

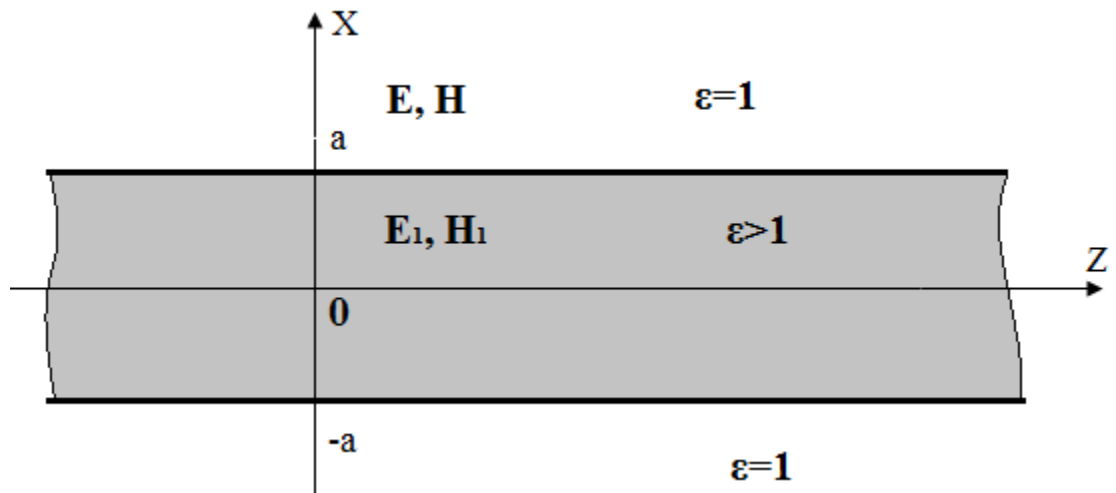
## Диэлектрические волноводы

Теория диэлектрических волноводов была разработана достаточно давно, но они долгое время не находили значительного применения. Это связано с тем, что энергия направляемых электромагнитных волн передается не только по поперечному сечению волновода, но и в некоторой окрестности от него, что приводит к неудобству крепления волноводных линий. Вторым недостатком таких волноводов по сравнению с металлическими пустотелыми волноводами и коаксиальными кабелями было то, что конструкция диэлектрического волновода является не экранированной, что позволяет помехам проникать внутрь волновода. Еще одним недостатком являлось излучение из диэлектрического волновода в окружающую среду вблизи неоднородностей структуры волновода.

Но на базе уже разработанной теории появились устройства, которые стали широко использоваться в радиотехнике и системах связи. Такими устройствами явились диэлектрические резонаторы, электродинамическая теория которых близка к теории волноводов. Но по мере развития радиотехники и техники связи начали использоваться источники и приемники электромагнитных излучений все больших частот. Оказалось, что на частотах более 100 ГГц в области субмиллиметровых длин волн диэлектрические волноводы являются практически единственным типом линий передачи СВЧ мощности и сигналов. Металлические трубчатые волноводы в этой области длин волн почти невозможно изготовить и их затухание оказывается недопустимо большим. Субмиллиметровый диапазон длин волн охватывает, в том числе, диапазон инфракрасных волн света, поэтому в этой области диэлектрические волноводы называются световодами. На практике применяются и другие названия, такие как оптический волновод (ОВ), волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС) и др.

Теория диэлектрических волноводов является более громоздкой, чем теория металлических пустотелых волноводов, поэтому на практике часто используется упрощенная физическая модель, описывающая распространение электромагнитных волн в ОВ, но она не позволяет выявить множество особенностей распространения волн в таких направляющих линиях связи. В данном лекционном курсе будет рассмотрена точная электродинамическая модель упрощенной конструкции диэлектрического волновода.

