

# Лекция №11. Волноводы с волнами типа $T$ .

1. Коаксиальный волновод.
2. Полосковые и микрополосковые линии.
3. Линии поверхностной волны. Замедляющие структуры.
4. Диэлектрические волноводы. Оптические волноводы и световоды.

# 1 Коаксиальный волновод

Рисунок 2.1 – Геометрия

коаксиального волновода

*Распространяющиеся типы волн: T, E, H.*

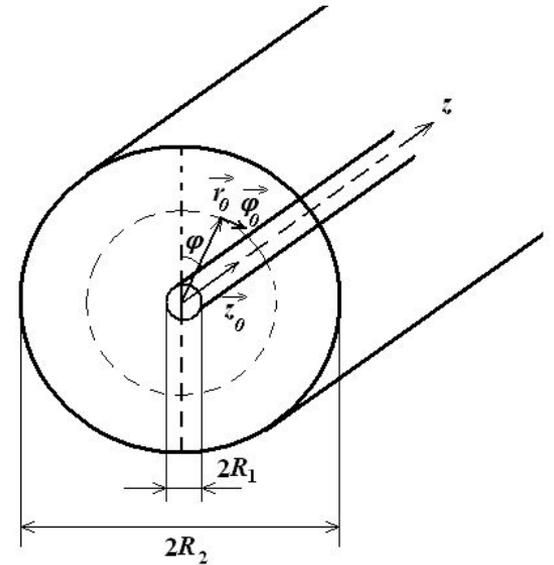
**Определение основного типа волны.**

**Уравнения Гельмгольца для волны T:**

$$\chi^2 \vec{E}_{\perp} = 0 \quad , \quad \chi^2 \vec{H}_{\perp} = 0 . \quad (2.1)$$

Нетривиальное решение:  $\chi = 0$ ,  $\lambda_{\text{кр}} = \infty$ ,  $f_{\text{кр}} = 0$ ,  
следовательно, данная волна является наимизшей.

Коэффициент фазы и фазовая скорость совпадают с аналогичными показателями в свободном пространстве.



