

С.К. Абрамов

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

2010

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

С.К. Абрамов

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Учебное пособие по лабораторному практикуму

Харьков «ХАИ» 2010

УДК 621.396.67

Абрамов С.К. Линии передачи: учеб. пособие по лаб. практикуму / С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2010. – 48 с.

Приведено описание лабораторных работ по определению первичных и вторичных параметров симметричных, коаксиальных и оптоволоконных линий передачи, а также по изучению зависимости этих параметров от конструктивных особенностей линий передачи и характеристик передаваемых по ним сигналов. В каждой лабораторной работе кратко изложен теоретический материал.

Для студентов, специализирующихся в области радиоэлектронных систем и комплексов, технологий и средств телекоммуникаций и информационных сетей связи.

Наведено опис лабораторних робіт з визначення первинних і вторинних параметрів симетричних, коаксіальних та оптоволоконних ліній передачі, а також з вивчення залежності цих параметрів від конструктивних особливостей ліній передачі і характеристик сигналів, що передаються по них. У кожній лабораторній роботі коротко викладено теоретичний матеріал.

Для студентів, які спеціалізуються в галузі радіоелектронних систем і комплексів, технологій і засобів телекомунікацій та інформаційних мереж зв'язку.

Ил. 17. Табл. 15. Библиогр.: 6 назв.

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. В.А. Батаев,
канд. физ.-мат. наук Н.И. Украинец

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт», 2010

© С.К. Абрамов, 2010

Конструкции линий передачи

Кабелем называется электротехническое изделие, содержащее изолированные проводники, объединенные в единую конструкцию и заключенные в общую металлическую или пластмассовую оболочку и защитные покровы [1].

Существуют различные критерии классификации кабелей:

– по составу входящих в него элементов – однородные и комбинированные;

– материалу и структуре изоляции – с воздушно-бумажной, кордельно-бумажной, кордельно-стирофлексной (полистирольной), сплошной полиэтиленовой, пористо-полиэтиленовой, фторопластной и другой изоляцией;

– виду скрутки изолированных проводников в группы – парной и четверочной (звездной), в сердечник – повивной и пучковой скрутки;

– виду оболочек – металлические (свинец, алюминий, сталь), пластмассовые (полиэтилен, поливинилхлорид), металлопластмассовые (альпэт, стальпэт);

– виду защитно-броневых покровов – с ленточной или проволочной броней, джутовым или пластмассовым покровом.

Кабелям присваивают определенное условное обозначение – **марку**. Кабели, используемые в магистральных сетях связи, маркируют буквой М (симметричные) или буквами КМ (коаксиальные); городских телефонных сетях – буквой Т. Если кабель имеет стирофлексную (полистирольную) изоляцию, то в его обозначение дополнительно вводят букву С, если полиэтиленовую – букву П. В обозначение кабеля, имеющего алюминиевую оболочку, добавляют букву А, стальную оболочку – букву С.

В зависимости от вида защитных покровов кабели маркируют такими буквами: Г – голые (освинцованные), Б – с ленточной броней и К – с круглопроволочной броней. Наличие наружной пластмассовой оболочки обозначают буквой П (полиэтиленовая) или В (поливинилхлоридная).

Проводники

Токопроводящие жилы (обычно круглой формы) кабелей связи должны обладать высокой электрической проводимостью, гибкостью и достаточной механической прочностью. Наиболее распространенными материалами для изготовления кабельных жил являются медь и алюминий.

Медь, как правило, применяют отожженную, мягкую, марки ММ с удельным сопротивлением $0,01754 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$ и температурным коэффициентом сопротивления постоянному току $0,004$. Ее прочность на разрыв составляет $260 \text{ Н}/\text{мм}^2$ при относительном удлинении 25% (для жил диаметром $1 - 1,5 \text{ мм}$), удельный вес – $8,89 \text{ г}/\text{см}^3$.

Алюминий имеет удельное сопротивление $0,0295 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$, что в $1,65$ раза больше, чем у меди. Его температурный коэффициент составляет $0,0042$, удельный вес – $2,72 \text{ г}/\text{см}^3$.

Медную проволоку диаметром $0,32; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7 \text{ мм}$ используют при изготовлении кабелей, применяемых в городских телефонных сетях, а диаметром $0,8; 0,9; 1,0; 1,1; 1,2 \text{ мм}$ – в магистральных. В городской сети наиболее широко применяют кабели с жилами диаметром $0,5 \text{ мм}$, а в магистральной – кабели с жилами диаметром $1,2 \text{ мм}$.

Алюминиевые жилы, применяемые в производстве кабелей связи, имеют диаметры $1,15; 1,55; 1,8 \text{ мм}$. По электрической проводимости эти жилы аналогичны медным с диаметром $0,9; 1,2; 1,4 \text{ мм}$ соответственно. Лучшие результаты по механическим характеристикам – у алюминиевых сплавов, содержащих присадку из магния, железа и других металлов.

Наряду со сплошными цилиндрическими проводниками (рис. 1, а) используют также проводники несколько более сложной конструкции. При производстве кабелей, от которых требуются повышенная гибкость и механическая прочность, токопроводящую жилу скручивают в литцу из нескольких проволок (чаще $7, 12, 19$ и т.д.) (рис. 1, б). Имеются также биметаллические проводники конструкции алюминий – медь (рис. 1, в). При изготовлении подводных кабелей используют многопроволочную жилу, состоящую из проволок разного сечения (рис. 1, г). В центре такой жилы находится толстый проводник, а повив состоит из тонких проволок.

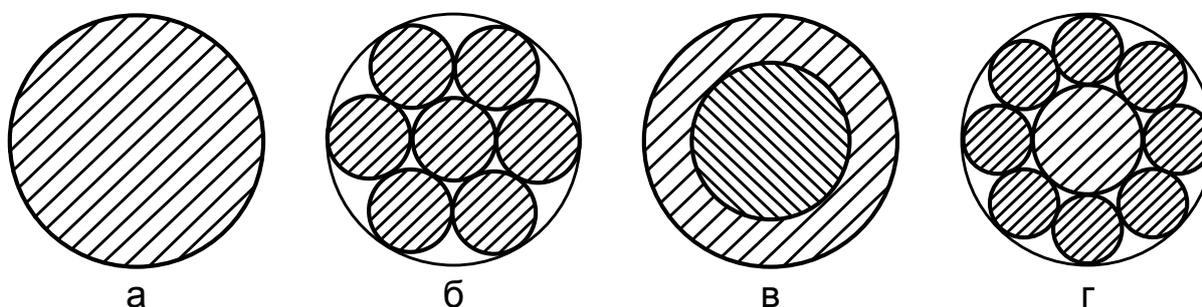


Рис. 1

Указанные токопроводящие жилы используют для изготовления симметричных кабелей и в качестве внутреннего проводника коакси-

ального кабеля. Внешний проводник коаксиального кабеля, имеющий форму полого цилиндра, изготавливают в виде тонкой трубки из меди и алюминия. Наилучшими электрическими характеристиками обладает коаксиальный кабель с внешним проводником в виде однородной по всей длине трубки. Однако изготовить достаточно длинный гибкий кабель со сплошным цилиндрическим внешним проводником крайне затруднительно. Существуют различные конструкции гибких внешних проводников коаксиального кабеля: «молния» (рис. 2, а), гофрированная (рис. 2, б), спиральная (рис. 2, в) и оплеточная (рис. 2, г).

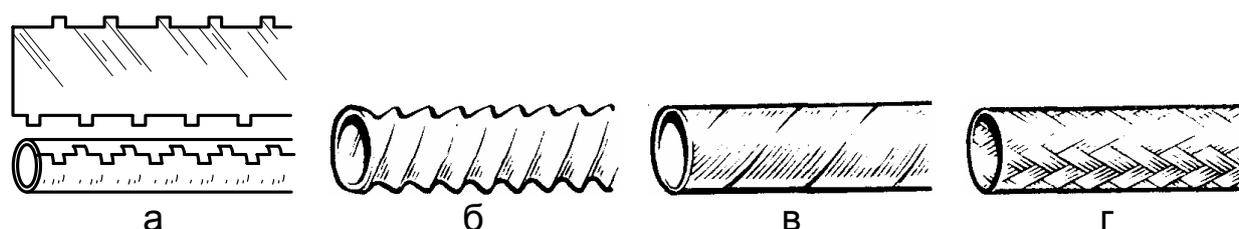


Рис. 2

Наибольшее распространение в коаксиальных кабелях дальней связи получила конструкция внешнего проводника типа «молния» (см. рис. 1.2, а) как более технологичная и обеспечивающая требуемую электрическую однородность по длине.

Изоляция

Материал, используемый для изоляции кабельных жил, должен обладать высокими и стабильными во времени электрическими характеристиками, быть гибким, механически прочным и не требовать сложной технологической обработки. Электрические свойства изоляции описываются следующими параметрами:

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

Наилучшим диэлектриком является воздух, который обладает $\epsilon \rightarrow 1$, $\rho \rightarrow \infty$ и $\text{tg } \delta \rightarrow 0$. Однако создать изоляцию только из воздуха практически невозможно. Поэтому кабельная изоляция, как правило,

является комбинированной и содержит как воздух, так и твердый диэлектрик, причем количество твердого диэлектрика должно быть минимальным и определяться требованием устойчивости изоляции и жесткости ее конструкции. Изоляция должна предохранять токопроводящие жилы от соприкосновения между собой и строго фиксировать взаимное расположение жил в группе по всей длине кабеля.

В качестве диэлектриков при изготовлении кабелей связи широко используют полимеризационные пластмассы – полистирол (стирофлекс), полиэтилен, фторопласт, полихлорвинил и др. Благодаря высоким электрическим характеристикам в широком спектре частот, влагостойкости к различным агрессивным средам и сравнительно несложной технологической обработке пластмассы широко применяют в качестве изоляции и защитных оболочек при производстве кабелей связи.

На основе указанных диэлектриков в настоящее время разработаны и применяются различные конструкции изоляционных покрытий. При изготовлении кабелей связи в основном используют следующие типы изоляции:

- трубчатая – из бумажной или пластмассовой ленты, наложенной в виде трубки (рис. 3, а);
- кордельная – из нити корделя, расположенной открытой спиралью на проводнике, и ленты, которая накладывается поверх корделя (рис. 3, б);
- сплошная – из сплошного слоя пластмассы (рис. 3, в);
- пористая – из слоя пенопласта (рис. 3, г);
- баллонная, представляющая собой тонкостенную пластмассовую трубку, внутри которой свободно располагается проводник; трубку периодически в точках или по спирали обжимают для надежного удержания жилы в центре изоляции (рис. 3, д, е);
- шайбовая – в виде шайб из твердого диэлектрика, насаживаемых на проводник через определенные промежутки (рис. 3, ж);
- спиральная (геликоидальная), которая представляет собой равномерно распределенную по длине проводника пластмассовую спираль, имеющую прямоугольное сечение (рис. 3, з).

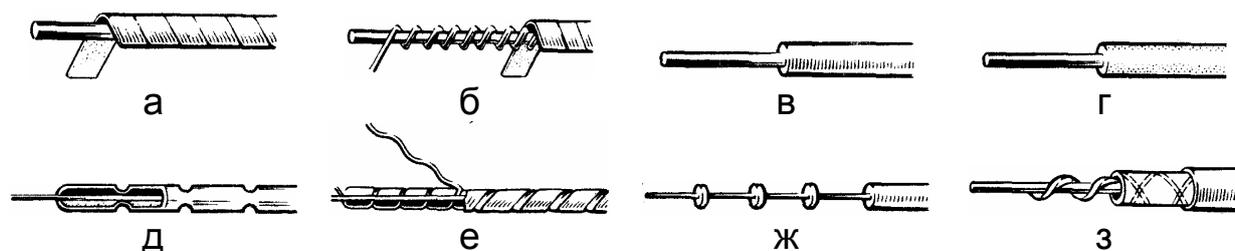


Рис. 3

Наиболее применяемыми в настоящее время видами изоляции являются:

- **для кабелей городской и сельской связи** – трубчатая, выполненная в виде обмотки бумажными лентами, сплошная полиэтиленовая, пористая бумажная или полиэтиленовая;
- **для симметричных кабелей междугородной связи** – кордельно-стирофлексная, баллонная, кордельно-трубчатая или пористая из полиэтилена;
- **для коаксиальных кабелей** – шайбовая, баллонная, геликоидальная и пористая (во всех случаях диэлектриком является полиэтилен);
- **для подводных коаксиальных кабелей** – сплошная полиэтиленовая.

