

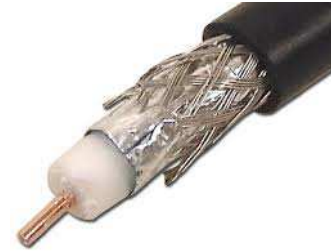
EN3624 – Sistemas de Micro-ondas

Linhas de Transmissão em Micro-ondas

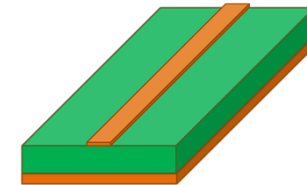
Tipos de Linhas de Transmissão em Micro-ondas

2 ou mais condutores:

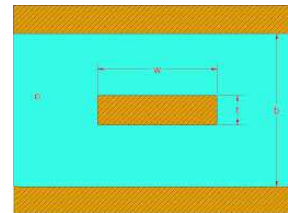
➤ **Cabos coaxiais** → modo TEM
(*transversal eletromagnético*)



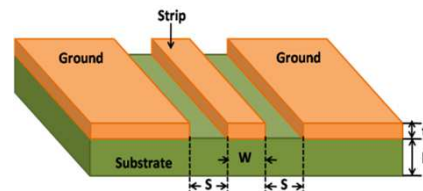
➤ **Microlinha (*microstrip*)** → modo quase-TEM



➤ **Linha em fita (*stripline*)**



➤ **Linha coplanar**



Condutor único:

➤ **Guias de onda** → retangulares e cilíndricos
modos TE e TM



(*transversal elétrico /transversal magnético*)

Comparação- Linhas de Transmissão em Micro-ondas

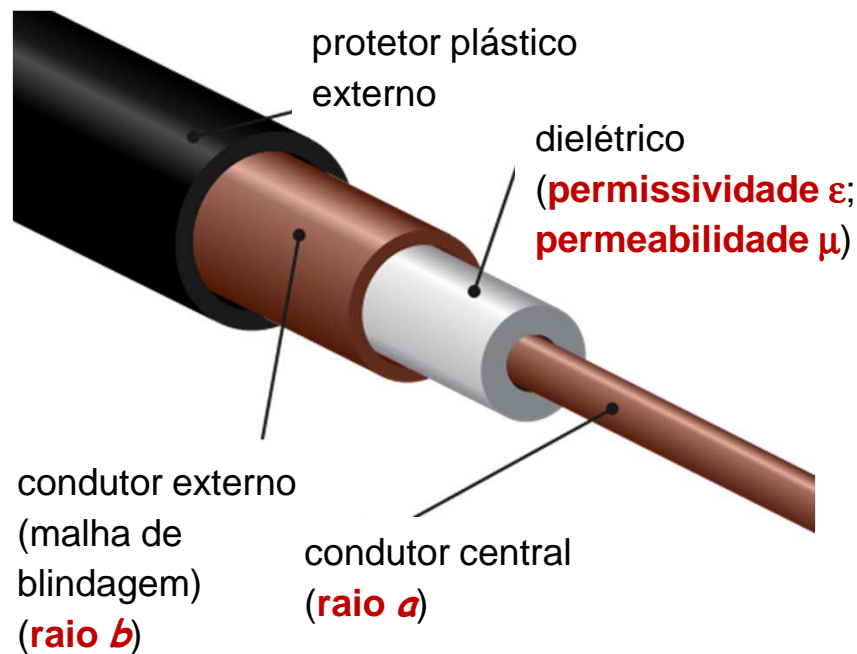
Characteristic	Coax	Waveguide	Stripline	Microstrip
<i>Preferred Mode</i>	TEM	TE ₁₀	TEM	Quasi-TEM
<i>Other Modes</i>	TM, TE	TM, TE	TM, TE	TM, TE
<i>Dispersion</i>	None	Medium	None	Low
<i>Bandwidth</i>	High	Low	High	High
<i>Loss</i>	Medium	Low	High	High
<i>Power Capacity</i>	Medium	High	Low	Low
<i>Physical Size</i>	Large	Real Large	Medium	Small
<i>Fabrication Ease</i>	Medium	Medium	Easy	Real Easy
<i>Component Integration</i>	Hard	Hard	Fair	Easy

Cabo Coaxial

- Coaxial cable was invented by English engineer and mathematician **Oliver Heaviside**, who patented the design in 1880. the discovery is then fell into obscurity for many years because surely there was nothing to make pass in a coaxial cable !! The real discovery and its actual use dates back to 1929 due to the need for a more efficient and with less interferences conductor for the transmissions of many telephone channels on a single "carrier".



Cabo Coaxial



Indutância distribuída

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad [\text{H/m}]$$

Capacitância distribuída

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad [\text{F/m}]$$

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad \epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Cabo Coaxial

Impedância característica (perdas desprezíveis)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a) / \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln(b/a)$$

$$Z_0 \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(b/a)$$

Z_0 independe do comprimento do cabo e da frequência

Valores de b/a razoáveis $\rightarrow Z_0 \sim 50-200 \Omega$



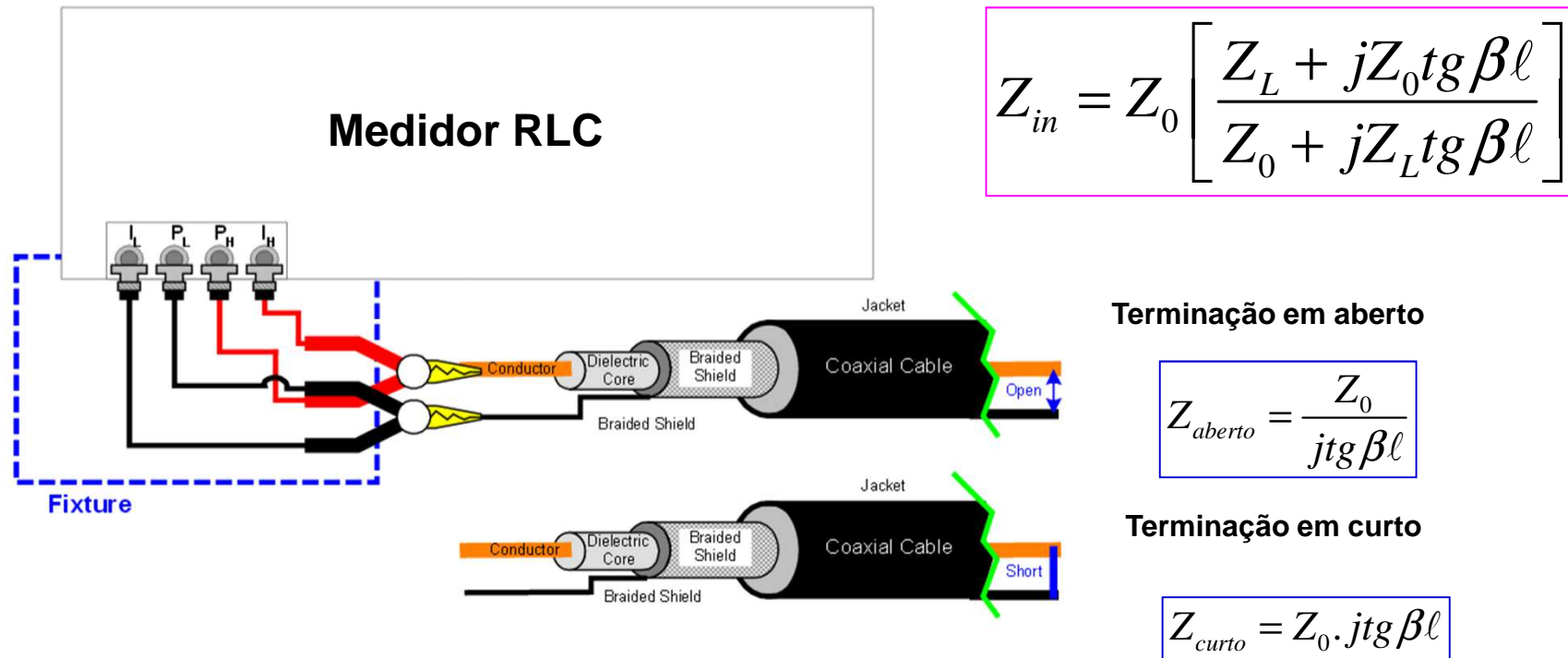
Nomenclatura

RG-6/U $Z_0 = 75 \Omega$ aplicação: sistemas residenciais (baixa atenuação)

RG58 $Z_0 = 52 \Omega$ aplicação: redes Ethernet

$Z_0 = 30 \Omega$ \rightarrow condição de máxima potência transmitida

Medida de impedância característica de cabo coaxial



Hipóteses:

- cabo sem perdas
- comprimento ℓ nos dois casos

$$Z_0 = \sqrt{Z_{curto} \cdot Z_{aberto}}$$

Medida de impedância característica de cabo coaxial

Limitações do Método de Medida com o Medidor RLC

Complex Equation

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Resistive Measurement

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oc} Z_{sc}}$$

frequency:

f = DC - 100Hz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{G}}$$

f = 1kHz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{\omega C}}$$

f = 100kHz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Perdas em Cabo Coaxial

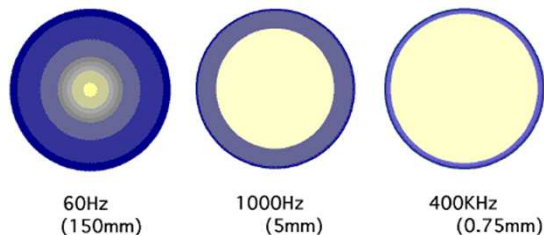
➤ Resistência dos condutores

σ_c – condutividade do condutor

$\mu = \mu_r \mu_0$ – permeabilidade do condutor

Hipótese: espessura do condutor bem maior que a **profundidade de penetração** δ_s

$$R = \frac{1}{2\pi\delta_s\sigma_c} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad [\Omega/m]$$