Будем считать, что диэлектрический волновод является однородным изотропным листом диэлектрика толщиной  $2a$ , имеющим бесконечную длину и ширину, вдоль такого листа в направлении  $z$  распространяется электромагнитная волна. Такая модель позволяет для рассмотрения использовать двумерные декартовы координаты, что сильно упрощает математические выкладки. Модель такого диэлектрического волновода показана на следующем след. рисунке



Будем считать, что диэлектрический слой находится в воздухе с  $\epsilon=1$ , а его относительная диэлектрическая проницаемость равна  $\epsilon>1$ . Электромагнитные поля в диэлектрическом слое снабдим индексом 1.

Электромагнитное поле в воздухе удовлетворяет уравнению Гельмгольца вида

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0.$$

Электромагнитное поле в диэлектрическом слое удовлетворяет уравнению Гельмгольца вида

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E}_1 + \epsilon k^2 \vec{E}_1 = 0.$$

Электромагнитные поля в воздухе и в диэлектрике связаны друг с другом граничными условиями на поверхностях слоя.

Нас интересует поведение электромагнитного поля в виде бегущей волны, распространяющейся вдоль координаты  $z$  и удерживающейся диэлектрическим слоем. Поэтому поля и в воздухе и в диэлектрическом слое будем искать в виде

$$E, H \sim \exp(-ihz),$$

причем для единой волны фазовая скорость, а значит и фазовая постоянная одинаковы и для воздушной и для диэлектрической среды.

В таком волноводе могут существовать волны типов  $E$  и  $H$ . Для отличия от предыдущего, будем рассматривать волны типа  $E$ , значит  $E_z \neq 0$ ,  $H_z = 0$ .

Учитывая это, так же как и раньше, используя систему уравнений Максвелла получим выражения, связывающие поперечные составляющие электромагнитных полей с продольными компонентами. Эти выражения будут одинаковыми для всех сред, отличие будет заключаться в индексах полей и в значении диэлектрической проницаемости сред.

$$\begin{aligned} E_x &= -\frac{ih}{k^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, & H_y &= -\frac{i\omega\epsilon_0}{k^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, \\ E_{1x} &= -\frac{ih}{\epsilon k^2} \frac{\partial E_{1z}}{\partial x}, & H_{1y} &= -\frac{i\omega\epsilon_0}{k^2} \frac{\partial E_{1z}}{\partial x}. \end{aligned}$$

Решения волновых уравнений, которые как и прежде получаются методом разделения переменных, будут иметь вид

$$E_z = C_1 \exp(-px) \exp(-ihz),$$

$$E_{1z} = (C_2 \sin qx + C_3 \cos qx) \exp(-ihz).$$

Здесь  $C_i$  - постоянные интегрирования, константы; постоянные разделения, вводимые при решении уравнений Гельмгольца удовлетворяют соотношениям

$$p^2 + k^2 = h^2, \quad \epsilon k^2 - q^2 = h^2.$$

Поперечные составляющие полей в воздухе и в слое будут равны

$$E_x = -\frac{ih}{p} C_1 \exp(-px) \exp(-ihz),$$

$$H_y = -\frac{i\omega\epsilon_0}{p} C_1 \exp(-px) \exp(-ihz),$$

$$E_{1x} = -\frac{ih}{q} (C_2 \cos qx - C_3 \sin qx) \exp(-ihz),$$

$$H_{1y} = -\frac{i\omega\epsilon_0}{q} (C_2 \cos qx - C_3 \sin qx) \exp(-ihz).$$

Составляющие  $E_z$  и  $H_y$  являются тангенциальными к границе раздела, удовлетворяющей уравнению  $x=a$ , в соответствии с граничными условиями тангенциальные составляющие непрерывны на границе раздела, поэтому

$$C_1 \exp(-pa) = (C_2 \sin qa + C_3 \cos qa),$$

$$\frac{i\omega\epsilon_0}{p} C_1 \exp(-pa) = \frac{i\omega\epsilon_0}{q} (C_2 \cos qa - C_3 \sin qa).$$

Эти два трансцендентных уравнения совместно с условиями для постоянных разделения образуют систему 4 уравнений для определения постоянных интегрирования и поперечных волновых чисел, но число неизвестных - шесть. Поэтому в таком виде система неразрешима. Для получения решения можно ввести дополнительное определение.