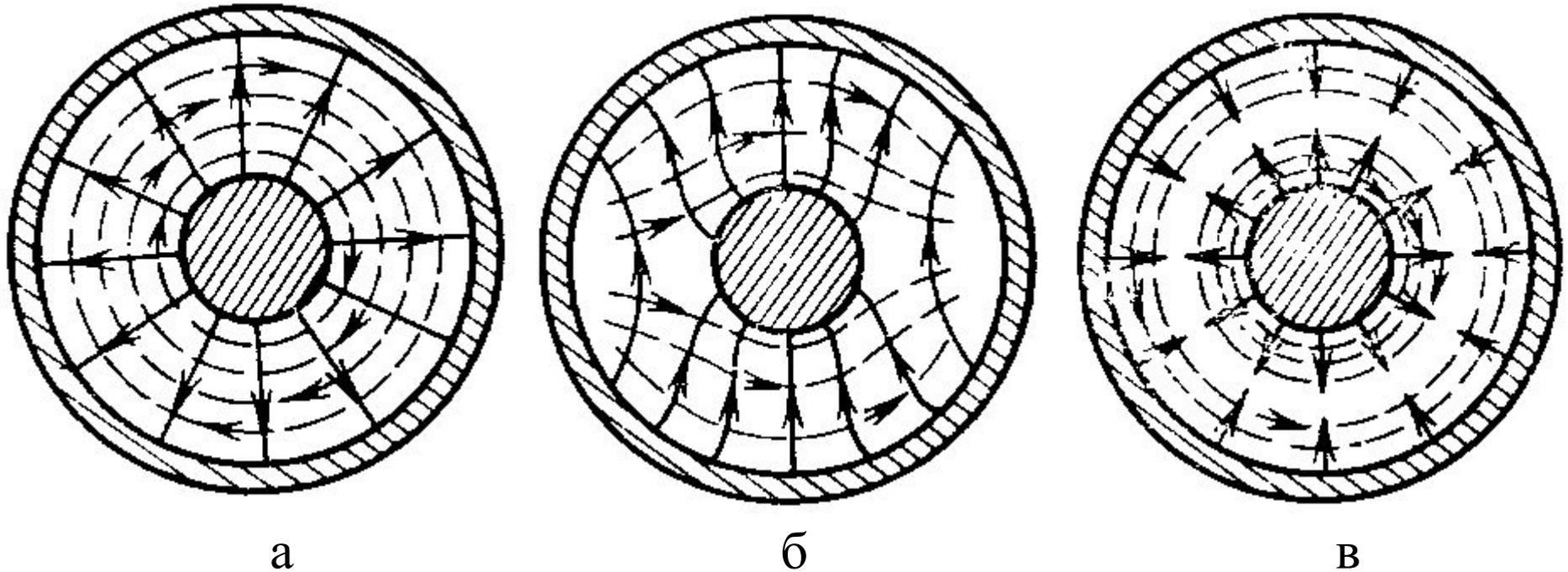


Рисунок 2.2 – Структура полей в коаксиальной направляющей системе: а – волна  $T$ ;  
б - волна  $H$ ; в – волна  $E$

## Нахождение компонент поля волны Т.

Учитывая вид решения уравнений (2.1), уравнения Гельмгольца сводятся к уравнениям Лапласа:

$$\nabla^2 \vec{E}_\perp = 0, \quad \nabla^2 \vec{H}_\perp = 0. \quad (2.2)$$

Поле, удовлетворяющее уравнениям Лапласа, является потенциальным.

Решение уравнений (2.2) имеет вид:

$$\vec{E} = \vec{r} E_r \exp(\gamma z), \quad \vec{H} = \vec{\varphi} H_\varphi \exp(\gamma z). \quad (2.3)$$
$$E_r = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} = \frac{U}{r \ln(R_2 / R_1)}, \quad H_\varphi = \frac{U}{W_0 r \ln(R_2 / R_1)}$$

Потенциальный характер поля позволяет говорить о напряжении в коаксиале

$$U = \int_{R_1}^{R_2} E_r dr = E_0 R_1 \ln \frac{R_2}{R_1} \exp(-i\beta z) \quad (2.4)$$

И ПОЛНОМ ТОКЕ:

$$\vec{I} = \oint_L \vec{H} d\vec{l} = \int_0^{2\pi} R_1 H_\varphi(R_1, \varphi) d\varphi = \frac{2\pi R_1 E_0}{W_0} \exp(-i\beta z) \quad (2.5)$$

Волновое сопротивление коаксиальной линии:

$$Z_B = \frac{U}{I} = \frac{W_0}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1} = 60 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (2.6)$$

Для волн  $E$ - и  $H$ - решение аналогично полученному для круглого волновода.

Поле первого высшего типа –  $H_{11}$ . Для него  $\lambda_{кр}^{H_{11}} = \frac{2\pi}{v_{H_{11}}} \approx \pi(R_1 + R_2)$