Типы скруток в группы

Отдельные жилы обычно скручивают в группы. 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:

1. **Парная скрутка (П)** – две изолированные жилы скручивают вместе в пару с шагом скрутки не более 300 мм (рис. 4, а).

2. **Скрутка четверочная, или звездная (З)**, – четыре изолированные жилы, расположенные по углам квадрата, скручивают с шагом скрутки примерно 150...300 мм; симметричные пары в этой скрутке образуются из диагональных жил (рис. 4, б).

3. **Скрутка двойной парой (ДП)** – две предварительно свитые симметричные пары скручивают между собой в четверку (рис. 4, в). Шаги скрутки пар должны быть отличными как один от другого, так и от шага скрутки самой четверки. Шаг скрутки пар принимается в пределах 400...800 мм, а шаг скрутки четверки – в пределах 150...300 мм.

4. **Скрутка двойной звездой (ДЗ)** – четыре предварительно свитые пары вновь скручивают вместе по способу звезды, образуя восьмерку (рис. 4, 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.

5. **Восьмерочная скрутка (В)** – восемь жил группы располагают концентрически вокруг сердечника из изолированного материала,

например стирофлексного (полиэтиленового) корделя (рис. 4, д). Из восьми жил могут быть образованы две четверки: первая – из жил с нечетными номерами, а вторая – из жил с четными номерами. Всего может быть получено четыре основные пары и две фантомные с одинаковыми параметрами передачи.

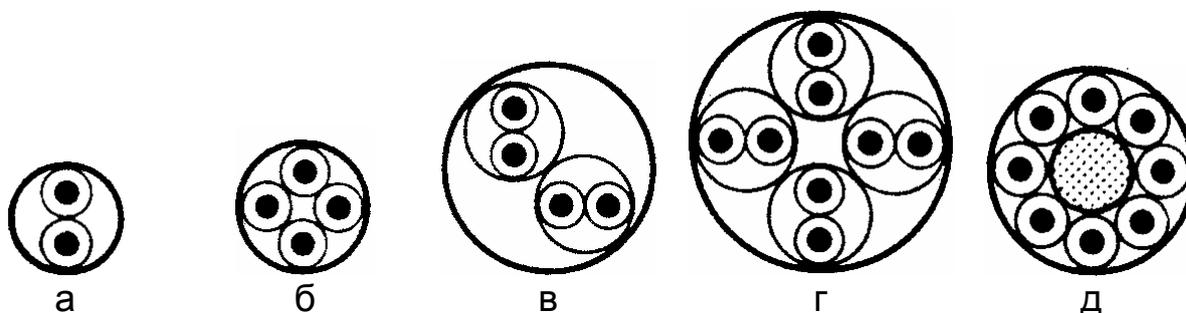


Рис. 4

Для уменьшения влияния цепей друг на друга систематически меняют (в соединительных муфтах) взаимное расположение жил по длине.

Наиболее экономичной, обеспечивающей лучшую стабильность по электрическим параметрам является звездная скрутка, которую чаще всего применяют при изготовлении кабелей, используемых в магистральных сетях связи.

Парная скрутка является наиболее простой в изготовлении, ее применяют в основном при производстве кабелей для городских телефонных сетей. Скрутки ДП и ДЗ не получили широкого применения в современных конструкциях кабелей связи.

Построение сердечника кабеля

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

В зависимости от характера образования сердечника различают две системы скрутки: **повивную** и **пучковую**. При пучковой скрутке группы сначала скручивают в пучки, содержащие по несколько десятков групп (наиболее распространены пучки из 50 или 100 групп), после чего пучки скручивают вместе и получают сердечник кабеля (рис. 5, а).

Основным методом общей скрутки в современных кабелях дальней связи является повивная скрутка (рис. 5, б). Пучковую скрутку применяют лишь при изготовлении низкочастотных кабелей, используемых в городских сетях связи. Группы располагают последовательными концентрическими слоями (повивами) вокруг центрального повива, состоящего из одной – пяти групп. Смежные (рядом расположенные) повивы скручивают в противоположные стороны в целях

уменьшения взаимного влияния между группами смежных повивов и придания кабельному сердечнику большей механической устойчивости. Такое расположение повивов облегчает также отделение их друг от друга при монтаже кабеля.

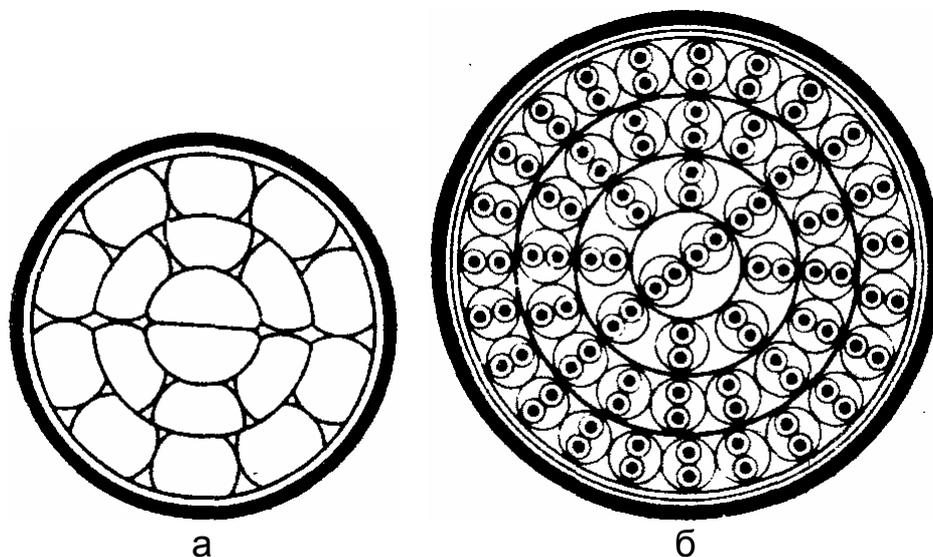


Рис. 5

Определение поправочных коэффициентов

В формулах для расчета первичных параметров симметричных кабелей присутствуют три важных поправочных коэффициента: коэффициент укрутки χ , учитывающий удлинение жил кабеля за счет их укладки по винтовой линии, параметр скрутки p_c , определяющий интенсивность эффекта близости проводников группы, и коэффициент близости металлической оболочки и соседних проводников ψ .

При парной скрутке $p_c = 1$, при звездной – $p_c = 5$, при двойной парной – $p_c = 2$.

Удлинение жил кабеля по сравнению с его длиной (рис. 6) происходит за счет того, что группы проводников каждого последующего повива накладываются на предыдущий по винтовой линии. Это удлинение учитывается через **коэффициент укрутки**, определяемый по формуле

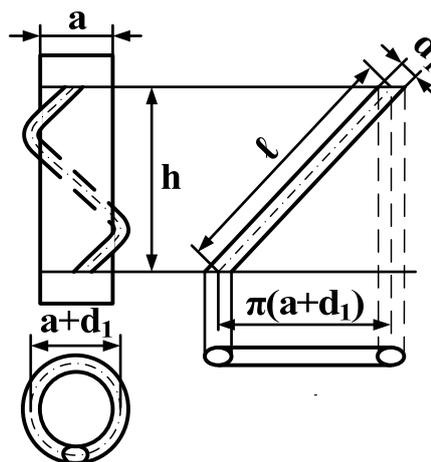


Рис. 6

$$\chi = \sqrt{1 + \pi^2 \left(\frac{a + d_1}{h} \right)^2}, \quad (1)$$

где a – расстояние между проводниками, мм; d – диаметр проводника, мм; d_1 – диаметр проводника в изоляции, мм; h – шаг скрутки (шаг намотки спирали), мм.

Коэффициент близости металлической оболочки и соседних проводников ψ зависит от типа скрутки и вычисляется по формуле

$$\psi_{II} = \frac{(d_r + d_1 - d)^2 - a^2}{(d_r + d_1 - d)^2 + a^2}, \quad (2)$$

где d_r – диаметр группы проводников, мм.

Защитные оболочки

Сердечник кабеля, состоящий из скрученных по определенной системе групп, покрывают поясной изоляцией и заключают в герметичную оболочку, предохраняющую кабель от влаги и возможных механических воздействий, которые могут возникнуть в процессе транспортировки, прокладки и эксплуатации кабеля. В кабельной промышленности применяют металлические, пластмассовые и металлопластмассовые кабельные оболочки.

Основные типы конструкций защитных покровов приведены на рис. 7.

К **металлическим оболочкам** относятся свинцовые, алюминиевые и стальные.

Свинцовые оболочки накладывают на кабель методом опрессовывания в горячем виде. Чтобы свинцовая оболочка имела большую твердость и вибростойкость, ее изготавливают из легированного свинца с присадкой 0,4...0,8 % сурьмы.

Алюминиевые оболочки выпрессовывают в горячем виде или изготавливают холодным способом из ленты со сварным продольным швом. Известны методы сварки оболочки из алюминиевых лент высокочастотными токами или способом холодной сварки давлением. При изготовлении кабеля большого диаметра (свыше 20...30 мм) применяют алюминиевые оболочки гофрированной конструкции. Использование алюминиевых оболочек является делом весьма прогрессивным, поскольку они легкие, дешевые и обладают высокими экранирующими свойствами. Однако алюминий сильно подвержен электрохимической коррозии, поэтому его надежно защищают полиэтиленовым шлангом с предварительно наложенным слоем битума.

Стальные оболочки изготавливают путем сварки лент толщиной 0,3...0,5 мм, свернутых в трубку. Для повышения гибкости стальные оболочки подвергают гофрированию, а в целях защиты от коррозии

покрывают полиэтиленовым шлангом с предварительно наложенным слоем битума. Стоимость стальных оболочек составляет 50 % стоимости свинцовой оболочки и 64 % – алюминиевой. Такие оболочки не требуют дополнительной механической защиты.

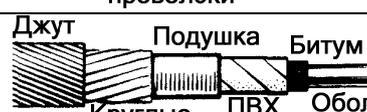
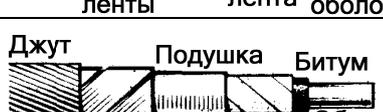
Тип	Конструкция	Тип	Конструкция
Г	 Свинцовая оболочка	БпГ	 Стальные ленты, Битум, Алюминиевая оболочка, Полиэтиленовый шланг
Б	 Джгут, Подушка, Стальные ленты, Свинцовая оболочка	БпШп	 Полиэтиленовая оболочка, Стальные ленты, Битум, Алюминиевая оболочка
БГ	 Подушка, Стальные ленты, Свинцовая оболочка	Шп	 Подклеивающий слой, Полиэтиленовая оболочка, Стальная или алюминиевая оболочка
Бв	 Джгут, Шланг, Битум, Стальные ленты, ПВХ лента, Оболочка	К	 Джгут, Подушка, Круглые проволоки, Оболочка
Бп	 Джгут, Полиэтиленовый шланг, Битум, Стальные ленты, ПВХ лента, Алюминиевая оболочка	Кл	 Джгут, Подушка, Битум, Круглые проволоки, ПВХ лента, Оболочка
Бл	 Джгут, Подушка, Битум, Стальные ленты, ПВХ лента, Оболочка	КлШп	 Круглые проволоки, Полиэтиленовый шланг, Битум, Алюминиевая оболочка

Рис. 7

В качестве материала **пластмассовых оболочек** наиболее широко используют полиэтилен, поливинилхлорид и полиизобутиленовые композиции. Пластмассовые оболочки выгодно сочетают влагостойкость, стойкость против электрической и химической коррозии и придают кабелю легкость, гибкость и вибростойкость. Однако через пластмассу постепенно диффундируют водные пары, что приводит к падению сопротивления изоляции кабеля. Поэтому пластмассовые оболочки применяют, главным образом, в кабелях с негигроскопической изоляцией типа полиэтилена, фторопласта, поливинилхлорида и др.