Под четными волнами будем понимать такие, у которых компоненты  $E_x$ ,  $H_y$  являются четными функциями поперечной координаты  $x$ , под нечетными волнами будем понимать такие, у которых компоненты  $E_x$ ,  $H_y$  являются нечетными функциями поперечной координаты  $x$ . Значит у четных волн  $C_3=0$ , а у нечетных волн коэффициент  $C_2=0$ .

Система полученных трансцендентных уравнений для четных волн будет иметь вид

$$C_1 \exp(-pa) = (C_2 \sin qa),$$

$$\frac{i\omega\epsilon_0}{p} C_1 \exp(-pa) = \frac{i\omega\epsilon_0}{q} (C_2 \cos qa).$$

$$p^2 + k^2 = h^2, \quad \epsilon k^2 - q^2 = h^2.$$

а для нечетных волн будет иметь вид

$$C_1 \exp(-pa) = (C_3 \cos qa),$$

$$\frac{i\omega\epsilon_0}{p} C_1 \exp(-pa) = \frac{i\omega\epsilon_0}{q} (C_3 \sin qa).$$

$$p^2 + k^2 = h^2, \quad \epsilon k^2 - q^2 = h^2.$$

Эти системы разрешимы. Для четных волн система уравнений приводится к виду

$$\frac{qa}{\varepsilon} \operatorname{tg}(qa) = pa,$$

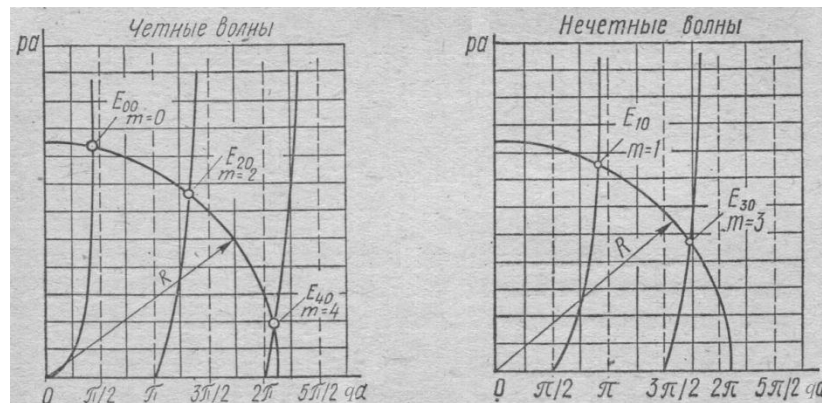
$$(qa)^2 + (pa)^2 = (ka)^2(\varepsilon - 1).$$

Для нечетных волн система уравнений приводится к виду

$$\frac{qa}{\varepsilon} \operatorname{ctg}(qa) = -pa,$$

$$(qa)^2 + (pa)^2 = (ka)^2(\varepsilon - 1).$$

Полученные системы уравнений можно решить графически в системе координат  $pa, qa$ . Точки пересечения на первой ветви соответствуют волне типа  $E_0$ , на второй -  $E_1$  и т.д. При уменьшении длины волны  $\lambda_0$  (при увеличении частоты) радиус окружностей увеличивается, при этом увеличиваются значения  $p$  и  $q$ , электромагнитное поле прижимается ближе к диэлектрическому слою (амплитуда поля вне слоя быстрее убывает при удалении от слоя). Волна  $E_0$  является волной основного типа в рассматриваемом диэлектрическом волноводе, остальные волны будут волнами высшего типа.



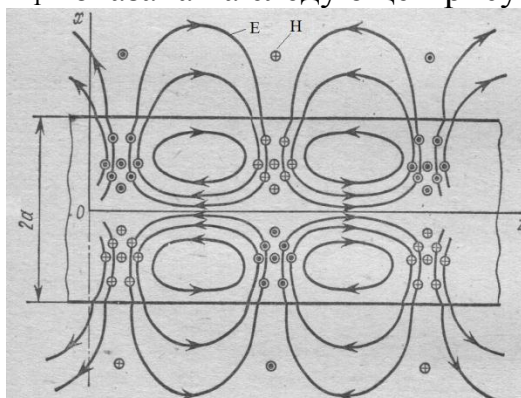
Решение полученных уравнений в комплексной плоскости дают мнимые значения поперечного волнового числа  $p$  для волн высших типов. При этом, в отличие от металлического трубчатого волновода, электромагнитное поле волн высших типов будет существовать в виде бегущих волн, распространяющихся под углом к оси  $z$ . Мощность высших типов волн будет излучаться из диэлектрического волновода, поэтому такие волны называются вытекающими. Они используются в антенных устройствах. В линиях связи используется волна основного типа.

