2	КК	МКТ-4 МКСГ-7x4x1,2 МКСАШ-7x4x1,2
ИКМ-1920	134	HDB-3	10 ⁻⁷	2,75...3,15	КК	КМБ-4

Приложение 2.

Диэлектрические характеристики наиболее распространенных изоляционных материалов

Материал	Обозначение	ε	tgΔ, 10 ⁻⁴ на частоте, ГГц (длине волны, см)			
			0,1 (300)	0,3 (100)	3 (10)	10 (3)
Полистерол		2,55	1	3,5	3,3	4,3
Поливинилхлорид	PVC	4,0-5,0	0,06			
Фторопласт		2,1	2	1,5	1,5	3,7
Полиэтилен	PE	2,3	-	-	3,1	3,6
Ячеистый полиэтилен	PEE	1,2				
Ячеистый полиэтилен с оболочкой	Foam skin PE	1,5				
Тефлон	FEF, PTFO, PFA	2,0	2,5			
Полипропилен	PP	2,4				

Приложение 3.

Значения специальных функций Бесселя $F(kr)$, $G(kr)$, $H(kr)$, $Q(kr)$

kr	$F(kr)$	$G(kr)$	$H(kr)$	$Q(kr)$
0	0	$\frac{(kr)^4}{64}$	0.0417	1
0,5	0.000326	0.000975	0.042	0.9998
1,0	0.00519	0.01519	0.053	0.997
1,5	0.0258	0.0691	0.092	0.987
2,0	0.0782	0.1724	0.169	0.961
2,5	0.1756	0.295	0.263	0.913
3,0	0.318	0.405	0.348	0.845
3,5	0.492	0.499	0.416	0.766
4,0	0.678	0.584	0.466	0.686
4,5	0.862	0.669	0.503	0.616
5,0	1.042	0.755	0.530	0.556
7,0	1.743	1.109	0.596	0.400
10,0	2.799	1.641	0.643	0.282
>10.0	$\frac{\sqrt{2kr-3}}{4}$	$\frac{\sqrt{2kr-1}}{8}$	$\frac{1}{4} \left(\frac{3\sqrt{2kr-5}}{\sqrt{2kr-1}} - \frac{2\sqrt{2}}{kr} \right)$	$\frac{2\sqrt{2}}{kr}$

Приложение 4.

Электрические и конструктивные характеристики отечественных коаксиальных кабелей.