Условие одноволнового режима:  $\lambda > R_1 + R_2$

## 2 Полосковые и микрополосковые линии

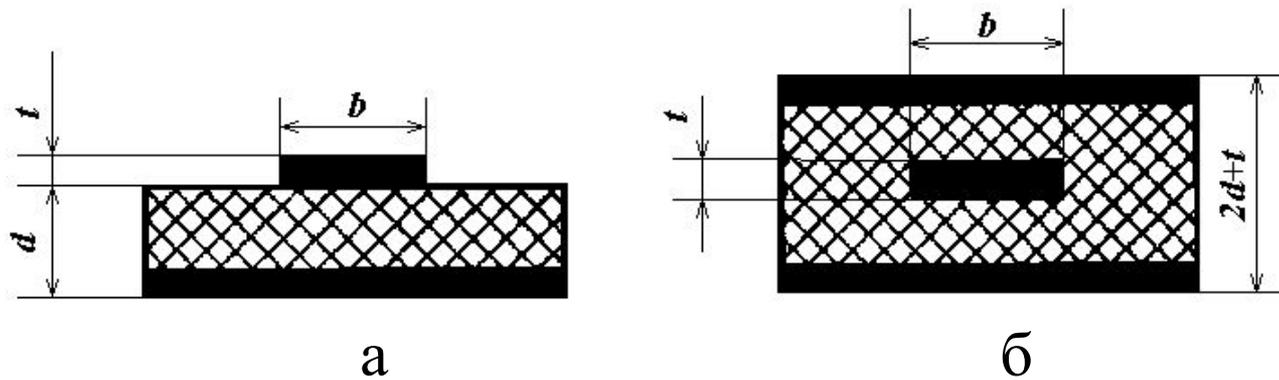


Рисунок 2.3 – Геометрия микрополосковых линий:  
а – несимметричная линия; б – симметричная линия

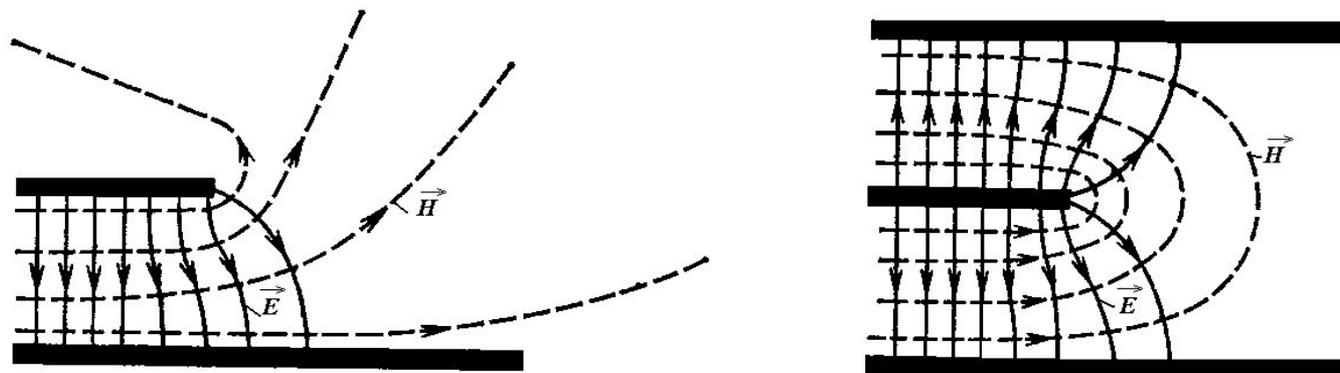


Рисунок 2.4 – Распределение силовых линий

**Применение:** в технике СВЧ при разработке печатных и интегральных плат.

**Конструктивное исполнение:** На основе диэлектрических пластин, покрытых металлической фольгой толщиной 10...100мкм. Диэлектрические пластины, на которые наносят фольгу, называют *подложкой*.

**Особенность распространения волн:** Из-за неоднородности диэлектрика волны типа *ТЕМ* не могут распространяться в чистом виде. Поля и поток мощности сосредоточиваются главным образом в диэлектрике между токонесущим проводником и заземленной пластиной. Поэтому волну называют *квази-Т-волна*.

**Недостаток:** сравнительно большое затухание и малые значения пропускной мощности.

**Практические расчеты** проводят по приближенным формулам.

Таблица 2.1 – Соотношения для вычисления волновых сопротивлений полосковых линий

Тип линии	С учетом толщины $t$ токонесущего проводника	Без учета толщины $t$ токонесущего проводника
Несимметричная линия	$Z_B = \pi \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \begin{cases} \frac{100(1-t/d)}{1+b/d} & b/d < 2, \\ \frac{1}{1+b/d \left( \frac{1}{1-b/d} \right)} & b/d > 2. \end{cases}$	$Z_B = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{314}{1+b/d}$
Симметричная линия	$Z_B = 216 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \begin{cases} \frac{1-t/d}{1+b/d} & b/d < 2, \\ \frac{1}{1+b/d \left( \frac{1}{1-t/d} \right)} & b/d > 2. \end{cases}$	$Z_B = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{216}{1+b/d}$

# 3 Линии поверхностных волн. Замедляющие структуры

*Линии поверхностной волны:*

- металлическая плоскость, покрытая слоем диэлектрика,
- диэлектрические и оптические волноводы.

