

## 1. Виды информационных сигналов (1 лекция)

**Сигнал** — материальный **носитель информации**, используемый для передачи **сообщений** в **системе связи**. Сигнал может генерироваться, но его приём не обязателен. Сообщением является значимый для адресата сигнал.

По **физической природе носителя информации** сигналы подразделяют на:

- электромагнитные; • оптические; • акустические.

По **способу задания** сигналы бывают:

- регулярные (детерминированные), заданные **аналитической функцией**;
- нерегулярные (случайные), принимающие произвольные значения в любой момент времени. Действительно случайные сигналы неудобны для формирования ёмких (т.е., несущих большой объем полезной информации в единицу времени) информационных сообщений. Для описания таких сигналов используется аппарат **теории вероятностей**.

В зависимости от функции, описывающей параметры сигнала, выделяют:

- **непрерывные (аналоговые)**, описываемые **непрерывной функцией**. Аналоговые сигналы описываются некоторой математической функцией времени  $t$ . На любом интервале времени он имеет бесконечное множество значений.
- **дискретные**, описываемые функцией отсчётов (т.е. значением или величиной) сигнала, взятых в определённые моменты времени, в результате чего образуется множество пар: значений сигнала и соответствующих этим значениям моментов времени;
- **квантованные по уровню**; В этом случае осуществляется «дискретизация» по мгновенным значениям сигнала.
- дискретные сигналы, квантованные по уровню (**цифровые**).

Есть два способа представления сигнала в зависимости от области определения: временной (изменение его параметра вдоль оси времени) и частотный (в виде спектральных составляющих **преобразования Фурье**).

Периодические функции времени преобразуются с помощью **разложения в ряды Фурье**.

Непериодических функции времени в частотной области представляются в виде **интеграла Фурье**.

**Классификация методов и средств передачи информации (передатчики (модуляторы, усилители), линии передачи, приемники (демодуляторы, усилители)). (1 лекция)**

**Эталонная модель взаимодействия открытых систем** (т.е. систем открытого доступа) — это абстрактная сетевая модель для коммуникаций и разработки сетевых протоколов (т.е. условных правил взаимодействия) — **сетевая модель OSI** — предлагает взгляд на компьютерную сеть с точки зрения отдельных «операций».

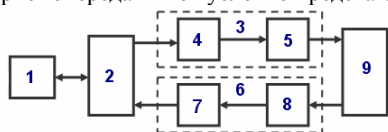
| Модель OSI |                                 |  |         |
|------------|---------------------------------|--|---------|
|            | Тип данных                      | Уровень (layer)  | Функции |
| Данные     | 7. Прикладной (application)     | Доступ к сетевым службам                                 |         |
|            | 6. Представления (presentation) | Представление и кодирование данных                       |         |
|            | 5. Сеансовый (session)          | Управление сеансом связи                                 |         |
| Сегменты   | 4. Транспортный (transport)     | Прямая связь между конечными пунктами и надежность       |         |
| Пакеты     | 3. Сетевой (network)            | Определение маршрута и логическая адресация              |         |
| Кадры      | 2. Канальный (data link)        | Физическая адресация                                     |         |
| Биты       | 1. Физический (physical)        | Работа со средой передачи, сигналами и двоичными данными |         |

Модель OSI заканчивается 1-м уровнем — физическим, на котором определены стандарты, предъявляемые независимыми производителями к средам передачи данных и передаваемым сигналам.

Для увеличения информативной ёмкости гармонические колебания подвергают преобразованию (модулируют) в соответствии с особенностями информационного сигнала. Применяют различные виды модуляции. В простейших случаях это: амплитудная, при которой информация содержится в амплитуде сигнала и в случае цифрового сигнала огибающая сигнала имеет вид, например, Прямоугольного импульса. Частотная, при которой информация скрыта в частоте гармонического сигнала, которая в процессе модуляции меняется, а в случае цифрового сигнала, например, скачком. Фазовая, при которой информация о цифровом сигнале может содержаться в скачкообразном изменении фазы ( $\omega t + \phi$ ) сигнала на фиксированный угол; и другие, по существу, являющиеся комбинацией перечисленных выше.

После модулятора в передающем канале сигнал усиливают по уровню (мощности) и направляют в излучатель, т.е. антенну.

На приемной стороне сигнал с выходных зажимов приемной антенны поступает на входной усилитель, основная задача которого отделить полезный сигнал от мешающих (помеховых) воздействий, что осуществляется в результате реализации различного коэффициента усиления для полезного сигнала и сигнала помехи. С выхода усилителя полезный сигнал, соответствующий сообщению, поступает на вход демодулятора, с выхода которого информационный сигнал — сообщение оказывается доступно пользователю. Структурная схема каждого из приёмопередатчиков условно представляется



1 — антенна; 2 — фидерный тракт; 3 и 6 — приемный и передающий тракты; 4 — входной усилитель приемника; 5 — демодулятор сигнала; 7 — выходной усилитель передатчика; 8 — модулятор сигнала передатчика; 9 — цифровой контроллер

## 2. Типы выходных (источников электромагнитных волн) и входных (приемников волн) информационных каскадов радиоканалов передачи данных. (18 лекция)

В настоящее время актуальные системы, основанные на применении радиотрактных для передачи информационных сигналов, представляют устройства сетей подвижной связи (СПС) — наиболее динамично развивающихся отраслей инфраструктуры современного общества. Эти СПС, а также различные их модификации основаны на определенных стандартах связи, среди которых в результате исторического отбора «выжили» (т.е. применяются в соответствии со стандартами) лишь системы:

**D-AMPS (Digital-Advanced Mobil Phone Service)** — цифровой вариант широко распространенного в США и др. странах аналогового мобильного телефонного стандарта AMPS — усовершенствованная мобильная телефонная служба

**GSM (Global System for Mobil Communication)** — глобальная система мобильной связи, диапазоны 900, 1800 и 1900 МГц. Это второй по распространенности стандарт мира;

**CDMA (Code Division Multiple Access)** — стандарт, применяющий шумоподобные сигналы с кодовым разделением каналов в диапазоне частот 800 и 1900 МГц, требует наличия системы синхронного времени, т.е. наличия космической группировки типа GPS или ГЛОНАСС (в России не получил распространения ввиду отсутствия (на период выбора и развертывания СПС) отечественной космической группировки);

**IDC (Japanese Digital Cellular)** — японский стандарт цифровой сотовой связи. Учитывая указанное выше многообразие современных СПС, ограничим рассмотрение частным вариантом построения когерентной радиотрактной радиосвязи, а именно к построению систем радиосвязи с применением сложных сигналов с фазовой манипуляцией и криптографических методов ее защиты. Рассматриваемая система представляет радиотрактную в системе передачи аналоговой и дискретной информации.

Рассмотрим вариант современной системы на примере описанной в патенте РФ «Когерентная радиотрактная» (патент РФ № 2.329.608, H04L 27/227, 2007). Эта радиотрактная обеспечивает защиту передаваемой дискретной информации от несанкционированного доступа посторонних лиц путем создания шумоподобных сигналов (можно сказать — шумовой завесы), а также криптографической защиты конфиденциальной дискретной информации от несанкционированного доступа посторонних лиц.

### 1. Виды линий связи (передачи информации). (2 лекция)

Передача информации осуществляется на основе передачи сигналов в виде волн различной природы. Чаще всего для передачи информации на относительно большие расстояния применяют электромагнитные волны. Для передачи электромагнитных волн применяют различные структуры, называемые линиями связи.

Существующие типы **линий связи** (ЛС) в зависимости от используемой среды распространения сигналов принято делить на **направляющие структуры** (к которым относятся и **проводные линии связи**) и линии в атмосфере (**радиолинии**). К линиям связи предъявляются следующие основные требования:

- осуществление связи на требуемые расстояния;
- требуемая частотная широкополосность, пригодная для передачи определенных частотных спектров, т.е. определенных видов временных сообщений;
- защищенность цепей от взаимных влияний и внешних помех, а также от физических воздействий (атмосферных явлений, коррозии (механического изменения) самой линии и пр.);
- стабильность параметров линии, устойчивость и надежность связи;
- экономичность системы связи в целом.

В простейшем случае **проводная ЛС** – физическая цепь, образуемая парой изолированных друг от друга металлических проводников.

Проводники различают **симметричные (СК)** и **коаксиальные (КК) кабели связи**.

**Симметричная цепь** состоит из двух совершенно одинаковых в электрическом и конструктивном отношении изолированных проводников, образующих, так называемую, **двухпроводную линию**.

**Коаксиальная цепь** представляет собой два цилиндра с совмещенной осью (аксиальных), причем один цилиндр – сплошной внутренний проводник (называют – жила), концентрически расположен внутри другого полого цилиндра (внешнего проводника – оболочки). Проводники изолированы друг от друга диэлектрическим материалом. Жила и оболочка образуют проводники двухпроводной линии. Один из них (обычно жила) называют «прямым» проводником, а другой (оболочка) – обратным. По этим проводникам текут встречно направленные токи, что соответствует первому закону Кирхгофа для сечений.

Помимо перечисленных, для целей передачи применяют также направляющие структуры в виде цилиндрических труб

**Коэффициент затухания**, обозначается символом  $\alpha$ , является погонной (отнесенной к длине) величиной и измеряется в дБ/км (где применяется понятие деци Белл – десятая доля величины Белл, равная  $20\lg(U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}})$ , где  $U_{\text{вх}}$  – напряжение на входе линии,  $U_{\text{вых}}$  – напряжение на выходе линии). Коэффициент затухания зависит от проводящих свойств материалов проводников и изоляционного материала.

### Свойства различных линий, критерии классификации линий передачи. (2 лекция)

**Разделение линий передачи по критерию структуры полей** электромагнитных волн в них. Это различает линии по виду дифференциальных уравнений (Максвелла), описывающих поля в них, и по оптимальным методам интегрирования этих уравнений.

**Разделение линий передачи по критерию функционального назначения** достаточно условно, так как прямых ограничений на применение той или иной линии передачи – нет. Исключение составляют ситуации, при которых требуется, например, осуществить передачу определенного частотного спектра в определенном частотном диапазоне, который по тем или иным причинам нерационален для конкретного вида линии.

К системе классификации линий передачи можно отнести и **разделение линий передачи в соответствии с определенными требованиями МСЭ** (рекомендациями, англ. *Recommendations*), которые не являются обязательными, но широко поддерживаются во всем мире так как облегчают взаимодействие между сетями связи и позволяют **провайдерам** предоставлять услуги поставке оборудования и предоставления информации по всему миру.

### 2. Применение метода полных сопротивлений и расширенного метода полных сопротивлений для расчета характеристик радиолинии. (17 лекция)

Тем не менее, помимо создания радиолиний в свободном пространстве, большое значение представляет задача образования радиолиний в пределах зданий. мы ограничим рассмотрение оценкой затухания волн при их прохождении через плоские стены.

Поставленная 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 распространения электромагнитной волны в проводящей среде к задаче распространения волны в эквивалентной длинной линии**. Для обоснования такого подхода рассмотрим сначала задачу поведения плоской волны в однородной среде с потерями, т.е. в можно сказать – проводящей среде.

Мы ориентируемся на рассмотрение алгоритма оценки распространения волн в средах стен зданий и проникновения волн внутрь помещений.

Примененный алгоритм расчета полей в ограниченном полупространстве называется «метод полных сопротивлений». Основное назначение алгоритма – расчет (точнее – оценка) экранирующих свойств различных полостей, образованных параллельными стенками. Причем расчет поля в ограниченной области с применением этого метода не учитывает влияния противоположной стенки полости, а в нашем применении этого алгоритма (для расчета радиолинии с препятствием в виде стены помещения) не учитывает влияния противоположной стены на уровень поля внутри помещения.

Учесть влияние обеих параллельных стенок области (а в нашем случае – стенок помещения) 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 (радиолинию) до области за второй стенкой.

Основное применение расширенного метода полных сопротивлений – расчет (оценка) экранирующего действия металлических полостей, т.е. замкнутых экранов. Этот метод (также как и предыдущий) пригоден 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 (отверстий вводов питания, сигнальных цепей, вентиляционных отверстий, отверстий для ручек управления и пр.) 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 (помехи) на плоскость стенки экрана, т.е. в строгой постановке задачи он не пригоден для оценок свойств радиолиний (или свойств экранов) в полях зоны индукции. Рассмотрим алгоритм и результаты применения метода для плоскопараллельной системы бесконечных стен, изображенной на рис. 17.2 при нормальном падении плоской волны. При этом известным будем считать амплитуды полей плоской волны ( $H_{\text{вх}}$  и  $E_{\text{вх}} = Z_0 H_{\text{вх}}$ ). Цель расчета – определение амплитуд полей  $H_{\text{вт}}$  и  $E_{\text{вт}}$  в области между стенами в точке М

### 1. Особенности методов расчета и оценки параметров различных линий. (2 лекция)

Электромагнитные поля в любой электродинамической системе рассчитываются с помощью системы уравнений, которые формулируют в математической форме связь между физическими понятиями – векторами электрического –  $\mathbf{E}$  и магнитного –  $\mathbf{H}$  полей.

$$\oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J}^z ds + \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{D} ds, \quad \oint_l \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} ds, \quad \oint_S \mathbf{D} ds = \int_V \rho dV = Q, \quad \oint_S \mathbf{B} ds = 0,$$

Двухсвязные линии характеризуются плоскопараллельной структурой электромагнитного поля, а это значит, что в поперечной плоскости линии передачи поле описывается системой уравнений на плоскости (т.е. уравнения рассматриваются в двумерной области). Однако главная особенность таких линий заключается в возможности независимого рассмотрения электрической и магнитной составляющих электромагнитного поля, что соответствует уравнениям Максвелла в виде:

$$\begin{cases} \oint_l \mathbf{E} d\mathbf{l} = 0, \\ \oint_S \mathbf{D} ds = \int_V \rho dV = Q, \end{cases} \quad \begin{cases} \oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J}^z ds, \\ \oint_S \mathbf{B} ds = 0, \end{cases}$$

Уравнения (2.7) и (2.9) отличны от (2.1) и (2.2) отсутствием слагаемых, содержащих производные, которые объявляются равными нулю. Такое

допущение оправдано для частот, которым соответствуют соотношения:  $J^z = \sigma E \gg \frac{\partial D}{\partial t}$  и  $\frac{\partial B}{\partial t} = \mu_0 \mu_r \frac{\partial H}{\partial t} \rightarrow 0$ . В реальных устройствах линий этим неравенствам соответствуют частоты до единиц ГГц, включительно. Итак, исходя из существования двух независимых систем уравнений (одна для поля  $\mathbf{E}$ , а другая для поля  $\mathbf{H}$ ), расчет электромагнитных полей в двухсвязных линиях сводится к независимым расчетам структур квазистатистического электрического поля и стационарного (т.е. поля постоянных токов) магнитного поля в поперечном сечении линии. В результате решения этих задач рассчитываются погонные продольные сопротивления и поперечные проводимости, на основе которых уже определяются вторичные параметры линий – волновое сопротивление и постоянная распространения электромагнитной волны в них. Решение этих задач будет рассмотрено ниже в данном курсе.