Существует целая серия комбинированных **металлопластмассовых оболочек**, состоящих из алюминия, стали, свинца и полиэтилена: алпэт, сталпэт, свипэт.

Следует отметить, что наиболее перспективными являются алюминиевые и стальные оболочки, которые надежно защищены полиэтиленовым шлангом.

Лабораторная работа № 1

ИЗУЧЕНИЕ ОСНОВ РАБОТЫ С ТАБЛИЧНО ЗАДАНЫМИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ ФУНКЦИЯМИ

Цель работы – преобразовать таблично заданные цилиндрические функции в непрерывные, пригодные для проведения дальнейших расчетов в среде MathCAD [2].

Описание цилиндрических функций

При проведении расчетов, связанных с распространением электромагнитных колебаний [1], широко используются цилиндрические функции Z_v , которые представляют собой решения дифференциального уравнения вида

$$\frac{d^2 Z_v}{dz^2} + \frac{1}{z} \frac{dZ_v}{dz} + \left(1 - \frac{v^2}{z^2}\right) Z_v = 0.$$

Частными случаями цилиндрических функций являются функции Бесселя (цилиндрические функции первого рода), функции Неймана (цилиндрические функции второго рода) и функции Ганкеля (цилиндрические функции третьего рода).

Однако при расчетах параметров линий передачи эти функции используются не непосредственно, а в различных комбинациях, причем при вычислении одних параметров используется вещественная их часть, а при вычислении других – мнимая. Поэтому на практике эти функции представляют в виде производных функций: $F(x)$, $G(x)$, $H(x)$ и $Q(x)$. В справочниках значения этих функций заданы таблично (табл. 1), что не совсем удобно при проведении расчетов.

Таблица 1

x	F(x)	G(x)	H(x)	Q(x)
0,0	0	0	0,0417	1
0,5	0,000326	0,000975	0,042	0,9998
1,0	0,00519	0,01519	0,053	0,997
1,5	0,0258	0,0691	0,092	0,987
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

Окончание табл. 1

x	F(x)	G(x)	H(x)	Q(x)
7,0	1,743	1,109	0,596	0,400
10,0	2,799	1,641	0,643	0,286
>10	$\frac{\sqrt{2} \cdot x - 3}{4}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot x - 1}{8}$	0,650	$\frac{2\sqrt{2}}{x}$

Порядок выполнения работы

Задание. Требуется преобразовать таблично заданные цилиндрические функции в непрерывные для их последующего использования при проведении расчетов параметров линий передачи.

1. В среде MathCAD через пункт меню «Insert→Component→File Read or Write» загрузить таблично заданную функцию $F(x)$ из файла «F.txt». Таблица из файла загружается в виде матрицы, первый столбец которой представляет собой значения аргумента, а второй – значения функции.

2. Задать непрерывную функцию $F(x)$ таким образом, чтобы в пределах $0 \leq x \leq 10$ ее значения определялись табличными данными, а при $x > 10$ – соответствующей функцией из последней строки табл. 1. Для преобразования табличных данных в непрерывную функцию воспользоваться функцией MathCAD'a `linterp`, осуществляющей линейную интерполяцию табличных данных. Формат вызова функции: `linterp(fx, fy, x)`, где `fx` и `fy` – соответственно векторы значений аргумента и таблично заданной функции, а `x` – аргумент результирующей непрерывной функции.

3. Повторить пункты 1, 2 для функций $G(x)$, $H(x)$ и $Q(x)$.

4. Построить в одной системе координат графики всех цилиндрических функций в диапазоне $0 \leq x \leq 20$.

5. Определить конкретные числовые значения цилиндрических функций для заданных по вариантам (табл. 2) двух значений аргумента x_1 и x_2 .

6. Сохранить результаты работы на диске для использования в последующих лабораторных работах.

Таблица 2

Значение аргумента	Вариант									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
x_1	0,25	0,75	1,25	1,75	2,25	2,75	3,25	3,75	4,25	4,75
x_2	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20

Содержание отчета

1. Титульный лист, оформленный в соответствие с требованиями [3].
2. Цель и порядок работы.
3. Листинг программы вычислений в среде MathCAD.
4. Графики цилиндрических функции.
5. Результаты вычислений.

Контрольные вопросы

1. Что такое цилиндрические функции и где они применяются?
2. Каким образом происходит преобразование таблично заданной функции в непрерывную?
3. Как можно повысить точность преобразования таблично заданной функции в непрерывную?

Лабораторная работа № 2

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРВИЧНЫХ И ВТОРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИММЕТРИЧНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы – изучить основы расчета первичных и вторичных параметров симметричных линий передачи, а также провести сравнительный анализ характеристик кабелей с различным типом скрутки.

Определение первичных параметров

Сопротивление и индуктивность

Сопротивление и индуктивность симметричных линий передачи определяются на основе учета энергии, поглощаемой проводником из окружающего пространства [1]. Эту энергию можно найти из теоремы Умова – Пойнтинга, которая устанавливает взаимосвязь между напряженностями полей \mathbf{E} и \mathbf{H} на поверхности какого-либо объема с потоком энергии, входящей в какой-либо объем или выходящей из него. Энергия, поглощаемая проводником из окружающего пространства (рис. 8), характеризуется радиальной составляющей вектора Пойнтинга Π_r , связанной с продольной составляющей электрического поля E_z и тангенциальной составляющей магнитного поля H_φ и направленной внутрь проводника.

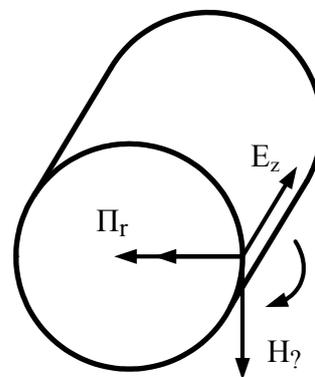


Рис. 8

Для проводника цилиндрической формы энергия поглощения для единицы длины составляет

$$W_r = \int_0^{2\pi} E_z H_\varphi^* r d\varphi,$$

где E_z – продольная составляющая электрического поля; H_φ^* – сопряженное значение тангенциальной составляющей магнитного поля.

С учетом того, что энергия поглощения связана с током I и внутренним сопротивлением проводника Z соотношением $\Pi_r = I^2 Z$, полное внутреннее сопротивление проводника можно определить как

$$Z = R + j\omega L = \frac{1}{I^2} \int_0^{2\pi} E_z H_\varphi^* r d\varphi, \quad (3)$$

где R – активное сопротивление проводника; L – его внутренняя индуктивность; ω – частота переменного тока.

Для определения составляющих E_z и H_φ симметричной линии используют уравнения Максвелла в дифференциальной форме для цилиндрической системы координат. Обычно систему координат выбирают так, чтобы ось z совпадала с осью проводника, тогда тангенциальная составляющая магнитного поля

$$H_\varphi = \frac{1}{j\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r}, \quad (4)$$

где μ_a – абсолютная магнитная проницаемость проводника.

Продольную составляющую вектора электрического поля E_z можно найти, решив уравнение Гельмгольца

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = \begin{cases} k_m^2 E_z - \text{для металла,} \\ k_d^2 E_z - \text{для диэлектрика,} \end{cases} \quad (5)$$

где k_m^2 , k_d^2 – волновые числа для металла и диэлектрика.

Решение уравнения (5) для металла имеет вид

$$E_z = \left[A_n I_n(\sqrt{jkr}) + B_n K_n(\sqrt{jkr}) \right] (C_n \cos n\varphi + D_n \sin n\varphi), \quad (6)$$

где I_n , K_n – модифицированные цилиндрические функции первого и второго рода n -го порядка; A_n , B_n , C_n и D_n – постоянные интегрирования; $k = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}$ – коэффициент потерь для металла.

Поскольку поле внутри проводника возрастает от его центра к поверхности, а функция K_n с увеличением аргумента, наоборот, уменьшается, постоянную интегрирования B_n можно приравнять к нулю. Равной нулю также окажется и постоянная интегрирования D_n , т.к. в силу симметричного расположения проводников относительно горизонтальной оси системы координат (от которой откладывается угол φ) нечетная функция $\sin n\varphi$ отсутствует. Тогда без потери общности $C_n = 1$ и решение (6) с учетом наличия n составляющих поля принимает вид

$$E_z = \sum_{n=0}^{\infty} A_n I_n(\sqrt{jkr}) \cos n\varphi. \quad (7)$$

Составляющую магнитного поля можно определить подстановкой решения (7) в выражение (4):

$$H_\varphi = \frac{\sqrt{jk}}{j\omega\mu_a} \sum_{n=0}^{\infty} A_n I_n'(\sqrt{jkr}) \cos n\varphi. \quad (8)$$

Для определения оставшейся неизвестной постоянной интегрирования A_n находим решение уравнения (5) для диэлектрика. Учитывая ограниченный частотный диапазон применения симметричных линий передачи (до 10^6 Гц), задачу решаем для квазистационарного режима, т.е. без учета токов смещения. Тогда правая часть уравнения (5) для диэлектрика будет равна нулю:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = 0. \quad (9)$$

Решение уравнения (9) таково:

$$E_z = B_0 \ln r + C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (B_n r^n + C_n r^{-n}) \cos n\varphi. \quad (10)$$

Тогда с учетом (4) составляющая магнитного поля

$$H_\varphi = \frac{B_0}{j\omega\mu_a r} + \frac{1}{j\omega\mu_a} \sum_{n=1}^{\infty} (B_n r^{n-1} + C_n r^{-n-1}) \cos n\varphi. \quad (11)$$

Постоянные интегрирования A_n , B_n и C_n определяются:

- непрерывностью продольных составляющих электрического $E_z^M = E_z^D$ и тангенциальных составляющих магнитного $H_\varphi^M = H_\varphi^D$ полей на границе проводник–диэлектрик (при $r = r_a$, где r_a – радиус проводников);

- законом полного тока $H_\varphi = \frac{I}{2\pi r}$;

- соответствием законов убывания и возрастания магнитных полей для проводников a и b (рис. 9):

$H_\varphi^a(r) = H_\varphi^b(a - r)$, где a – расстояние между проводниками.

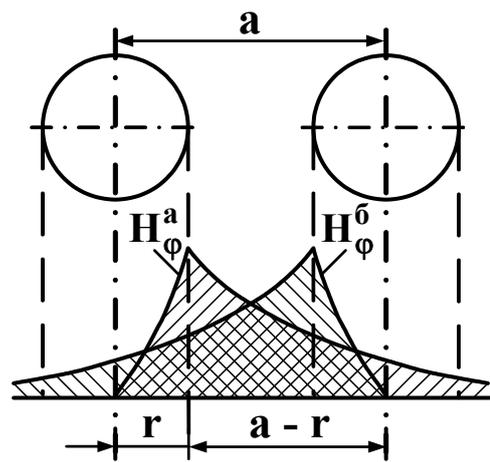


Рис. 9

После подстановки в (3) найденных таким образом составляющих поля E_z и H_φ и проведения соответствующих преобразований получаем выражения для расчета первичных параметров.

Погонное сопротивление проводников R , Ом/км, определяем как

$$R = R_a + R_b = 2R_0 \chi \left[1 + F(kr_a) + \frac{p_c G(kr_a) (d/a)^2}{1 - H(kr_a) (d/a)^2} \right], \quad (12)$$

где R_a , R_b – сопротивления проводников a и b ; R_0 – сопротивление проводников постоянному току; $d = 2r_a$ – диаметр проводников; a –

расстояние между проводниками; $k = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}$ – коэффициент потерь для металла; $F(kr_a)$, $G(kr_a)$, $H(kr_a)$ – цилиндрические функции (см. описание лабораторной работы № 1).

Появление вспомогательных коэффициентов p_c и χ в выражении (12) обусловлено необходимостью учета влияния на симметричную линию соседних проводников кабеля. Параметр p_c характеризует дополнительные потери на вихревые токи в других проводниках группы при двух и более парах в скрутке (см. раздел «Описание конструкций линий передачи»). При парной скрутке $p_c = 1$, при звездной – $p_c = 5$, при двойной парной – $p_c = 2$.

Параметр χ , называемый коэффициентом укрутки, учитывает удлинение проводников при скручивании и вычисляется по формуле (1).