*Металлическая плоскость со слоем диэлектрика.*

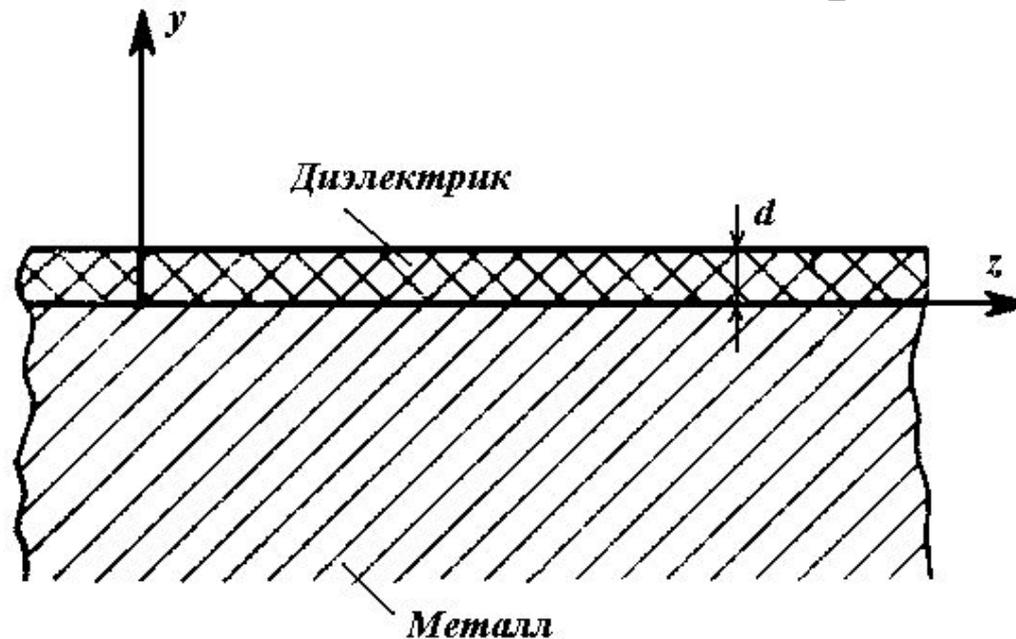
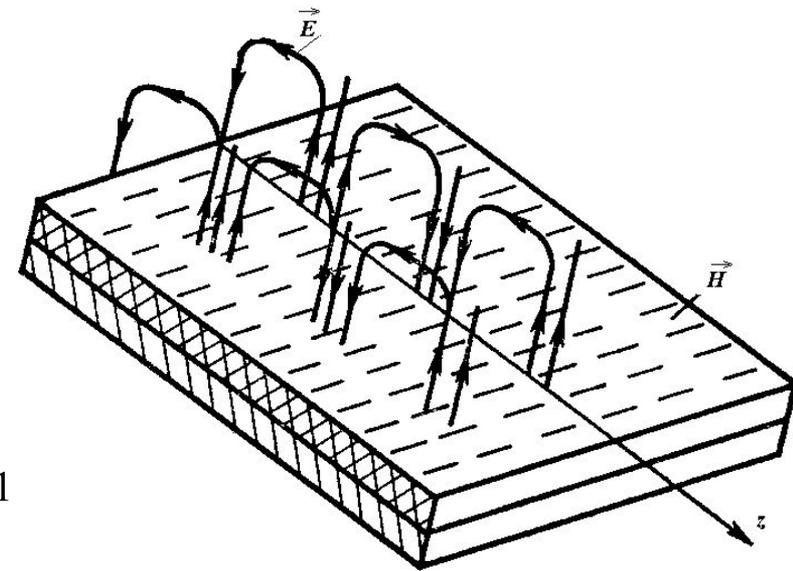


Рисунок 2.5 – Геометрия конструкции

Рисунок 2.6 – Структура поля металлического экрана с диэлектриком



**Описание структуры поля**

- 1 среда – диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{a1}$ .
- 2 среда – воздух с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_0$ .