#### Понятие «длинная линия». (3 лекция)

Понятие «длинная линия» применяется для идентификации электрических цепей, продольные размеры которых соизмеримы с длиной волны  $\lambda$  (как правило, от  $0,1\lambda$  и больше), в результате чего проявляется эффект запаздывания (т.е. присутствует и учитывается интервал времени) при передаче сигнала (прохождении электромагнитной волны) вдоль линии передачи. При этом важно, что в поперечном направлении линии передачи геометрические размеры много меньше длины волны, т.е. в поперечном направлении предполагаются справедливыми соотношения для цепей с сосредоточенными параметрами. Эти соотношения сводятся к выполнению свойства «дальнего действия», которое проявляется в отсутствии временных сдвигов между воздействием на цепь и возникающей при этом реакции (другими словами, действие источника мгновенно проявляется на удаленных объектах). В противовес этому в длинных линиях проявляется эффект «близкого действия», когда реакции подвержены участки цепи, находящиеся в непосредственной близости к источнику возмущения. При этом само возмущение перемещается по следовательно между соседними участками цепи, а этому соответствует задержка в проявлении реакции на подключенное к цепи внешнее

### 2. Пример алгоритма расчета радиолинии передачи информации. (17 лекция)

Рассмотрим задачу создания радиолинии для ретранслятора в диапазоне крайне высоких частот (КВЧ - диапазоне), в области 50 ГГц. Такие ретрансляторы используются за рубежом при построении радиорелейных линий в MMDS (точка/точка) системах «междоточечной» связи начиная с конца прошлого столетия.

Проектирование (расчет) радиолинии начинается с **Технического задания (ТЗ)**. Пусть в нашем случае требуется обеспечить передачу информационного сообщения занимающего полосу частот 800 МГц (т.е. около 40 аналоговых ТВ каналов). Исходя из этого, создание требуемого ретранслятора (и радиолинии в его составе) возможно в диапазоне несущих частот (т.е. центральных частот передаваемого информационного сигнала) не ниже 8 ГГц, а реально – в диапазон частот выше 30 ГГц.

**Оценка параметров радиоканала** начинается с расчета радиолинии между передающей антенной и каждой приемной антенной. Радиолиния представляет собой линию прямой видимости. Оценим энергетические характеристики такой линии.

**Оценка влияния среды на ослабление сигнала** заключается в учете факторов, влияющих на ослабление. К этим факторам относятся кислород воздуха, водяные пары в атмосфере, а также гидрометеоры (дождь, снег, град, туман).

**Разработка требований к антенным устройствам** передатчика и приемника устанавливаются в зависимости от конкретных условий развертывания радиоканала. Возможно создание системы передачи информации на приемники, размещенные, условно, по периметру окружностей с центром в местоположении передатчика, а возможна организация радиолиний, образованных по радиальному принципу. Первый вариант соответствует организации систем территориального вещания, т.е. LMDS структурам, а второй – MMDS системам. Отличия этих вариантов вещания определяет требования к антеннам и уровню суммарной излучаемой мощности. Антенные системы приемников в любом случае должны обеспечивать узкую диаграмму направленности (в идеальном варианте – «игла»). Это потребует создания более дорогих параболических (их еще называют «зеркальные») антенн. Антенны систем LMDS однозначно должны иметь широкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости (от  $90^\circ$  до (в идеале)  $360^\circ$ ) и относительно узкую в вертикальной плоскости (обычно около  $30^\circ$  по нулям диаграммы).

Опираясь на приведенные значения коэффициентов усиления передающих и приемных антенн, можно получить соотношение между мощностью сигнала на входе усилителя  $P_{пр}$  и излучаемой передатчиком мощностью  $P_{пер}$  с учетом ослабления сигнала в радиолинии. Это соотношение устанавливается формулой.

$$P_{пр} = \frac{\lambda^2 G_{пер} G_{пр} \eta_{пер} \eta_{пр}}{16\pi^2 R^2 L_{доп}} P_{пер}$$

Теперь, исходя из заданной в ТЗ выходной мощности передатчика (пусть для определенности это 0,5 Вт) и практически реализуемого в этом частотном диапазоне коэффициента шума  $N^*$  приемника (точнее, маломощного усилителя на входе приемного устройства), который в этом диапазоне частот не меньше 8 дБ, можно оценить необходимый для уверенного приема информационного сигнала уровень мощности на входе приемного устройства.

Рассмотренный алгоритм оценки параметров радиолинии указывает путь реального процесса расчета линии передачи «прямой видимости». Наличие препятствий между передатчиком и приемником ухудшают уровень передаваемого сигнала на входе приемника и уменьшают длину трассы. Однако учет дифракции электромагнитной волны на препятствии относится к специальным вопросам теории антенн.

**1. Эквивалентная схема однородной длинной линии и метод расчета режима в линии. (3 лекция)**

Эквивалентная схема модели линии возникает из представления однородной длинной линии в виде каскадного соединения бесконечного множества одинаковых Г-образных четырехполюсников, соответствующих отрезкам  $\Delta x$  линии, которые много меньше длины волны.

$r_0$  – сопротивления прямого и обратного провода;  $L_0$  – индуктивности, которую можно интерпретировать индуктивностью петли, образованной прямым и обратным проводами;  $g_0$  – проводимость (утечки тока) между проводами длинной линии;  $C_0$  – ёмкость между проводами.

**2. Радиоканал передачи информационных сигналов. (17 лекция)**

Радиоканал передачи информационных сигналов формируется на основе радиолинии, которая, в свою очередь, образуется в виде передающего устройства (передатчика), заканчивающейся антенной (передающей), связанной с пространством («свободным») распространения электромагнитной волны и приемным устройством, образованным каскадным соединением приемной антенны и электронных узлов усиления и обработки сигналов, возникающих на зажимах приемной антенны за счет воздействия электромагнитных волн, пришедших от передающей антенны. Отвлекаясь от особенностей электронных блоков устройств передачи и приема информационных сигналов, в этом разделе остановимся на вопросах построения радиолиний, начиная от передающей антенны и заканчивая приемной антенной.

Как мы знаем из рассмотрения задачи расчета электромагнитных полей, возбуждаемых элементарными излучателями, амплитуды излучаемых полей в дальней зоне (зоне излучения) уменьшаются обратно пропорционально расстоянию от излучателя, откуда следует, что мощность убывает пропорционально  $1/r^2$ . Последнее соответствует отношению интегральной мощности источника излучения отнесенной к площади сферической поверхности, равной  $4\pi r^2$ .

В простейшем случае, расчет радиолинии, который должен показать уровень сигнала в входе приемного устройства в

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пер}}}{4\pi r^2} s$$

зависимости от интегральной мощности передающего устройства, можно свести к оценочной формуле, где  $P_{\text{пер}}$  – мощность, излучаемая в передающей антенной;  $P_{\text{пр}}$  – мощность, поступающая на выходные зажимы приемной антенны;  $s$  – эффективная «площадь» приемной антенны;  $r$  – расстояние между антеннами.

В этой простейшей формуле не нет никаких данных о связи понятия эффективная площадь приемной антенны с её конструктивными особенностями, нет учета климатических особенностей среды распространения электромагнитной волны (которые оказывают существенное влияние на уровень потерь мощности в пределах радиолинии). Все эти моменты можно учесть только при реализации алгоритма расчета радиолинии, учитывающего все этапы её проектирования, начиная с рационального выбора частотного диапазона и заканчивая оценкой отношения сигнал/шум на входе приёмного устройства.



## 1. Уравнения длинной линии с гиперболическими функциями. (лекция 3)

$$\underline{U}_1 = \underline{A}_{11} \underline{U}_2 + \underline{A}_{12} \underline{I}_2;$$

$$\underline{I}_1 = \underline{A}_{21} \underline{U}_2 + \underline{A}_{22} \underline{I}_2,$$

Получим постоянные интегрирования  $A_1$  и  $A_2$  при известных  $U_2$  и  $I_2$ , где  $U_2/I_2 = Z_H$ . В этом случае целесообразно отсчитывать расстояние текущей точки  $x$  от конца линии. Обозначая его через  $x'$ , получаем  $x = l - x'$ , где  $l$  – длина всей длинной линии.

$$\underline{U} = \underline{A}_1 e^{-\gamma x} + \underline{A}_2 e^{\gamma x} = \underline{A}_1 e^{-\gamma l} e^{\gamma x'} + \underline{A}_2 e^{\gamma l} e^{-\gamma x'} = \underline{A}_3 e^{\gamma x'} + \underline{A}_4 e^{-\gamma x'}$$

$$\underline{I} = \frac{1}{Z_B} \left( \underline{A}_1 e^{-\gamma x} - \underline{A}_2 e^{\gamma x} \right) = \frac{\underline{A}_1}{Z_B} e^{-\gamma l} e^{\gamma x'} - \frac{\underline{A}_2}{Z_B} e^{\gamma l} e^{-\gamma x'} = \frac{\underline{A}_3}{Z_B} e^{\gamma x'} - \frac{\underline{A}_4}{Z_B} e^{-\gamma x'}$$

$U = A_3 e^{\gamma x} + A_4 e^{-\gamma x}$ ;  $I = \frac{A_3}{Z_B} e^{\gamma x} - \frac{A_4}{Z_B} e^{-\gamma x}$ ,  $z \partial e A_3 e^{\gamma x}$  – прямая волна напряжения,  $A_4 e^{-\gamma x}$  – обратная волна напряжения

Подставляя  $A_3$  и  $A_4$ , найденные из граничных условий на нагрузке линии.

$$\underline{U}(x) = \frac{1}{2} (\underline{U}_2 + Z_B \underline{I}_2) e^{\gamma x} + \frac{1}{2} (\underline{U}_2 - Z_B \underline{I}_2) e^{-\gamma x};$$

$$\underline{I}(x) = \frac{1}{2} \left( \frac{\underline{U}_2}{Z_B} + \underline{I}_2 \right) e^{\gamma x} - \frac{1}{2} \left( \frac{\underline{U}_2}{Z_B} - \underline{I}_2 \right) e^{-\gamma x}.$$

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} + Z_B \underline{I}_2 \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2} = \underline{U}_2 \operatorname{ch} \gamma x + Z_B \underline{I}_2 \operatorname{sh} \gamma x;$$

$$\underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_2}{Z_B} \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2} + \underline{I}_2 \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} = \frac{\underline{U}_2}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma x + \underline{I}_2 \operatorname{ch} \gamma x.$$

Эти формулы позволяют определить напряжение и ток в любой точке (любом сечении) линии по их значениям в конце линии. Заметим, что аналогичными действиями можно получить связь тока и напряжения в любом сечении линии при известных токе и напряжении в начале линии (на источнике или генераторе синусоидального сигнала).

В завершение параграфа заметим, что коэффициенты  $\operatorname{ch} \gamma x$ ;  $\operatorname{sh} \gamma x$ ;  $(\operatorname{sh} \gamma x) / Z_B$  выражениях (3.26) являются элементами матрицы передачи [A] отрезка линии с началом в сечении  $x$  и окончанием на конце линии (при  $x = 0$ , т.е. нагрузке).

## 2. Конструктивное выполнение, достоинства и недостатки антенн разных типов. (16 лекция)

Несимметричная вибраторная антенна (несимметричный вибратор), которая представляет собой штырь с, так называемым, «противовесом».

$$2 \int \vec{E} d\vec{l}.$$

Напряжение  $U_0$ , пропорциональное  $l$  возникает между вертикальным стержнем (в зарубежной терминологии – монополюс) и плоским электродом – противовесом, имитирующим землю (т.е. действие зеркального отображения стержня – монополя). Качество, с которым электрод-противовес имитирует землю, зависит от его размеров. Обычно при низких частотах достаточно нескольких горизонтальных стержней, чтобы симитировать зеркально отображенный

электрод. В любом случае существуют токи  $i_{\text{пар}}$ , затекающие на внешнюю поверхность экрана (огигающие кромку), которые стекают на землю через паразитные емкости, и тем самым сказываются на величине  $U_0$ . Поэтому величина  $U_0$  у несимметричного вибратора зависит от паразитных емкостей противовеса относительно окружающих заземленных предметов, а значит, от места установки антенн-монополь.