Выражение (12) состоит из таких компонент:

– сопротивление постоянному току $2R_0$, определяемое по известной формуле [4] $R_0 = \rho \frac{1000}{\pi r_a^2}$, Ом/км, где ρ – удельное сопротивление, Ом·мм²/м; r_a – радиус проводника, мм;

– сопротивление за счет поверхностного эффекта $R_{п.э} = 2R_0 F(kr_a)$;

– сопротивление за счет эффекта близости $R_{э.б} = 2R_0 \frac{p_c G(kr_a) (d/a)^2}{1 - H(kr_a) (d/a)^2}$.

Погонная индуктивность симметричной линии L , Гн/км, определяется суммой внешней $L_{вн}$ и внутренней $L_{в}$ (по отношению к проводнику) индуктивностей:

$$L = L_{вн} + 2L_{в} = \left[4 \ln \frac{a - r_a}{r_a} + \mu Q(kr_a) \right] \cdot 10^{-4}, \quad (13)$$

где μ – относительная магнитная проницаемость проводников, $\mu = \mu_a / \mu_0$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная постоянная, Гн/м; $Q(kr_a)$ – цилиндрическая функция.

Поскольку аргументом всех цилиндрических функции, используемых в расчетных выражениях, является параметр kr_a , зависящий от частоты, материала проводника и его диаметра, на практике его значение удобно представлять в виде, приведенном в табл. 3.

Таблица 3

Материал	Медь	Алюминий
kr_a	$0,0106d\sqrt{f}$	$0,0082d\sqrt{f}$

Примечание. Диаметр проводника d измеряется в миллиметрах, а частота f – в герцах.

Емкость и проводимость изоляции

В отличие от проводников, где есть свободные электроны и действует ток проводимости, 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 токов смещения – емкостных токов – и вызывает затраты энергии на переориентацию диполей (потери в диэлектрике). Чем выше частота колебаний, тем сильнее токи смещения и больше потери. При постоянном токе эти явления отсутствуют.

Явления в диэлектрике полностью характеризуются двумя параметрами: емкостью C , определяющей способность поляризации и величину токов смещения, и проводимостью G , определяющей величину потерь в диэлектрике.

Емкость кабеля аналогична емкости конденсатора, где роль обкладок выполняют проводники, а диэлектриком служит расположенный между ними изоляционный материал.

Проводимость изоляции можно найти как составляющую потерь в диэлектрике конденсатора, емкость которого эквивалентна емкости кабеля.

В общем виде полная проводимость определяется как

$$Y = G + j\omega C = \frac{\gamma}{Z_B}, \quad (14)$$

где γ – коэффициент распространения; Z_B – волновое сопротивление среды.

Распространение энергии вдоль цепи подчинено закону Умова – Пойнтинга [1], по которому вектор распространения энергии вдоль линии Π_z образует с радиальной составляющей электрического поля

E_r и тангенциальной составляющей магнитного поля H_φ правовинтовую систему.

Для проводника цилиндрической формы распространяющаяся энергия для единицы длины составляет

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

где E_r – радиальная составляющая электрического поля; H_φ^* – сопряженное значение тангенциальной составляющей магнитного поля.

Составляющие E_r и H_φ связаны между собой следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial H_\varphi}{\partial z} &= (\sigma + j\omega\epsilon_a) E_r; \\ \frac{\partial E_r}{\partial z} &= -j\omega\mu_a H_\varphi, \end{aligned} \quad (15)$$

где ϵ_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды распространения.

Известно [1], что для составляющих полей в направлении распространения действует экспоненциальный закон изменения:

$$\begin{aligned} E_r &= E_{r0} e^{-\gamma z}; \\ H_\varphi &= H_{\varphi0} e^{-\gamma z}, \end{aligned} \quad (16)$$

где E_{r0} и $H_{\varphi0}$ – начальные составляющие векторов.

Тогда первые производные этих функции по продольной координате таковы:

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} &= -\gamma H_{\varphi0} e^{-\gamma z} = -\gamma H_\varphi, \\ \frac{\partial E_r}{\partial z} &= -\gamma E_{r0} e^{-\gamma z} = -\gamma E_r. \end{aligned} \quad (17)$$

После подстановки этих значений в выражение (15) получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} \gamma H_\varphi &= (\sigma + j\omega\epsilon_a) E_r; \\ \gamma E_r &= j\omega\mu_a H_\varphi. \end{aligned} \quad (18)$$

Для определения коэффициента распространения выражения (18) необходимо перемножить. Тогда $\gamma^2 = j\omega\mu_a (\sigma + j\omega\epsilon_a)$, откуда

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu_a (\sigma + j\omega\epsilon_a)}. \quad (19)$$

Разделив второе уравнение из системы (18) на первое, получим $(E_r/H_\varphi)^2 = j\omega\mu_a/(\sigma + j\omega\epsilon_a)$. С учетом того, что $E_r/H_\varphi = Z_z = Z_b$, волновое сопротивление среды распространения

$$Z_b = \sqrt{j\omega\mu_a/(\sigma + j\omega\epsilon_a)}. \quad (20)$$

Далее находим волновое сопротивление симметричной линии, оперируя величинами напряжения U между проводниками и тока I в проводниках:

$$Z_b = U/I. \quad (21)$$

Напряжение определяем как линейный интеграл радиальной составляющей электрического поля между проводниками:

$$U = \int_r^{a-r} E_r dr. \quad (22)$$

Из системы уравнений (18) следует, что $E_r = \frac{j\omega\mu_a}{\gamma} H_\varphi$. Подставив сюда выражение (19) с учетом закона полного тока $H_\varphi = I/2\pi r$, получим

$$E_r = \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \frac{I}{2\pi r}. \quad (23)$$

Тогда напряжение между проводниками

$$U = \frac{I}{\pi} \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \int_r^{a-r} \frac{dr}{r} = \frac{I}{\pi} \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \ln \frac{a-r}{r}, \quad (24)$$

а волновое сопротивление

$$Z_b = \frac{U}{I} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \ln \frac{a-r}{r}. \quad (25)$$

Подставив найденные значения волнового сопротивления (25) и коэффициента распространения (19) в выражение для полной проводимости (14), получим

$$Y = G + j\omega C = \frac{\gamma}{Z_b} = \frac{\sqrt{j\omega\mu_a}}{\sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \frac{1}{\pi} \ln \frac{a-r}{r}} = \frac{(\sigma + j\omega\epsilon_a)\pi}{\ln \frac{a-r}{r}}. \quad (26)$$

Отсюда находим выражение для определения емкости $C = \frac{\pi\epsilon_a}{\ln \frac{a-r}{r}}$. С учетом того, что относительная диэлектрическая про-

нищаемость $\varepsilon = \varepsilon_a / \varepsilon_0$ ($\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ – электрическая постоянная, Ф/км), окончательное выражение для определения погонной емкости симметричного кабеля, Ф/км, таково:

$$C = \frac{\chi\varepsilon \cdot 10^{-6}}{36 \ln(\psi a / r_a)}, \quad (27)$$

где ψ – поправочный коэффициент, характеризующий близость металлической оболочки и соседних проводников (см. раздел «Описание конструкций линий передачи»).

Обычно проводимость изоляции G выражают через тангенс угла диэлектрических потерь в изоляции кабеля: $\operatorname{tg} \delta = G_j / \omega C$.

В общем виде кроме проводимости изоляции, обусловленной диэлектрическими потерями G , необходимо учитывать также проводимость, обусловленную утечкой тока в силу несовершенства изоляции: $G_0 = 1/R_{из}$, где $R_{из}$ – сопротивление изоляции кабеля постоянному току.

Таким образом, погонная проводимость изоляции, См/км, определяется выражением

$$G = G_0 + G_j = \frac{1}{R_{из}} + \omega C \operatorname{tg} \delta. \quad (28)$$

Кабели связи имеют, как правило, сложную комбинированную изоляцию, состоящую из твердого диэлектрика и воздуха. Результирующие эквивалентные значения диэлектрической проницаемости и угла диэлектрических потерь сложной изоляции определяются свойствами и соотношением объемов составных ее частей. Эквивалентные значения сложной изоляции близки к соответствующим величинам той части, которая занимает больший объем.

Определение вторичных параметров

Вторичные параметры симметричных линий передачи (Z_B , α , β , ν) обычно рассчитывают по общим формулам. В ряде случаев их можно выразить непосредственно через габаритные размеры цепей (a , d) и качество исходных материалов (ε , $\operatorname{tg} \delta$).

Волновое сопротивление симметричной линии, Ом, определяется из выражения (25) с учетом того, что потерями в изоляции можно пренебречь и считать $\sigma = 0$:

$$Z_B = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \left(\frac{a-r}{r} \right). \quad (29)$$

Коэффициент затухания, дБ/км,

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (30)$$

Коэффициент фазы, рад/км,

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \omega \sqrt{\epsilon} / c. \quad (31)$$

Скорость распространения энергии, км/с,

$$v = 1 / \sqrt{LC} = c / \sqrt{\epsilon}. \quad (32)$$

Порядок выполнения работы

Задание. Требуется определить первичные (сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость изоляции) и вторичные (волновое сопротивление, коэффициент затухания и фазы, а также скорость распространения энергии) параметры симметричных линий передачи при парной и звездной типах скрутки.

1. Записать расчетные формулы для определения первичных и вторичных параметров симметричных линий передачи с указанием размерности.

2. Показать формулы для проверки преподавателю.

3. В среде MathCAD через пункт меню «Insert→Reference» загрузить файл с расчетом цилиндрических функций $F(x)$, $G(x)$, $H(x)$ и $Q(x)$, созданный при выполнении лабораторной работы № 1.

4. Ввести исходные данные для расчета первичных и вторичных параметров в соответствии с вариантом (табл. 4). При расчете параметров проводников учесть, что удельное сопротивление меди ρ составляет $0,01754 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$, а относительная магнитная проницаемость $\mu = 1$.

5. Запрограммировать расчетные соотношения.

6. Результаты расчетов занести в табл. 5.

7. Сделать выводы о проделанной работе.

Содержание отчета

1. Титульный лист, оформленный в соответствие с требованиями [3].

2. Цель и порядок работы.

3. Листинг программы вычислений в среде MathCAD.

4. Таблица с результатами расчетов.

5. Выводы о проделанной работе.

Таблица 4

Параметры		Вариант																			
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10										
		Тип скрутки																			
П	Звездная	1,2	1,0	1,3	0,9	1,4	1,7	1,5	1,8	1,4	1,9										
	Парная																				
Р	Звездная	3,0	2,8	3,1	2,7	3,2	3,0	2,8	3,1	2,7	3,2										
	Парная																				
В	Звездная	6,0	8,0	5,6	7,6	6,2	6,0	8,0	5,6	7,6	6,2										
	Парная																				
О	Звездная	3,0	5,0	2,8	4,6	3,1	8,2	5,4	7,4	6,4	8,4	3,5	5,5	3,2	5,1	3,6	4,5	5,5	6,3	5,1	5,6
	Парная	50	45	55	40	60	5,2	2,7	4,5	3,2	5,3	55	50	60	45	65	55	50	60	45	65
Д	Звездная	1,2	1,25	1,3	1,25	1,2	1,15	1,35	1,25	1,15	1,25	1,15	1,35	1,25	1,15	1,3					
	Парная																				
Н	Звездная	3·10 ⁻⁴	3,5·10 ⁻⁴	2,5·10 ⁻⁴	4·10 ⁻⁴	2·10 ⁻⁴	2,5·10 ⁻⁴	3·10 ⁻⁴	2·10 ⁻⁴	2,5·10 ⁻⁴	2·10 ⁻⁴	3·10 ⁻⁴	2·10 ⁻⁴	2·10 ⁻⁴	3,5·10 ⁻⁴	3·10 ⁻⁴					
	Парная																				
И	Звездная	10	5	15	1	20	5	25	5	10	30										
	Парная																				
Сопrotивление R _{из} , МОм		10 000																			
Рабочая частота f, МГц		10	5	15	1	20	5	25	5	10	30										

Таблица 5

Параметры	Тип скрутки	
	Парная	Звездная
Первичные		
Сопротивление, Ом/км		
Индуктивность, мГн/км		
Емкость, нФ/км		
Проводимость, мСм/км		
Вторичные		
Волновое сопротивление, Ом		
Коэффициент затухания, дБ/км		
Коэффициент фазы, рад/км		
Скорость распространения, доли от скорости света c		

Контрольные вопросы

1. Как влияет тип скрутки на первичные параметры симметричных линий передачи?
2. Как влияет тип скрутки на вторичные параметры симметричных линий передачи?
3. Какой тип скрутки применяется при изготовлении магистральных симметричных кабелей?