**Волновые уравнения** для данных сред:

$$y < d \quad \frac{d^2 \tilde{E}_z^{(1)}}{dy^2} + \chi_{\perp 1}^2 \tilde{E}_z^{(1)} = 0,$$

- в диэлектрике ( $y > d$ ):  $\frac{d^2 \tilde{E}_z^{(2)}}{dy^2} + \chi_{\perp 2}^2 \tilde{E}_z^{(2)} = 0,$  (2.8a)

- над слоем ( $y > d$ ):  $\chi_{\perp 1}^2 = \omega^2 \epsilon_{a1} \mu_0 - \beta^2$   $\chi_{\perp 2}^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 - \beta^2$  (2.8б)

где

## Характеристики поверхностной волны

Полное внутреннее отражение на границе диэлектрик-воздух прекращается, когда парциальная волна  $TEM$  падает на границу под углом, меньшим критического. Аналогично в направляющей системе. Возникает *ограничение на частоты, на которых может распространяться поверхностная волна:*

$$k_0^2 - \beta^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \beta^2 < 0 \quad (2.9)$$

Выбор вида решения системы (2.8) основывается на следующем:

- на поверхности металла касательная составляющая электрического поля равна нулю;
- в диэлектрике по нормали к границе раздела сред должна образовываться стоячая волна;
- в пространстве над диэлектриком амплитуда поля по нормали к границе раздела сред должна убывать по экспоненциальному закону.

Решение системы (2.8):

$$\vec{E}_z^{(1)} = A \sin \chi_{\perp 1} y \exp(-i\beta z) \quad , \quad (2.10a)$$

$$\vec{E}_z^{(2)} = B \exp(-\alpha_{\perp 2} y) \exp(-i\beta z) \quad , \quad (2.10b)$$

где  $\alpha_{\perp 2} = i\chi_{\perp 2} = \sqrt{\beta^2 - k_0^2}$ .

Поперечные составляющие находятся из решения трансцендентного уравнения:

$$\operatorname{tg} \chi_{\perp 1} d = \frac{\varepsilon_{a1} \alpha_{\perp 2}}{\varepsilon_0 \chi_{\perp 1}} \quad (2.11)$$

**Частота**, при которой  $\alpha_{\perp 2} = 0$ , называется **критической**.

**Поверхностное сопротивление (импеданс):**

$$Z_S^E = \frac{\vec{E}_z^{(2)}}{\vec{H}_x^{(2)}} = i \frac{\alpha_{\perp 2}}{\omega \varepsilon_0} \quad (2.12)$$

Пока выполняется неравенство (2.9) **импеданс будет реактивным (индуктивным)** по характеру сопротивления. Это означает, что у распространяющейся волны сдвиг фаз между  $E$  и  $H$  90 град.