Как указывалось выше, отношение  $U_0/E$  называют **эффективной длиной** антенны и обозначают  $l_{\text{эфф}}$ . Часто вводят аналогичный параметр для несимметричного вибратора, который называют **действующей высотой  $h_{\text{эфф}}$** . Симметричные вибраторные антенны представляют два штыря одинаковой длины  $l$ , показанные на рис. 4.17.

Симметричная вибраторная антенна проще, чем несимметричная, позволяет измерять напряженности поля  $E$  любого направления (поляризации) изменением направление оси вибраторов. На большой высоте над землей напряжение на ее выходе в первом приближении не зависит от места ее размещения.

$$\frac{\lambda}{4} \approx l$$

Как уже отмечалось, с ростом частоты (уменьшением длины волны  $\lambda$ ), при достижении  $\frac{\lambda}{4} \approx l$  симметричная вибраторная антенна становится **резонансной**. Тем не менее, резонансные вибраторные антенны в частотной области узкополосны. Однако использование их выгодно ввиду большого  $h_{\text{эфф}}$  и активного входного сопротивления.

Узкополосность (недостаток) резонансных вибраторных антенн компенсируется возможностью перестройки резонансной частоты изменением (например, телескопическим образом, Вам вероятно известны такие антенны, применяемые в бытовой технике, например, у переносных радиоприемников) длины штырей (вибраторов). Кроме того, увеличить широкополосность удастся, увеличивая диаметр штырей вибраторов. Однако это сопровождается:

1) Уменьшением входного сопротивления (что плохо), в практически используемых вариантах – до 30 Ом у несимметричного или 60 Ом у симметричного вибраторов (но с этим можно смириться);

2) Уменьшением добротности, т.е. увеличением коэффициента антенны (снижением коэффициента усиления);

3) Увеличением паразитного выходного емкостного сопротивления антенного двухполюсника, ухудшающего коэффициент антенны и вызывающего дополнительные проблемы при согласовании ее с приемником.

Для снижения паразитного емкостного сопротивления (в режиме холостого хода) рекомендуется применение тонких стержней. Противоречие разрешается использованием стержней конической формы. Широкополосные антенны бывают и более сложных конструкций.

Часто используют логарифмические периодические структуры, конические логарифмические и волноводные рупорные антенны.

Другая периодическая структура – коническая логарифмическая спиральная антенна. Она состоит из двух или четырех намотанных на конус-основание спиральных проводов со сьемом сигнала  $U_0$  на узкой стороне (рис. 16.11). Широкополосность такой антенны определяется тем, что излучающая (приемная) область структуры антенны в зависимости от частоты смещается вдоль ее продольной оси в ту часть (активную плоскость), для которой периметр конуса равен длине волны.

Оптимальными с точки зрения лучшего согласования антенны с волновым сопротивлением  $120\pi$  свободного пространства являются волноводные рупорные антенны.

Как мы уже знаем, волновод – вид экранированной линии передачи, образованной полый трубой (обычно с прямоугольным поперечным сечением), выполненной из хорошо проводящего материала, внутри которой распространяется электромагнитная волна. Открытый конец волновода называют «раскрыть». Он используется в качестве антенны. Возможны различные варианты формирования излучающего раскрытия рупорных антенн. При этом ширина диаграммы направленности рупорных антенн в каждой из плоскостей обратно пропорциональна геометрическому размеру раскрытия антенны в указанной плоскости. Неудобство волноводных рупорных антенн – их громоздкость.

### 1. Характеристики однородной линии. (3 лекция)

**Коэффициент затухания** амплитуд  $\alpha$  измеряется в децибелах (понятие вводится соотношением  $20\lg(A(x')/A(x'+1))$ ), где  $A$  – амплитуда тока или напряжения,  $x'$  – расстояние в метрах, а  $(x'+1)$  больше чем  $x'$  на 1 метр) на метр и обозначается дБ/м.

**Коэффициент фазы** измеряется в радианах на единицу длины.

**Волновое сопротивление**  $Z_B = Z_0 e^{j\theta}$  рассчитывается по формулам (3.10) и (3.11) и определяет токи прямой и обратной волн по соответствующим напряжениям.

$$Z_B = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}} e^{j\theta}, \text{ где } \theta = \arctg \frac{\omega(g_0 L_0 - r_0 C_0)}{r_0 g_0 + \omega^2 L_0 C_0}$$

### Входное сопротивление длинной линии. (3 лекция)

Напряжения  $U(x)$  и токи  $I(x)$  в сечениях линии связаны между собой сопротивлением  $Z(x)$ , которое называется **входным сопротивлением линии**. Входное сопротивление эквивалентно сосредоточенному сопротивлению, которым можно заменить отрезок линии от сечения  $x$  до конца линии вместе сопротивлением, подключенным к нему (сопротивлением нагрузки  $Z_H$ ). Входное сопротивление связывает напряжение и ток в сечении  $x$  длинной линии соотношением  $Z_{BX} = U(x)/I(x)$

$$Z_{BX} = Z_B \frac{Z_H + Z_B \operatorname{th} \gamma x}{Z_B + Z_H \operatorname{th} \gamma x} = Z_B \frac{Z_H + Z_{BK}}{Z_{BX} + Z_H}$$

### Коэффициент отражения волны длинной линии. (3 лекция)

Величину обратной волны в любом сечении линии можно определить, введя так называемый **комплексный коэффициент отражения волны**, или, короче говоря, коэффициент отражения  $\tilde{n}$ , определив его в общем случае как отношение комплексов напряжений или токов обратной и прямой волн в любой точке линии:

$$\tilde{n} = \frac{A_4 e^{-\gamma x}}{A_3 e^{\gamma x}} = \frac{U_2 - Z_B I_2}{U_2 + Z_B I_2} e^{-2\gamma x} = \frac{\frac{U_2}{I_2} - Z_B}{\frac{U_2}{I_2} + Z_B} e^{-2\gamma x} = \frac{Z_H - Z_B}{Z_H + Z_B} e^{-2\gamma x} = \tilde{n}(0) e^{-2\gamma x}$$

$$Z_{BX} = \frac{U(x)}{I(x)} = \frac{U_{\text{пр}}(0) \left( 1 \cdot e^{\gamma x} + \tilde{n}_0 e^{-\gamma x} \right)}{I_{\text{пр}}(0) \left( 1 \cdot e^{\gamma x} - \tilde{n}_0 e^{-\gamma x} \right)} = Z_B \frac{(1 + \tilde{n})}{(1 - \tilde{n})}$$

### 2. Общие характеристики антенн. (16 билет)

**Диаграмма направленности антенны** характеризует различие в величинах энергий (или напряженностей полей), излучаемых или принимаемых (для приемных антенн) с различных направлений. Графически это изображается в виде характеристики излучения антенны или ее диаграммы направленности, которая чаще всего представляется в полярной системе координат в виде **годографа концов векторов, указывающих на направление приема (для приемных антенн) или передачи (для передающих антенн), длины которых пропорциональны уровням принимаемого (или передаваемого) сигнала.**

В технике антенн для оценки ее характеристики направленности достаточно двух диаграмм – в горизонтальной и в вертикальной плоскостях относительно поверхности земли, так как, как правило, антенны (их оси симметрии) устанавливают относительно этих направлений.

Диаграмма направленности в полярных координатах представляет собой круг. В меридиональной плоскости (плоскости, проходящей через направление вектора дипольного момента) диаграммы направленности элементарных излучателей описываются функцией  $\sin\theta$ . Причем для электрического диполя (а также и для любых, так называемых, вибраторных антенн, образованных протяженными линейными проводниками, которые можно рассматривать как системы продольно размещенных вдоль оси диполей Герца) в меридиональной плоскости, которую иногда называют плоскостью антенны или главной плоскостью, лежат вектора электрической составляющей электромагнитного поля, а векторы магнитной составляющей им перпендикулярны. Симметричный вибратор представляет собой два соосных прямолинейных цилиндрических проводника (в простейшем случае – провода) одинаковой длины  $l$  и радиуса  $a$  (в соотношении:  $a$  много меньше длины  $l$ , которую называют длиной **плеча симметричной вибраторной антенны**, и длины волны  $\lambda$ , излучаемой или принимаемой вибратором), к которым в центре между отрезками проводников подключен генератор высокой частоты, как показано на рис. 16.3. В варианте приемной антенны с тех же зажимов снимается напряжение. Присоединение генератора высокой частоты может быть выполнено, например, посредством двухпроводной линии (в антенной технике линии, используемые для подключения антенн, называют **фидерами**).

Важной характеристикой антенны, определяющей ее пространственную избирательность, является значение **угла раствора** диаграммы направленности, в пределах которого напряженность поля (а соответственно и эффективность приемной антенны – напряжение принимаемого сигнала) не падает ниже, чем в 2 раз, по сравнению с напряженностью поля в направлении максимального излучения. Этот **угол раствора** часто называют **шириной диаграммы направленности по половинной мощности**. Важным параметром любой антенны является ее **входное сопротивление**, которое отлично от введенного ранее понятия сопротивление излучения антенны.

**Сопротивление излучения антенны** – параметр, характеризующий свойства антенны относительно полей дальней зоны и понимаемый как отношение излучаемой антенной мощности к квадрату эффективного (действующего) значения тока в точке питания (подключения кабеля приема или передачи сигнала), и не имеет смысла сопротивления в цепях с сосредоточенными параметрами, т. е. не может быть измерено прибором. Выражения для сопротивлений излучения электрического диполя и рамки с током (или магнитного диполя) приведены в лекции № 15. Эти выражения справедливы, соответственно, и для вибраторных антенн и рамочных антенн в виде витков с током.

Последней из характеристик антенн, на которой необходимо остановиться для понимания их свойств, является **частотная характеристика**. По существу частотно зависимыми в различной степени являются все из перечисленных параметров. Нагляднее всего это следует из анализа характеристик вибраторных антенн, свойства которых, как мы видели, зависят от соотношения  $l/\lambda$ . При приближении физической длины вибраторной антенны к половине длины волны (то есть, при  $l \rightarrow \lambda/4$ ) неравномерность всех параметров в частотном диапазоне резко возрастает. Очевидно, что чем короче физическая длина антенны, тем более широкополосными следует ожидать ее свойства, однако с ростом частотной равномерности ее свойств более низкими становятся и ее параметры, например КНД, коэффициент усиления, входное сопротивление. Аналогично, частотная стабильность параметров рамочных антенн возрастает с уменьшением их геометрических размеров. Причем их частотная зависимость усугубляется межвитковой паразитной связью, а при наличии магнитопровода – еще и нелинейностью и частотной зависимостью его магнитных параметров, аналогично рассмотренным выше свойствам трансформаторов тока.

**1. Согласованная нагрузка длинной линии. (3 лекция)**

Если в конце линии включено сопротивление нагрузки, равное волновому,  $A_3 = U_2$  и  $A_4 = 0$ , т.е.  $n_0 = 0$ , отраженная волна не возникает. Такую нагрузку называют **согласованной нагрузкой**, а режим в линии называют **согласованным режимом**.

В согласованном режиме для любого поперечного сечения линии отношение комплексов  $U(x)/I(x)$  равно волновому сопротивлению. Следствия:

- 1) Режим работы генератора, питающего согласованную линию, не изменится, если в любом сечении её разорвать и вместо отрезанной части линии включить сопротивление, равное волновому.
- 2) Входное сопротивление согласованной линии в любом сечении равно волновому.
- 3) Полагая начальную фазу напряжения в конце линии равной нулю, т.е.  $U_{-2} = U_2$ , запишем на основании  $U_2(x) = U_{пр}(x)$ ;  $I(x) = I_{пр}(x)$  мгновенные значения напряжения и тока в любом сечении линии:

$$u(x, t) = U_{2m} e^{\alpha x} \sin(\omega t + \beta x); \quad i(x, t) = \frac{U_{2m}}{Z_B} e^{\alpha x} \sin(\omega t + \beta x - \theta).$$

- 4) Мощность, проходящая через какое-либо сечение линии, уменьшается по мере удаления от начала линии

$$P = UI \cos \theta = \frac{UI}{Z_B} e^{2\alpha x} \cos \theta.$$

- 5) Энергетические свойства длинной линии характеризует параметр – коэффициент полезного действия  $\eta$ .

$$\eta = e^{-2\alpha l}$$

- 6) В согласованной линии с потерями временная зависимость сигнала все равно искажается при передаче от генератора к нагрузке.

**Распределение напряжения и тока вдоль длинной линии с потерями при установившемся режиме. (4 лекция)**

В стационарном режиме вдоль длинной линии, подключенной к источнику сигнала и нагруженной на фиксированное сопротивление, устанавливается определенная картина распределения действующих значений напряжения и тока, возникающая в результате наложения прямой и обратной волн. Заметим, что последняя – результат отражения от несогласованной нагрузки. В случае согласованного режима в линии обратная волна отсутствует. При этом распределение действующих значений напряжения и тока вдоль длинной линии от генератора к нагрузке соответствует функции убывающей экспоненты  $e^{\alpha x}$ .

На рис. показаны кривые распределения временных функций (это может быть как функция напряжения, так и функция тока) в ряде поперечных сечений длинной линии с потерями в согласованном режиме.

На рис. отрезки  $\beta x_1$  и  $\beta x_2$  соответствуют начальным фазам синусоид в сечениях  $x_1$  и  $x_2$  в соответствии с выражениями для кривых, выделенных цветом.

**2. Характеристики простейших антенн приема и передачи данных. (16 билет)**

Схематичное изображение структуры полей электрического и магнитного диполей показаны на рис. 16.1

Изменение волновых сопротивлений среды (это понятие, характеризующее отношение электрической и магнитной составляющих электромагнитного поля и являющееся постоянной среды для полей в зоне излучения) в зависимости от расстояния  $r$  точки наблюдения от электрического и магнитного диполей изображено на рис. 16.2.