Efeito pelicular em condutor

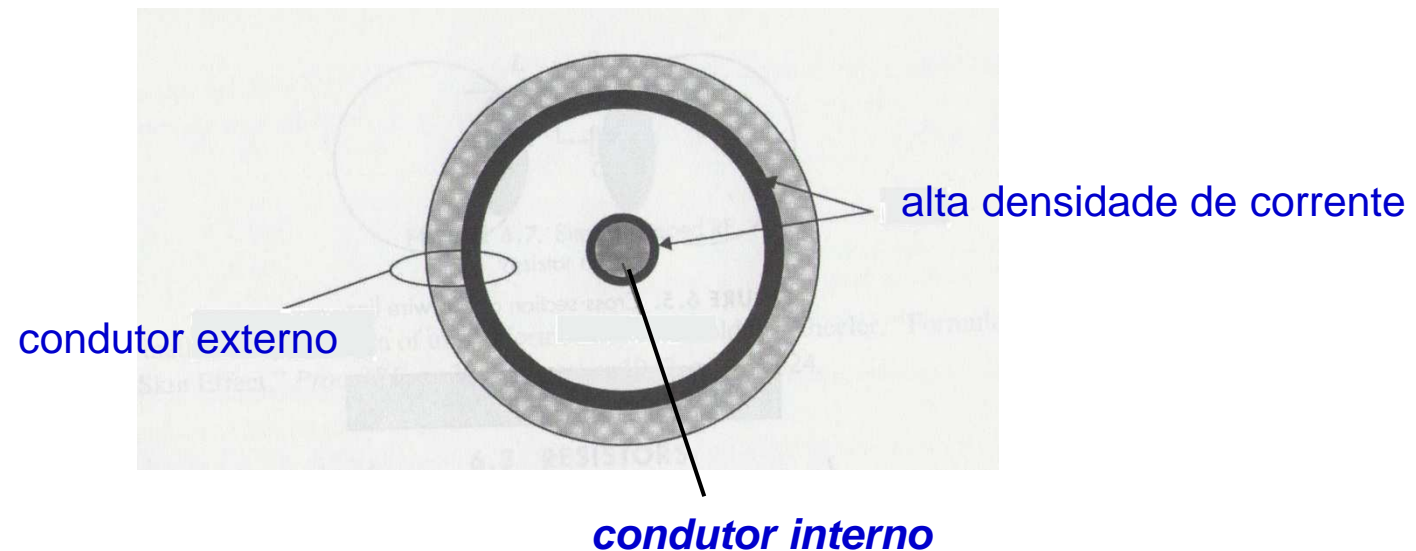
$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_c}} \quad [m]$$

➤ Condutância do dielétrico

σ_d – condutividade do dielétrico

$$G = \frac{2\pi\sigma_d}{\ln(b/a)} \quad [S/m]$$

Efeito pelicular em Cabo Coaxial



Campo magnético é mais intenso no espaço entre os condutores \Rightarrow **efeito pelicular** ocorre na superfície interna do condutor externo e na superfície externa do condutor interno.

Características de material qualquer

➤ Densidade de Corrente

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + j\omega \epsilon \vec{E} = \sigma \vec{E} + j\omega(\epsilon' - j\epsilon'') \vec{E}$$

condutividade σ
permissividade ϵ

densidade de corrente de deslocamento

$$\vec{J} = (\sigma + \omega \epsilon'') \vec{E} + j\omega \epsilon' \vec{E} = \sigma_m \vec{E} + j\omega \epsilon' \vec{E}$$

condutividade dinâmica:

$$\sigma_m = \sigma + \omega \epsilon''$$

varia com a frequência

$$\vec{J} = j\omega \left(\epsilon' - j \frac{\sigma_m}{\omega} \right) \vec{E} = j\omega \epsilon_{eq} \vec{E}$$

permissividade complexa:

$$\epsilon_{eq} = \epsilon' - j \frac{\sigma_m}{\omega} = \epsilon' - j \frac{(\sigma + \omega \epsilon'')}{\omega}$$

Características do material dielétrico

➤ Permissividade dielétrica (complexa)

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_r' \varepsilon_0 - j\varepsilon_r'' \varepsilon_0$$

$$\varepsilon'$$

➤ **parte real da permissividade**

- determina quanto da energia é refletida ou absorvida pelo material

$$\varepsilon''$$

➤ **parte imaginária da permissividade:**

- leva em conta as perdas por polarização do dielétrico
- mede a eficiência da conversão de micro-ondas em calor

➤ **Tangente de perdas**

$$tg\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

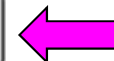
- vale para dielétricos de baixas perdas ($tg\delta \ll 1$)
- é função da frequência e temperatura

$$\varepsilon = \varepsilon' (1 + jtg\delta)$$

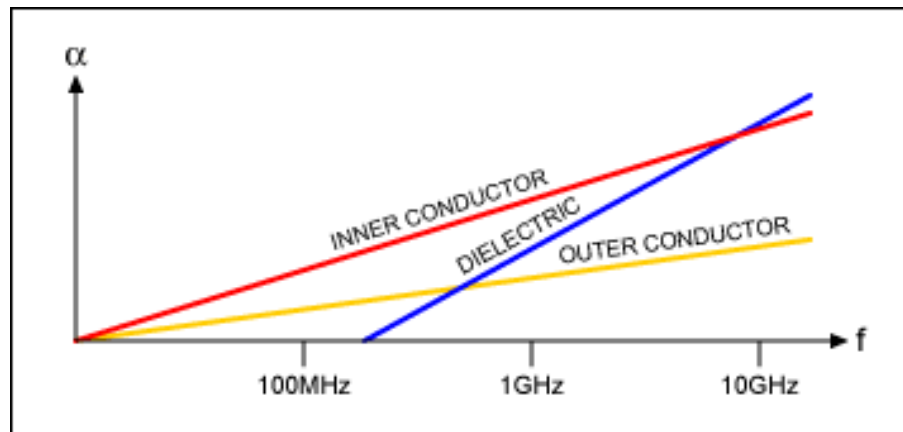
Perdas em materiais dielétricos

Materials		Frequencies (GHz)				
		1×10^8	3×10^8	3×10^9	1×10^{10}	2.5×10^{10}
Ice*	ϵ'/ϵ_0	–	–	3.20	3.17	–
	$\tan \delta^*$	–	–	9.00	7.00	–
Phosphate glass	ϵ'/ϵ_0	5.24	5.23	5.17	5.00	4.93
	$\tan \delta$	20.0	25.0	46.0	42.0	34.0
Dry clay soil	ϵ'/ϵ_0	–	2.55	2.55	2.53	–
	$\tan \delta$	–	100	62.0	36.0	–
Bakelite (performed & preheated)	ϵ'/ϵ_0	3.95	–	3.70	3.68	3.55
	$\tan \delta$	380	–	438	410	390
Nylon 66	ϵ'/ϵ_0	3.16	–	3.03	–	–
	$\tan \delta$	210	–	128	–	–
Nylon 610	ϵ'/ϵ_0	3.00	–	2.84	–	2.73
	$\tan \delta$	200	–	117	–	105
Polyethylene	ϵ'/ϵ_0	–	–	2.26	2.26	–
	$\tan \delta$	–	–	3.10	3.60	–
Polystyrene	ϵ'/ϵ_0	2.55	2.55	2.55	2.54	2.54
	$\tan \delta$	<1.00	3.50	3.30	4.30	12.0
Natural rubber	ϵ'/ϵ_0	2.40	–	2.15	–	–
	$\tan \delta$	50.0	–	30.0	–	–
Paper	ϵ'/ϵ_0	2.77	2.75	2.70	2.62	–
	$\tan \delta$	660	660	560	403	–
Water	ϵ'/ϵ_0	78.0	77.5	76.7	55.0	34.0
	$\tan \delta$	50.0	160	1570	5400	2650

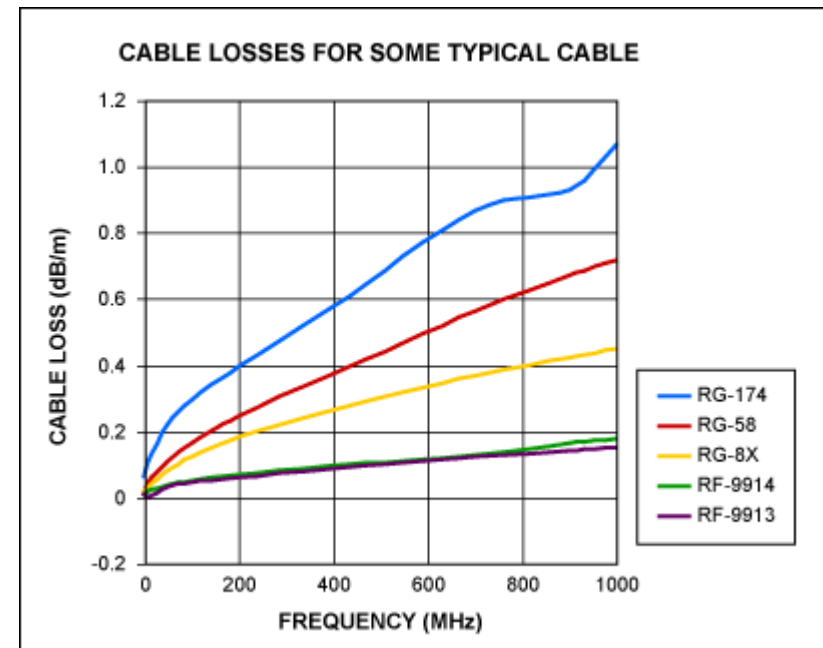
- **tg δ** multiplicada por 10^4
- Temperatura do gelo: -12°C
- Temperatura dos outros materiais: 25°C



Influência da frequência nas Perdas em Cabo Coaxial



- Para baixas frequências → perdas nos condutores (devido ao efeito pelicular) são dominantes.
- Para altas frequências dominam as perdas no dielétrico



1dB = 21% de perda na potência do sinal

Características da Propagação TEM em cabo coaxial

- Fator de propagação

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

- Constante de fase

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$$

- Constante de atenuação (baixas perdas)

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \approx \frac{R}{2Z_0} + \frac{G \cdot Z_0}{2}$$

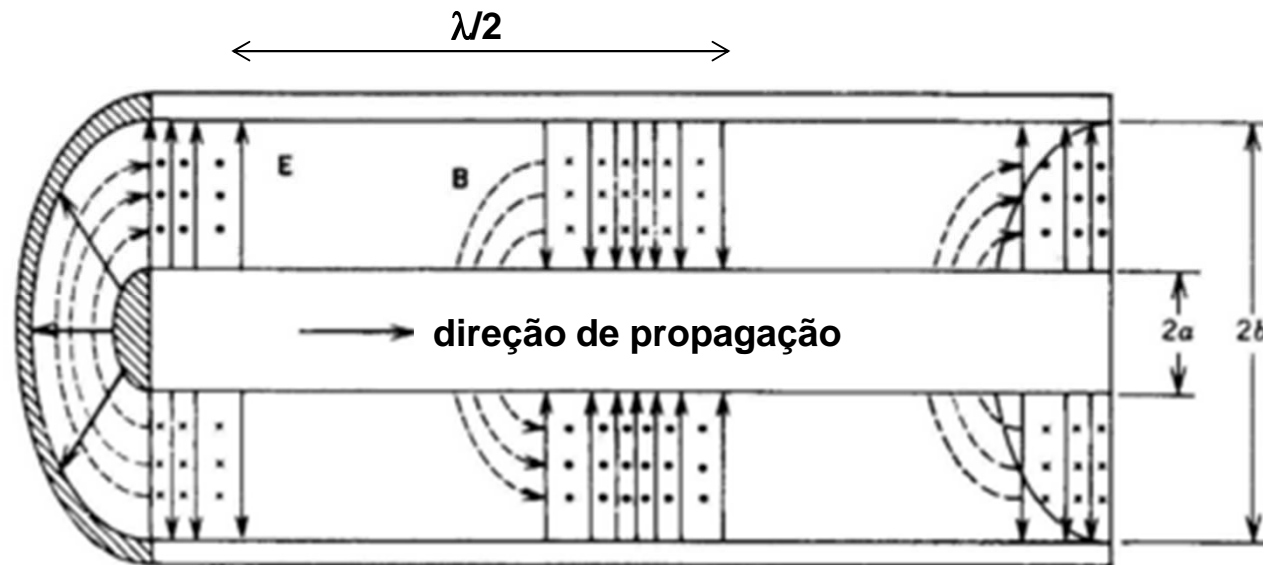
- Velocidade de propagação

(sem perdas, dielétrico não magnético)