## Канавки в металле

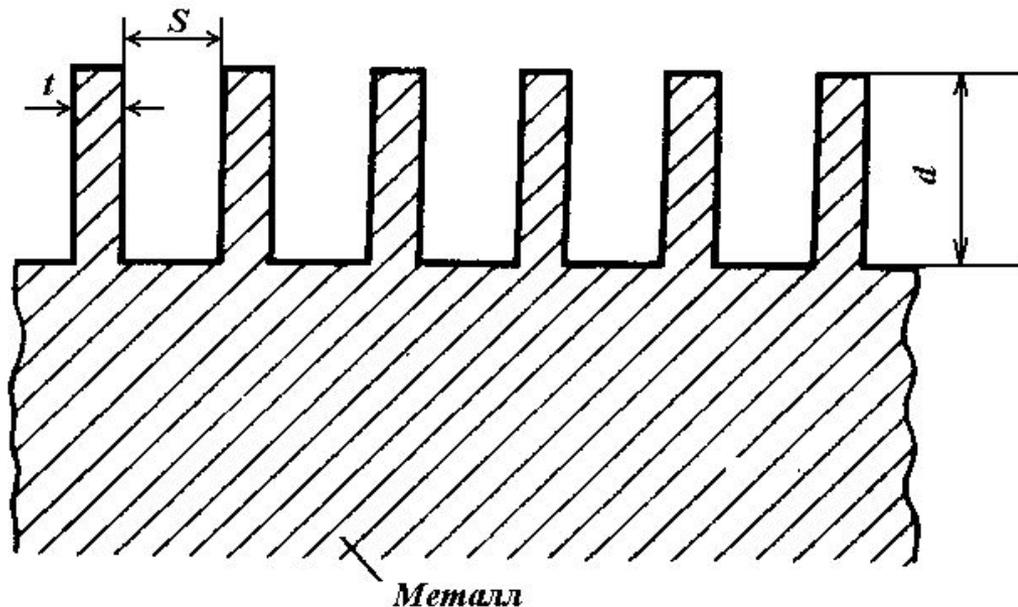


Рисунок 2.7 – Геометрия гофры

Каждая канавка - как короткозамкнутый отрезок линии длиной  $d$ .

Если  $d < \lambda/4$ , то входное сопротивление чисто реактивное и носит индуктивный характер. Вдоль структуры распространяется поверхностная электрическая волна.

В силу (2.9)  $\beta < ka$ , сл. фазовая скорость поверхностной волны всегда ниже скорости света в среде, окружающей линию передачи. **Волны**, обладающие этим свойством, называются **замедленными**.

## Поле *H*-волны (*TE*-волны)

Поверхностный импеданс емкостной : 
$$Z_S^H = -i \frac{\omega \mu_0}{\alpha_{\perp 2}} \quad (2.13)$$

Низший тип волн – волна, у которой 
$$\frac{\pi}{2} < \chi_{\perp 1} d < \pi \quad (2.14)$$

Критическая длина волны: 
$$\lambda_{\text{кр}} = 4d \sqrt{\varepsilon - 1} \quad (2.15)$$

Упрощенные выражения для нахождения величины поверхностного импеданса:

- для слоя диэлектрика на металле: 
$$Z_S^E = -\frac{1}{Z_S^H} = \frac{ikd}{\varepsilon} (\varepsilon \mu - \cos^2 \theta)$$

- для гребенчатой структуры (гофры): 
$$Z_a = \frac{it}{S} \operatorname{tg}(kd \sin \theta \sqrt{\varepsilon \mu})$$

## 4 Диэлектрические волноводы. Оптические волноводы и световоды

Наиболее часто используемый диэлектрический волновод – круглый.

*Распространяемые типы волн – гибридные (имеющие все 6 компонент).*

*Критическая частота волны в диэлектрическом волноводе имеет другой смысл, чем в полом волноводе:*

*При длине волны меньше критической происходит не экспоненциальное затухание энергии, а энергия начинает излучаться в свободное пространство (т.е. не удерживается на стержне).*

**Волна основного типа –  $EH_{10}$ .** Внутри диэлектрического стержня имеет такую же структуру, что и волна  $H_{11}$  круглого волновода. В литературе ее называют волной  $HE_{11}$ .  
Распространяется на всех частотах.  
Имеет бесконечно большую критическую частоту.

