

**Красное** – прямое цитирование Геворкяна, **выделенное** – примеры, которые я не понимаю, нужны или нет

## 41. Первичные и вторичные параметры линий передачи с учетом поверхностного эффекта.(Лекция 12)

Первичные и вторичные параметры линии передачи с учетом поверхностного эффекта для двухсвязной линии передач обладают следующими свойствами:

- 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.

Для доказательства данных выводов приведем краткое решение задачи:

Пусть коаксиальная линия имеет медную жилу диаметром  $2r_1 = 5$  мм. Внутренний диаметр медной оболочки  $2r_2 = 10$  мм, а внешний её диаметр  $2r_3 = 12$  мм. Определить сопротивление токопровода на одном метре его длины при частоте 1 МГц

Решение:

Сопротивление коаксиального кабеля на единицу длины определяется выражением:

$$\underline{Z}_{\text{пог}} = \underline{Z}_{\text{ж}} + \underline{Z}_{\text{об}} + j\omega L_0$$

где  $\underline{Z}_{\text{ж}}$  и  $\underline{Z}_{\text{об}}$  – погонные комплексные сопротивления соответственно жилы и оболочки;  
 $L_0$  – погонная воздушная (внешняя) индуктивность, обусловленная магнитным потоком, замыкающимся между жилой и оболочкой

Частоте 1 МГц соответствует условная глубина проникновения электромагнитной волны в медь  $z_0 = 1/b = 0,067$  мм (**см. задачу 12.1 из предыдущего билета**). Так как радиус жилы и толщина оболочки сильно меньше, то при расчете сопротивления в этих проводящих средах можно считать поверхностный эффект сильно выраженным, а волну – плоской, подобной плоской волне в пластине. При этом сопротивление цилиндрического проводника, приближенно описывается соотношением. **Формула 12.16 – комплексное сопротивление на единицу длины (чтобы это не значило) для плоской среды**

(Сильно выраженный поверхностный эффект – тот эффект, при котором можно считать что глубина проникновения такая маленькая, что каждый из проводников можно считать бесконечным и что если кривизна поверхностей много больше глубины проникновения, то можно считать такую среду плоской)

$$\underline{Z} = \frac{1+j}{u} \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\sigma}} = \frac{1+j}{u z_0 \sigma}, \quad (12.16)$$

Где  $u$  – периметр поперечного сечения проводника.

Далее при расчете учитываем вектор Пойнтинга через площадь поверхности проводника и находим тем самым  $\underline{Z}_{\text{ж}}$  и  $\underline{Z}_{\text{об}}$ .

Для расчета  $L_0$  полагаем, что по жиле идет ток  $I$ . Далее через поток индукции выражаем:

$$\Phi = \int_{r_1}^{r_2} \mu_0 H_\alpha dr = \int_{r_1}^{r_2} \mu_0 \frac{I}{2\pi r} dr = \mu_0 \frac{I}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1},$$

$$L_0 = \frac{\Phi}{I} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1}.$$

Подставляем все полученные значения в первую формулу и получаем числовое значение:

$$Z_{\text{пог}} = \frac{(1+j)}{2\pi r_1 z_0} + \frac{(1+j)}{2\pi r_2 z_0} + j\omega\mu_0 \ln \frac{r_2}{r_1}.$$

$$Z_{\text{пог}} = 0,017(1+j) + 0,0085(1+j) + j1,61 \text{ Ом/м} = 0,0255 + j1,64 \text{ Ом/м}.$$

Числовое соотношения после финальной формулы показывает, что в жиле сопротивление больше, чем в оболочке, но оно все равно дает небольшую добавку

Из полученных данных видно, что величина сопротивления характеризуется в основном 0.0255 – погонным сопротивлением жилы и 1.64 – внешней индуктивности кабеля.

Из полученных данных видно, что при высокой частоте внутренняя индуктивность проводников незначительна по сравнению с их внешней («воздушной») индуктивностью.