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Propagação TEM em cabo coaxial

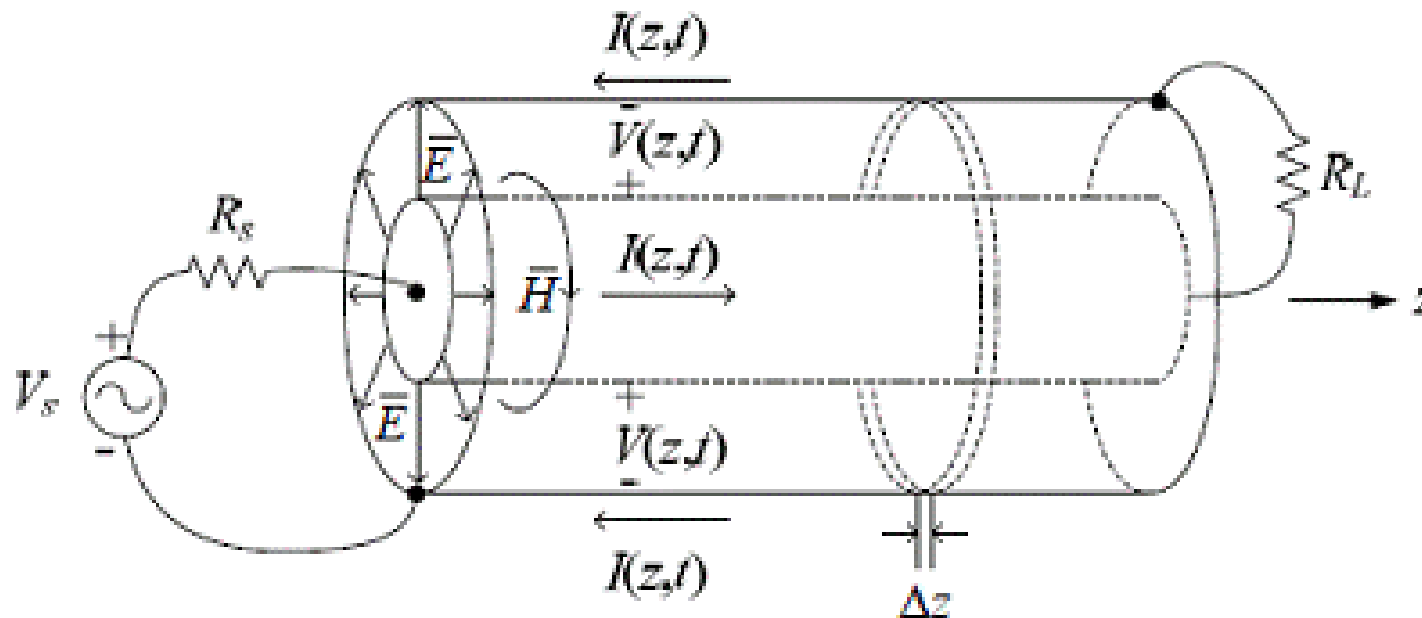


TEM – modo transversal eletromagnético → campo elétrico e magnético são perpendiculares entre si e não contêm componentes na direção de propagação.

Campo \vec{E} → radial . Magnitude varia periodicamente na direção longitudinal, de acordo com λ

Campo \vec{B} → linhas circulares entre o condutor interno e o externo

Distribuição de tensão e corrente em cabo coaxial



- **Estrutura blindada** → campo elétrico externo é (idealmente) nulo

Cálculos dos modos de propagação em linhas de transmissão

- Equações de Maxwell
- Estruturas uniformes em um dos eixos ao longo do qual ocorre a propagação das ondas EM (Ex: eixo z, dependência em $e^{-j\beta z}$)
- Campos elétrico e magnético harmônicos (senoidais → dependência em $e^{j\omega t}$) transversais entre si
- Não há densidade de carga ($\rho=0$)
- Aplicação das condições de fronteira (valores dos campos vetoriais nas interfaces entre diferentes materiais dielétricos e condutores)

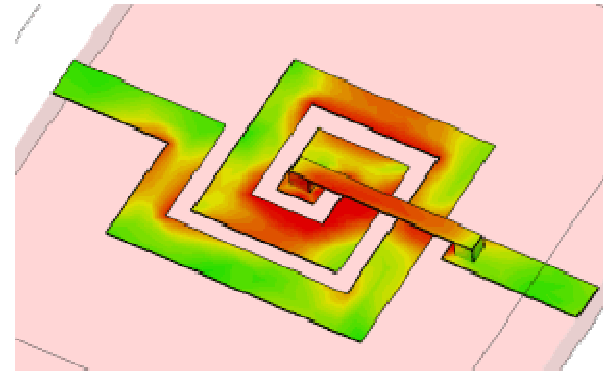
❖ **Modo TEM** → $E_z=H_z=0$ existe quando há dois ou mais condutores, a partir de **frequência nula** (DC).

❖ **Modos TE** → $E_z=0; H_z \neq 0$ e **Modos TM** → $E_z \neq 0; H_z=0$

ocorrem em guia condutor fechado e também com dois ou mais condutores, a partir da **frequência de corte** correspondente.

Resolução das equações de Maxwell por métodos numéricos

- Método das diferenças finitas
 - **FDTD** (*finite difference time domain*)
 - **TLM** (*transmission line matrix*)



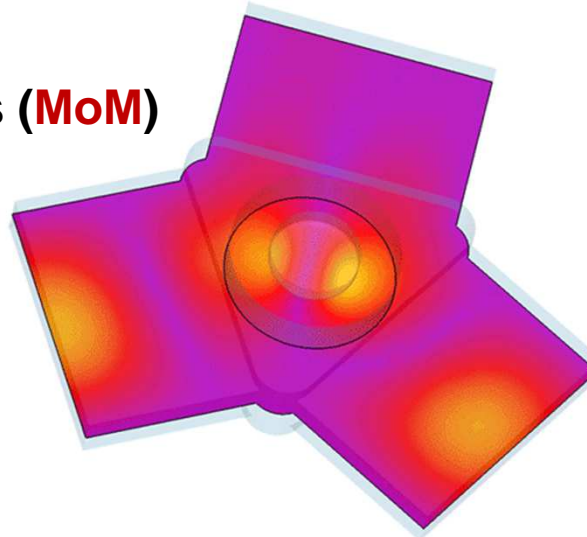
- Método dos elementos finitos (**FEM**)

- Métodos híbridos

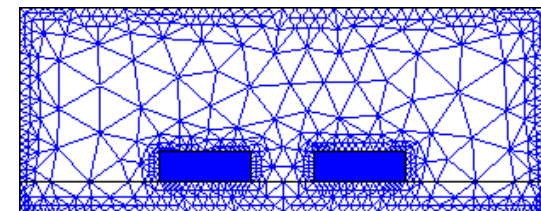
- Método dos Momentos (**MoM**)