Марка кабеля	W, Ом	C, пф/м	£.бр	а, дБ/ м на частотах, МГц						d, мм	D, мм	Ik, ММ	Тип защитной оболочки
				50	100	200	300	500	1000				
<i>1. Кабели со сплошной изоляцией из полиэтилена</i>													
PK 75-4-11	75±3	72	1,52	0,1	0,13	0,19	0,22	0,3	0,5	0,72	4,6±0,12	7±0,25	
PK 75-4-12	75±3	76	1,52	0,09	0,13	0,2	0,25	0,35	0,6	0,78	4,6±0,12	7±0,25	
PK 75-4-13	75±3	67	1,52	0,08	0,12	0,2	0,25	0,35	0,55	0,78	4,6±0,12	7±0,25	
PK 75-4-17	75±3	53	1,19	0,05	0,07	0,13	0,15	0,22	0,32	0,78	4,6±0,12	7±0,25	ПВХ
PK 75-4-110	75±3	67	1,52	0,07	0,12	0,2	0,25	0,35	0,55	0,8	4,6±0,2	7±0,4	ПЭС
PK 75-7-11	75±3	75	1,52	0,07	0,08	0,12	0,15	0,2	0,28	1,13	7,25±0,15	9,5±0,3	Тоже
PK 75-7-17	75±3	60	1,21	0,04	0,05	0,08	0,12	0,15	0,25	1,2	7,25±0,15	10±0,3	ПВХ
PK 75-9-12	75±2,5	67	1,52	0,04	0,05	0,09	0,1	0,15	0,2	1,4	9±0,25	12,2±0,4	Тоже
PK 75-9-13C	75±1,5	67	1,52	0,035	0,06	0,09	0,1	0,16	0,25				
PK 75-9-14	75±3	67	1,52	0,02	0,06	0,08	0,1	0,15	0,25	1,35	9±0,3	13,2±0,8	
PK 75-11-11C	75±2	67	1,5	0,017	0,022	0,035	0,045	0,06	0,09	1,88	11,5±0,15	15,4±0,6	ПЭС
PK 75-13-11	75±3	67	1,52	0,025	0,04	0,06	0,07	0,1	0,15	1,95	13±0,25	16,6±0,5	Тоже
PK 75-17-12	75±3	67	1,52	0,02	0,03	0,04	0,05	0,07	0,1	2,63	17,3±0,4	21±0,5	
<i>2 Кабели со сплошной изоляцией из фторопласта</i>													
PK 75-4-21	75±3	63	1,41	0,05	0,07	0,12	0,15	0,2	0,3	0,85	4,6±0,12	5,9±0,4	30
PK 75-7-21	75±3	63	1,41	0,04	0,06	0,09	0,12	0,17	0,28	1,3	7,25±0,15	8,6±0,5	50
PK 75-17-22	75±3	63	1,4	0,03	0,04	0,05	0,07	0,09	0,15	3,05	17,3±0,4	22,1±1	200
<i>3 Кабели с полувоздушной изоляцией из полиэтилена</i>													
PK75-4-37	75±3	53	1,19	0,05	0,07	0,1	0,15	0,18	0,25	1,03	4,6±0,25	6,5±0,25	40
PK 75-7-37	75±3	54	1,21	0,037	5	0,08	0,1	0,15	0,2	1,62	7,25±0,3	9,85±0,3	50
PK 75-7-310	75±3	52	1,18	0,03	0,045	0,06	0,07	0,1	0,15	1,75	7,25±0,3	10,5±0,3	100
PK 75-9-31	75±3	50	1,1	0,03	0,04	0,06	0,08	0,1	0,15	2,2	9±0,3	12±0,6	120
PK 75-17-31	75±3	67	1,52	0,013	0,019	0,028	0,035	0,05	0,08	3,05	13±0,5	17,8±0,5	180
PK 75-13-32	75±3	53	1,2	0,016	0,022	0,03	0,045	0,07	0,1	4	17,3±0,6	22,3±0,5	160
<i>4 Кабели с полувоздушной изоляцией из фторопластов</i>													
PK 75-4-44	75±3	63	1,4	0,07	0,1	0,15	0,19	0,25	0,35	0,9	4,6±0,2	8,1±0,4	50
PK 75-9-42	75±3	58	1,23	0,04	0,05	0,07	0,1	0,14	0,18	1,8	9±0,3	10 6±0,7	60
<i>5 Кабели с воздушной изоляцией обычной теплостойкости</i>													
PK 75-17-51	75±3	50	-	0,013	0,014	0,021	0,026	0,035	0,054	4,8	17,3	24,3	200
PK 75-20-51	75	-	-	-	-	-	-	-	0,045	-	-	29	400
PK 75-24-52	75	-	-	-	-	-	-	-	0,038	-	-	34	500

Электрические и конструктивные характеристики кабелей CAVEL (Италия)