На рис. 16.2 указаны характерные зоны удаления: 1 – ближняя зона (зона квазистатических полей); 2 – переходная область (зона Френеля); 3 – дальняя зона (зона излучения), а также соответствующие им волновые сопротивления: 4 – преимущественно высокоомное ( $Z_B \approx -j \chi C$ )

электрическое поле, например, штыревой антенны, у которой в этой области  $E \approx 1/r^3$ ,  $H \approx 1/r^2$ ; 5-преимущественно низкоомное ( $Z_B \approx j \chi L$ ) магнитное поле, например, рамочной

антенны, у которой  $E \approx 1/r^2$ ,  $H \approx 1/r^3$  6 – электромагнитное поле, у которого  $E \approx 1/r$ ,  $H \approx 1/r$ .

На рис. 16.2 видно, что в области зоны Френеля наблюдаются экстремумы модулей волновых сопротивлений. Однако на практике их не учитывают, ограничиваясь видом зависимостей волновых сопротивлений, соответствующим аппроксимирующим прямым.

Приведенные зависимости используются при анализе излучающих систем и защитных свойств (экранирующего действия) электромагнитных экранов. На рис. 16.2 видно, что в области зоны Френеля наблюдаются экстремумы модулей волновых сопротивлений. Однако на практике их не учитывают, ограничиваясь видом зависимостей волновых сопротивлений, соответствующим аппроксимирующим прямым.

Приведенные зависимости используются при анализе излучающих систем и защитных свойств (экранирующего действия) электромагнитных экранов. Последнее будет показано при рассмотрении раздела электромагнитной совместимости систем передачи данных.

Важнейшей характеристикой излучателей является свойство пространственной направленности.

Напряженность поля ( $E$  или  $H$ ) любой антенны можно выразить формулой

$$\underline{E}(\theta, \alpha) = \underbrace{C}_{\text{const по } \theta, \alpha} \cdot \underbrace{f_A(\theta, \alpha)}_{\text{амплитудная характеристика (диаграмма) направленности}} \cdot \underbrace{e^{j\varphi(\theta, \alpha)}}_{\text{фазовая характеристика направленности}} \cdot \underbrace{e^{j\beta R}}_{\text{со множитель "запаздывания"}} \quad (16.1)$$

Характеристику направленности антенны выражает второй сомножитель в выражении (16.1) – амплитудная характеристика, которую называют диаграммой направленности.

## 1. Установившиеся процессы в нагруженной, разомкнутой и короткозамкнутой длинных линиях с потерями. (4 лекция)

Распределение действующих значений напряжения и тока, возникающее в результате наложения прямой и обратной волн, можно получить разными путями, например, из выражений напряжения и тока в длинной линии в гиперболических функциях.

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \operatorname{ch} \gamma x + \underline{Z}_B \underline{I}_2 \operatorname{sh} \gamma x; \quad \underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_B} \operatorname{sh} \gamma x + \underline{I}_2 \operatorname{ch} \gamma x$$

Действующие значения напряжения и тока в каждом из поперечных сечений длиной линии представляют собой модуль комплексного числа  $\underline{U}(x)$  и  $\underline{I}(x)$ . Для записи модулей  $\underline{U}(x)$  и  $\underline{I}(x)$  необходимо предварительно представить правые части уравнений в виде суммы действительной и мнимой частей. Для этого, прежде, необходимо записать в явном виде комплексные выражения сомножителей в слагаемых сумм правых частей в уравнениях системы.

Аналогично получается комплексное выражение для действующего значения тока в сечениях длинной линии с потерями из второго уравнения системы.

Теперь выразим модуль и начальную фазу комплексных действующих значений напряжения и тока в сечениях длинной линии. Модуль равен корню квадратному из суммы квадратов действительной и мнимой частей комплексного числа, а фаза – аргумент комплексного числа, равный арктангенсу отношения мнимой части комплексного числа к его действительной части.

$$\underline{U}(x) = \sqrt{\{\operatorname{Re}[\underline{U}(x)]\}^2 + \{\operatorname{Im}[\underline{U}(x)]\}^2}; \quad \arg \underline{U}(x) = \arctg \frac{\operatorname{Im}[\underline{U}(x)]}{\operatorname{Re}[\underline{U}(x)]}$$

$$\underline{I}(x) = \sqrt{\{\operatorname{Re}[\underline{I}(x)]\}^2 + \{\operatorname{Im}[\underline{I}(x)]\}^2}; \quad \arg \underline{I}(x) = \arctg \frac{\operatorname{Im}[\underline{I}(x)]}{\operatorname{Re}[\underline{I}(x)]}.$$

Режим холостого хода.  $n_0=1, I_2=0, U_2=2U_{np}(0)$ . Тогда

$$\underline{U}(x) = U_{mn}(0) e^{\alpha x} \sqrt{1 + 2e^{-2\alpha x} \cos 2\beta x} + e^{-4\alpha x}$$

$$\underline{I}(x) = I_{np}(0) e^{\alpha x} \sqrt{1 - 2e^{-2\alpha x} \cos 2\beta x} + e^{-4\alpha x}$$

Режим короткого замыкания.

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \operatorname{ch} \gamma x + \underline{Z}_B \underline{I}_2 \operatorname{sh} \gamma x = \underline{Z}_B \underline{I}_2 \operatorname{sh} \gamma x;$$

$$\underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_B} \operatorname{sh} \gamma x + \underline{I}_2 \operatorname{ch} \gamma x = \underline{I}_2 \operatorname{ch} \gamma x.$$

$$\underline{U}(x) = \underline{Z}_B \underline{I}_2 \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2\alpha x - \cos 2\beta x}{2}}; \quad \underline{I}(x) = \underline{I}_2 \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2\alpha x + \cos 2\beta x}{2}}$$

## 2. Поле диполя Герца. Поле плоского кругового витка с током.(15 билет)

**Диполь Герца** – модель, представляющая собой равномерное по длине  $l$  распределение тока, вызванного переменным во времени зарядом  $q$  на концах отрезка. При этом ток  $i$  связан с переменным зарядом выражением

$$i = -\frac{\partial q}{\partial t}, \quad \text{откуда} \quad \mathbf{A} = \mu \frac{i(t-r/v)\mathbf{l}}{4\pi r}, \quad \text{и} \quad \Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left\{ \frac{q(t-r_1/v)}{r_1} - \frac{q(t-r_2/v)}{r_2} \right\},$$

где  $r_1$  и  $r_2$  – расстояния, соответственно, от положительного и отрицательного зарядов до точки наблюдения  $M$ .

Причем, учитывая малость длины  $l$ , выражение для  $\Phi$ , стоящее в скобках, легко преобразовать с помощью формулы:

$$f(t, r + \Delta r) - f(t, r) = \frac{\partial f(t, r)}{\partial r} \Delta r. \quad \text{поэтому:}$$

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{\partial}{\partial r} \left[ \frac{q(t-r/v)}{r} \right] \Delta r = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[ -\frac{q'(t-r/v)}{vr} - \frac{1}{r^2} q(t-r/v) \right] \Delta r, \quad \text{где} \quad q'(t-r/v) - \text{есть производная по аргументу } (t-r)/V \text{ или, что то же, по времени, а отрезок } \Delta r,$$

как видно из рис. 15.4, равен  $\Delta r = l \cdot \cos \theta$ .

### Поле плоского кругового витка с током

Круговой виток с током принято называть «рамкой с током».

1) Магнитное поле круговой рамки с током идентично по структуре электрическому полю электрического диполя, вертикального к плоскости рамки с током. Аналогично электрическое поле круговой рамки по своей структуре идентично магнитному полю такого диполя. Причем, также как и в случае электрического диполя, векторы поля  $\mathbf{E}$  и  $\mathbf{H}$  взаимно перпендикулярны, а в дальней зоне лежат в плоскости, касательной к эквифазной поверхности (то есть поверхности одинаковых фаз). Однако в отличие от полей диполя Герца, векторы электрического и магнитного полей в дальней зоне сдвинуты во времени на  $\pi$  радиан, то есть находятся в противофазе. Это обстоятельство объясняется тем, что при такой фазировке составляющих полей, вектор Пойнтинга, равный  $\mathbf{E} \cdot \mathbf{H} = -\mathbf{P}$ , и, соответственно, направленный «к источнику излучения», но отрицательный по знаку ( $\mathbf{P} < 0$ ), определяет передачу активной мощности в пространство «от излучателя», что иллюстрирует рис. 15.7

3) Аналогия с электрическим диполем позволяет просто записать выражение для сопротивления излучения рамочной дипольной антенны

$$R_\Sigma = 80\pi^2 \left( \frac{l_\Sigma}{\lambda} \right)^2 = \frac{320\pi^4 S^2}{\lambda^4} \text{ Ом},$$

которое, впрочем, можно записать и непосредственно по известным выражениям для электрического и магнитного полей такой антенны в дальней зоне.

$$Z_0 = \frac{E_\alpha}{-H_\theta} = \left| \frac{E_\alpha}{H_\theta} \right|$$

4) В дальней зоне волновое сопротивление рамки с током (магнитного диполя) электрического диполя и равно  $120\pi$ .

5) В ближней зоне, в отличие от электрического диполя  $H \sim l^3$ ,  $E \sim l^2$  и «волновое сопротивление» для рамочной антенны с малым радиусом,

формально определяемое отношением  $\frac{E_\alpha}{-H_\theta}$  (заметим, что знак минус в знаменателе появляется чисто формально, исходя из выражения для

вектора Пойнтинга, направленного в пространство «от излучателя», см. рис. 3.7) является индуктивным, выражается  $Z_0 = \frac{E_\alpha}{H_\alpha} = i\omega\mu r$  и очень мало (прямо пропорционально величине  $r$ ).



## 1. Описание длинной линии в частотной области в терминах симметричного четырехполюсника. (4 лекция)

Представим систему уравнений длинной линии гиперболических функций

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \operatorname{ch} \gamma x + \underline{Z}_B \underline{I}_2 \operatorname{sh} \gamma x; \quad \underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_B} \operatorname{sh} \gamma x + \underline{I}_2 \operatorname{ch} \gamma x,$$

Матричными уравнениями четырехполюсника (ЧП) с коэффициентами матрицы передачи

$$\underline{U}(x) = \underline{A}_{11} \underline{U}_2 + \underline{A}_{12} \underline{I}_2; \quad \underline{I}(x) = \underline{A}_{21} \underline{U}_2 + \underline{A}_{22} \underline{I}_2$$

$$\underline{A}_{11} = \operatorname{ch} \gamma x = \underline{A}_{22}; \quad \underline{A}_{12} = \underline{Z}_B \operatorname{sh} \gamma x; \quad \underline{A}_{21} = \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\underline{Z}_B}$$

Исходя из полученной А-матрицы отрезка длинной линии, отрезок длинной линии как симметричный ЧП можно представить симметричной схемой замещения, например Т-образной или П-образной

Т-образная.

$$\underline{Z}_1 = \frac{\gamma x}{\underline{Y}_0} \underline{Z}_B \frac{2(\operatorname{ch} \gamma x - 1)}{\operatorname{sh} \gamma x} = \underline{Z}_0 x \underline{K}_1; \quad \underline{Y}_2 = \frac{\gamma x \operatorname{sh} \gamma x}{\underline{Z}_B} = \frac{\gamma x}{\underline{Z}_B} \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\gamma x} = \underline{Y}_0 x \underline{K}_2$$

где введенные коэффициенты соответственно равны:

$$\underline{K}_1 = \frac{2(\operatorname{ch} \gamma x - 1)}{\operatorname{sh} \gamma x}; \quad \underline{K}_2 = \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\gamma x}.$$

П-образная.

$$\underline{Z}_1 = \gamma x \underline{Z}_B \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\gamma x} = \underline{Z}_0 x \underline{K}_2; \quad \underline{Y}_2 = \frac{\gamma x}{\underline{Z}_B} \frac{2(\operatorname{ch} \gamma x - 1)}{\operatorname{sh} \gamma x} = \underline{Y}_0 x \underline{K}_1,$$

, где

$$\underline{K}_1 = \frac{2(\operatorname{ch} \gamma x - 1)}{\operatorname{sh} \gamma x} \approx 1 - \frac{(\gamma x)^2}{12} + \frac{(\gamma x)^4}{120} - \dots; \quad \underline{K}_2 = \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\gamma x} \approx 1 + \frac{(\gamma x)^2}{6} + \frac{(\gamma x)^4}{120} + \dots$$

## 2. Волновые уравнения и их решения. Запаздывающие потенциалы. (15 лекция)

Расчет полей, возбуждаемых элементарными излучателями в свободном пространстве (т.е., при отсутствии иных граничных условий, кроме условий на излучателе и на бесконечности), реализуется интегрированием системы уравнений Максвелла.