- Domínio do tempo
- Domínio da frequência

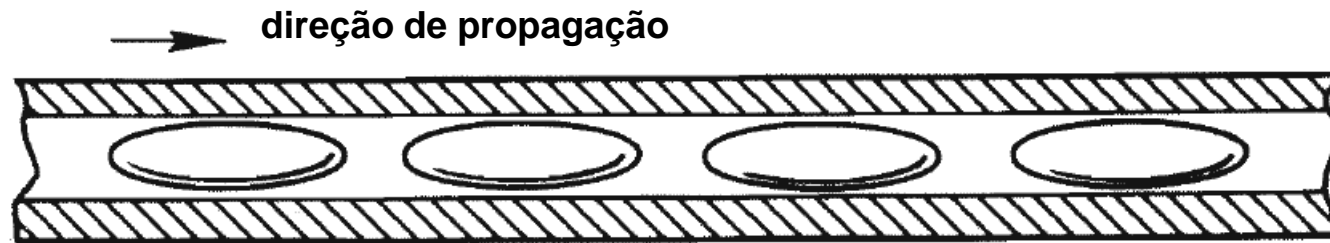
- ✓ 2D ou 3D



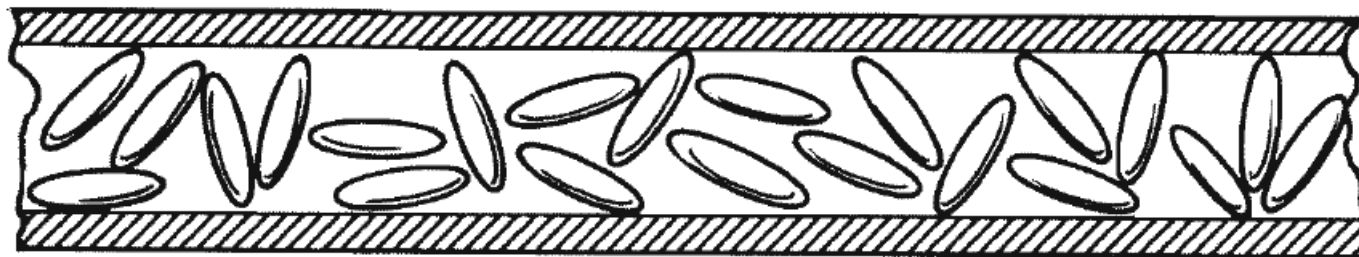
Discretização do tempo e do espaço



Modos de ordem superior em linhas de transmissão - Analogia

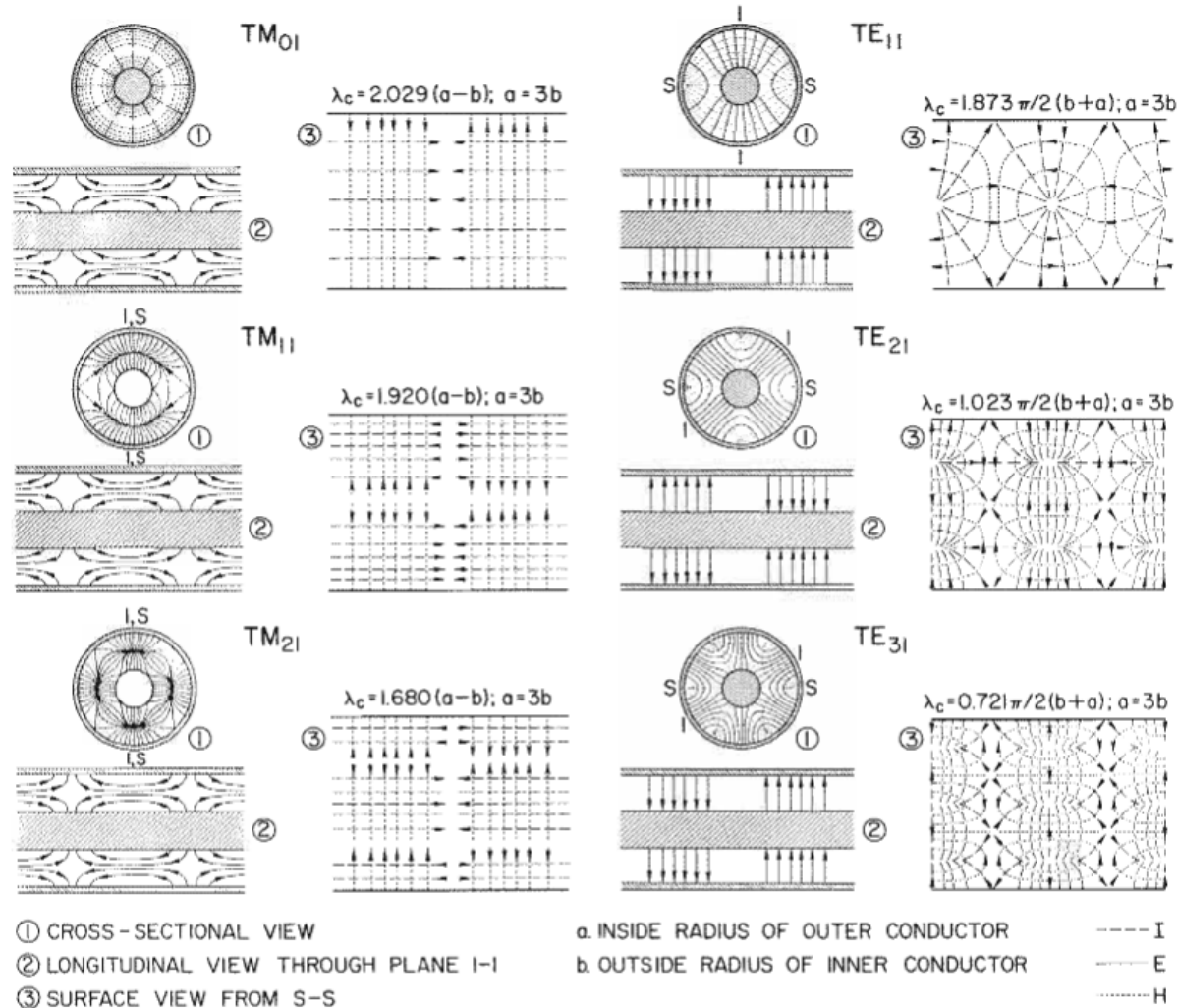


Grãos de arroz injetados num tubo com seção transversal da ordem de grandeza da dimensão dos grãos (modo único de propagação)



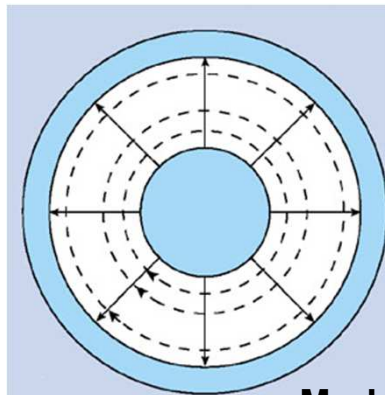
Aumentando-se a dimensão do tubo ou diminuindo-se a dimensão dos grãos de arroz → a propagação pode ocorrer em diferentes modos e com velocidades diferentes. **(modos de ordem superior ocorrem conforme a frequência aumenta, isto é, quando o comprimento de onda se torna menor que as dimensões da estrutura da linha de transmissão)**

Modos de ordem superior em cabo coaxial

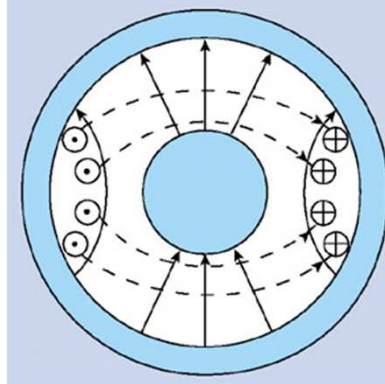


Limite de frequência para propagação única do modo TEM

Modo TE₁₁ → aparece quando o comprimento de onda é igual ao comprimento da circunferência média do cabo:



Modo TEM



Modo TE₁₁

$$f_c = \frac{v_p}{\lambda_c} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \cdot \lambda_c}$$

$$\lambda_c = \frac{2\pi(a+b)}{2}$$

$$f_c = \frac{c}{\pi(a+b)\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

Máxima frequência de operação TEM do coaxial

Conectores coaxiais

Tipo N – dielétrico: PTFE



APC7 – dielétrico: PTFE, $\phi=7\text{mm}$



SMA – dielétrico: PTFE, $\phi = 4,2\text{mm}$



K – dielétrico: ar, $\phi=2,92\text{mm}$

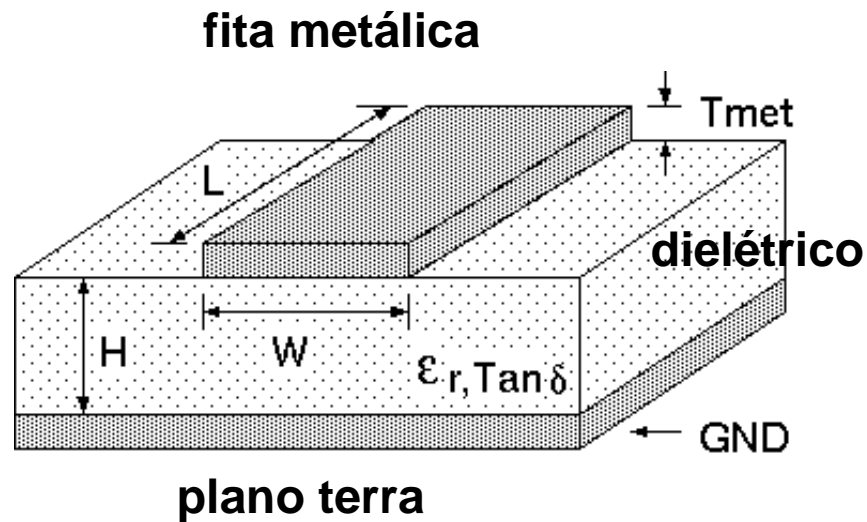


Conectores coaxiais

Connector species	Calculated TE11 cutoff frequency (GHz)	Recommended maximum frequency (GHz)	% cutoff frequency at max recommended frequency (GHz)
3.5mm	38.0	26.5	70%
2.92mm	45.6	40	88%
2.4mm	55.4	50	90%
1.85mm	71.9	60	83%
1mm	133	110	83%

Diminuição do diâmetro interno do conector (a) → aumento da frequência de corte do modo TE11

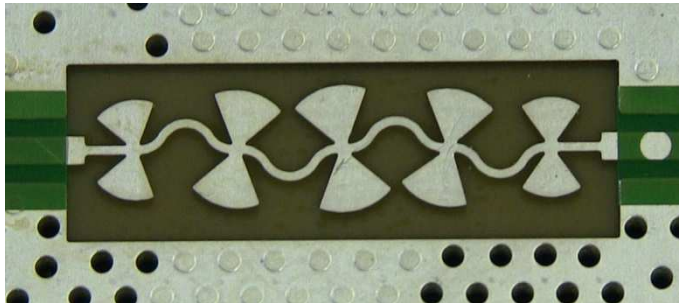
Microlinha (*microstrip line*)



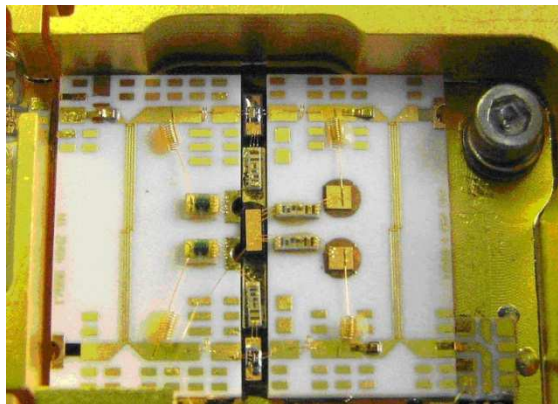
- **Materiais condutores:**
cobre, alumínio, ouro
- **Materiais dielétricos (substrato):** alumina (Al_2O_3), PTFE, quartzo, resina cerâmica, fibra de vidro, Si, GaAs

- **Fabricação através de fotolitografia (PCB)**
- **Facilmente integráveis com componentes e CIs (estrutura planar)**
- **Baixo custo**
- **Plano terra provê blindagem de radiação**
- **Difícil acesso ao terra (*via holes*, indutâncias parasitas)**

