

<b>МЭИ</b>	<b>ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЙ БИЛЕТ № 2</b>	<i>Утверждаю: Зав. кафедрой</i>  <b>09.01.22 г.</b>
	Кафедра ВМСС	
	<u>Дисциплина МСПИ II часть</u> Институт ИВТ	

1. Виды линий связи (передачи информации). Свойства различных линий, критерии классификации линий передачи.

2. Применение метода полных сопротивлений и расширенного метода полных сопротивлений для расчета характеристик радиолнии.

### **1. Виды линий связи (передачи информации). Свойства различных линий, критерии классификации линий передачи.**

Линии связи – структуры, предназначенные для передач электромагнитных волн.

В зависимости от среды распространения сигналов ЛС делят на проводные (воздушные), кабельные (медные и волоконно-оптические) и радиоканалы наземной и спутниковой связи.

Проводные (воздушные) линии связи представляют собой провода без каких-либо изолирующих или экранирующих оплеток, проложенные между столбами и висящие в воздухе. Скоростные качества и помехозащищенность этих линий оставляют желать много лучшего.

Кабельные линии состоят из проводников, заключенных в несколько слоев изоляции: электрической, электромагнитной, механической. В компьютерных сетях применяются три основных типа кабеля: кабели на основе скрученных пар медных проводов, коаксиальные кабели с медной жилой, а также волоконно-оптические кабели.

Скрученная пара проводов называется витой парой. Витая пара существует в экранированном варианте, когда пара медных проводов обертывается в изоляционный экран, и неэкранированном, когда изоляционная обертка отсутствует. Скручивание проводов снижает влияние внешних помех на полезные сигналы, передаваемые по кабелю.

Коаксиальный кабель имеет несимметричную конструкцию и состоит из внутренней медной жилы и оплетки, отделенной от жилы слоем изоляции.

Волоконно-оптический кабель состоит из тонких (5-60 микрон) волокон, по которым распространяются световые сигналы. Это наиболее качественный тип кабеля - он обеспечивает передачу данных с очень высокой скоростью (до 10 Гбит/с и выше) и к тому же лучше других типов передающей среды обеспечивает защиту данных от внешних помех.

Радиоканалы наземной и спутниковой связи образуются с помощью передатчика и приемника радиоволн.

Разделение линий передачи по критерию структуры полей электромагнитных волн на односвязные и многосвязные структуры.

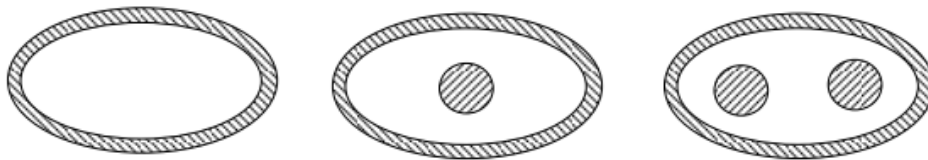


Рис. 2.6 – Односвязная (а) и многосвязные (б, в) структуры, отличающихся числом проводящих и не связанных друг с другом поверхностей

Разделение линий передачи по критерию функционального назначения: в зависимости от частотного спектра применяется те или иные виды линии, например: в диапазоне 2400-2450 МГц применение витой пары нерационально ввиду больших потерь мощности, лучше использовать коаксиальные линии. Если требуется реализовать LMDS-структуру (выше 20 ГГц) рационально применить полые волноводы. (Тут своими словами можно сказать так – для конкретных задач конкретные линии передачи использовать логичнее исходя из потерь мощности, скорости передачи и др.)

Также существует разделение линий передачи в соответствии с определенными требованиями МСЭ (Международного союза электросвязи).

Оптоволокна разделяют по виду преломления сердцевины на ступенчатые и градиентные:

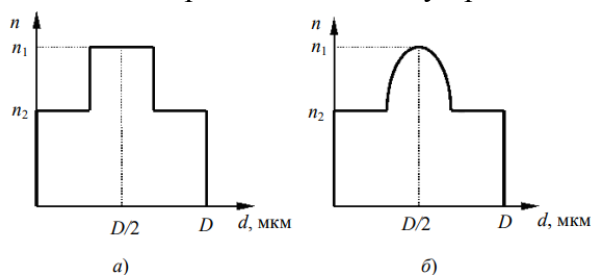


Рис. 2.14 – Профиль показателя преломления ступенчатого (а) и градиентного (б) ОВ

Оптоволокна также разделяют по количеству видов волн на многомодовые и одномодовые, зависит это от значения нормированной частоты  $\nu = \frac{D\pi}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$  (одномодовый режим реализуется при  $\nu < 2,405$ )

Радиоволны в соответствии с Международным регламентом связи МСЭ-Р разделены на диапазоны. Дополнительно они подразделяются по процессу распространения.