Как в коаксиальном волноводе волна основного типа в диэлектрическом слое имеет критическую частоту, равную нулю. Волны высших типов будут удерживаться на диэлектрическом волноводе при больших частотах, начиная со значений критических частот  $f_{кр}$ . Критические частоты соответствуют случаю пересечения графиков, построенных при графическом решении, на оси абсцисс.

В волне основного типа амплитуда поля в воздухе экспоненциально уменьшается при удалении от границы диэлектрика, фазовая скорость поля, распространяющегося вдоль слоя меньше скорости света в воздухе, волна является замедленной. Такие электромагнитные волны называются поверхностными. Фазовая скорость волны определяется соотношением

$$v_{\phi} = \frac{c_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{p}{k}\right)^2}}.$$

Фазовая скорость волны, существующей в диэлектрическом слое больше, чем скорость света в среде с диэлектрической проницаемостью слоя  $v_{\phi} > c_0/\sqrt{\epsilon}$ , поэтому в слое волна является ускоренной. Картина силовых линий поля для волны  $E_1$  показана на следующем рисунке.



В реальных конструкциях диэлектрических волноводов используются стержни круглого поперечного сечения. Вывод выражений для структуры электромагнитного поля в таких диэлектрических волноводах является очень громоздким, поэтому в данном лекционном курсе рассматриваться не будет. В круглых диэлектрических волноводах волной основного типа является гибридная волна типа  $HE_{11}$ , которая имеет продольные составляющие напряженностей и электрического и магнитного полей. Особенности поведения такой волны соответствуют рассмотренным ранее.

Для устранения недостатков диэлектрических волноводов, рассмотренных ранее, применяют конструктивные меры. Поверх диэлектрического стержня размещают оболочку, выполненную из диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью меньше, чем проницаемость материала стержня. При этом скорость уменьшения амплитуды поверхностной волны при удалении от диэлектрического волновода становится незначительно меньше. Толщину оболочки делают такой, чтобы амплитуда поверхностной волны у края оболочки была пренебрежимо малой. При этом предметы, элементы крепления не влияют на процесс распространения волны в диэлектрическом волноводе. Для уменьшения излучения вытекающих волн высшего типа из диэлектрического волновода структуру стержня делают как можно более однородной, для того, чтобы вытекающие волны не могли возбуждаться. Для защиты от проникновения внешних помех в диэлектрический волновод диэлектрический стержень вместе с его оболочкой помещают внутрь металлического цилиндрического экрана, обеспечивающего защиту диэлектрического волновода и от электромагнитных помех и от внешних механических воздействий.

Диэлектрические волноводы позволяют создавать направляющие системы связи при использовании очень больших несущих частот, что

позволяет использовать значительное уплотнение передаваемых сигналов, одновременно передавать большое количество информации, включая поток Е4. Особым достоинством диэлектрических волноводов является малая величина постоянной затухания из-за отсутствия металлических элементов конструкции, взаимодействующих с электромагнитным полем.

Кроме рассмотренных линий связи используются ряд других линий в виде отрезков небольшой длины. К ним относятся:

- микрополосковые линии связи;
- линии связи типа "витая пара".

Микрополосковые линии используются в конструкциях оборудования устройств связи и в основном будут изучаться в дисциплине антенно-фидерные устройства систем мобильной связи.

Линии связи типа "витая пара" используются при соединении оконечных устройств с устройствами связи и работают на относительно низких частотах. Теория таких линий связи аналогична теории длинных линий, изучаемых в дисциплине основы теории цепей.