Также благодаря вычислениям можно сравнить сопротивление (активное и реактивное) по переменному и постоянному току.

Сопротивление по постоянному току на 1м длины токопровода:  $R_0 = 1/(S_{\text{ж}} \sigma) + 1/(S_{\text{об}} \sigma)$ , где

$$S_{\text{ж}} = \pi r_1^2 \quad S_{\text{об}} = \pi (r_3 - r_2)^2.$$

Подставим При  $\sigma = 5 \cdot 10^7 \text{ См/м}$ ,  $r_1 = 0,0025 \text{ м}$ ,  $r_2 = 0,005 \text{ м}$ ,  $r_3 = 0,006 \text{ м}$

Величина сопротивления  $R_0 = 0,00143 \text{ Ом}$ .

Активное сопротивление при 1 МГц больше этой величины в  $0,0255 / 0,00143 = 18$  раз, а полное сопротивление (т.е. модуль комплексного сопротивления) примерно равно  $\omega L$  больше этой величины в  $1,64 / 0,00143 = 1147$  раз.

То есть на переменном токе погонное сопротивление больше примерно в 1000 раз, чем на постоянном токе.

Тем самым мы доказали выше написанные выводы.

## 42. Особенности моделей длинных линий односвязных структур линий передачи. (Лекция 12)

Особенностью моделей длинных линий односвязных структур линий передач является то, что нет возможности рассматривать первичные параметры. В односвязных линиях нет величин  $r_0$ ,  $Z_0$ ,  $C_0$ ,  $L_0$

Т.е. нет видимых позиций для введения интегральных характеристик напряжения (поперечного) и тока (продольного). Кроме того, введение вторичных параметров односвязных структур с применением традиционных для двусвязных линий соотношений между током и напряжением также невозможно ввиду отсутствия последних.

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.

Это справедливо для односвязных структур, как в виде полых волноводов, так и диэлектрических волноводов. Ограничим рассмотрение структурами полых волноводов.

Так, в волноводе прямоугольного поперечного сечения с низшей ТЕ-волной, т.е. это волной  $H_{10}$ , у которой отсутствует вариация составляющей поля вдоль оси  $y$ , а структура полей соответствует системе формул (11.48) в лекции

№11:

$$\left. \begin{aligned} \underline{E}_{ym} &= \frac{\pi}{a} \underline{D} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\alpha z}; \\ \underline{H}_{xm} &= \frac{\alpha}{\omega\mu_0} \underline{E}_{ym} = \frac{\pi\alpha}{a\omega\mu_0} \underline{D} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\alpha z}; \\ \underline{H}_{zm} &= \frac{k^2 - \alpha^2}{-j\omega\mu_0} \underline{E}_{ym} = \frac{k^2 - \alpha^2}{-j\omega\mu_0} \underline{D} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\alpha z}; \\ \underline{E}_{xm} &= 0; \quad \underline{H}_{ym} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (11.48)$$

$$\alpha^2 = k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \text{ и } \lambda_{\text{кр } 10} = 2a,$$

где постоянная распространения

волновое сопротивление можно ввести (по некоторой аналогии с волной в свободном пространстве, см. предыдущую лекцию) как отношение

$$\frac{\underline{E}_{ym}}{\underline{H}_{xm}} = \frac{\frac{\pi}{a} \underline{D} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\alpha z}}{\frac{\pi\alpha}{a\omega\mu_0} \underline{D} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\alpha z}} = \frac{\omega\mu_0}{\alpha}. \quad (12.17)$$

Полученное соотношение имеет размерность Ом и справедливо и для отношения амплитуд составляющих поля и для их значений в любой точке поперечного сечения. Тем не менее, само это понятие в этом, или ином варианте не имеет практического применения при расчете волноводных структур (Это соотношение не используется на практике, потому что оно не имеет связи с затуханием)