## 2. Применение метода полных сопротивлений и расширенного метода полных сопротивлений для расчета характеристик радиолинии.

Задача расчета проникновения плоской волны внутрь области, ограниченной стенами здания, решается с применением алгоритма, названного методом полных сопротивлений и его развитием – расширенным методом полных сопротивлений. Это рассмотрение ориентировано на оценку радиолиний формируемых, как правило, для создания локальных сетей.

Алгоритм метода полных сопротивлений заключается в сведении задачи распространений электромагнитной волны в проводящей среде к задаче распространения волны в эквивалентной длинной линии.

Задача поведения плоской волны в однородной среде с потерями.

Процесс распространения гармонических волн в проводящих средах сопровождается постепенным уменьшением амплитуд векторов напряженностей электрического и магнитного полей, связанных между собой уравнениями поля.

Сначала определяется диэлектрическая проницаемость среды и устанавливается её эффективная проводимость.

Затем определяются вторичные параметры, характеризующие радиолинию в исследуемой среде.

С учетом вторичных параметров записываются выражения для полей плоской волны в частотной области на расстоянии  $z$  от плоской поверхности

$$\begin{cases} \underline{E} = \underline{E}_0 e^{-\underline{p} z} = \underline{E}_0 e^{-a z} e^{-j \beta z} \\ \underline{H} = \underline{H}_0 e^{-\underline{p} z} = \underline{H}_0 e^{-a z} e^{-j \beta z} \end{cases}$$

Для определения амплитуды поля в стене надо связать поля падающей на стену волны с полями в стене. Это можно сделать, используя граничные условия.

Для упрощения анализа волны, падающие на стену, приближенно принимают за плоские, так как строгое решение на практике не имеет смысла, так как не поддерживается в расчетной модели достоверной сложной неоднородной системой слоев, соответствующей реальной среде.

Полагаем вектор Пойнтинга направленным ортогонально поверхности плоской (бесконечной во все стороны) стены и согласно общему решению уравнений Максвелла в свободном пространстве представим структуру полей волны в полупространстве до стены уравнениями:

$$\begin{cases} \underline{E}_{\text{вн } \tau} = Z_0 H_0 (\underline{A}_1 e^{-j z k_0} + \underline{A}_1 e^{-j z k_0}) \\ \underline{H}_{\text{вн } \tau} = H_0 (\underline{A}_1 e^{-j z k_0} + \underline{A}_1 e^{-j z k_0}) \end{cases}$$

Амплитуда  $H_0$  поля в свободном пространстве приближенно оценивается, исходя из мощности излучателя  $P$ .

Применим ГУ на поверхности стены в приближении скачкообразного изменения волнового сопротивления в длинной линии – модели радиолинии (при переходе из окружающего пространства в среду стенки экрана).

Стационарное распределение полей во внешнем пространстве непосредственно вблизи плоскости стены для гармонических сигналов в частотной области, определится коэффициентом отражения волны излучателя в сечении стены

$$\underline{n}_0 = \frac{\underline{Z}_n - \underline{Z}_0}{\underline{Z}_n + \underline{Z}_0}$$

Внутри стены непосредственно на границе, из ГУ на границе раздела получается

$$\begin{aligned} \underline{E}_{\text{прош}} &= \underline{E}_{\text{вн}} + \underline{E}_{\text{вн } \text{отр}} = \underline{E}_{\text{вн}} \frac{2 \underline{Z}_0}{\underline{Z}_n + \underline{Z}_0} \\ \underline{H}_{\text{прош}} &= \underline{H}_{\text{вн}} + \underline{H}_{\text{вн } \text{отр}} = \underline{H}_{\text{вн}} \frac{2 \underline{Z}_0}{\underline{Z}_n + \underline{Z}_0} \end{aligned}$$

Нас интересует поле в помещении за стеной в «ограничиваемом» ею полупространстве. Это поле определится волной, дошедшей до стены, ограничивающей внутреннюю полуплоскость (в техническом смысле – помещение). Эта волна определяется коэффициентом затухания.