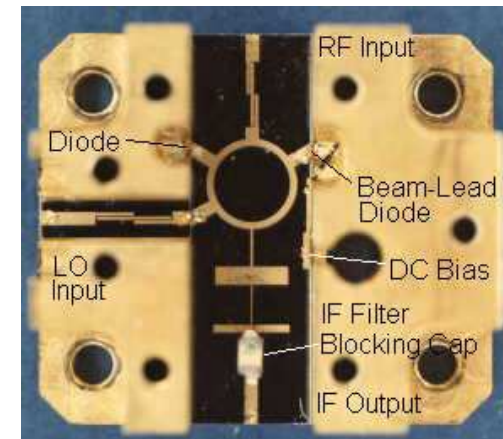
Exemplos de Circuitos em Microlinha



Filtros

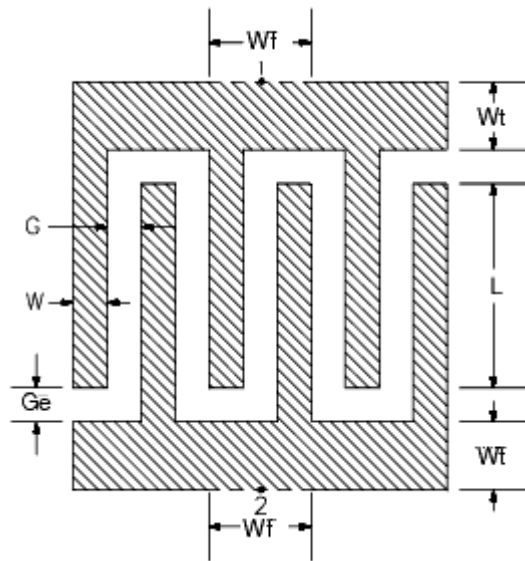


Amplificador



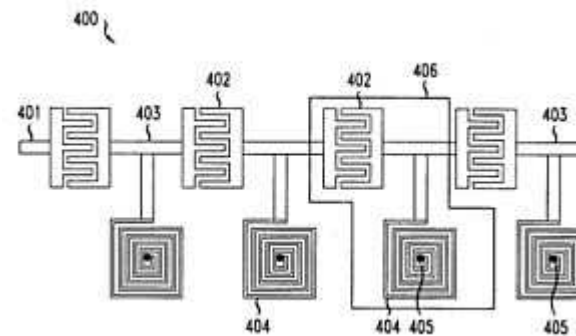
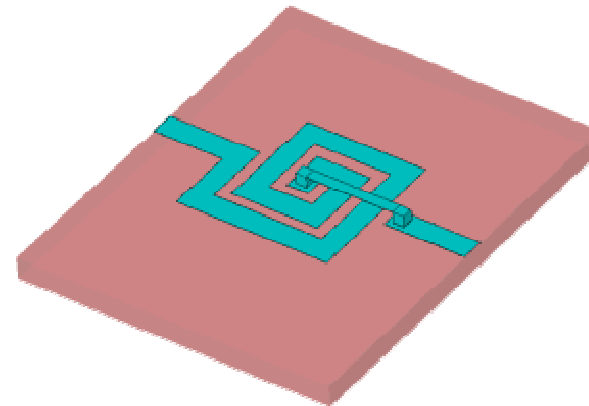
Misturador

Componentes em Microlinha



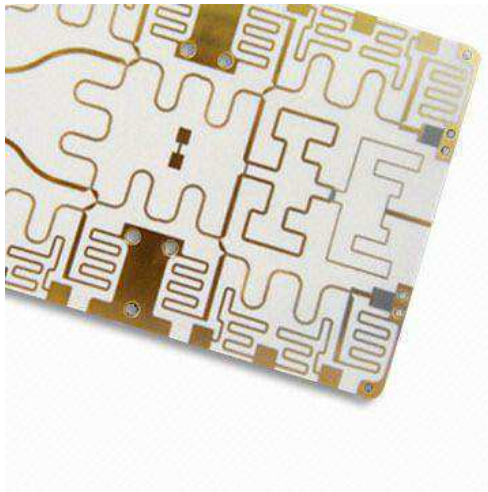
Capacitor interdigital

Indutor espiral



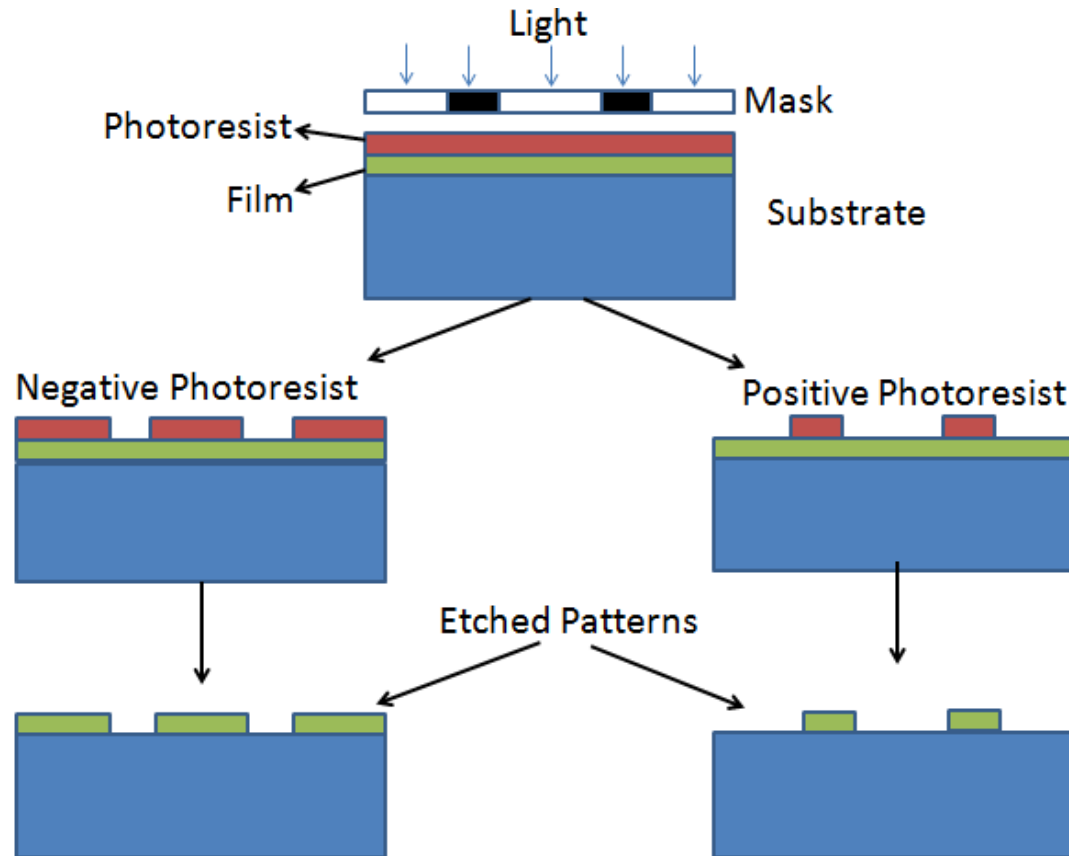
Circuito LC

Tecnologias de fabricação de Microlinha



➤ **Fotolitografia em filme fino**

Substratos cerâmicos

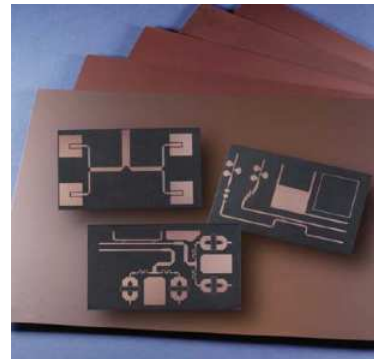


Tecnologias de fabricação de Microlinha

- **Tecnologia PCB**
Substratos flexíveis



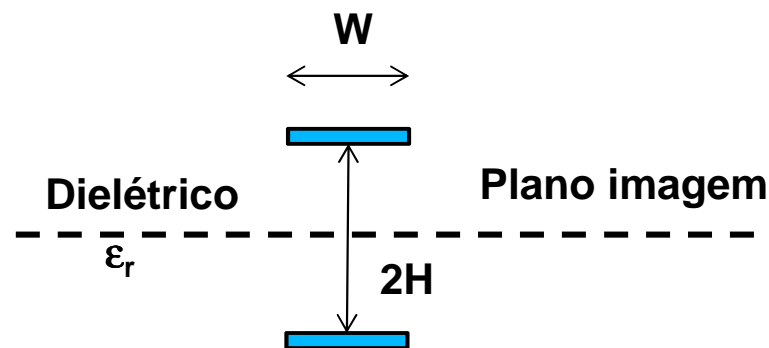
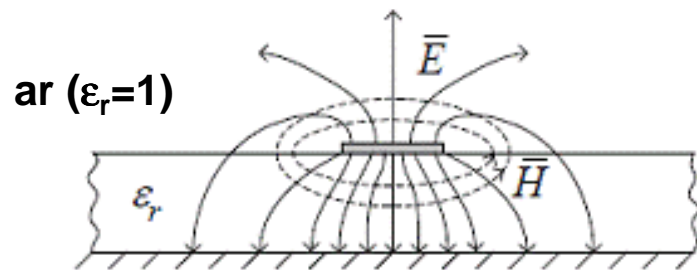
Fresas mecânicas de alta precisão



1. The ProtoLaser 100 system provides the precision and speed of laser drilling and milling with new capability for removal of large areas of unwanted conductor layers.

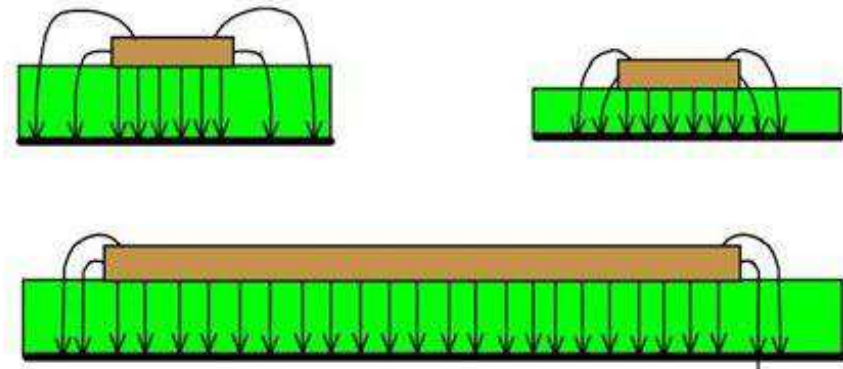
Fresas a laser

Propagação de campos em Microlinha

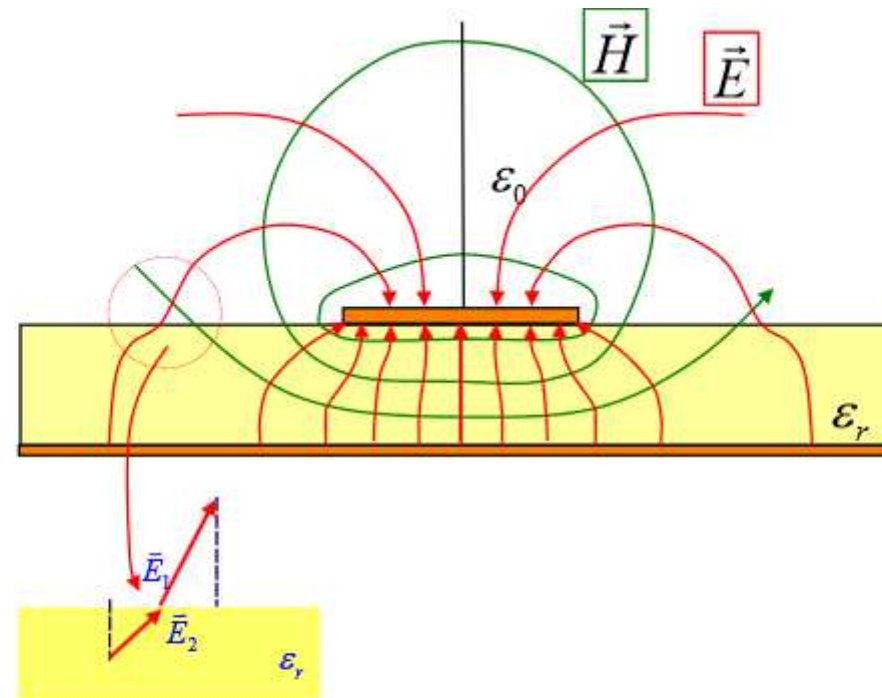


Modelo bifilar

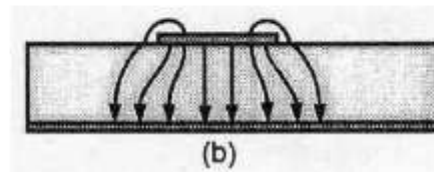
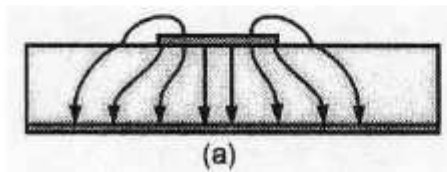
- Propagação dos campos em meio não homogêneo
- Dispersão das linhas de campo elétrico e valor de ϵ_{ef} dependem de W (largura da linha), H (altura do substrato) e W/H
- Modelagem: **modo quase-TEM** em meio contínuo com **permissividade efetiva** $\epsilon_{ef} < \epsilon_r$