Лабораторная работа № 3

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРВИЧНЫХ И ВТОРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОАКСИАЛЬНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы – изучить основы расчета первичных и вторичных параметров коаксиальных линий передачи, а также провести их сравнительный анализ при различных диаметрах проводников, различном материале внешнего проводника и различных рабочих частотах.

Определение первичных параметров

Сопротивление и индуктивность

Сопротивление и индуктивность коаксиальных линий передачи определяют так же, как и параметры симметричных (см. теоретическое введение лабораторной работы № 2).

Основным выражением для определения сопротивления является выражение (3):

$$Z = R + j\omega L = \frac{1}{I^2} \int_0^{2\pi} E_z H_\phi^* r d\phi,$$

где 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 соответствующие уравнения Максвелла (4) и (5).

Полное сопротивление коаксиальной пары состоит из сопротивлений внутреннего $Z_a = R_a + j\omega L_a$ и внешнего $Z_b = R_b + j\omega L_b$ проводников. Кроме того, необходимо учесть внешнюю межпроводниковую индуктивность $L_{вн}$.

Сопротивление внутреннего проводника можно определить как сопротивление одиночного проводника, т.к. электрическое поле внешнего проводника никакого действия на внутренний проводник не оказывает. Поскольку поле одиночного проводника имеет осевую симметрию, то $\frac{\partial E_z}{\partial \phi} = 0$, $\frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2} = 0$. Тогда уравнение (5) принимает вид

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} = k^2 E_z. \quad (33)$$

Решение данного уравнения таково:

$$E_z = AI_0(\sqrt{jk}r) + BK_0(\sqrt{jk}r), \quad (34)$$

где I_0 , K_0 – модифицированные цилиндрические функции первого и второго рода нулевого порядка; A , B – постоянные интегрирования; $k = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}$ – коэффициент потерь для металла.

Поскольку поле внутри проводника возрастает от его центра к поверхности, а функция K_0 с увеличением аргумента, наоборот, уменьшается, второй член уравнения не соответствует физике явления и постоянную интегрирования B можно приравнять к нулю. Тогда

$$E_z = AI_0(\sqrt{jk}r). \quad (35)$$

Подставив решение (35) в выражение (4), найдем составляющую магнитного поля:

$$H_\varphi = \frac{1}{j\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{\sqrt{jk}}{j\omega\mu_a} AI_1(\sqrt{jk}r), \quad (36)$$

где I_1 – функция Бесселя первого порядка первого рода [5].

Постоянную интегрирования можно определить подстановкой в (36) закона полного тока $H_\varphi = \frac{I}{2\pi r}$ при $r = r_a$, где r_a – радиус внутреннего проводника:

$$A = \frac{I}{2\pi r_a} \frac{j\omega\mu_a}{\sqrt{jk} I_1(\sqrt{jk}r_a)}. \quad (37)$$

После подстановки (37) в выражения (35) и (36) и проведения преобразований согласно (3) получим полное сопротивление центрального проводника:

$$Z_a = R_a + j\omega L_a = \frac{\sqrt{jk}}{\sigma} \frac{1}{2\pi r_a} \frac{I_0(\sqrt{jk}r_a)}{I_1(\sqrt{jk}r_a)}. \quad (38)$$

Для упрощения вычислений используем цилиндрические функции (см. описание лабораторной работы № 1), в этом случае:

– погонное сопротивление, Ом/км,

$$R_a = R_0 [1 + F(kr_a)];$$

– погонная внутренняя индуктивность, Гн/км,

$$L_a = \frac{1}{2} \mu Q(kr_a) \cdot 10^{-4}.$$

Для высоких частот (60...100 кГц и выше), на которых использование коаксиального кабеля представляет наибольший интерес,

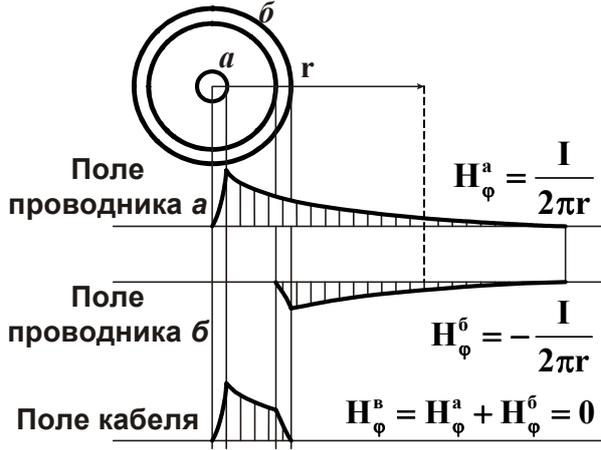


Рис. 10

расчет сопротивления и индуктивности центрального проводника можно производить по упрощенным формулам:

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{\sqrt{2k}}{4\pi\sigma} \frac{1}{r_a}; \\ L_a &= \frac{\sqrt{2\mu_a}}{4\pi k} \frac{1}{r_a}. \end{aligned} \quad (39)$$

Для нахождения параметров R_b и L_b внешнего проводника используем ранее полученное

общее решение (34) и результат его подстановки в выражение (4):

$$H_\varphi = \frac{1}{j\omega\mu_a} \frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{\sqrt{jk}}{j\omega\mu_a} \left[AI_1(\sqrt{jk}r) + BK_1(\sqrt{jk}r) \right], \quad (40)$$

где I_1 , K_1 – функции Бесселя первого порядка первого рода [5].

Для определения постоянных интегрирования используем граничные условия на внутренней и внешней поверхностях внешнего проводника.

На внутренней поверхности внешнего проводника при $r=r_b$ (рис. 10), где r_b – внутренний радиус внешнего проводника, магнитное поле по условию полного тока $H_\varphi = I/2\pi r_b$ составляет

$$H_\varphi(r_b) = \frac{\sqrt{jk}}{j\omega\mu_a} \left[AI_1(\sqrt{jk}r_b) + BK_1(\sqrt{jk}r_b) \right] = \frac{I}{2\pi r_b}. \quad (41)$$

На внешней поверхности проводника при $r=r_a$ (см. рис. 10), где r_a – внешний радиус внешнего проводника, магнитное поле равно нулю, т.к. оно обусловлено равными, но противоположными по направлению токами:

$$H_\varphi(r_a) = \frac{\sqrt{jk}}{j\omega\mu_a} \left[AI_1(\sqrt{jk}r_a) + BK_1(\sqrt{jk}r_a) \right] = 0. \quad (42)$$

После определения постоянных интегрирования A и B и подстановки найденных значений E_z и H_φ^* в выражение (3) получаем

$$\begin{aligned} Z_b &= R_b + j\omega L_b = \\ &= \frac{\sqrt{jk} I_0(\sqrt{jk}r_b) K_1(\sqrt{jk}r_a) + K_0(\sqrt{jk}r_b) I_1(\sqrt{jk}r_a)}{2\pi r_b \sigma I_1(\sqrt{jk}r_a) K_1(\sqrt{jk}r_b) - K_1(\sqrt{jk}r_a) I_1(\sqrt{jk}r_b)}. \end{aligned} \quad (43)$$

Для частот больше 60 кГц выражение (43) упрощается и результирующие формулы для расчета погонных сопротивления, Ом/км, и индуктивности, Гн/км, внешнего проводника принимают вид

$$\begin{aligned} R_6 &= \frac{\sqrt{2k}}{4\pi\sigma} \frac{1}{r_6}, \\ L_6 &= \frac{\sqrt{2\mu_a}}{4\pi k} \frac{1}{r_6}. \end{aligned} \quad (44)$$

Соответственно полное погонное сопротивление коаксиальной пары, Ом/км, состоящее из сопротивления внутреннего проводника R_a , определяемого из выражения (39), и сопротивления внешнего проводника R_6 , вычисляемого по формуле (44), будет

$$R = R_a + R_6 = \frac{\sqrt{2k}}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_6} \right). \quad (45)$$

При нахождении общей индуктивности коаксиального кабеля кроме внутренней индуктивности проводников L_a и L_6 нужно учитывать также внешнюю межпроводниковую индуктивность $L_{вн}$, которая определяется из выражения для волнового сопротивления распространению энергии вдоль линии передачи.

Волновое сопротивление коаксиальной линии определяется так же, как и симметричной (см. теоретическое введение к лабораторной работе № 2). Отличие состоит лишь в том, что при решении уравнения (22) используются другие пределы интегрирования:

$$U = \int_{r_a}^{r_6} E_r dr = \frac{I}{2\pi} \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \int_{r_a}^{r_6} \frac{dr}{r} = \frac{I}{2\pi} \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \ln \frac{r_6}{r_a}. \quad (46)$$

В результате значение волнового сопротивления будет

$$Z_B = R + j\omega L = \frac{U}{I} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a}} \ln \frac{r_6}{r_a}. \quad (47)$$

Величина коэффициента распространения для коаксиальной линии передачи определяется точно так же, как и для симметричной, – согласно формуле (19).

Подставив в уравнение $Z = R + j\omega L = \gamma Z_B$ выражения (19) и (47), найдем величину межпроводниковой индуктивности:

$$L_{вн} = \frac{\mu_a}{2\pi} \ln \frac{r_6}{r_a}. \quad (48)$$

После перехода к относительной величине магнитной проницаемости окончательно получим выражение для нахождения погонной межпроводниковой индуктивности, Гн/км,

$$L_{\text{вн}} = 2 \ln \frac{r_6}{r_a} \cdot 10^{-4}. \quad (49)$$

Окончательно выражение для определения погонной индуктивности коаксиальной линии передачи, Гн/км, таково:

$$L = L_a + L_6 + L_{\text{вн}} = \left[\frac{\sqrt{2}\mu_a}{4\pi k} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_6} \right) + 2 \ln \frac{r_6}{r_a} \cdot 10^{-4} \right]. \quad (50)$$

При проведении расчетов следует учитывать, что формулы для вычисления сопротивления (45) и индуктивности (50) коаксиальной линии передачи справедливы для случая, когда оба проводника выполнены из одинакового материала. Если проводники изготовлены из различных материалов, то в этих формулах нужно слагаемые для внутреннего и внешнего проводников записывать отдельно, подставляя в них магнитную проницаемость μ_a , проводимость σ и производный от них коэффициент потерь $k = \sqrt{\omega\mu_a\sigma}$ для соответствующего материала. Значения этих параметров для меди и алюминия приведены в табл. 6.

Таблица 6

Материал	Медь	Алюминий
$k, 1/\text{м}$	$21,2\sqrt{f}$	$16,4\sqrt{f}$
$\sigma, \text{См}\cdot\text{м}/\text{мм}^2$	58	35,38
$\mu_a, \text{Гн}/\text{м}$	$\mu \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}$	

Примечание. Частота f измеряется в герцах.

Емкость и проводимость изоляции

Данные параметры коаксиальных линий передачи определяются так же, как и симметричных. При этом учитывается, что коаксиальный кабель аналогичен цилиндрическому конденсатору и его электрическое поле создается двумя цилиндрическими поверхностями с общей осью, вследствие чего напряженность электрического поля имеет равные потенциалы на одинаковом расстоянии от центра кабеля.