Марка кабеля	W, Ом	C, пф/м	а, дБ/м на частотах, МГц									Конструктивные характеристики			
			50	200	300	500	800	1000	1350	1750	2050	d, мм	D, мм	Ik, мм	Тип и цвет защитной оболочки
CW415	75±	55	0,11	0,21	0,26	0,3	0,42	0,48	0,59	0,64	0,68	0,41	1,9	3,6	PVC, белый
SAT500	75±	53	0,06	0,12	0,14	0,1	0,24	0,278	0,32	0,374	0,407	0,75	3,2	5	PVC, белый
SAT559	75±	55	0,05	0,11	0,13	0,1	0,23	0,262	0,30	0,355	0,39	0,8	3,6	5,6	PVC, белый
SAT602	75±	52	0,04	0,08		0,1	0,19	0,207	0,24	0,279	0,311	1	4,3	6	PVC, белый
SAT699	75±	55	0,04	0,09	0,11	0,1	0,18	0,213	0,25	0,291	0,32	1	4,5	6,4	PVC, белый
SAT700	75±	52	0,04	0,08	-	0,1	0,17	0,193	0,22	0,261	0,286	1,13	4,8	6,5	PVC, черный
SAT50 M	75±	52	0,04	0,08	-	0,1	0,18	0,204	0,24	0,278	0,304	1	4,8	6,6	PVC, белый
SAT703	75±	52	0,04	0,07	0,09	0,1	0,16	0,188	0,22	0,255	0,279	1,13	4,8	6,7	PVC, белый (черный)
SAT703-	75±	52	0,04	0,07	0,09	0,1	0,16	0,188	0,22	0,255	0,279	1,13	4,8	7,6	PVC, серый
SAT703-	75±	52	0,04	0,08	-	0,1	0,17	0,191	0,22	0,26	0,285	1,13	4,8	6,6	PVC, серый
SAT703-	75±	52	0,04	0,07	0,09	0,1	0,16	0,188	0,22	0,255	0,279	1,13	4,8	6,7	PVC, голубой
DG113	75±	52	0,04	0,08	-	0,1	0,17	0,188	0,22	0,255	0,28	1,13	4,8	6,6	PVC, белый
11/50FC	75±	55	0,03	0,07	0,09	0,1	0,16	0,187	0,22	0,256	0,282	1,13	4,8	LZ.6	PE, черный
17/73FC	75±	53	0,02	0,05	0,06	0,0	0,11	0,134	0,15	0,186	0,204	1,63	7,2	10,1	PE, черный
CATV11	75±	53	0,03	0,05	0,07	0,0	0,12	0,142	0,16	0,197	0,215	1,63	7,2	10,1	PE, черный, с тросом
RG11FC	75±	53	0,02	0,05	0,07	0,0	0,12	0,139	0,16	0,192	0,21	1,63	7,2	10,3	PE, черный
22/99FC	75±	55	0,01	0,04	0,05	0,0	0,09	0,103	0,12	0,146	0,161	2,2	9,9	12,7	PE, черный
27/115FC	75±	55	0,01	0,03	0,04	0,0	0,07	0,086	0,10	0,12	0,133	2,7	11,5	15	PE, черный

Приложение 5.

Таблица - Константы A_i и μ_i для формулы Селмейера

№	Состав в молярных %	A_1	A_2	A_3	μ_1 , МКМ	μ_2 , МКМ	μ_3 , МКМ
1	SiO ₂	0,6961663	0,4079426	0,8974794	0,0684043	0,1162414	9,896161
2	13,5% GeO ₂ 86,5% SiO ₂	0,73454395	0,4271082	0,8210339	0,0869769	0,1119519	10,846540
3	7% GeO ₂ 93% SiO ₂	0,68698290	0,4447950	0,7907351	0,0780875	0,1155184	10,436628
4	4,1% GeO ₂ 95,9% SiO ₂	0,68671749	0,4348150	0,8965658	0,0726751	0,1151435	10,002398
5	9,1% GeO ₂ 7,7% B ₂ O ₃ 83,2% SiO ₂	0,72393884	0,4112954	0,7929203	0,0858265	0,1070526	9,3772959
6	0,1% GeO ₂ 5,4% B ₂ O ₃ 94,5% SiO ₂	0,70420420	0,4128941	0,9523825	0,0679749	0,1214773	9,6436219
7	4,03% GeO ₂ 9,7% B ₂ O ₃ 94,5% SiO ₂	0,69681388	0,4086517	0,8937403	0,0705555	0,1176566	9,8754801
8	13,5% Be ₂ O ₃ 86,5% SiO ₂	0,7028554	0,3941261	0,6330192	0,0804780	0,1092579	7,8908063
9*	13,5% Be ₂ O ₃ 86,5% SiO ₂ (закалённый)	0,67626834	0,4221313	0,5833977	0,0760530	0,1132961	7,8486094
10	3,1% GeO ₂ 96,9% SiO ₂	0,7024622	0,414630	0,8974540	0,0727723	0,1143085	9,896161
11	3,5% GeO ₂ 96,9% SiO ₂	0,7042038	0,4160032	0,9074049	0,0514415	0,1291600	9,896156
12	5,8% GeO ₂ 94,2% SiO ₂	0,7088876	0,4206803	0,8956551	0,0609053	0,1254514	9,896162
13	7,9% GeO ₂ 92,1% SiO ₂	0,7136824	0,4254807	0,8964226	0,0617167	0,1270814	9,896161
14	3% B ₂ O ₃ 97% SiO ₂	0,6935408	0,4052977	0,9111432	0,0717021	0,1256396	9,896154
15	3,5% B ₂ O ₃ 96,5% SiO ₂	0,6929642	0,4047468	0,9154064	0,0604843	0,1239609	9,896152
16	3,3% GeO ₂ 9,2% B ₂ O ₃ 87,5% SiO ₂	0,6958807	0,4076588	0,9401093	0,0665654	0,1211142	9,896140
17*	2,2% GeO ₂ 3,3% B ₂ O ₃ 94,5% SiO ₂	0,6993390	0,4111269	0,9035275	0,0617482	0,1242404	9,896158
18	SiO ₂ с гасящими добавками	0,696750	0,408218	0,890815	0,069066	0,115662	9,900559
19	13,5% GeO ₂ 86,5% SiO ₂	0,711040	0,451885	0,704048	0,064270	0,129408	9,425478
20	9,1% P ₂ O ₅ 90,9% SiO ₂	0,69590	0,452497	0,712513	0,061568	0,119921	8,656641