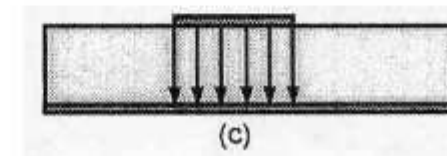
Modo quase-TEM em microlinhas



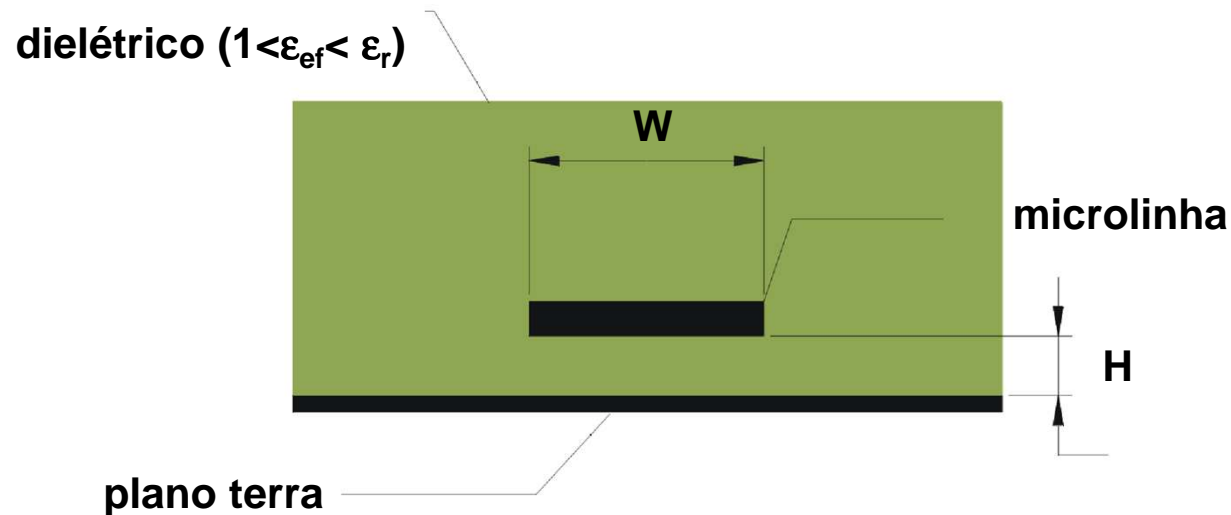
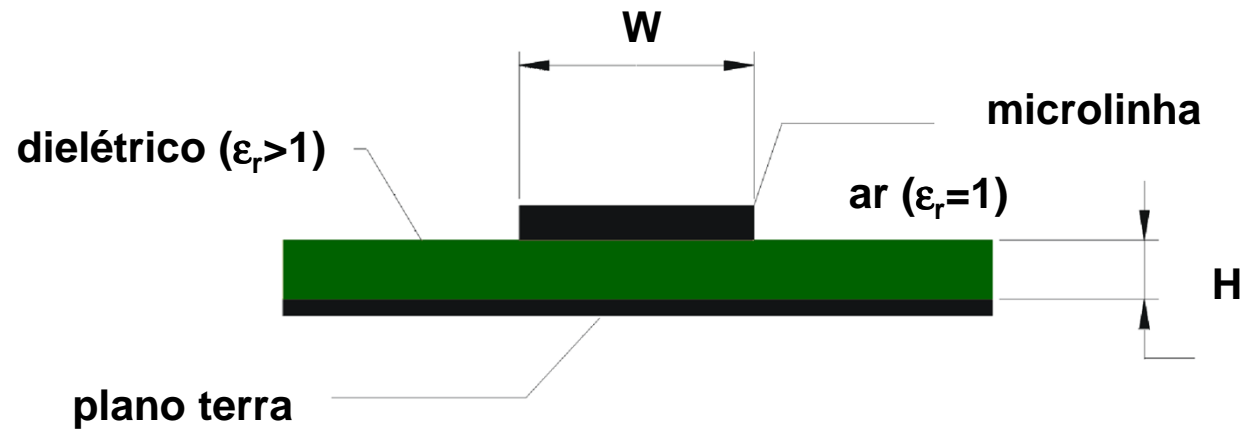
frequência baixa



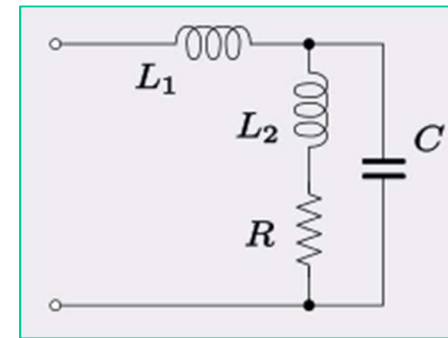
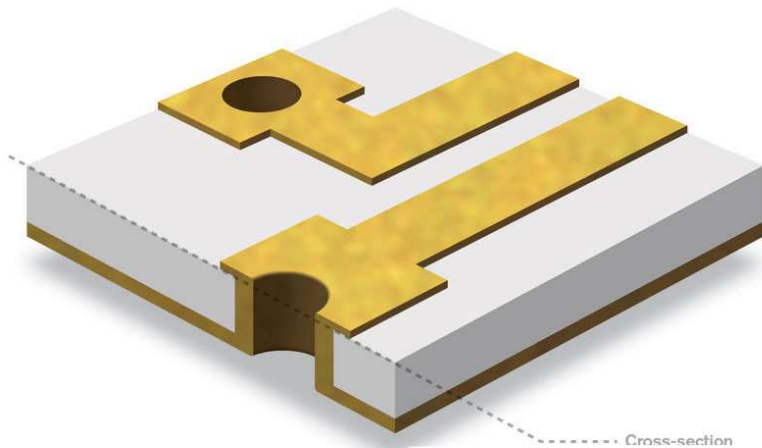
frequência alta $\epsilon \gg 1$



Constante dielétrica efetiva ϵ_{ef}

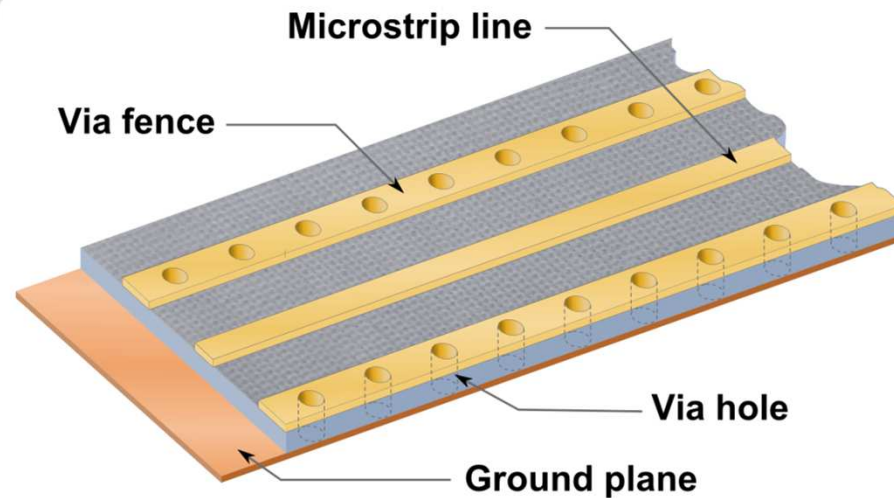


Acesso ao Plano Terra



➤ *via hole*
(furo
metalizado)

➤ *circuito
equivalente*



Características das Microlinhas

- Velocidade de propagação

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

- Constante de fase

$$\beta = \frac{2\pi f}{v_p}$$

- Comprimento de onda

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

- Comprimento elétrico

$$\theta = \beta l$$

Características das Microlinhas

(equações semi empíricas e métodos numéricos)

➤ **Constante dielétrica efetiva**

Hipótese: $T_{met} \sim 0$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12H/W}}$$

➤ **Impedância característica**

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H} \right) \quad [\Omega]$$

para $W/H \leq 1$

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{120\pi}{\frac{W}{H} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{H} + 1,444 \right)} \quad [\Omega]$$

para $W/H > 1$

Wentworth, S.M. Eletromagnetismo Aplicado, Cap. 10, Bookman, 2007

Cálculos para projeto de linhas de transmissão micro-ondas (aplicativo TXLINE)