Иное дело – 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. Достаточно следовать аналогии рассмотрения волн в проводящих средах. 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 (вызывают изменения только амплитуды). Но постоянная распространения становится комплексной величиной. Тогда, переобозначив введенную в лекции №11 постоянную распространения  $\alpha$  продольной зависимости поля в односвязной линии на  $\gamma$  (при этом прежняя  $\alpha$  станет называться  $\beta$ ), запишем:

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta. \quad (12.18)$$

При этом продольная зависимость поля аналогично волне в проводящей среде описывается множителем:

$$e^{-\underline{\gamma}z} = e^{-\alpha z} e^{-j\beta z},$$

где подобно тому, как это принято для волн в безграничной среде **так и в волноводе**,  $\alpha$  называется коэффициентом затухания, а  $\beta$  – коэффициентом фазы. Общий вид коэффициента затухания может быть найден из энергетических соображений.

Для нас более важной является оценка потерь в проводнике, **потому что прямолинейные волноводы диэлектриками обычно не заполняются** и чаще находят применение полые (или, если говорить о коаксиальных линиях, то – практически полые, за исключением внутренних элементов крепления жилы) волноведущие структуры.

Рассмотрим вопрос о затухании, обусловленном потерями в проводнике. Обратимся к проведенному в начале лекции анализу явления поверхностного эффекта (см. билет 41). Магнитное поле на поверхности стенок линии будем считать известным:  $H_\tau = H_0$ . Тогда (аналогично выводу формулы (12.16)) можно найти направленный внутрь проводника (по нормали  $\mathbf{n}$ ) вектор Пойнтинга:

$$\underline{\Pi} = \frac{1}{2} \left[ \underline{\mathbf{E}}, \underline{\mathbf{H}}^* \right] = \frac{Z_B}{2} \mathbf{n}^0 (H_{0m})^2 = \mathbf{n}^0 (H_{0m})^2 \frac{1+j}{2} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} = \mathbf{n}^0 (H_{0m})^2 \frac{1+j}{2\sigma z_0}, \quad (12.33)$$

полную мощность

$$P = P_a + jP_p = \frac{1+j}{2\sigma z_0} \int_S (H_{0m})^2 ds, \quad (12.34)$$

и мощность потерь, как вещественную часть формулы (12.34)

$$P_a = \frac{1}{2\sigma z_0} \int_S (H_{0m})^2 ds. \quad (12.35)$$

Из (12.35) следует, что при идеальной проводимости стенок линии тепловые потери в стенках отсутствуют. Одновременно, с ростом частоты, с уменьшением  $Z_0$ , потери растут (т.к. «сечение протекания тока» уменьшается).

Теперь, применив формулу (12.35), вычислим потери в направляющем проводнике системы, отнесенные к единице её длины:

$$p_a = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \left[ \frac{1}{2\sigma z_0} \int_{\Delta S} (H_{0m})^2 ds \right].$$

Здесь  $\Delta S$  – полоска проводящей поверхности шириной  $\Delta z$  (рис. 12.4), а поле  $H_{0m}$  идентично полю системы без потерь:  $H_{0m} = H_m$  на  $S$  при  $\sigma \rightarrow \infty$ .