Для краткости дальнейших записей введем обозначения:  $\epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon$ ,  $\mu_0 \mu_r = \mu$ . Используя введенные ранее обозначения оператора Набла –

$$\nabla = \mathbf{x}^0 \frac{\partial}{\partial x} + \mathbf{y}^0 \frac{\partial}{\partial y} + \mathbf{z}^0 \frac{\partial}{\partial z}$$

и применив второй вариант решения уравнений Максвелла – замена переменных Е и Н на вспомогательные функции – потенциалы: скалярный  $\phi$  и векторный А, который дополняем калибровкой Лоренца, получаем уравнение для векторного и скалярного потенциалов в виде:

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 \mathbf{A} - \epsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} &= -\mu \mathbf{j}, \\ \nabla^2 \phi - \epsilon \mu \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} &= -\frac{\rho}{\epsilon}. \end{aligned} \right\}$$

Из выражений (15.1) и (15.2) видно, что и скалярная функция  $\phi(x, y, z, t)$ , и проекции векторной функции  $\mathbf{A}(x, y, z, t)$  на координатные оси

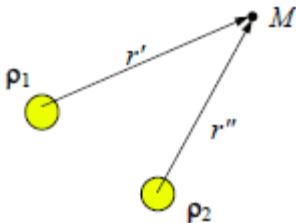
$x_0, y_0, z_0$  удовлетворяют уравнению одного и того же типа – **уравнению Даламбера**  $\nabla^2 \phi - \epsilon \mu \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = -\eta$

Решение уравнения этого – функции бегущей волны, покажем это. Наиболее просто это можно показать для волнового уравнения  $\nabla^2 \phi - \epsilon \mu \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0$ ,

При этом  $\nabla^2 \phi = \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2}$  и уравнение (15.4) принимает вид одномерного од-

нородного уравнения в частных производных  $\frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} - \epsilon \mu \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0$ , решение которого имеет вид

$\phi = \phi_1\left(t - \frac{z}{v}\right) + \phi_2\left(t + \frac{z}{v}\right)$ , где  $\phi_1$  и  $\phi_2$  – функции бегущих плоских (т.е., с плоским фронтом) волн. Причем волна  $\phi_1$  распространяется с фазовой скоростью  $v$  вдоль оси  $z$ , а  $\phi_2$  – в обратном направлении.



Важно отметить, что в точке наблюдения М в момент времени  $t$  суммируются парциальные потенциалы  $\phi_k$  от значений  $\rho_k(t, \mathbf{r})$ , взятых в разные моменты времени  $t' = t - r'/v$ , что иллюстрирует рис. Этот факт и характеризует **понятие «запаздывающие потенциалы»**.

Таким образом, – связь потенциалов А и  $\phi$  позволяет решать уравнение Даламбера только для А, а  $\phi$  находить по уравнению калибровки

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = -\epsilon \mu \frac{\partial \phi}{\partial t}.$$

– можно вообще не искать скалярный потенциал  $\phi$ , а по потенциалу А определять Н и уже по Н находить Е, интегрируя вторую формулу в системе

## 1. Основные виды информационных сигналов в системах цифровой обработки и передачи данных. (5 лекция)

В первой вопросе написаны различные представления информационных сигналов. Были выделены аналоговые и дискретные, в том числе и цифровые виды информационных сигналов, кратко упомянуты вопросы их спектрального состава.

Информация содержится в сообщении, которое передается от источника к потребителю. Сообщение образует комбинация базовых информационных сигналов, формирующих информационные «слова». Принцип формирования информационных слов из базовых информационных сигналов (битов информации) заключен в алгоритме, т.е. некотором правиле, который заключен в понятии «код» или формат кода.

Способ представления исходного информационного слова импульсами напряжения определяется форматом кода:

- **Формат БВН (без возвращения к нулю)** естественным образом соответствует режиму работы логических схем. Единичный бит передается, если в пределах такта уровень не меняется. Положительный перепад означает переход из 0 к 1 в исходном коде, отрицательный — от 1 к 0. Отсутствие перепадов показывает, что значения предыдущего и последующего битов равны
- **Формат БВН-1 (без возвращения к нулю с перепадом при передаче 1)** является разновидностью формата БВН. В отличие от последнего в БВН-1 уровень не передает данные, так как и положительные и отрицательные перепады соответствуют единичным битам. Перепады сигнала формируются при передаче 1. При передаче 0 уровень не меняется.
- **Формат БВН –0 (без возвращения к нулю с перепадом при передаче 0)** является дополнительным к БВН-1 (перепады соответствуют нулевым битам исходного кода).
- **Формат ВН (с возвращением к нулю)** требует передачи импульса, занимающего только часть тактового интервала (например, половину), при одиночном бите.
- **Формат ВН-П (с активной паузой)** означает передачу импульса положительной полярности при единичном бите и отрицательной — при нулевом бите. **Сигнал этого формата имеет в спектре компоненты тактовой частоты.**
- **Формат ДФ-0 (двухфазный со скачком фазы при передаче 0)** соответствует способу представления, при котором перепады формируются в начале каждого такта. При единичных битах сигнал в этом формате меняется с тактовой частотой, то есть в середине каждого такта происходит перепад уровня. При передаче нулевого бита перепад в середине такта не формируется, **то есть имеет место скачок фазы.**

Указанные форматы кодов представляют варианты бинарного кодирования. Бинарное кодирование, при котором бит информации образуется в результате применения сигналов двух уровней, в частном случае 1 и 0. Причем для передачи единиц и нулей используются два устойчиво различаемых потенциала.

## Временные и частотные характеристики информационных сигналов. (5 лекция)

Даже в случае идеальных прямоугольных

импульсов бинарных кодов, формирующих информационные сообщения, временные функции представляют собой непериодические сигналы. То, что импульсы образуются в моменты времени, кратные интервалу обратному тактовой частоте не влияет на ситуацию, так как возникновение импульсов происходит в произвольные моменты времени, которые зависят от конкретного информационного сигнала, не связанного с периодом тактовой частоты, а паузы не обязательно чередуются (точнее не чередуются) с импульсами. Причем во всех вариантах форматов бинарных потенциальных кодов принципиально вероятно возникновение ситуаций, когда временная функция содержит импульсы (или (и) паузы) различной длительности, большей и кратной периоду тактовой частоты.

Итак, можно считать, что моменты возникновения импульсов в информационном сигнале подчиняются случайному закону, а импульсы независимы друг от друга. Тогда, во временной области процессы в линиях передачи информационных сигналов можно рассматривать как процессы распространения вдоль длинной линии от источника сигнала (передатчика) к нагрузке (приемнику) импульсов напряжения.

Частотный спектр информационных сигналов представляет интерес только с точки зрения воздействия дисперсионных свойств линии передачи (т.е. частотной дисперсии фазовой скорости и соответственно частотной зависимости сдвига фаз между частотными составляющими, формирующими импульсный сигнал) на степень искажений бита информации.

Для случайной (по времени возникновения каждого импульса) последовательности информационных взаимно независимых одиночных импульсов даже идеально прямоугольной формы спектр информационного сигнала можно представить в виде наложения частотных спектров каждого из них.

## 2. Распространение электромагнитных волн в свободном пространстве. (15 лекция)

Основное преимущество радио каналов отсутствие конструктивных линий, а значит оперативность образования и меньшая стоимость. Основа радиоканалов — передача информационных сигналов за счет распространения радиоволн в свободном пространстве. Это обеспечивается за счет создания элементов связи между источниками сигнала и пространством распространения волны, а также обратным преобразованием «пришедших» радиоволн

(т.е. пришедших к местоположению приемного устройства электромагнитных волн информационного сигнала) в электрические сигнала (токи и напряжения) на входе приемного устройства. Эти элементы связи называются антенными устройствами, или просто антеннами. Эти элементы связи, как правило, линейные электрические цепи и в соответствии с принципом взаимности линейных цепей с одинаковым успехом могут служить как источниками, так и приемниками электромагнитных волн.

Антенны — конструктивно достаточно простые устройства, однако простота конструкции скрывает очень сложные математические алгоритмы рационального проектирования геометрических размеров таких устройств, согласованных с окружающим пространством в различных частотных диапазонах и при особенностях требуемых радиотрасс.

**1. Способы уменьшения искажений сигналов в длинной линии.(5 лекция)**

Наиболее простой путь уменьшения вероятности ложных срабатываний логических схем за счет отражений (опасных искажений формы сигнала) – применение электрически коротких отрезков линий связи. Это возможно для линий в пределах ГИС и ТЭЗ. Приближенная оценка предельно допустимой критической длины  $l_{кр}$  для образования электрически короткой линии возможна по формуле  $l_{кр} \approx 0,5 (t_{ф}, t_{с})_{\min} v_{гр}$ , где  $(t_{ф}, t_{с})_{\min}$  – наименьшая из длительностей фронта и спада импульса сигнала;  $v_{гр}$  – групповая скорость распространения, приближенно рассчитываемая для длинных линий по формуле  $v_{гр} \approx C_0 / \sqrt{\epsilon_{эфф}}$ , где  $\epsilon_{эфф}$  –

эффективная диэлектрическая проницаемость подложки, которая зависит от конструкции.

Согласование ЛС на стороне передатчика наиболее просто и практически безальтернативно осуществляется с применением последовательного дополнительного сопротивления  $R_{п}$ , величина которого определяется из  $R_{п} = Z_{в} - R_{вых г.}$

Согласования на стороне приемника менее однозначны и возможны на базе ряда схемных решений:

а) Подключение параллельно входу приемника дополнительного сопротивления  $R_{н}$ , которое выбирается равным  $Z_{в}$   
 б) Подключение сопротивления  $R_{в}$  между входными зажимами приемника и шиной источника питания. Такое сопротивление обеспечивает режим согласования, если учесть, что по переменному току это сопротивление эквивалентно включению  $R_{н}$  в случае “а”.

в) Вариант комбинированного (одновременного) подключения на входе приемника резисторов  $R_{н}$  и  $R_{в}$

**«Неискажающие» длинные линии.(6 лекция)**

Для неискажающей передачи информации необходимо обеспечить постоянство по частоте фазовой скорости  $v$  и волнового сопротивления  $Z_{в}$ . Этого можно достичь в двух случаях.

1) Равенство отношений первичных параметров  $g_0/g_0=L_0/C_0$ , что приводит к виду фазовой скорости  $v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$ , где

$c$  – скорость света в вакууме,  $\mu_r \epsilon_r$  – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среде распространения волны в линии. Такая линия называется «**линией без искажений**».

2) Равенства  $r_0 = 0$  и  $g_0 = 0$  также приводят к  $v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$ . Это получается простой подстановкой

нулевых значений в формулу фазовой скорости  $v$ . Такая линия называется **линией без потерь** и тоже является неискажающей.

**Длинные линии без потерь.(6 лекция)**

Для линии без потерь справедливо:

$$\alpha = 0; \quad \beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}; \quad Z_{в} = Z_{в} e^{j\theta} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = Z_{в}; \quad \theta = 0; \quad v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}; \quad \lambda = \frac{2\pi}{\beta},$$

т.е. в линии без потерь затухание равно нулю, а волновое сопротивление активное и не зависит от частоты. Точно так же и фазовая скорость в линии без потерь не зависит от частоты. Заметим, что коэффициент фазы  $\beta$ , волновое сопротивление  $Z_{в}$ , фазовая скорость волны  $v$  и длина волны  $\lambda$  в линии без потерь такие же как и для неискажающей линии с потерями.

Свойствах линий без потерь, длиной в четверть и в половину длины волны. При линии длиной  $l = \lambda/4$  получим  $\beta l = \pi/2$ , из чего следует, что напряжение (ток) в начале линии пропорционально току (напряжению) в конце и опережает его по фазе на  $90^\circ$ .

При линии длиной  $l = \lambda/2$  получим  $\beta l = \pi$ , из чего следует, что напряжение и ток в конце линии равны по величине и противоположны по фазе напряжению и току в начале линии.

**2. Типы выходных элементов информационных каналов. Типы входных элементов информационных каналов. (13 лекция)**

Повторимся: выходными элементами информационных каналов в приёмопередающих системах называют выходные каскады передающих устройств информационных сигналов.

В любых системах передачи информационных сигналов основное требование условий надежного трафика – достаточное для надежной работы приемного оборудования соотношение сигнал/помеха, которое тождественно отношению мощностей полезного сигнала и помехи. Как правило, уровень мощности помехи в системах передачи данных стараются (пытаются в той или иной мере) уменьшить различными способами, которые рассматриваются в разделах теории электромагнитной совместимости. Это повышает относительный (относительно помехи) уровень полезного сигнала. Однако основное внимание следует уделить возможности повысить абсолютный уровень полезного сигнала. Это возможно на двух направлениях. Во-первых, можно просто повысить мощность сигнала на

выходе передатчика до приемлемого по техническим и экономическим соображениям уровня. Во-вторых, повысить уровень мощности в тракте за счет лучшего согласования выходного (внутреннего) сопротивления генератора с волновым сопротивлением тракта.

Выходными элементами информационных каналов в приёмо-передающих системах называют входные каскады приемных устройств информационных сигналов. В отличие от выходных каскадов передающих устройств, входные сопротивления входных каскадов имеют большие активные составляющие. Процесс согласования режимов линий на входе приемников также актуален, как и на входе линий (ввиду различия волновых сопротивлений и сопротивлений нагрузок). Все сказанное относительно проблем согласования входных элементов информационных каскадов можно повторить, рассматривая согласование выходных элементов

### 1. Распределения напряжений и токов в длинной линии без потерь в зависимости от нагрузок на концах линии. (6 лекция)

Рассмотрим в общем виде зависимость распределения напряжения и тока в длинной линии без потерь от сопротивления нагрузки. Анализ проведем для представления сопротивления нагрузки, представленной в относительных единицах  $Z_n/Z_0=k$ .

$$U(x) = U_2 \cos \beta x + j Z_B I_2 \sin \beta x = U_2 \cos \beta x + k U_2 \cos \beta x - k U_2 \cos \beta x + j k U_2 \sin \beta x = U_2 \left[ k e^{j\beta x} + (1-k) \cos \beta x \right]$$

Аналогично для тока:

$$I(x) = \frac{U_2}{Z_B} \left[ k e^{j\beta x} + (1-k) \sin \beta x \right]$$

В каждом сечении линии и напряжение и ток формируются из двух составляющих, одна из которых представляет собой функцию бегущей волны (это слагаемое, соответствующее множителю  $e^{j\beta x}$ ), а вторая составляющая «стоячая» волна.