21	13,3% B ₂ O ₃ 86,7% SiO ₂	0,690618	0,401996	0,898817	0,061900	0,123662	9,098960
22	1% F 99% SiO ₂	0,691116	0,399166	0,890423	0,068227	0,116460	9,993707
23	16,9% Na ₂ O 32,5% B ₂ O ₃ 50,6% SiO ₂	0,796468	0,497614	0,358924	0,094359	0,093386	5,999652

Список литературы

1. Направляющие системы электросвязи: Учебник для вузов. В 2-х томах. Том 1 – Теория передачи и влияния / Под редакцией В.А. Андреева. – 7-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 424 с.: ил.
2. Власов В.Е., Парфенов Ю.А. Кабели СКС на сетях электросвязи: Теория, конструирование, применение. — М.: ЭКО–ТРЕНДЗ, 2006.— 278 с.: ил.— (Технологии Электронных Коммуникаций).
3. Гроднев И.И., Верник С.М., Кочановский Б.В. Линии связи. – М.: Радио и связь, 1995. – 489 с.
4. Оптические телекоммуникационные системы. Учебник для вузов / Под редакцией В.Н. Гордиенко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 368 с.: ил.
5. Чернушенко А.М., Петров Б.В., Малорацкий Л.Г. и др. Конструирование экранов и СВЧ-устройств: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.
6. Ксенофонтов С.Н. Портнов Э.Л. Направляющие системы электросвязи. Сборник задач: Учебное пособие для вузов. – Телеком, 2004, - 268 с.: ил.
7. Гордиенко В.Н., Тверцкий М.С. Многоканальные телекоммуникационные системы. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 416 с.: ил.
8. Семенов А.Б., Стрижаков С.К., Сунчелей И.Р. Структурированные кабельные системы. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: ЛАЙТ Лтд., 2001. – 608+16 с.: ил.
9. Самарский П.А. Основы структурированных кабельных систем. – М.: Компания АйТи; ДМК Пресс, 2005. – 216 с.: ил.
10. Иоргачев Д.В., Бондаренко О.В. Волоконно-оптические кабели и линии связи. — М.: Эко-Трендз, 2002
11. Иванов А.Б. ВОЛОКОННАЯ ОПТИКА: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999
12. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000. – 468 с.: ил.
13. Направляющие системы электросвязи: Учебник для вузов. В 2-х томах. Том 2 – Проектирование, строительство и техническая эксплуатация / Под ред. Андреева. – 7-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия - Телеком, 2010. – 424 с.: ил.
14. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989
15. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно–оптические сети. М.: Эко – Трендз, 2001
16. Листвин А. В., Листвин В. Н., Швырков Д. В. Оптические волокна для линий связи – М.: ЛЕСАРарт, 2003. 288 с., ил
17. Воронцов А.С., Гурин О.И., Мифтяхетдинов С.Х., Никольский К.К, Питерских С.Э. Оптические кабели связи российского производства. Справочник. – М.: Эко-Трендз, 2003.- 288 с.: ил.
18. Заславский К.Е. Волоконно-оптические системы передачи со спектральным уплотнением ВОСП-WDM/Учебное пособие. Под общ. ред. проф. Б.И.Курк. – Н-ск, 2002. – 147 с.: ил.

Учебное издание

Ефанов В.И.

Электрические и волоконно- оптические линии связи

Учебное пособие по дисциплинам «Направляющие среды электросвязи»,
«Оптические направляющие среды и пассивные компоненты ВОЛС» для
направлений подготовки

Радиотехника – 210300, Телекоммуникации – 210400

Формат 60x84/16 Усл. печ. л.

Тираж Экз. Заказ

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018