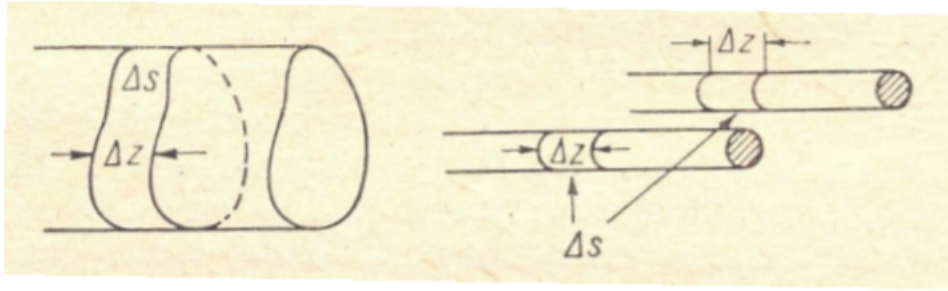


Рисунок 12. 4 – Пояснение к расчету погонных потерь

При этом

$$p_a = \frac{1}{\Delta z} \left[ \frac{\Delta z}{2\sigma z_0} \oint_{L_n} (H_{0m})^2 dl \right] = \frac{1}{2\sigma z_0} \oint_{L_n} (H_{0m})^2 dl, \quad (12.36)$$

где  $L_n$  – контур поперечного сечения, а для многосвязной системы – совокупность всех контуров.

Подставляя (12.36) и (12.24a) в (12.23), получим:

$$\alpha_{np} = \frac{p_{np}}{2P} = \frac{\frac{1}{2\sigma z_0} \oint_{L_n} (H_{0m})^2 dl}{2 \frac{1}{2Z_B} \int_S (E_{ym})^2 ds} = \frac{\frac{1}{\sigma z_0} \oint_{L_n} (H_{0m})^2 dl}{2Z_B \int_S (H_{0m})^2 ds}. \quad (12.37)$$

Для потерь могут быть найдены численные данные, выше приведены общие формулы 12.36 и 12.37

В условии задачи стенки были идеально гладкие, на самом деле, в результате естественной шероховатости стенок волноводов измеряемые затухания оказываются обычно больше вычисляемых по формуле (12.37). (Если у поверхности есть какая-то неоднородная величина, то площадь поверхности этим увеличивается, то есть увеличивается поперечное сечение через которое проникает эл маг волна, т.е. длина по которой бежит поверх ток, то ток вызывает большие вносимые потери, то есть больше коэф затухания. (это в результате критической частоты, до нее работают формулы 12.37)

Итак, отличие направляемых волн в реальных системах с потерями носит принципиальный характер, хотя количественные изменения поперечной структуры поля обычно незначительны. Так, например, легко сообразить, что продольный ток в проводнике, направляющем ТЕМ- или Н- волны, вследствие конечной проводимости неизбежно вызывает Е- компоненту.

В тех случаях, когда направляющей системе свойственны волны различного строения, распространяющиеся с одинаковыми скоростями (случай вырожденных волн), наличие потерь часто приводит к особой связи между ними, проявляющейся таким образом, что независимое существование этих волн становится невозможным. Поле реальной направляющей системы с потерями в этом случае может сильно отличаться от полей каждой из волн в отдельности, независимых лишь в идеальной системе.

(тут пример расчета затухания основной волны в прямоугольном волноводе) 12.38 пренебрежимо в сравнении с 12.39, то есть потери идут в основном на тепло в стенках )

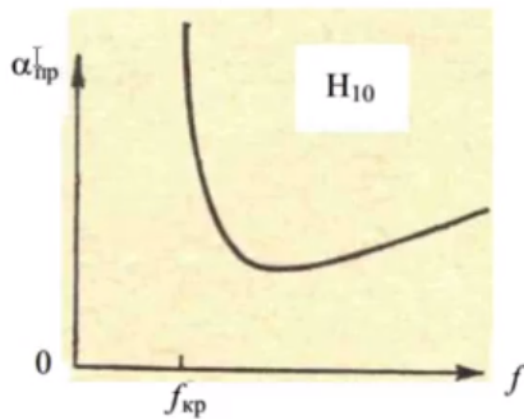


Рисунок 12.5 – Зависимость потерь в стенках прямоугольного полого волновода с волной  $H_{10}$

Структура коэфз затухания в проводящей среде, который характеризует свойства прямоугольного волновода

Аналогично волноводным структурам, ВОЛС (волоконно-оптические линии) характеризуются только вторичными параметрами, важнейшим из которых является потери передаваемой мощности, которые (наряду с дисперсионными свойствами фазовой скорости спектра частот импульсного сигнала, искажающими форму временной функции сигнала) определяют длину ретрансляционного участка линии связи, т.е. расстояние на которое можно передавать сигнал без усиления.