Частные случаи распределения напряжения вдоль линии без потерь при активной ( $k_b = 0$ ) нагрузке.

1) При  $k = k_a = 1$  – согласованная нагрузка,  $U(x) = U_2$  – постоянное значение – режим бегущей волны.

2) При  $k = k_a = 0 = Z_B / \infty$  – режим холостого хода,  $U(x) = U_2 \cos(\beta x)$  – режим стоячей волны.

3) При  $k = k_a = \infty = Z_B / 0$  – режим короткого замыкания.  $U(x) = j Z_B I_2 \sin(\beta x)$ . И модуль  $U(x) = Z_B I_2 \sin(\beta x)$ .

#### Стоячие волны. (6 лекция)

Режим стоячей волны возникает в длинной линии в ряде случаев нагрузки, которые объединяет одна особенность: активная мощность, поглощаемая приёмником, равна нулю. Это наблюдается в случаях режимов холостого хода, короткого замыкания и в случаях чисто реактивной нагрузки.

При холостом ходе ( $Z_n = Z_2 = \infty$ ,  $I_2 = 0$ )

$$U(x) = U_2 \cos \beta x + j Z_B I_2 \sin \beta x = U_2 \cos \beta x, \quad I(x) = j \frac{U_2}{Z_B} \sin \beta x + I_2 \cos \beta x = j \frac{U_2}{Z_B} \sin \beta x.$$

Мгновенные значения напряжения и тока равны:

$$u = U_{2m} \cos \beta x \sin \omega t; \quad i = \frac{U_{2m}}{Z_B} \sin \beta x \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

Стоячая волна получается от наложения прямой и обратной волн с одинаковыми амплитудами. Действительно, при холостом ходе ( $Z_n = Z_2 = \infty$ ) коэффициент отражения на нагрузке  $\rho(0) = 1$

Входное сопротивление разомкнутой линии без потерь

$$Z_{BX} = Z_B \frac{Z_H + Z_B \operatorname{tg} \beta x}{Z_B + Z_H \operatorname{tg} \beta x} = Z_B \frac{\infty + Z_B \operatorname{tg} \beta x}{Z_B + \infty \operatorname{tg} \beta x} = -j Z_B \operatorname{ctg} \beta x = -j Z_B \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} x, \quad x_C = \frac{1}{\omega C} = Z_B \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l$$

При коротком замыкании на конце длинной линии (т.е. при  $U_2 = 0$ ,  $Z_2 = 0$ )

$$U(x) = j Z_B I_2 \sin \beta x, \quad I(x) = I_2 \cos \beta x.$$

$$\text{Мгновенные значения } u = I_{2m} Z_B \sin \beta x \cos \omega t; \quad i = \frac{U_{2m}}{Z_B} \sin \beta x \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad Z_{BX} = Z_B \frac{Z_H + Z_B \operatorname{tg} \beta x}{Z_B + Z_H \operatorname{tg} \beta x} = Z_B \frac{0 + Z_B \operatorname{tg} \beta x}{Z_B + 0 \cdot \operatorname{tg} \beta x} = j Z_B \operatorname{tg} \beta x = j Z_B \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

$$x_L = \omega L = Z_B \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l$$

При чисто реактивном сопротивлении нагрузки  $Z_2 = \pm jx_2$  в линии также будут стоячие волны. Это следует из того, что емкостное и индуктивное сопротивления

### 2. Особенности подключения к волноведущим структурам разных типов входных и выходных элементов информационных каналов. (13 лекция)

независимо от вида выходных зажимов

выходных элементов или входных зажимов входных элементов информационных каналов, эти элементы принципиально решают одну задачу «преобразования сигналов, выраженных в феноменологических понятиях составляющих полей в феноменологические интегральные понятия: напряжение и ток»

Существенно, что при сделанных оговорках любая направляющая система может быть условно заменена некоторой эквивалентной двухпроводной линией, трактуемая с обычных позиций теории цепей. Действительно, величинам:

$$E_\pi = E_{m\pi} e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z) \quad \text{и} \quad H_\pi = H_{m\pi} e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z) \quad \text{при} \quad Z_B = \frac{E_\pi}{H_\pi},$$

характеризующим основную волну произвольной направляющей системы, с математической точки зрения вполне соответствуют напряжение, ток и волновое

$$U = U_m e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z) \quad \text{и} \quad I = I_m e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z) \quad \text{при} \quad Z_B = \frac{U}{I}$$

сопротивление линии:

Как видно,  $E_\pi$  и  $H_\pi$  можно рассматривать в качестве «напряжения» и «тока»

$$Z_B = \frac{E_\pi}{H_\pi}$$

эквивалентной длинной линии с волновым сопротивлением

и волновым числом  $\gamma = \alpha + j\beta$ . Это значит, что действие нерегулярности на основную волну описывается при помощи интегральных параметров сопротивления или комбинации сопротивлений, включенных в эквивалентную линию.

Так, сопротивление участка двухпроводной линии (в приближении линии без потерь), нагруженной сопротивлением  $Z$  (рис. 13.2, а) есть

$$\underline{Z}(l) = \frac{U_m^+ e^{j\beta l} + U_m^- e^{-j\beta l}}{I_m^+ e^{j\beta l} + I_m^- e^{-j\beta l}},$$

где в числителе и в знаменателе фигурируют прямая (+) и обратная (−) волны

напряжения и тока. Записав аналогичное соотношение для основной волны исследуемой направляющей системы с нерегулярностью на конце (рис. 13.2, б)

$$\underline{Z}^3(l) = \frac{E_m^+ e^{j\beta l} + E_m^- e^{-j\beta l}}{H_m^+ e^{j\beta l} + H_m^- e^{-j\beta l}},$$

видим, что оно выражает сопротивление участка эквивалентной линии. Следова-

$$\lim_{l \rightarrow 0} \underline{Z}^3(l) = \underline{Z}^3$$

тельно, величина  $\underline{Z}^3$  есть не что иное, как сопротивление, эквивалентное этой неоднородности

Рассмотрим элементы связи, предназначенные для возбуждения (т.е. формирования) волны в направляющей структуре.

В качестве элементов связи обычно пользуются элементарными излучателями того или иного вида (рис. 13.3): электрическим диполем (диполь – это аббревиатура элемента, у которого два вывода, т.е. контакта, но главное то, что он много меньше длины волны) Герца (а) или магнитным диполем Фитцджеральда (б), а также квазистационарной дифракционной антенной – отверстием или продольной щелью в стенке линии (в).

Электрический диполь (штырь) должен быть параллелен электрическим силовым линиям волны желательного типа, а магнитный диполь (это петля с током) помещается в плоскости, перпендикулярной её магнитным силовым линиям (т.е. силовые линии магнитного поля пронизывают плоскость вика).

Отверстие соединяет возбуждающее устройство с направляющей системой в той области, где их поля имеют аналогичное строение. Сказанное иллюстрирует рис. 13.4, на котором показаны способы возбуждения различных волн в различных направляющих системах.

Таким же путем можно осуществить и связь приемного устройства с направляющей системой. На это указывает теорема взаимности.

Рассмотрим доказательство теоремы (свойства) взаимности электродинамических систем.

Предварительно кратко остановимся на понятии сторонний ток. Когда в среде с удельной проводимостью  $\sigma$  существует стороннее поле  $E_{ст}$  (обязанное своим происхождением преобразованию какого-либо вида неэлектрической энергии), отмечают также, что в среде распределен сторонний ток плотностью



**1. Распределения напряжений и токов в длинной линии без потерь в зависимости от нагрузок на концах линии. (6 лекция)**

Рассмотрим в общем виде зависимость распределения напряжения и тока в длинной линии без потерь от сопротивления нагрузки. Анализ проведем для представления сопротивления нагрузки, представленной в относительных единицах  $Z_B/Z_H=k$ .

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \cos \beta x + j Z_B \underline{I}_2 \sin \beta x = \underline{U}_2 \cos \beta x + \underline{k} \underline{U}_2 \cos \beta x - \underline{k} \underline{U}_2 \cos \beta x + j \underline{k} \underline{U}_2 \sin \beta x = \underline{U}_2 \left[ \underline{k} e^{j\beta x} + (1 - \underline{k}) \cos \beta x \right]$$

Аналогично для тока:

$$\underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_2}{Z_B} \left[ \underline{k} e^{j\beta x} + (1 - \underline{k}) \sin \beta x \right]$$

В каждом сечении линии и напряжение и ток формируются из двух составляющих, одна из которых представляет собой функцию бегущей волны (это слагаемое, соответствующее множителю  $e^{j\beta x}$ ), а вторая составляющая «стоячая» волна.

Частные случаи распределения напряжения вдоль линии без потерь при активной ( $k_b = 0$ ) нагрузке.

1) При  $k = k_a = 1$  – согласованная нагрузка,  $U(x) = U_2$  – постоянное значение – режим бегущей волны.

2) При  $k = k_a = 0 = Z_B / \infty$  – режим холостого хода,  $U(x) = U_2 \cos(\beta x)$  – режим стоячей волны.

3) При  $k = k_a = \infty = Z_B / 0$  – режим короткого замыкания.  $U(x) = j Z_B I_2 \sin(\beta x)$ . И модуль  $U(x) = Z_B I_2 \sin(\beta x)$ .

**Согласование длинных линий. (6 лекция)**

Согласование – процесс преобразования комплексного сопротивления нагрузки к активному сопротивлению линии. Возможны различные варианты приведения сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению  $Z_B$ . Тем не менее, все они основаны на компенсации реактивной составляющей  $Z_H$ . Остановимся на ряде вариантов.

1) Приведение к активному сопротивлению, равному  $Z_B$ , в некотором сечении линии. Такую длинную линию удастся согласовать подбором длины  $z$ . Вероятность такого варианта существует в зависимости от сочетания  $Z_B$  и  $Z_H$ , но мала.

2) Вариант с двумя степенями свободы, одна из которых – последовательный компенсатор реактивной составляющей сопротивления нагрузки. Этот компенсатор может быть реализован или сосредоточенным элементом (конденсатором или катушкой индуктивности) или в виде отрезка длинной линии. Вторая степень свободы обеспечена каскадным включением между концом согласуемой линии и возникшим входным сопротивлением, равным действительной составляющей  $Z_H$ , четвертьволнового трансформатора.

Четвертьволновый трансформатор – это линия длиной в четверть длины волны. Такая линия преобразует активное сопротивление, присоединенное на одном своем конце, в активное входное сопротивление на противоположном конце.

3) Вариант с двумя степенями свободы, одна из которых – параллельный компенсатор реактивной составляющей сопротивления

**2. Особенности моделей длинных линий односвязных структур линий передачи. (12 лекция)**

В отличие от двусвязных линий, в односвязных структурах нет видимых позиций для введения интегральных характеристик напряжения (поперечного) и тока (продольного), как, например, это сделано в двухпроводной линии или коаксиальной линии. Это препятствует возможности введения первичных параметров таких структур. Кроме того, введение вторичных параметров односвязных структур с применением традиционных для двусвязных линий соотношений между током и напряжением также невозможно ввиду отсутствия последних.

Тем не менее применяются частные определения волновых сопротивлений, предназначенные для ограниченных областей применения, как например, волновое сопротивление по напряжению и току  $\rho_{UI}$ , введенное как отношение максимальной амплитуды напряжения  $U_m$  к амплитуде суммарного продольного тока в широкой стенке, и т.п. На практике при расчете процессов передачи сигнала по волноводной линии достаточно ориентироваться на известные структуры полей и их взаимосвязь, а также связь их амплитуд с источниками сигнала. При этом можно, при необходимости, ввести понятие волнового сопротивления как отношения поперечной составляющей напряженности электрического поля к поперечной составляющей напряженности магнитного поля в договорной точке поперечного сечения волноводной структуры.

Определение постоянной затухания электромагнитной волны, распространяющейся вдоль волновода. Она определяет потери мощности полезного сигнала. Для определения этого затухания нет необходимости вводить погонные первичные параметры, аналогичные двусвязным линиям. Погонные потери энергии в волноводах определяются тепловыми потерями за счет потока мощности, направленного внутрь стенок, т.е. определяемого как поток вектора Пойнтинга в направлении перпендикулярном направлению распространения волны в линии.

Потери энергии обычно малы и можно (в первом приближении) считать, что они не вызывают изменения поперечной структуры поля.

Затухание, обусловленное потерями в диэлектрической среде – потери в диэлектрике, отнесенные к единице длины системы.

## 1. Понятие о переходных процессах в длинной линии. (7 лекция)

Переходные процессы в длинных линиях результат изменения конфигурации цепи, т.е. коммутации каких-то элементов цепи, или изменении вида воздействующей функции, в том числе и возникновение воздействия в результате паразитных связей с соседними линиями или процессами, как искусственного (например, коммутации мощного оборудования), так и естественного (например, молниевые импульсы).

Вид переходных процессов в цепях с распределенными параметрами проявляется в результате решения дифференциальных уравнений длинной линии. Ограничимся анализом процессов в однородной длинной линии.

Система дифференциальных уравнений для однородной линии имеет вид:

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = r_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = g_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases}$$

где  $r_0, g_0, L_0, C_0$  – первичные параметры единицы длины линии, а  $x$  – координата выбранной точки, отсчитываемая от начала линии.