<http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator>

Microlinhas – Exemplo 1

➤ Dielétrico: Alumina (Al_2O_3)

$$\epsilon_r = 9,9$$

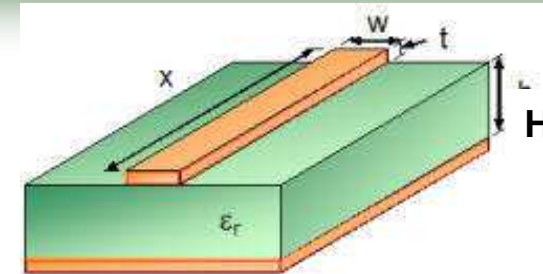
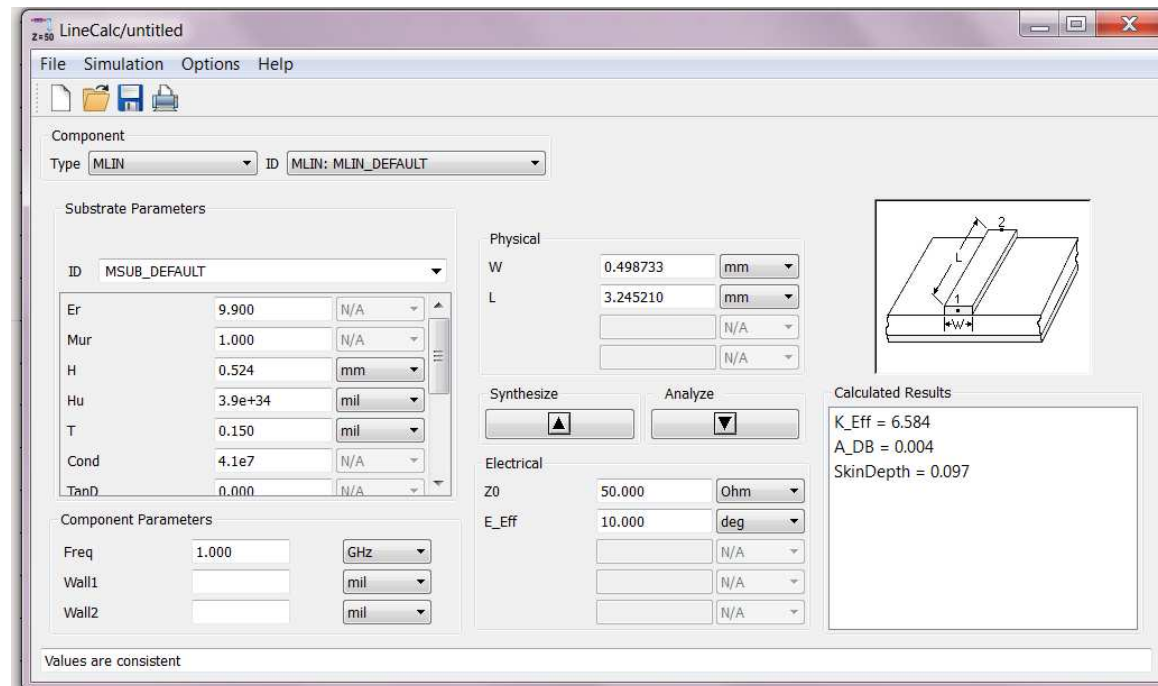
$$H = 0,524 \text{ mm}$$

Para $Z_0=50\Omega$, $\theta=10^\circ$:

$$W = 0,499 \text{ mm}$$

$$X = 3,25 \text{ mm}$$

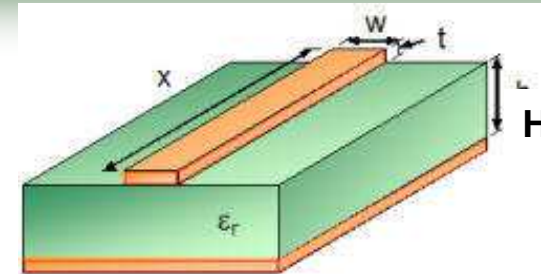
$$\epsilon_{\text{ef}} = 6,584$$

Software: ADS (LineCalc) : Síntese e Análise de Microlinhas

Microlinhas – Exemplo 1

- Dielétrico: FR-4 (fibra de vidro com resina epoxy)



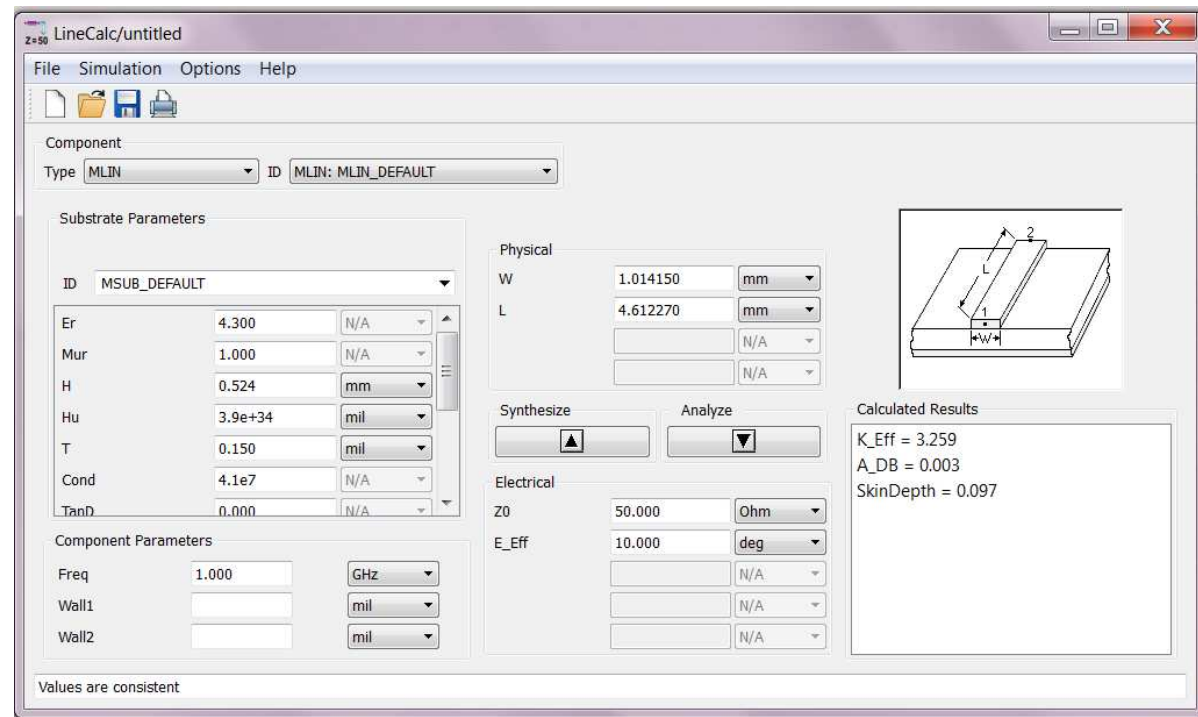
$\epsilon_r = 4,3$
 $H = 0,524 \text{ mm}$

Para $Z_0 = 50\Omega$, $\theta = 10^\circ$:

$W = 1,014 \text{ mm}$

$X = 4,612 \text{ mm}$

$\epsilon_{ef} = 3,259$



Software: ADS (LineCalc) : Síntese e Análise de Microlinhas

Limite de operação das microlinhas

Fatores de limitação:

- Perdas
- Dispersão (variação dos parâmetros Z_0 e ϵ_{ef} com a frequência)
- Excitação de outros modos de propagação (TE ou TM)

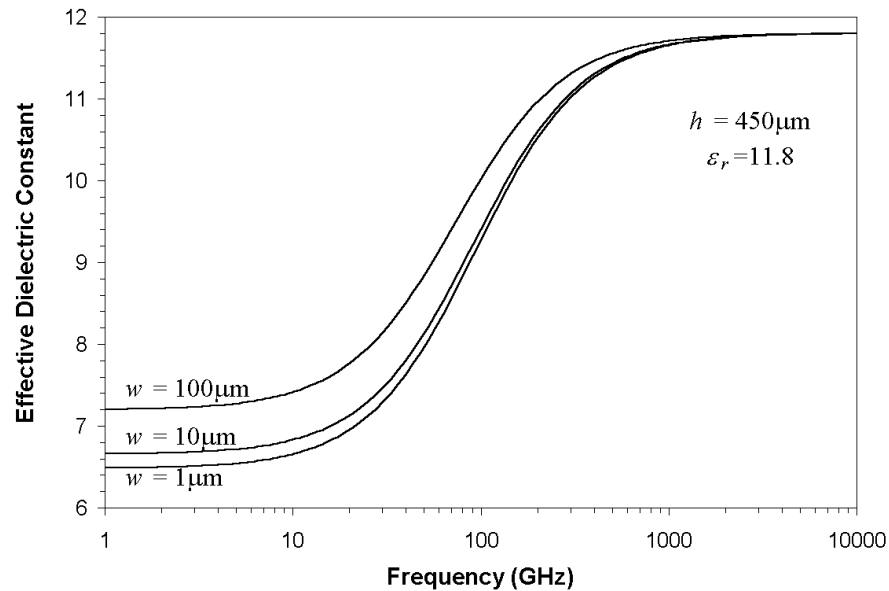
$$f_{\max} = \frac{c}{4H\sqrt{\epsilon_r}}$$

para $W < 2H$

$$f_{\max} \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}(2W + 0,8H)}$$

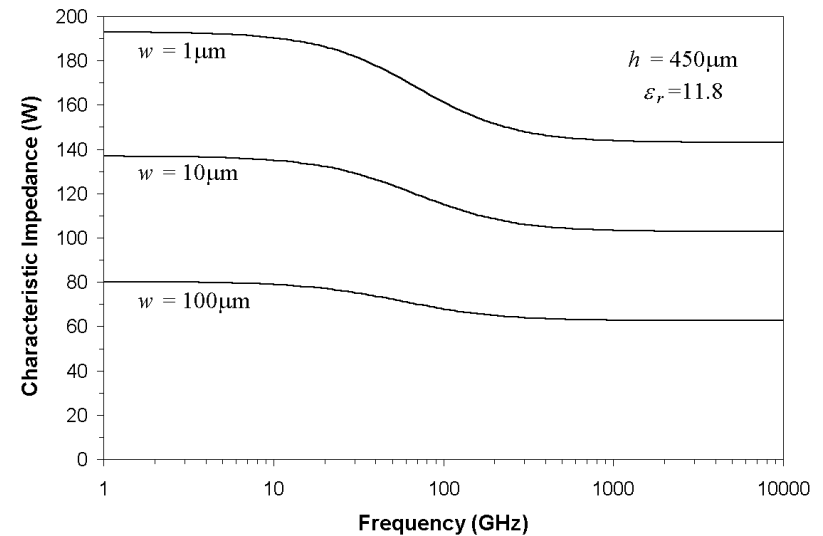
para $W > 2H$

Efeitos de dispersão em microlinhas



Variação do ϵ_{ef} com a frequência

Variação de Z_0 com a frequência



Atenuação e perdas em microlinhas

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r$$

α_c – atenuação no condutor

α_d – atenuação no dielétrico

α_r – atenuação por irradiação (frequências elevadas)

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad [Np / m]$$

$$\alpha_c = 8,686 \frac{R_s}{Z_0 W} \quad [dB / m]$$

R_s = resistência de efeito pelicular no condutor

δ_s = profundidade de penetração no condutor

σ_c – condutividade do condutor

$$R_s = \frac{1}{\sigma_c \delta_s} \quad [\Omega]$$

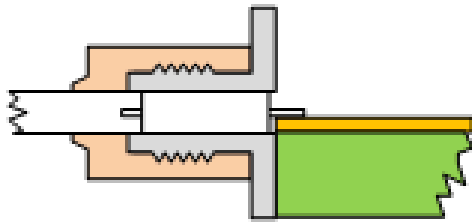
$$\alpha_d = \frac{2\pi f}{c} \frac{\epsilon_r (\epsilon_{ef} - 1)}{2\sqrt{\epsilon_{ef} (\epsilon_r - 1)}} \text{tg} \delta \quad [Np / m]$$