Подставив в выражение (14) найденные ранее величины волнового сопротивления (25) и коэффициента распространения (19), найдем емкость и проводимость изоляции коаксиального кабеля:

$$Y = G + j\omega C = \frac{\gamma}{Z_{\text{в}}} = \frac{\sqrt{j\omega\mu_a(\sigma + j\omega\varepsilon_a)}}{\sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\varepsilon_a} \frac{1}{2\pi} \ln \frac{r_6}{r_a}}} = \frac{(\sigma + j\omega\varepsilon_a)2\pi}{\ln \frac{r_6}{r_a}}. \quad (51)$$

Отсюда определяем величины емкости, Ф/м,

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_a}{\ln(r_b/r_a)} \quad (52)$$

и проводимости изоляции, См/м,

$$G_j = \frac{2\pi\sigma}{\ln(r_b/r_a)}. \quad (53)$$

Принимая во внимание, что проводимость изоляции обычно вычисляется через тангенс угла диэлектрических потерь, т.е. $\operatorname{tg}\delta = G_j/\omega C$, а также учитывая дополнительные потери за счет утечки тока $G_0 = 1/R_{\text{из}}$ и переходя к относительным единицам диэлектрической проницаемости, окончательно получаем формулу для определения погонной емкости, Ф/км:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot 10^{-6}}{18 \ln(r_b/r_a)}, \quad (54)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость изоляции. Проводимость изоляции, См/км, рассчитываем по той же формуле, что и для симметричного кабеля:

$$G = \frac{1}{R_{\text{из}}} + \omega C \operatorname{tg}\delta. \quad (55)$$

Определение вторичных параметров

Поскольку коаксиальные кабели обычно используют в спектре частот от 60 кГц и выше, где $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$, вторичные параметры передачи можно определять по следующим упрощенным формулам:

– волновое сопротивление, Ом,

$$Z_B = \sqrt{L/C}; \quad (56)$$

– коэффициент затухания, Дб/км,

$$\alpha = 8,69 \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right); \quad (57)$$

– коэффициент фазы, рад/км,

$$\beta = \omega \sqrt{LC}; \quad (58)$$

– скорость распространения, км/с,

$$v = 1/\sqrt{LC}. \quad (59)$$

Вторичные параметры можно непосредственно выражать через габаритные размеры (d и D) и параметры изоляции (ε , $\operatorname{tg}\delta$). В этом случае расчетные формулы принимают вид:

– волновое сопротивление, Ом,

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln\left(\frac{D}{d}\right); \quad (60)$$

– коэффициент затухания, Дб/км,

$$\alpha = \frac{2,6\sqrt{f\epsilon}}{\ln(D/d)} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D}\right) \cdot 10^{-3} + 9,08 \cdot f \sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-5}; \quad (61)$$

– коэффициент фазы, рад/км,

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_a \epsilon_a} = \omega \sqrt{\epsilon} / c; \quad (62)$$

– скорость распространения, км/с,

$$v = \omega / \beta = c / \sqrt{\epsilon}. \quad (63)$$

Порядок выполнения работы

Задание. Требуется определить первичные (сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость изоляции) и вторичные (волновое сопротивление, коэффициент затухания и фазы, а также скорость распространения энергии) параметры различных вариантов коаксиальной линии передачи.

1. Записать расчетные формулы для определения первичных и вторичных параметров коаксиальных линий передачи с указанием размерности.

2. Показать формулы для проверки преподавателю.

3. Запрограммировать расчетные соотношения в среде MathCAD и провести вычисления для исходных данных в соответствии с вариантом (табл. 7).

4. Провести исследования для базового варианта кабеля при фиксированной частоте (опыт № 1), а затем для вариантов с алюминиевым внешним проводником (опыт № 2), медными проводниками другого диаметра (опыт № 3) и для базового варианта при другой рабочей частоте (опыт № 4). При расчете параметров учесть, что относительная магнитная проницаемость меди и алюминия $\mu = 1$, а сопротивление изоляции составляет $R_{из} = 10^4$ МОм·км.

5. Результаты занести в соответствующие табл. 8 – 11.

6. Сделать выводы о проделанной работе.

Содержание отчета

1. Титульный лист, оформленный в соответствии с требованиями [3].

Таблица 7

Параметр	Вариант										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
Опыт № 1											
Диаметр внутреннего проводника d_a , мм	2,6	5	1,83	1,2	5	2,6	5	2,6	1,2	2,6	2,6
Диаметр внешнего проводника d_b , мм	9,4	18	6,7	4,6	18	9,4	18	9,4	4,6	9,4	9,4
Диэлектрическая проницаемость изоляции ϵ	1,1	1,19	1,1	1,25	1,05	1,06	1,05	1,05	1,2	1,05	1,09
Тангенс угла диэлектрических потерь	$0,5 \times 10^{-4}$	$0,9 \times 10^{-4}$	$0,7 \times 10^{-4}$	$0,6 \times 10^{-4}$	$1,0 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-4}$	$0,8 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-4}$	$0,5 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-4}$	$0,6 \times 10^{-4}$
Рабочая частота f , МГц	1	2	0,6	0,1	4	3	2,5	1,5	3	1,5	2
Опыт № 2											
Рабочая частота f_1 , МГц	5	10	2,5	0,5	20	15	12,5	7,5	15	7,5	10
Рабочая частота f_2 , МГц	25	50	12,5	2,5	100	75	62,5	37,5	75	37,5	50
Опыт № 4											
Диаметр внутреннего проводника d_a , мм	1,2	2,6	1,2	1,2	2,6	1,83	1,2	1,2	1,2	1,2	1,83
Диаметр внешнего проводника d_b , мм	4,6	9,4	4,6	5,3	9,4	6,7	4,6	4,6	5,3	5,3	6,7
Диэлектрическая проницаемость изоляции ϵ	1,25	1,1	1,25	1,45	1,06	1,09	1,15	1,4	1,45	1,4	1,1
Тангенс угла диэлектрических потерь	$0,5 \times 10^{-4}$	$0,7 \times 10^{-4}$	$0,6 \times 10^{-4}$	5×10^{-4}	$0,9 \times 10^{-4}$	$1,8 \times 10^{-4}$	$0,6 \times 10^{-4}$	5×10^{-4}	$0,7 \times 10^{-4}$	5×10^{-4}	$0,5 \times 10^{-4}$

Таблица 8

Параметр	R , Ом/км	L , Гн/км	C , Ф/км	G , См/км	α , дБ/км	β , рад/км	Z_B , Ом	v , км/с
Результат								

Таблица 9

Частота f , МГц	R , Ом/км	L , Гн/км	C , Ф/км	G , См/км	α , дБ/км	β , рад/км	Z_B , Ом	v , км/с
$f_1 =$								
$f_2 =$								

Таблица 10

Материал	R , Ом/км	L , Гн/км	C , Ф/км	G , См/км	α , дБ/км	β , рад/км	Z_B , Ом	v , км/с
Алюминий								

Таблица 11

Диаметры, мм	R , Ом/км	L , Гн/км	C , Ф/км	G , См/км	α , дБ/км	β , рад/км	Z_B , Ом	v , км/с
$d_a =$								
$d_b =$								

2. Цель и порядок работы.
3. Листинг программы вычислений в среде MathCAD.
4. Таблица с результатами расчетов.
5. Выводы о проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Как влияет соотношение диаметров внешнего и внутреннего проводников коаксиальной линии передачи на ее первичные и вторичные параметры?
2. Как зависят первичные и вторичные параметры коаксиальной линии передачи от частоты?
3. Какими факторами определяется выбор диаметра коаксиальной линии передачи?

Лабораторная работа № 4

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОПТОВОЛОКОННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы – изучить основы расчета параметров оптоволоконных линий передачи, а также провести анализ влияния длины волны и типа оптоволокна на различные составляющие затухания и дисперсии.

Физические процессы в волоконных световодах

Лучевая теория света допускает распространение по световоду большого числа лучей – всех лучей, попадающих в апертурный конус световода [6]. Согласно волновой теории, по световоду распространяется лишь ограниченное число волн с дискретными углами. Некоторые промежуточные волны за счет интерференции взаимно ослабляются и быстро затухают. Типы волн, которые распространяются по световоду, называются **модами**.

Режим работы световода характеризуется **нормированной** (характеристической) **частотой** V , учитывающей радиус сердечника a , длину волны λ и коэффициенты преломления сердечника n_1 и оболочки n_2 :

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (64)$$

Критические частоту и длину волны можно найти следующим образом:

$$f_0 = p_{nm} c / \left(\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \right); \quad (65)$$

$$\lambda_0 = \pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} / (p_{nm} n_1), \quad (66)$$

где p_{nm} – корни функции Бесселя n -го порядка, $p_{nm} = V(\lambda = \lambda_0)$.

Каждая мода имеет свою нормированную частоту V_0 , которая определяет область ее существования, а каждой V_0 соответствует критическая частота f_0 .

При $V < V_0$ частота меньше критической ($f < f_0$) и волна по сердцевине волокна не распространяется (не существует). Область существования волны, имеющей нормированную частоту отсечки $V > V_0$, составляет $f > f_0$.

Только для несимметричной волны HE_{11} значение $V_0 = 0$, следовательно, эта волна не имеет критической частоты и может распространяться при любой частоте и диаметре сердечника. Все другие волны не распространяются на частотах ниже критической.

С увеличением частоты появляются новые типы волн:

– при $V \geq 2,405$ – волны E_{01} , H_{01} и HE_{21} ;

– при $V \geq 3,832$ – дополнительные волны H_{12} , EH_{11} , HE_{31} и т.д.

Выбирая параметры световода (толщину сердечника, показатели преломления) и частоту передачи таким образом, чтобы не могли распространяться высшие моды ($0 < V < 2,405$), можно получить **одномодовый режим** (волна HE_{11}). С увеличением диаметра сердечника число передаваемых мод возрастает.

Преимуществами одномодовых систем являются широкий диапазон частот и большая пропускная способность (с увеличением числа мод полоса частот сужается). Недостатками одномодовых систем являются их меньшая надежность из-за малого диаметра сердечника волокна и большие потери при вводе излучения в световод. Одномодовые системы в основном применяют в междугородных ВОЛС, обеспечивающих большую дальность связи и высокую пропускную способность.

Показатель преломления оболочки оптоволокна постоянен, а сердечника в общем случае является функцией – **профилем показателя преломления**. Основные типы профилей изображены на рис. 11.

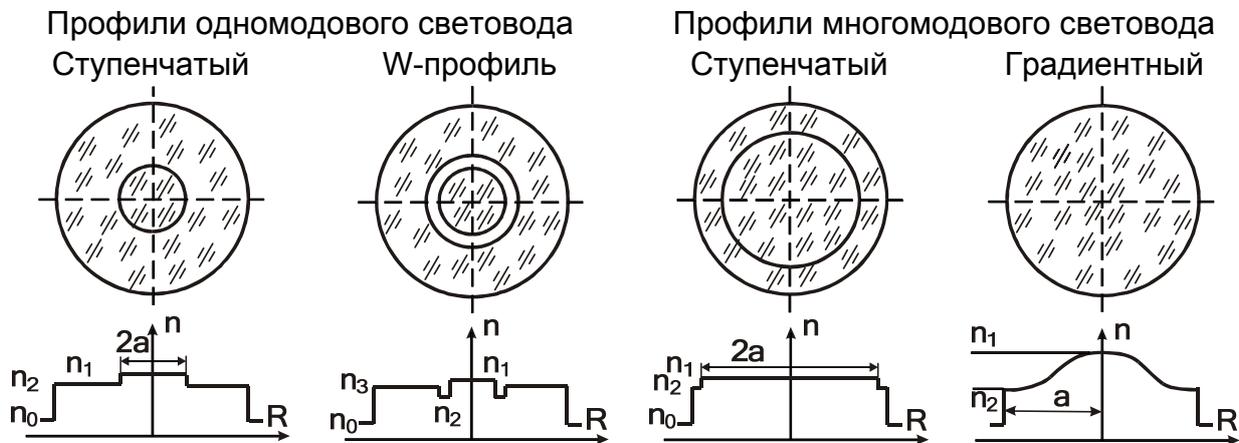


Рис. 11

Общее число мод в световоде со ступенчатым и градиентным профилями можно определить по формулам

$$N_{\text{ст}} = V^2 = (2\pi a/\lambda)^2 \cdot (n_1^2 - n_2^2), \quad (67)$$

$$N_{\text{гр}} = V^2/2 = 0,5 \cdot (2\pi a/\lambda)^2 \cdot (n_1^2 - n_2^2). \quad (68)$$

Из сравнения выражений (67) и (68) видно, что число мод в градиентном световоде в 2 раза меньше, чем в ступенчатом.