Общий вид решений этих уравнений для однородной линии записывается так:

$$u = f_1(x - vt) + f_2(x + vt) = u_{\text{пр}} + u_{\text{обр}}; i = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} [f_1(x - vt) - f_2(x + vt)] = i_{\text{пр}} - i_{\text{обр}},$$

где  $v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$  – называется **скоростью волны** или **волновой скоростью** и численно равна **фазовой скорости**. Функции  $f_1(x)$  и  $f_2(x)$  – распределения вдоль линии соответственно прямой и обратной волн напряжения  $u_{\text{пр}}$  и  $u_{\text{обр}}$  в момент времени  $t = 0$ .  $u_{\text{пр}}(t)$  выражает напряжение волны, движущейся в направлении возрастания координаты  $x$ , т.е. **прямой волны**.

$$u_{\text{пр}}(x, t) = \varphi_1\left(t - \frac{x}{v}\right)$$

Точка линии с координатой  $x_f$ , для которой справедливо условие, что  $u_{\text{пр}} = 0$  при  $x > x_f$  и  $u_{\text{пр}} \neq 0$  при  $x < x_f$  – называется **фронтом** прямой волны. Фронт прямой волны движется в сторону возрастания координаты  $x$  со скоростью  $v$ .

Составляющая напряжения  $u_{\text{обр}}$  представляет собой напряжение волны, движущейся в сторону убывания координаты  $x$ , т.е.

**обратной волны:**

$$u_{\text{обр}} = f_2(x + vt) = \varphi_2\left(t + \frac{x}{v}\right)$$

Координата фронта обратной волны характеризуется условием  $u_{\text{обр}} = 0$  при  $x < x_f$  и  $u_{\text{обр}} \neq 0$  при  $x > x_f$ . Фронт обратной волны

## 2. Первичные и вторичные параметры линий передачи с учетом поверхностного эффекта. (12 лекция)

Процесс распространения гармонических волн в проводящих средах сопровождается постепенным уменьшением амплитуд векторов напряженностей электрического и магнитного полей и плотности тока проводимости, связанных между собой уравнениями поля. Этот эффект наблюдается при распространении волны от поверхности проводника вглубь него. По этой причине эффект называется поверхностным, или скин-эффектом.

Рассмотрим, как влияет поверхностный эффект на погонные параметры двусвязных линий передачи.

(Из полученных данных) При высокой частоте внутренняя индуктивность проводников незначительна по сравнению с их внешней («воздушной») индуктивностью. Физическое объяснение этого факта можно связать с эффектом вытеснения тока к поверхности и, соответственно, уменьшением напряженности магнитного поля внутри сечения проводника.

Заметим, что аналогичное действие поверхностный эффект оказывает на погонные первичные параметры и двухпроводной линии.

(Полученные результаты позволяют сделать) Выводы, справедливые для двусвязных (и многосвязных) линий передачи:

- 1) вследствие поверхностного эффекта с ростом частоты, растет погонное омическое сопротивление линий, пропорционально корню от частоты;
- 2) погонная индуктивность линии практически не меняется и определяется внешней индуктивностью;
- 3) отношение погонных индуктивного сопротивления к омическому растет с ростом частоты пропорционально корню от частоты.

## 1. Влияние переходных процессов на процесс передачи информации. (7 лекция)

Даже в случае идеальных прямоугольных импульсов на входе длинной линии, в результате процесса распространения импульса вдоль линии возможны искажения его формы (например, затягивания фронта). Эти искажения возможны как на переднем фронте волны, так и на её заднем фронте (скате).

Самозатягивание фронта импульса может сказаться на процессе обработки информационных сигналов и извлечении достоверной информации, если исчезнет возможность идентификации фронта и ската импульса (затягивание обоих фронтов перекроют интервал паузы). В других случаях искажение фронта при применяемых видах кодирования на основе бинарных сигналов не приведет к потере информации.

Кроме затягивания фронта импульса возможно искажение фронта в виде коротких импульсов. Этому режиму соответствует включение в линию сосредоточенных емкостей. При применяемых видах кодирования на основе бинарных сигналов такие искажения могут быть восприняты системой обработки как изменение полярности сигнала и вызвать ложные срабатывания, т.е. приведет к потере информации.

Важно понимать, что процесс передачи сигналов (в том числе и бинарных информационных сигналов) вдоль длинных линий представляет в общем случае непрерывный (не в плане бесконечности функции переходного процесса при единичной коммутации, а бесконечном числе самих коммутаций) переходной процесс. Поэтому актуальна минимизация факторов, искажающих форму информационных сигналов при таких процессах.

## 2. Алгоритм расчета первичных параметров линий передачи на переменном токе. Поверхностный эффект. (12 лекция)

Процесс распространения гармонических волн в проводящих средах сопровождается постепенным уменьшением амплитуд векторов напряженностей электрического и магнитного полей и плотности тока проводимости, связанных между собой уравнениями поля. Этот эффект наблюдается при распространении волны от поверхности проводника вглубь него. По этой причине эффект называется **поверхностным, или скин-эффектом**.

Теперь рассмотрим эти явления с применением методов теории поля. Начнем анализ с рассмотрения явлений связанных с процессами, возникающими при распространении плоской гармонической волны в проводящей среде. Пусть однородная плоская гармоническая волна проникает в проводник с электрофизическими параметрами  $\sigma$ ;  $\mu$   $r = \text{const}$  через его плоскую поверхность  $z = 0$  (рис. 12.2), параллельную волновым (фазовым) плоскостям. Пусть проводник занимает всё полупространство. Пусть на поверхности проводника задано значение комплексной амплитуды одного из векторов поля волны, например  $H_{ym}(0)$ . Это **граничное условие**, которое на практике удобнее задавать в виде тока, что и будет сделано при дальнейшем рассмотрении. Пусть требуется найти распределение комплексных амплитуд векторов  $J$ ,  $E$  и  $H$  в проводнике.

Обратимся к уравнениям Максвелла в частотной области для проводящей среды в пренебрежении токами смещения в сравнении с токами проводимости

$$\text{rot } \underline{H}_m = \underline{J}_m,$$

$$\text{rot } \underline{E}_m = -j\omega\mu_a \underline{H}_m,$$

$$\text{div } \underline{H}_m = 0;$$

$$\text{div } \underline{J}_m = \text{div rot } \underline{H}_m = \nabla[\nabla, \underline{H}] = 0;$$

Продставив некоторые преобразования (см лекцию) получаем:

$$\frac{\partial J_{xm}}{\partial z} = -\mu_a \sigma H_{ym} = -j\omega\mu_0 \mu_r \sigma H_{ym}.$$

$$\frac{\partial J_{xm}}{\partial z} = -p^2 H_{ym}.$$

С учетом данных обозначений выражение запишется в виде  $\frac{\partial^2 H_{ym}}{\partial z^2} = p^2 H_{ym}$  получается дифференциальное уравнение для

$$\frac{\partial^2 H_{ym}}{\partial z^2} = p^2 H_{ym}.$$

составляющей  $H_{ym}$  вектора  $H$  в частотной области:

уравнением второго порядка и его решением является функция

$$H_{ym} = \underline{C}_1 e^{-pz} + \underline{C}_2 e^{+pz}, \quad (12.7)$$

Уравнение является обыкновенным дифференциальным

где  $\underline{C}_1 = C_1 e^{j\Psi_1}$  и  $\underline{C}_2 = C_2 e^{j\Psi_2}$  – постоянные интегрирования, подлежащие определению из граничных условий.

Физический смысл полученного решения следует из анализа выражения для мгновенных значений напряженности магнитного

поля  $H_y(t) = C_1 e^{-bz} \sin(\omega t - bz + \Psi_1) + C_2 e^{-bz} \sin(\omega t + bz + \Psi_2)$ .

Первое слагаемое в формуле (12.8) определяет бегущую волну, распространяющуюся в направлении возрастающих значений  $z$  (вглубь проводника) с фазовой скоростью

$$v = dz/dt = \omega/b = \sqrt{2\omega/\mu_0 \mu_r \sigma},$$

зависящей от частоты, и с длиной волны

$$\lambda = \frac{2\pi}{b} = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega/2\mu_0 \mu_r \sigma}} = \frac{2\pi\sqrt{2}}{\sqrt{\omega\mu_0 \mu_r \sigma}}.$$

### 1. Интегральные и дифференциальные параметры, характеризующие процессы в длинной линии. Их связь. (8 лекция)

Идеальный резистор – элемент электрической схемы. В идеальном резисторе связь между током  $i$  и напряжением  $u$  определена прямой пропорциональностью  $u = Ri$ , постоянный коэффициент которой  $R$  назван сопротивлением резистора.

Понятие индуктивности отражают эффект электромагнитной индукции, который для идеальной (и линейной) катушки во временной области запишется в виде  $u = L \frac{di}{dt}$ , а в частотной области имеет вид:  $U = j\omega L I$ , где  $L$  – собственная индуктивность катушки.

Конденсатором называют элемент электрической цепи, функциональное назначение которого определяется соотношением между током и напряжением вида:  $i = \partial q / \partial t = \partial(Cu) / \partial t$ , где  $q$  – заряд;  $C$  – коэффициент пропорциональности между напряжением и зарядом, называемый емкостью.

В структуре физической двухпроводной линии можно выделить области, в которых проявятся введенные интегральные понятия ток  $I$  и разность потенциалов, т.е. напряжение  $U$ . Остается открытым вопрос относительно связи этих понятий (или характеристик) двухпроводной линии друг с другом и с геометрическими размерами линии и её положением относительно окружающей среды.

Эта связь, в конечном итоге, определится структурой электромагнитного поля (электрической и магнитной составляющих) в линии. Структура поля в линии связана с интегральными параметрами, которые, в свою очередь, определяют интересующие на первичные параметры  $R_0$ ,  $G_0$ ,  $L_0$ ,  $C_0$  линии передачи. Связь составляющих поля и интегральных параметров линии можно

### 2. Витая пара – частный случай двухпроводной длинной линии. Преимущества витой пары. (11 лекция)

**Витой парой** называется вид двухпроводной линии связи, образованный с помощью скрутки проводов линии (рис. 11.11), которая применяется для уменьшения индуктивных помех, вызванных возникновением в проводниках источников напряжения помех  $e = M \frac{di}{dt}$  в соответствии с законом Фарадея, определяемых величиной взаимной индуктивности. Из рис. 11.11 видно, что на каждых «соседних шагах» скрутки в проводе суммарная ЭДС (наведенного за счет действия индукции  $\mathbf{B}$  внешнего поля напряжения (его называют напряжением помехи)) теоретически равна нулю (т.е. эти ЭДС взаимно компенсируются). Причем на всей длине витой пары (линии) этот эффект теоретически сохранится при четном числе скруток. При этом должно выполняться условие постоянства индукции внешнего поля хотя бы в пределах соседних скруток.

Промышленностью выпускаются различные типы витой пары, отличающиеся «Шагом скрутки» (длина  $l$  на рис. 11.11), но на практике достичь идеальных условий компенсации наводимых помех подбором длины шага не удается, да к этому и не стремятся.

С точки зрения первичных параметров витой пары можно утверждать, что они повторяют параметры двухпроводной линии, так как в каждом сечении проводники линии просто вращаются вокруг продольной оси не меняя своего взаимного положения.

#### Преимущества:

По сравнению с волоконно-оптическими и коаксиальными кабелями, использование витой пары обладает рядом существенных преимуществ. Такой кабель более тонкий, более гибкий и его проще устанавливать. Он также недорог. И вследствие этого, витая пара является идеальным средством передачи данных для офисов или рабочих групп, где нет электромагнитных помех.

На видео, которое транслируется при помощи витой пары, значительно меньше помех, по сравнению с передаваемым по коаксиальному кабелю сигналом. Кроме этого витая пара дает возможность передавать видео с нескольких приемников по одному



### 1. Структура электромагнитных полей двухпроводной линии. (8 лекция)

Двухпроводная линия – простейшая электродинамическая (полевая) структура, применяемая для канализации информационных сигналов. Особенность поля в такой структуре проводящих тел заключается в плоскопараллельном характере, т.е. в независимости составляющих поля от продольной координаты линии передачи, что физически объяснимо продольной однородностью и осевой симметрией этой полевой структуры. Это значит, что в поперечной плоскости линии передачи поле описывается системой уравнений на плоскости (т.е. уравнения рассматриваются в двумерной области). Кроме того, в частотном диапазоне, в котором обоснованно применяются такие линии передачи (на практике, это диапазон частот до сотен мегагерц), допустимо приближение независимости электрических и магнитных полей.

Исходя из этих замечаний, допустимо осуществление независимого анализа электрических и магнитных полей двухпроводной линии в плоскости поперечного сечения.

#### Методы расчета электромагнитных полей. (8 лекция)

Расчет электростатических полей является важным этапом определения конструктивного параметра – емкости элементов электрических цепей как с сосредоточенными (конденсаторов), так и с распределенными параметрами (удельных или погонных емкостей). В общем случае расчет электростатических полей осуществляется интегрированием уравнения Пуассона (или Лапласа) для скалярного потенциала при учете граничных условий.

Скалярный потенциал – вспомогательная функция, характеризующая электростатическое поле, при помощи которой можно выразить состояние поля в любой точке. **Поля, характеризуемые скалярным потенциалом, называются безвихревыми или потенциальными.**

Уравнение Пуассона для скалярного потенциала возникает в результате подстановки в уравнение теоремы Гаусса

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = \int_V \rho dV = Q$$

При этом уравнение (названное уравнением Пуассона) примет вид:

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{\rho}{\epsilon_0 \epsilon_r}$$

Уравнение Лапласа отличает от уравнения Пуассона равенство нулю правой части (т.е. отсутствие в полевой структуре свободных зарядов).