В отличие от прям.волновода свойства ВОЛС характеризуют понятия диэлектрическое затухание и затухание за счет рассеивание энергии в окружающие пространство

Существуют две главные причины потерь в световодах: поглощение и рассеяние энергии.

Потери на рассеяние (переизлучение) энергии «разделяются» на линейное и нелинейное рассеяние. Нужно знать

При линейном рассеянии мощность рассеивается пропорционально мощности падающей волны. В этом случае происходит частичное изменение направления потока энергии (изменение и уменьшение потока энергии). При нелинейном рассеянии в спектре рассеиваемой мощности наблюдаются новые частотные компоненты. Приводит к увеличению спектра сигнала, что приводит к увеличению частотных искажений, а значит искажение сигнала.

Перечисленные причины соответствуют потерям и затуханию энергии в одиночных прямолинейно расположенных волоконных световодах (обозначено  $\alpha_v$ ). В процессе изготовления ВОЛ возникают дополнительные, так называемые кабельные потери ( $\alpha_k$ ), которые обусловлены деформацией оптических волокон в процессе изготовления кабеля, скруткой, изгибами волокон, отклонениями от прямолинейности, а также термомеханическими воздействиями на волокна при наложении покрытий и оболочек и другими техническими факторами. Кабельные потери существенно зависят от принятой технологии производства, конструкции кабеля и качества изготовления. Их можно классифицировать примерно по следующей схеме:

$\alpha_1$  – вследствие микроизгибов оптических волокон;

$\alpha_2$  – вследствие макроизгибов оптических волокон и других нарушений их прямолинейности;

$\alpha_3$  – за счет потерь в защитной оболочке;

$\alpha_4$  – вследствие термомеханических воздействий на волокно в процессе изготовления кабеля.

Поэтому в реальных кабелях затухание будет равно  $\alpha = \alpha_v + \alpha_k$ .



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

Реальные направляющие системы нерегулярны. Всякая система соединяется с генератором и приемником – «нагрузкой», которому отдается энергия (часто с помощью специальных элементов связи). Между генератором и приемником могут включаться различные устройства, предназначенные для регулирования и контроля передачи.

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 (два полюса), 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).

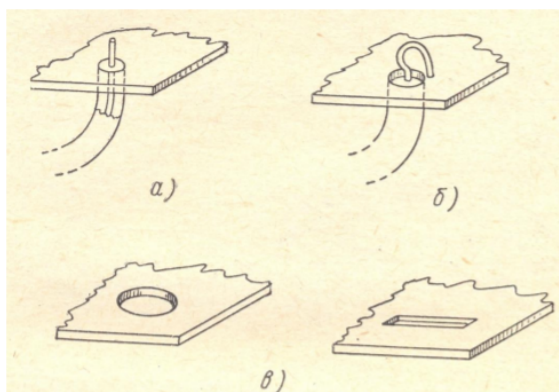


Рисунок 13.3 – Виды возбуждателей электромагнитных волн в направляющих системах

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.