Основные параметры волоконных световодов

Волоконные световоды характеризуются двумя важнейшими параметрами: затуханием и дисперсией.

Затухание учитывает потери энергии при передаче по световоду, а **дисперсия** определяет ограничения полосы передачи. Оба фактора определяют длину регенерационных участков, т.е. максимальную длину световода, передача по которому возможна без восстановления амплитуды или формы передаваемого сигнала.

Затухание световодов

Коэффициент затухания световодных трактов оптических кабелей α обусловлен влиянием собственных потерь световода α_c и кабельных потерь α_k :

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_k. \quad (69)$$

Собственные потери α_c вызваны поглощением энергии в диэлектрике α_{II} и рассеянием ее на мельчайших частицах световодной структуры α_p , а также посторонних примесей $\alpha_{пр}$. Таким образом,

$$\alpha_c = \alpha_{II} + \alpha_p + \alpha_{пр}. \quad (70)$$

Потери поглощения существенно зависят от чистоты материала и при наличии посторонних примесей могут быть значительными.

В свою очередь, **кабельные потери** α_k вызваны скруткой (потери на макроизгибы $\alpha_{мак из}$), деформацией и изгибами световодов при наложении покрытий и защитных оболочек в процессе изготовления кабеля (потери на микроизгибы $\alpha_{мик из}$). Общее выражение для расчета кабельных потерь имеет вид

$$\alpha_k = \alpha_{мак зг} + \alpha_{мик зг}. \quad (71)$$

Затухание поглощения α_{II} , дБ/км, связано с потерями на диэлектрическую поляризацию, линейно возрастает с увеличением частоты и существенно зависит от свойств материала световода ($\text{tg } \delta$). Потери обусловлены комплексным характером показателя преломления $\mathbf{n} = \mathbf{n}_d + j\mathbf{n}_m$, который связан с $\text{tg } \delta$ выражением $\text{tg } \delta = 2\mathbf{n}_d \mathbf{n}_m / (\mathbf{n}_d^2 - \mathbf{n}_m^2)$.

Затухание поглощения определяется отношением величины потерь в световоде к удвоенному значению всей мощности, передаваемой по световоду:

$$\alpha_{II} = \frac{P_{II}}{2P} = \frac{GU^2}{2U^2/Z_B} = \frac{GZ_B}{2}, \quad (72)$$

где $G = \omega \epsilon_a \operatorname{tg} \delta$ – проводимость материала световода; $Z_B = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a}$ – волновое сопротивление.

Учитывая соотношения $v = 1 / \sqrt{\mu_a \epsilon_a}$, $v = c / n$ и $c = \lambda f$, получаем следующую расчетную формулу для определения потерь на поглощение, Дб/км:

$$\alpha_{\text{п}} = \frac{\pi n_1}{\lambda} \operatorname{tg} \delta \cdot 8,69 = \frac{\pi f}{v_1} \operatorname{tg} \delta \cdot 8,69, \quad (73)$$

где v_1 – скорость распространения в сердцевине; $n_1 = \sqrt{\mu \epsilon}$ – показатель преломления сердцевины.

Как видно из выражения (73), частотная зависимость затухания поглощения имеет линейный характер (рис. 12).

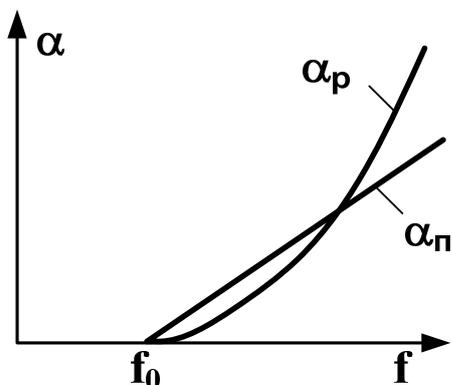


Рис. 12

Затухание рассеяния (потери на рэлеевское рассеяние) $\alpha_{\text{р}}$, Дб/км, обусловлено неоднородностями материала волоконного световода, размеры которых меньше длины волны, и тепловой флуктуацией показателя преломления. Выражение для определения затухания рассеяния имеет вид

$$\alpha_{\text{р}} = K_{\text{р}} / \lambda^4, \quad (74)$$

где $K_{\text{р}}$ – коэффициент рассеяния; $K_{\text{р}} = 1 \dots 1,5$ (Дб/км) · мкм⁴ (для кварца).

Потери на рэлеевское рассеяние определяют нижний предел потерь, присущих волоконным световодам. Этот предел уменьшается с увеличением длины волны.

С увеличением частоты потери на рассеяние возрастают значительно быстрее (пропорционально квадрату частоты), чем потери поглощения (возрастающие от частоты линейно) (см. рис. 12).

Потери энергии существенно возрастают за счет наличия в материале волоконного световода *посторонних примесей* ($\alpha_{\text{пр}}$), таких, как гидроксильные группы, ионы металлов (железа, кобальта, никеля, меди) и других включений. Присутствующие в стекле ионы металлов имеют электронные переходы в диапазоне длин волн 0,5...1 мкм и вызывают соответствующие полосы поглощения. За счет ионов гидроксильных групп проявляются поглощения на длинах волн 0,95; 1,24 и 1,39 мкм. Наличие этих примесей приводит к возрастанию потерь в волокне и появлению резонансных всплесков затухания.

Основными факторами, приводящими к потерям, которые связаны с геометрией волокна, являются непостоянство размеров попе-

речного сечения сердцевины волокна по длине и неровности границы раздела сердцевина–оболочка, а также нерегулярности, связанные с наличием макро- и микроизгибов волокна.

Макроизгибы обусловлены скруткой волоконных световодов по геликоиде вдоль всего оптического кабеля (рис. 13). Дополнительное затухание за счет излучения при **макроизгибах**, Дб, можно найти по формуле

$$\alpha_{\text{макз}} = 10 \lg \left| \frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2 - \frac{R+1}{R-1} n_2^2} \right|, \quad (75)$$

где $R = R_{\text{из}}/2a$; $R_{\text{из}}$ – радиус изгиба (см. рис. 13); a – радиус сердцевины волокна; n_1, n_2 – показатели преломления сердцевины и оболочки волокна.

Появление микроизгибов связано с конструктивными и технологическими неоднородностями волоконного световода в процессе его изготовления (рис. 14).

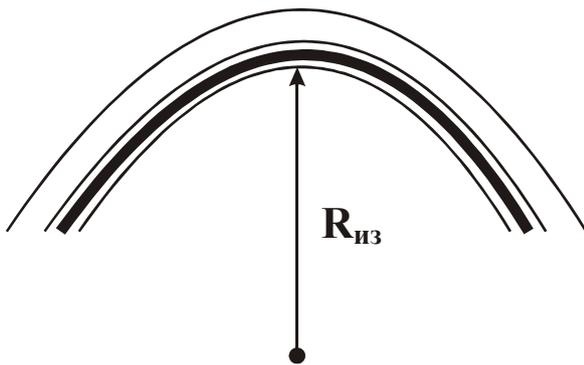


Рис. 13

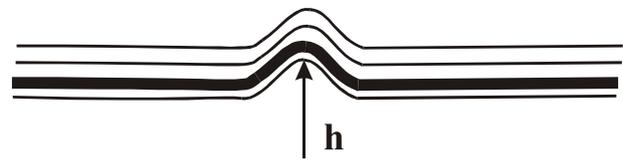


Рис. 14

Дополнительное затухание за счет излучения при **микроизгибах**, Дб, определяется выражением

$$\alpha_{\text{мик из}} = N \frac{h^2 a^4}{b^6 \Delta^3} \cdot 10^{-3}, \quad (76)$$

где h – радиус микроизгиба (см. рис. 14); b – диаметр волокна; N – число микроизгибов; Δ – соотношение коэффициентов преломления,

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (77)$$

При хорошо отработанной технологии производства кабеля доминируют потери на микроизгибы. Наличие оболочки и защитного покрытия волокна также приводит к дополнительным потерям за счет частичного проникновения поля в эти среды.

На рис. 15 показано изменение затухания волоконного световода

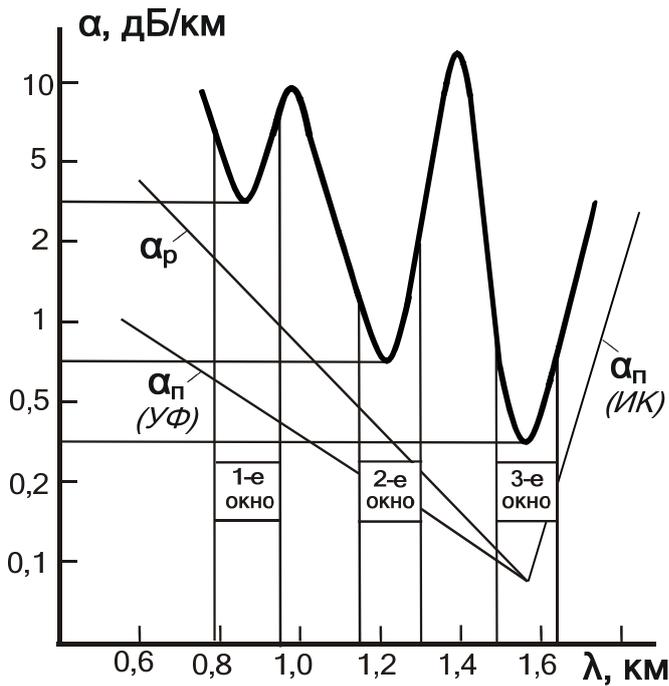


Рис. 15

в зависимости от длины волны для кварцевого стекла, очищенного от посторонних примесей.

На рис. 15 четко видны три окна прозрачности световода (0,85, 1,31 и 1,55 мкм), причем с увеличением длины волны коэффициент затухания уменьшается и соответственно увеличивается длина регенерационного участка, определяемая по критерию затухания.

Наиболее целесообразным для линий связи является использование диапазона длин волн 1,31...1,55 мкм.

Это открывает возможность организации междугородной связи без включения в оптический кабель металлических элементов для дистанционного электропитания линейных регенераторов.

Дисперсия и пропускная способность световодов

Пропускная способность ΔF является важнейшим параметром волоконно-оптических систем передачи, поскольку она определяет полосу частот, пропускаемую световодом, и соответственно объем передаваемой информации.

Теоретически по волоконному световоду возможна организация огромного числа каналов на большие расстояния, а практически имеются ограничения. Это происходит за счет того, что сигнал на приемную сторону приходит размытым, искаженным, и чем длиннее линия, тем больше искажается передаваемый сигнал.

Данное явление связано с дисперсией и обусловлено различием скорости распространения в световодах отдельных составляющих спектра источника света и частотной зависимостью показателя преломления.

Дисперсия τ представляет собой рассеяние во времени спектральных или модовых составляющих оптического сигнала, приводящее к уширению импульса на приемной стороне (рис. 16). Величина уширения определяется как квадратичная разность длительности импульсов на выходе $t_{\text{вых}}$ и входе $t_{\text{вх}}$ оптического волокна:

$$\tau = \sqrt{t_{\text{ВЫХ}}^2 - t_{\text{ВХ}}^2}, \quad (78)$$

где значения $t_{\text{ВЫХ}}$ и $t_{\text{ВХ}}$ определяются на уровне половины амплитуды импульсов (см. рис. 16).

Связь между дисперсией τ , нс/км, и пропускной способностью ΔF , МГц·км, приближенно выражается соотношением $\Delta F = 1/\tau$.

Дисперсия не только ограничивает пропускную способность световодов, но и существенно снижает дальность передачи, т.к. чем длиннее линия, тем больше проявляется дисперсия и больше уширение импульса.

Пропускная способность зависит от типа и свойств световодов (одномодовые, многомодовые, градиентные), а также от типа излучателя (лазер или светодиод).

Дисперсия возникает по двум причинам: существование большого числа мод N (межмодовая дисперсия) и некогерентность источников излучения (хроматическая или частотная дисперсия).

Межмодовая дисперсия обусловлена тем, что каждая мода распространяется со своей скоростью $v = \psi_1(N)$.