Однако в ряде практически интересных, но простейших задач, применение уравнения Пуассона не рационально и оказывается более удобным применение непосредственно выражений по закону Кулона или теоремы Гаусса (которая есть математическое представление закона Кулона). Причем при расчете полей в геометрически симметричных моделях теорему Гаусса рационально применить в интегральной форме. Важно понимать, что в инженерной практике большинство реальных полевых структур сводится к достаточно простым моделям, расчет полей в которых можно осуществить указанными выше методами с применением метода суперпозиции.

### 2. Понятие о переходных процессах в длинной линии. (7 лекция)

Переходные процессы в длинных линиях результат изменения конфигурации цепи, т.е. коммутации каких-то элементов цепи, или изменении вида воздействующей функции, в том числе и возникновение воздействия в результате паразитных связей с соседними линиями или процессами, как искусственного (например, коммутации мощного оборудования), так и естественного (например, молниевые импульсы).

Вид переходных процессов в цепях с распределенными параметрами проявляется в результате решения дифференциальных уравнений длинной линии. Ограничимся анализом процессов в однородной длинной линии.

Система дифференциальных уравнений для однородной линии имеет вид:

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = r_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = g_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases}$$

где  $r_0, g_0, L_0, C_0$  – первичные параметры единицы длины линии, а  $x$  – координата выбранной точки, отсчитываемая от начала линии.

Общий вид решений этих уравнений для однородной линии записывается так:

$$u = f_1(x - vt) + f_2(x + vt) = u_{\text{пр}} + u_{\text{обр}}; i = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} [f_1(x - vt) - f_2(x + vt)] = i_{\text{пр}} - i_{\text{обр}},$$

где  $v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$  – называется **скоростью волны** или **волновой скоростью** и численно равна **фазовой скорости**. Функции  $f_1(x)$  и  $f_2(x)$  – распределения вдоль линии соответственно прямой и обратной волн напряжения  $u_{\text{пр}}$  и  $u_{\text{обр}}$  в момент времени  $t = 0$ .  $u_{\text{пр}}(t)$  выражает напряжение волны, движущейся в направлении возрастания координаты  $x$ , т.е. **прямой волны**.

$$u_{\text{пр}}(x, t) = \varphi_1\left(t - \frac{x}{v}\right)$$

Точка линии с координатой  $x_f$ , для которой справедливо условие, что  $u_{\text{пр}} = 0$  при  $x > x_f$  и  $u_{\text{пр}} \neq 0$  при  $x < x_f$  – называется **фронтом** прямой волны. Фронт прямой волны движется в сторону возрастания координаты  $x$  со скоростью  $v$ .

Составляющая напряжения  $u_{\text{обр}}$  представляет собой напряжение волны, движущейся в сторону убывания координаты  $x$ , т.е. **обратной волны**:

$$u_{\text{обр}} = f_2(x + vt) = \varphi_2\left(t + \frac{x}{v}\right)$$

Координата фронта обратной волны характеризуется условием  $u_{\text{обр}} = 0$  при  $x < x_f$  и  $u_{\text{обр}} \neq 0$  при  $x > x_f$ . Фронт обратной волны

### 1. Теорема Умова-Пойнтинга. (9 лекция)

Из уравнений Максвелла может быть получена основная теорема электромагнетизма, выражающая закон сохранения энергии электромагнитного поля. Теорема является одной из двух квадратичных форм (вторая форма называется леммой Лоренца) для системы этих уравнений.

Уравнения Максвелла принимают вид дифференциальных соотношений:

$$\left\{ \begin{array}{l} [\nabla \mathbf{H}] = \mathbf{J}^* + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ [\nabla \mathbf{E}] = -\frac{d\mathbf{B}}{dt}, \\ \nabla \mathbf{D} = \rho, \\ \nabla \mathbf{B} = 0. \end{array} \right. \quad \text{или} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}^* + \frac{d\mathbf{D}}{dt}, \\ \text{rot } \mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt}, \\ \text{div } \mathbf{D} = \rho, \\ \text{div } \mathbf{B} = 0. \end{array} \right.$$

Обратимся к первому и второму уравнениям Максвелла в дифференциальной форме и, умножив первое уравнение на вектор  $\mathbf{E}$ , а второе – на вектор  $\mathbf{H}$ , и вычитая из второго уравнения первое, получим:

$$\mathbf{H} \text{ rot } \mathbf{E} - \mathbf{E} \text{ rot } \mathbf{H} = -\frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\epsilon_a E^2}{2} - \frac{\mu_a H^2}{2} \right) - \sigma E^2 - \mathbf{J}^{\text{ct}} \mathbf{E}.$$

Используя равенство  $\nabla[\mathbf{E}, \mathbf{H}] = \mathbf{H}[\nabla, \mathbf{E}] - \mathbf{E}[\nabla, \mathbf{H}]$ , получим:

$$\text{div}[\mathbf{E}, \mathbf{H}] = -\frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\epsilon_a E^2}{2} - \frac{\mu_a H^2}{2} \right) - \sigma E^2 - \mathbf{J}^{\text{ct}} \mathbf{E}$$

Проинтегрируем полученное выражение по любому объему  $V$  и, применив теорему Остроградского – Гаусса, получим:

$$-\int_V \mathbf{J}^{\text{ct}} \mathbf{E} dv = \frac{\partial}{\partial t} \int_V \left( \frac{\epsilon_a E^2}{2} - \frac{\mu_a H^2}{2} \right) dv - \int_V \sigma E^2 dv + \int_S [\mathbf{E}, \mathbf{H}] \mathbf{n} ds.$$

Это выражение представляет теорему Умова-Пойнтинга о балансе мощностей электромагнитного поля. Левая часть выражения – мгновенная мощность, отдаваемая сторонними источниками тока, расположенными в объеме  $V$  (рис). Первое слагаемое в правой части – мгновенная мощность, накапливаемая в объеме  $V$ , второе – мгновенная мощность, расходуемая на нагрев среды объема  $V$ , а третье – мгновенная мощность, излучаемая из этого объема через поверхность  $S$ , ограничивающую объем  $V$ , в окружающее пространство.

Подынтегральное выражение в последнем слагаемом, обозначаемое  $\mathbf{\Pi} = [\mathbf{E}, \mathbf{H}]$ , представляет собой мгновенное значение вектора плотности потока мощности через единичную площадку  $ds$  поверхности  $S$ , называется **вектором Пойнтинга**. Вектор Пойнтинга образует с векторами  $\mathbf{E}$  и  $\mathbf{H}$  правовинтовую систему. При этом интеграл  $\int [\mathbf{E}, \mathbf{H}] \mathbf{n} ds$ , распространенный по замкнутой поверхности  $S$ , имеет физический смысл полной мощности, излучаемой из объема  $V$ . При этом, в случае наложения, например, электростатического поля на магнитостатическое поле, вектор Пойнтинга может иметь конечное значение в некоторых точках объема, но при этом  $\text{div} \mathbf{\Pi} = \mathbf{H} \text{ rot } \mathbf{E} - \mathbf{E} \text{ rot } \mathbf{H} = 0$ , так как  $\text{rot } \mathbf{E} = 0$  и  $\text{rot } \mathbf{H} = 0$ , и, соответственно:  $\int [\mathbf{E}, \mathbf{H}] \mathbf{n} ds = \int \text{div} dv = 0$ , т.е. при такой системе полей излучения из объема нет.

Теорема Умова-Пойнтинга позволяет производить оценку мощности излучаемой электродинамической системой в окружающее пространство, что важно при проектировании антенных систем и решении задач электромагнитной совместимости различных технических средств, а также – энергии, накапливаемую и теряемую в системе.

#### Понятие вектора Пойнтинга. (9 лекция)

Вектор Пойнтинга – феноменологическое понятие, т.е. понятие, которое подтверждается анализом физического смысла других составляющих выражения теоремы Умова-Пойнтинга. Интерпретация основана на проведении измерений мощности передаваемой по линиям передачи и по свободному пространству, при излучении мощности антеннами.

Вектор Пойнтинга, в пространстве вокруг излучателя или в сечениях линии передачи позволяет осознать суть процессов, происходящих при передаче мощности.

### 2. Расчет первичных параметров двусвязной длинной линии (двухпроводной и коаксиальной). (11 лекция)

Первичные параметры длинной линии  $g_0$ ,  $L_0$ ,  $g_0$ ,  $C_0$  для двусвязных линий передачи рассчитываются в приближении квазистатических электрических и квазистационарных магнитных плоскостных параллельных полей. Причем в низкочастотной области значения погонных продольного сопротивления  $r_0$  и поперечной проводимости  $g_0$  можно найти как удельное сопротивление проводника на постоянном токе и поперечных токах утечки  $I_y$  в диэлектрике изоляции между проводами или жилой и оболочкой

$$g_0 = \frac{I_y}{U} = C_0 \frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r},$$

или из формулы связывающей погонную ёмкость и поперечную проводимость. Погонная ёмкость определится из уравнения, которое связывает линейный заряд на проводах (или проводниках) линии передачи и приложенную между ними разность потенциалов  $U$  формулой  $\tau = C_0 U$ . Особого рассмотрения требует задача определения погонной индуктивности  $L$

**1. Анализ физических процессов передачи энергии в плоскопараллельных системах. (9 лекция)**

Плоскопараллельными системами называют системы, формирующие плоскопараллельное поле. Основное внимание при изучении таких систем уделяется двухсвязанным линиям передачи.

В отличие от скалярного  $\phi$  и векторного  $\mathbf{A}$  потенциалов электростатического ( $\partial / \partial t \rightarrow 0$  и  $\mathbf{J} = 0$ ) и стационарного ( $\partial / \partial t \rightarrow 0$  и  $\mathbf{J} \neq 0$ ) полей, потенциалы электромагнитного поля называют «запаздывающими» – т. е. учитывающими время распространения волны. На поверхности проводов  $A_z(x, y) \neq \text{const}$ , так как магнитные линии пересекают эту поверхность.

Поток энергии, проходящей в единицу времени через поперечное сечение линии равен передаваемой по линии мощности. Причем этот поток сосредоточен в пространстве между проводами линии, которые выполняют роль волноведущей структуры. Часть потока, ответвляющаяся внутрь каждого провода, равная  $RI^2$ , определяет потери мощности.

Полезная мощность в двухпроводных линиях передается в пространстве между проводами.

Передача электромагнитной энергии (распространение электромагнитных волн) в двухпроводной линии (направляющей структуре) происходит в пространстве между проводниками. Это справедливо не только для двухпроводных направляющих структур, но и для иных типов линий, что будет показано ниже.

**2. Конструктивные типы линий передачи информации. (11 лекция)**

Обязательные конструктивные параметры соответствуют коаксиальным и волноводным линиям передачи.

Конструктивные параметры коаксиальных линий передачи определяются двумя основными причинами.

В-первых, при каскадном соединении (т.е. соединении конца одной линии к началу следующей) линий для обеспечения согласованного режима необходимо выполнение равенства сопротивлений, что, при условии выполнения согласования отрезков линий на их противоположных концах, приводит к необходимости равенства их волновых сопротивлений. Поэтому в технике применяют коаксиальные линии с установленным стандартом (ГОСТ 20465-85, ГОСТ РВ 51914-2002 «гармонизированными» с международным MIL-C-39012) значением волновых сопротивлений. Вторая причина, ограничивающая номенклатуру коаксиальных линий определяется конструкцией соединителей. Для соединения коаксиальных линий применяют специальные разъёмы или «присоединители», которые обеспечивают соединение центрального проводника (говорят «жилы») и одновременно соединение «оболочки».

**1. Области (частотные и функциональные) применения различных линий. (11 лекция)**

Частотный диапазон рационального применения различных видов линий передачи одновременно указывает и на функциональную область их возможного применения. Это объясняется определенной связью между частотной областью, выделяемой Комитетом по радиочастотам для применения в конкретных целях в конкретной географической области. Так, например, для создания локальных сетей с применением радио удлинителей (называемых *Wi-Fi* или *Bluetooth* системами) используется область частот около 2,5 ГГц, в которой рационально применяются коаксиальные кабели. С другой стороны, создание кабельных локальных сетей обеспечивается применением двухпроводных линий (в виде витых пар), а при высоких тактовых частотах (которые в настоящее время достигают 3...5 ГГц) и с применением коаксиальных линий.

Коаксиальные линии применяют для создания систем GPS или ГЛОНАСС, которые работают в диапазоне частот от 1,5 ГГц до 2 ГГц.

Применение волноводных линий передачи связано с частотными диапазонами, используемыми в системах MMDS и LMDS (связь точка-точка и точка-многоточка). В настоящее время в системах LMDS освоен диапазон частот до 8 ГГц и осваивается диапазон частот 24 ГГц.

К волноводным линиям, применяемым в системах цифровой обработки и передачи данных можно отнести и оптоволоконные линии передачи. Как мы уже знаем, это особый вид диэлектрических волноводов, применяемый в оптическом диапазоне длин волн. Такие линии широко используются в рабочих средах, насыщенных сильными электромагнитными полями, которые в отношении полезных сигналов цифровой информации выступают в виде помех. В варианте преобразования частотных спектров полезных сигналов в оптический диапазон, сильные помеховые воздействия оказываются резко отстроенными по частоте от помех. Кроме того, волоконно-оптические линии не взаимодействуют с относительно низкочастотными полями, независимо от их уровня.

**2. Особенности моделей длинных линий односвязных структур линий передачи. (12 лекция)**

В отличие от двусвязных линий, в односвязных структурах нет видимых позиций для введения интегральных характеристик напряжения (поперечного) и тока (продольного), как, например, это сделано в двухпроводной линии или коаксиальной линии. Это препятствует возможности введения первичных параметров таких структур. Кроме того, введение вторичных параметров односвязных структур с применением традиционных для двусвязных линий соотношений между током и напряжением также невозможно ввиду отсутствия последних