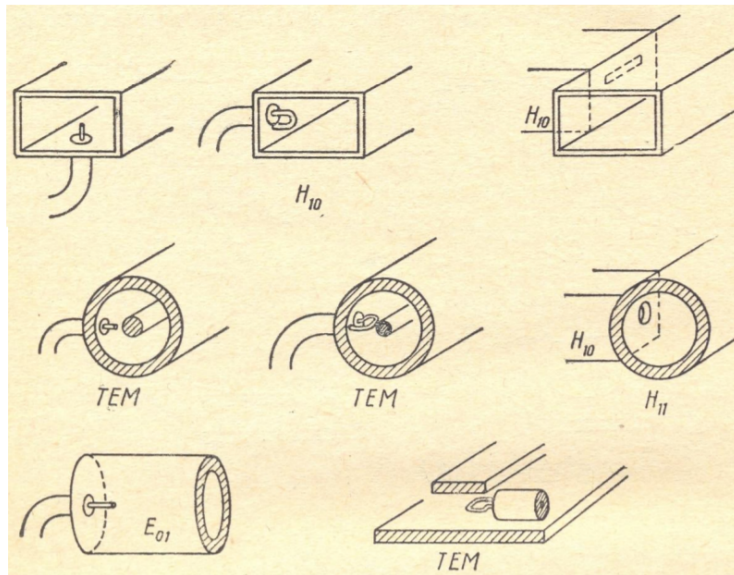


Рисунок 13.4 – Способы возбуждения различных волн в различных направляющих системах

Теорема взаимосвязи: Независимо от свойств всего промежуточного пространства (лишь бы оно не содержало анизотропных и нелинейных элементов) условия передачи из области V1 в область V2, как и в обратном направлении – одинаковы.

Щелях в металлической оболочке – один из видов элементов связи, удобный по своему конструктивному исполнению, не требующему размещения дополнительных компонентов. Если выполненное отверстие пересекают линии поверхностных токов на стенке направляющей системы, то отверстие (или щель) излучают вторичные (по отношению к полю, порождающему поверхностный ток) поля. Если требуется, чтобы щель практически не излучала, она прорезается параллельно направлению поверхностного тока на стенки направляющей системы (т.е. ортогонально магнитным силовым линиям на оболочке). Наоборот, щель пересекающая путь тока под прямым углом (идущая по магнитной силовой линии), излучает наиболее интенсивно. Этим правилом пользуются при создании элементов связи линий передачи, а также при создании элементов связи линий передачи со свободным пространством, которые называются антенны (приемо/передающие).

В силу поперечной структуры полей в двусвязных линиях (с волной TEM) элементы связи представляют наиболее простой из возможных вариантов – диполи (или Герца или Фитцджеральда), показанные на рис. 13.4.

Итак,

$$\underline{D} = -j \frac{\lambda}{2a} \frac{I_m h}{ab} \frac{\sin \frac{\pi x_1}{a}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = -j \frac{\pi c}{a} \frac{p_m}{S} \frac{\sin \frac{\pi x_1}{a}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \quad (13.18)$$

где  $p_m = \frac{I_m h}{\omega}$  – момент диполя,  $S$  – площадь поперечного сечения.

Из (13.18) следует, что амплитуда возбуждаемой волны пропорциональна моменту диполя и зависит от его расположения, а также от длины волны  $\lambda$ .

Возбуждение отсутствует, когда излучатель находится у стенки ( $x_1 = 0$  или  $x_1 = a$ ), оно максимально при  $x_1 = a/2$ .

Амплитуда обращается в бесконечность при  $\lambda \rightarrow 2a$ , когда ширина горизонтальной стенки волновода становится равной половине длины волны  $\lambda$  и наступает «поперечный резонанс».



Следует понимать, что этот вывод относится к идеальной системе без потерь. При наличии потерь формула (13.18) в том виде, как она записана, неприменима вблизи  $f = f_{кр}$ .

#### 44. Типы выходных элементов информационных каналов. (Лекция 13)

Согласно теореме взаимности, выходные элементы - аналог входных элементов

Приемная и передающая сторона эквивалентны и в коаксиале, и в прямоугольном волноводе (и там и там не происходит изменения плоскости поляризации – ориентация напряжённости силовых линий электрического магнитного поля)

Выходными элементами информационных каналов в приёмно-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 каскадов. (тут возможная описка очередная, но Геворкяну было похуй)

Возможно дополнительная информация есть еще в 45 билете, но я не уверена