В соответствии с уравнениями длинных линий, заменив  $U$  на  $E$  и  $I$  на  $H$ , для длинной линии (ДЛ) области 2 можно записать

$$\begin{cases} \underline{E}_{\text{прош}} = \underline{H}_{\text{вт}} \{ \underline{Z}_0 \text{ch } \underline{p} d + \underline{Z}_{\text{см}} \text{sh } \underline{p} d \} \\ \underline{H}_{\text{прош}} = \underline{H}_{\text{вт}} \underline{H}_{\text{вт}} \{ \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_{\text{см}}} \text{ch } \underline{p} d + \text{sh } \underline{p} d \} \end{cases}$$

С учетом ГУ и компонентного уравнения можно переписать систему в виде

$$\begin{cases} \frac{E_{\text{вн}}}{Z_{\text{н}} + Z_0} = \frac{E_{\text{вм}}}{Z_0} \{ Z_0 \text{ch } p d + Z_{\text{см}} \text{sh } p d \} \\ \frac{E_{\text{вн}}}{Z_{\text{н}} + Z_0} = \frac{E_{\text{вм}}}{Z_0} \{ \frac{Z_0}{Z_{\text{см}}} \text{ch } p d + \text{sh } p d \} \end{cases}$$

Из второго уравнения системы после несложных преобразований получим:

$$\frac{E_{\text{вм}}}{E_{\text{вн}}} = \frac{2Z_0}{\text{ch } p d \left\{ Z_{\text{см}} \left( \frac{Z_0}{Z_{\text{см}}} + \text{th } p d \right) + Z_0 \left( \frac{Z_0}{Z_{\text{см}}} \text{th } p d + 1 \right) \right\}}$$

Основное назначение алгоритма – оценка экранирующих свойств различных полостей, образованных параллельными стенками. Причем расчет поля в ограниченной области с применением этого метода не учитывает влияния противоположной стенки полости.

Учесть влияние обеих параллельных стенок полости на уровень поля, проникающего в неё, можно с применением расширенного метода полных сопротивлений.

По существу, этот алгоритм повторяет действия «метода полных сопротивлений», но «продлевает» трассу до области за второй стенкой.

Основное применение расширенного метода полных сопротивлений – оценка экранирующего действия металлических полостей, т.е. замкнутых экранов.

Оба метода являются пригодными лишь для приближенных оценок, так как:

- 1) при расчете учитывается лишь действие параллельных плоских стенок и не учитывается влияние ортогональных им стенок, замыкающих исследуемую область;
- 2) метод не позволяет учитывать влияние неоднородностей в стенах, или неоднородностей в стенках экранов и неоднородных граничных условий во внутренней полости, в том числе, и ребер за счет пересечения ортогональных стенок и особенно углов - точек пересечения ребер;
- 3) метод справедлив лишь при нормальном падении плоской волны на плоскость стенки экрана, т.е. в строгой постановке задачи он не пригоден для оценок свойств радиолиний (или свойств экранов) в полях зоны индукции.

Приведем краткий алгоритм и результаты применения метода для плоскопараллельной системы бесконечных стен:

- Считаем известными амплитуды полей плоской волны
- Расчет осуществляется на основе волновых Т – матриц передачи
- Такое описание ЧП позволяет для каскадного соединения n ЧП записать волновую матрицу передачи [Т] в виде произведения волновых матриц передачи [Т<sub>i</sub>] входящих в нее ЧП
- Элементы [Т]-матрицы могут быть легко найдены на основе известных коэффициентов матрицы рассеяния
- Рассматривается электродинамическая модель рис. 17.2 как каскадное включение четырехполюсников некоторых типов
  - В явном виде записываются Т- матрицы для волн
  - Выражаются соотношения для волн в точке М
  - Записывается коэффициент передачи S
  - После подстановки в полученное выражение соотношения коэффициентов отражения для Евш (величину  $E_{r_0}$ ) и Нвш (величину  $r_0 H$ ), получаем составляющие для электрического и магнитного полей:

Реализуя алгоритм, мы получили связь внешних полей (возбуждаемых источником сигнала) с полями внутри помещений здания. Значения интенсивности полей (т.е. сигналов) в конкретных условиях можно оценить, проводя последовательное рассмотрение изменения уровней

мощности, начиная от мощности, подводимой к антенне излучателя (генератора сигнала), затем определению уровня мощности на внешней границе помещения и, наконец, оценке уровня мощности внутри помещения.