Хроматическая дисперсия (рис. 17, кривая 3) возникает вследствие того, что источник света излучает определенный спектр длин волн $\Delta\lambda$. Хроматическая дисперсия подразделяется на **волноводную** (внутримодовую), которая обусловлена процессами внутри моды, связана с ее световодной структурой и характеризуется зависимостью коэффициента распространения моды от длины волны $\gamma = \psi_2(\lambda)$ (см. рис. 17, кривая 1), и **материальную**, обусловленную зависимостью показателя преломления от длины волны $n = \psi_3(\lambda)$ (см. рис. 17, кривая 2).

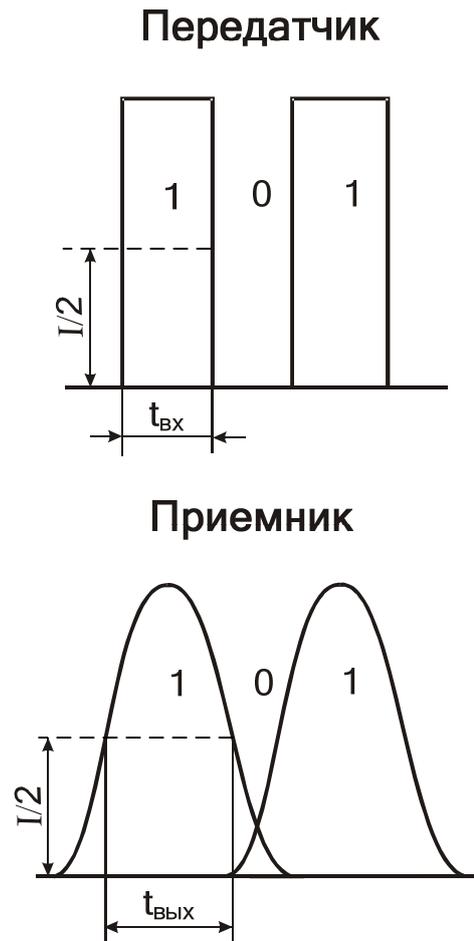


Рис. 16

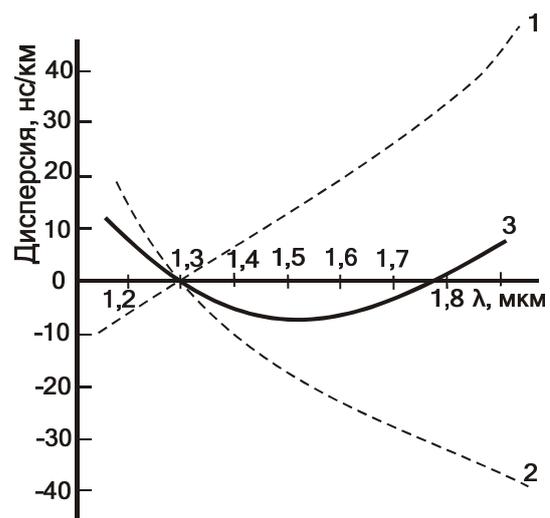


Рис. 17

Дисперсии проявляются по-разному в различных типах световодов.

В *ступенчатых* световодах при многомодовой передаче доминирует межмодовая дисперсия, достигающая больших значений (15...30 нс/км).

В *одномодовых ступенчатых* световодах межмодовая дисперсия отсутствует. Здесь проявляются волноводная и материальная дисперсии, но они почти равны по абсолютной величине и противоположны по фазе в широком спектральном диапазоне. В силу этого происходит их взаимная компенсация и результирующая дисперсия при $\lambda = 1,3 \dots 1,8$ мкм не превышает 1 нс/км.

В *градиентных* световодах происходит выравнивание времени распространения различных мод и определяющей является дисперсия материала, которая уменьшается с увеличением длины волны. По абсолютной величине она колеблется в пределах 3...5 нс/км.

Наименьшей дисперсией обладают одномодовые световоды, чуть большую дисперсию имеют градиентные световоды с плавным профилем показателя преломления. Наиболее резко дисперсия проявляется у ступенчатых многомодовых световодов.

Дисперсионные свойства тракта передачи также зависят от источника излучения. Для лазерных источников дисперсия практически не проявляется благодаря узкому спектру их излучения. Для светодиодов за счет более широкого спектра излучения дисперсия проявляется довольно значительно.

Суммарное уширение импульсов за счет дисперсии определяется как

$$\tau = \sqrt{\tau_{\text{ММ}}^2 + (\tau_{\text{ВВ}} + \tau_{\text{МТ}})^2}, \quad (79)$$

где $\tau_{\text{ММ}}$ – уширение за счет межмодовой дисперсии; $\tau_{\text{ВВ}}$ – уширение за счет волноводной дисперсии; $\tau_{\text{МТ}}$ – уширение за счет материальной дисперсии.

Уширение за счет межмодовой дисперсии вычисляется как разность времени прохождения единицы длины волокна различными модами:

– для ступенчатого профиля

$$\tau_{\text{ММ}} = \Delta n_1 \ell / c = \text{NA}^2 \ell / (2n_1 c); \quad (80)$$

– для градиентного профиля

$$\tau_{\text{ММ}} = \Delta^2 n_1 \ell / (2c) = \text{NA}^4 \ell / (8n_1^3 c), \quad (81)$$

где ℓ – длина световода.

Уширение за счет волноводной дисперсии определяется как разность времени распространения волн по сердцевине и оболочке:

$$\tau_{\text{ВВ}} = (\Delta\lambda/\lambda) (2n_1^2 \Delta\ell / c), \quad (82)$$

где $\Delta\lambda/\lambda$ – относительная ширина спектра излучения; Δ – соотношение коэффициентов преломления.

Уширение за счет материальной дисперсии рассчитывается как разность времени прохождения по волокну излучения различных длин волн:

$$\tau_{\text{MT}} = (\Delta\lambda/\lambda)(\lambda^2/c)(d^2n_1/d\lambda^2)\ell. \quad (83)$$

С учетом реального соотношения вкладов отдельных видов дисперсий для многомодовых волокон

$$\tau = \tau_{\text{MM}}, \quad (84)$$

а для одномодовых

$$\tau = \tau_{\text{BB}} + \tau_{\text{MT}}. \quad (85)$$

Пропускная способность градиентного световода в $2/\Delta$ раза выше, чем ступенчатого при одинаковом Δ . Поскольку величина Δ составляет около 1 %, различие пропускной способности может достигать двух порядков.

Явление дисперсии приводит как к ограничению пропускной способности оптических кабелей, так и к снижению дальности передачи по ним.

Таким образом, дальность передачи по оптическим кабелям лимитируется не только дисперсией, но и затуханием световодов.

Порядок выполнения работы

Задание. Требуется определить параметры затухания и дисперсии оптоволоконной линии передачи.

1. Записать расчетные формулы для определения всех компонентов затухания и дисперсии оптоволоконных световодов с указанием размерности.

2. Показать формулы для проверки преподавателю.

3. Запрограммировать расчетные соотношения в среде MathCAD.

4. Для исходных данных в соответствии с вариантом (табл. 12) провести исследование зависимости компонентов затухания от длины волны для многомодового волокна со ступенчатым профилем (опыт № 1). Результаты занести в табл. 13.

5. Исследовать зависимости компонентов дисперсии от длины волны для многомодового волокна со ступенчатым профилем (опыт № 2). Результаты занести в табл. 14.

6. Провести исследование зависимости компонентов дисперсии от типа волокна при фиксированной (в соответствии с вариантом, см. табл. 12) рабочей длине волны (опыт № 3). Результаты занести в табл. 15.

7. Сделать выводы о проделанной работе.

Таблица 12

Параметр	Вариант									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Диаметр сердцевины оптоволоконна d_1 , мкм	8	9	50	62,5	9	50	10	50	9	62,5
Диаметр оболочки оптоволоконна d_2 , мкм	125	125	125	125	125	125	125	125	125	125
Общий диаметр оптоволоконна b , мкм	900	900	900	900	900	900	900	900	900	900
Коэффициент преломления сердцевины n_1	1,48	1,47	1,49	1,49	1,485	1,47	1,47	1,465	1,49	1,48
Коэффициент преломления оболочки n_2	1,46	1,46	1,46	1,46	1,46	1,46	1,45	1,46	1,46	1,46
Тангенс угла диэлектрических потерь	$5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$
Коэффициент рассеяния K_p , (дБ/км)·мкм ⁴	1,3	1,4	1,5	1,4	1,1	1	1,2	1,4	1,15	1,35
Радиус макроизгиба $R_{из}$, мм	500	600	250	350	150	550	750	850	300	200
Радиус микроизгиба h , мм	1	0,9	0,8	0,7	0,5	0,6	0,8	0,9	0,7	1
Расчетная длина оптоволоконна l , км	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Ширина спектра источника излучения $\Delta\lambda$, нм	3	30	5	10	30	20	13	20	7	35
Значение второй производной $d^2n/d\lambda^2$, мкм ⁻²	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3	-0,3
Рабочая длина волны λ , мкм	0,85	1,31	1,55	0,85	1,31	1,55	0,85	1,55	1,31	0,85

Таблица 13

Длина волны λ , мкм	Потери				
	на поглощение	на рассеяние	на макро-изгибы	на микро-изгибы	общие
	$\alpha_{\text{п}}$, дБ/км	$\alpha_{\text{р}}$, дБ/км	$\alpha_{\text{мак из}}$, дБ/км	$\alpha_{\text{мик из}}$, дБ/км	α , дБ/км
0,85					
1,31					
1,55					

Таблица 14

Длина волны λ , мкм	Уширение за счет дисперсии			
	межмодовой	волноводной	материальной	общее
	$\tau_{\text{мм}}$, нс/км	$\tau_{\text{вв}}$, нс/км	$\tau_{\text{мт}}$, нс/км	τ , нс/км
0,85				
1,31				
1,55				

Таблица 15

Тип оптоволокна	Уширение за счет дисперсии			
	межмодовой	волноводной	материальной	общее
	$\tau_{\text{мм}}$, нс/км	$\tau_{\text{вв}}$, нс/км	$\tau_{\text{мт}}$, нс/км	τ , нс/км
Одномодовое				
Многомодовое				
Градиентное				

Содержание отчета

1. Титульный лист, оформленный в соответствии с требованиями [3].
2. Цель и порядок работы.
3. Листинг программы вычислений в среде MathCAD.
4. Таблица с результатами расчетов.
5. Выводы о проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Как влияет выбор рабочей длины волны на компоненты затухания?
2. Как влияет выбор рабочей длины волны на компоненты дисперсии?
3. Как влияет на характеристики передачи профиль показателя преломления световода?

Библиографический список

1. Гроднев И.И. Линии связи: учеб. для вузов / И.И. Гроднев, С.М. Верник. – М.: Радио и связь, 1988. – 544 с.
2. Официальный сайт программы для выполнения и документирования инженерных и научных расчётов Mathcad [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ptc.com/products/mathcad/mathcad14/promo.htm> .
3. Павленко В.Н. Порядок оформления учебных и научно-исследовательских документов: учеб. пособие / В.Н. Павленко, А.С. Набатов, И.М. Тараненко. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2007. – 65 с.
4. Яворский Б.М. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов / Б.М. Яворский, А.А. Детлаф. – М.: Наука, 1965. – 848 с.
5. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров: пер. с англ. / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1978. – 832 с.
6. Абрамов С.К. Лінії передачі: навч. посіб. / С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аерокосм. ун-т «Харк. авіац. ін-т», 2009. – 70 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Конструкции линий передачи	3
Лабораторная работа № 1. Изучение основ работы с таблично заданными цилиндрическими функциями	12
Лабораторная работа № 2. Определение первичных и вторичных параметров симметричных линий передачи	15
Лабораторная работа № 3. Определение первичных и вторичных параметров коаксиальных линий передачи	26
Лабораторная работа № 4. Определение параметров оптоволоконных линий передачи	35
Библиографический список	46

Учебное издание

Абрамов Сергей Клавдиевич

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Редактор А.Н. Емленинова

Св. план, 2010

Подписано в печать 27.10.2010

Формат 60x48 1/16. Бум. офс. № 2. Офс. печ.

Усл. печ. л. 2,6. Уч.-изд. л. 3. Т. 100 экз. Заказ 364. Цена свободная

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17

<http://www.khai.edu>

Издательский центр «ХАИ»

61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17

izdat@khai.edu