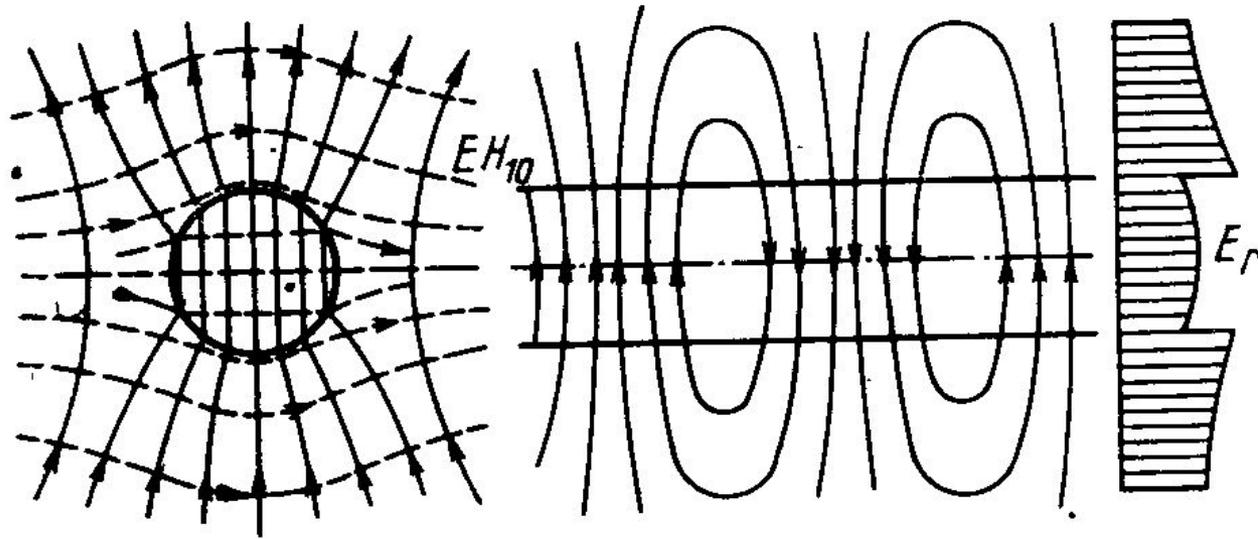


Рисунок 2.10 - Структура поля волны  $HE_{11}$ .

**Волна основного типа** –  $EH_{10}$ . Внутри диэлектрического стержня имеет такую же структуру, что и волна  $H_{11}$  круглого волновода. В литературе ее называют волной  $HE_{11}$ .

Распространяется на всех частотах.

Имеет бесконечно большую критическую частоту.

Критическая длина волны ближайшего высшего типа волн:

$$\lambda_{\text{кр}} \approx 1,3d \sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2} \quad (2.16)$$

$d$  – диаметр стержня.

В сантиметровом диапазоне параметры диэлектрических линий передачи хуже, чем полых волноводов.

Целесообразно применять начиная с диапазона миллиметровых волн и кончая диапазоном световых волн.

**Световоды** образованы из двухслойного (плакированного) стеклянного волокна с различными коэффициентами преломления.

Поверхностная волна возникает за счет эффекта полного внутреннего отражения на поверхности внешнего слоя, и не достигая практически наружной границы, концентрируется внутри световода.

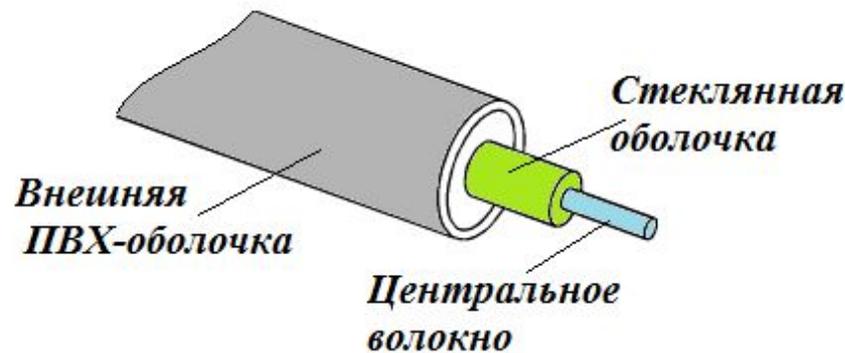


Рисунок 2.11 - Конструкция оптоволоконного кабеля

### *Достоинства световодов:*

- Высокая защищенность от внешних воздействий;
- Надежная техника безопасности (отсутствие искрения и короткого замыкания).

### *Недостатки:*

- подверженность радиации, за счет которой появляются пятна затемнения и возрастает затухание;
- водородная коррозия стекла, приводящая к появлению микротрещин световода и ухудшению его свойств.