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_c}} \quad [m]$$

tg δ = tangente de perdas do dielétrico

Transição coaxial-microlinha

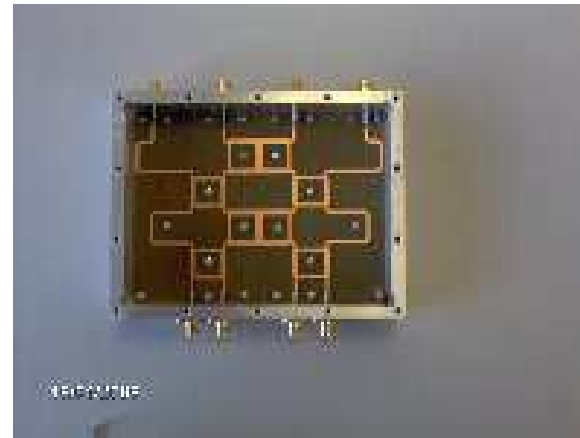
**pino central soldado à
microlinha**



**Condutor externo
soldado ao plano de
terra da microlinha**

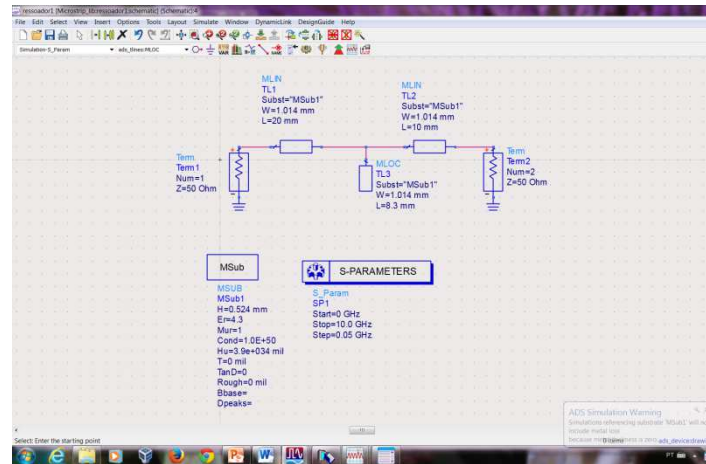
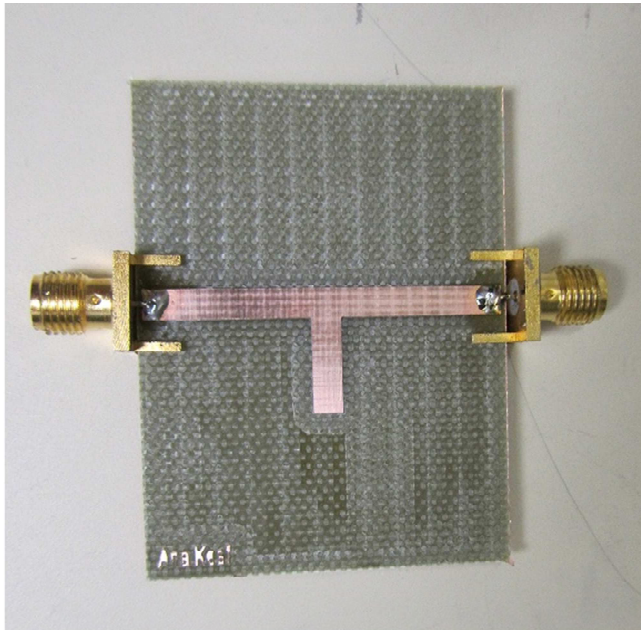


**Flange pode ter 2 ou 4
furos de fixação**



**Caixa metálica para
acondicionamento do
circuito em microlinha**

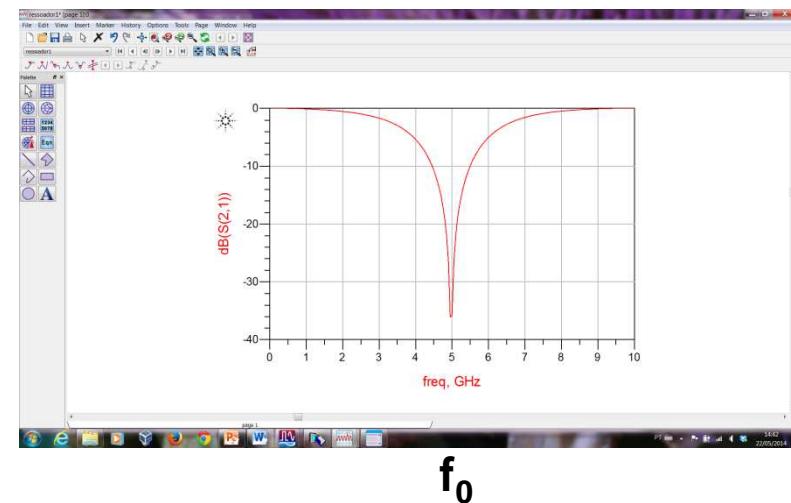
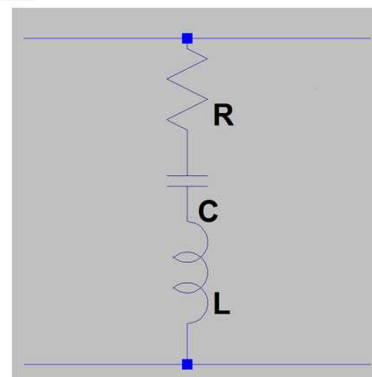
Medida experimental de ϵ_{ef}



$$l = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{ef}}} = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

$$\epsilon_{ef} = \left(\frac{c}{4f_0 l} \right)^2$$

Ressoador simples com comprimento $l = \lambda/4$
Aberto \rightarrow Curto na frequência f_0



Medida experimental de $(\epsilon_{ef} \times f)$



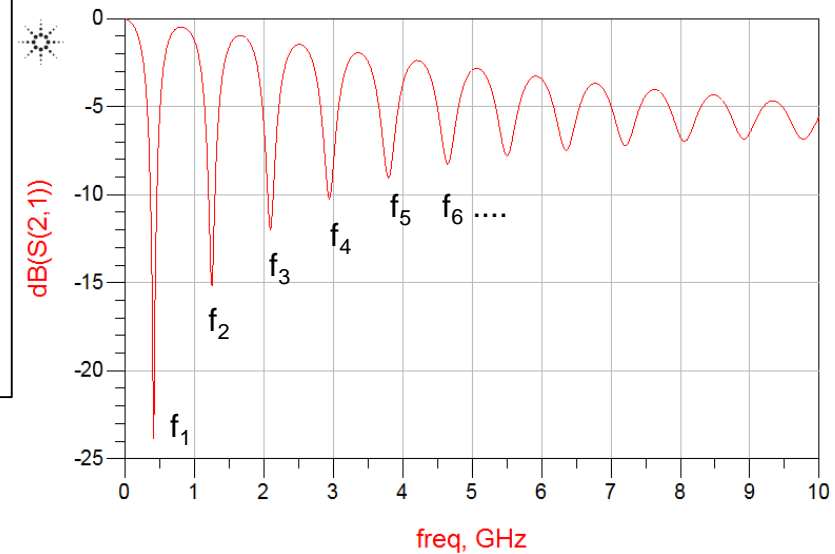
Ressorador em anel, acoplado à microlinha

$$2\pi R = n \frac{\lambda_g}{2}$$

para $n = 1, 2, 3 \dots$

R = raio médio do anel

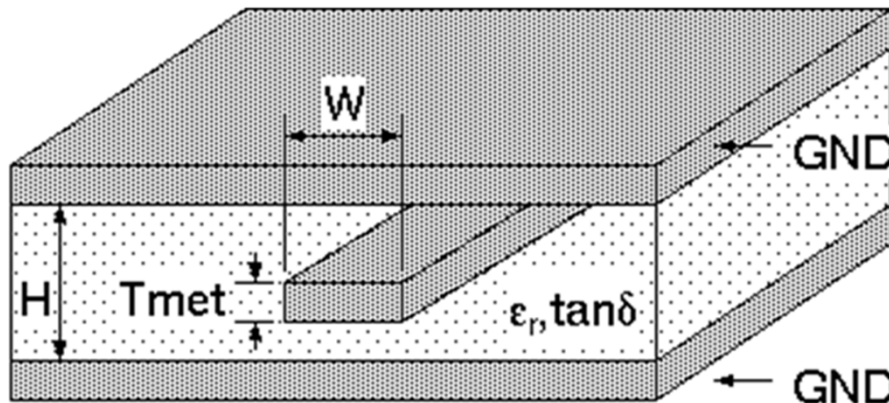
λ_g = comprimento de onda das ressonâncias



$$\epsilon_{ef}(f) = \left(\frac{nc}{f 4\pi R} \right)^2$$

Linha em Fita (*stripline*)

Cabo coaxial “planar”



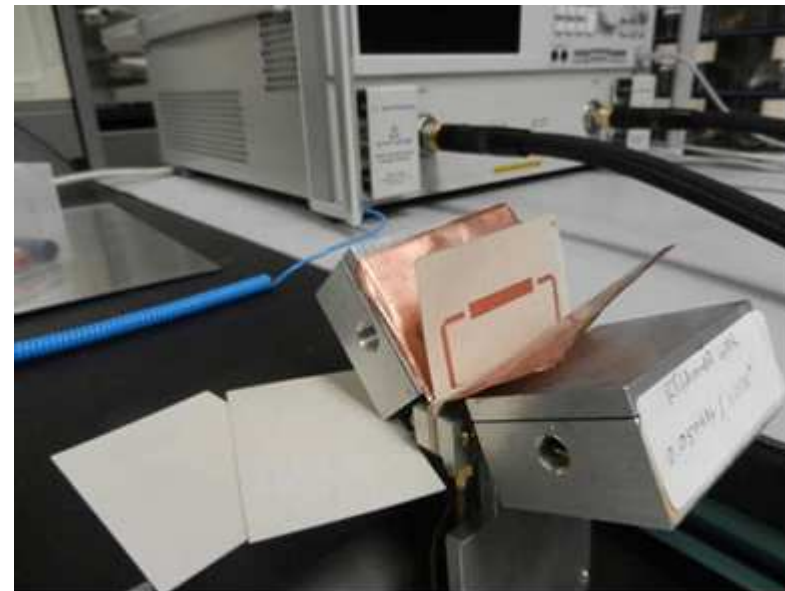
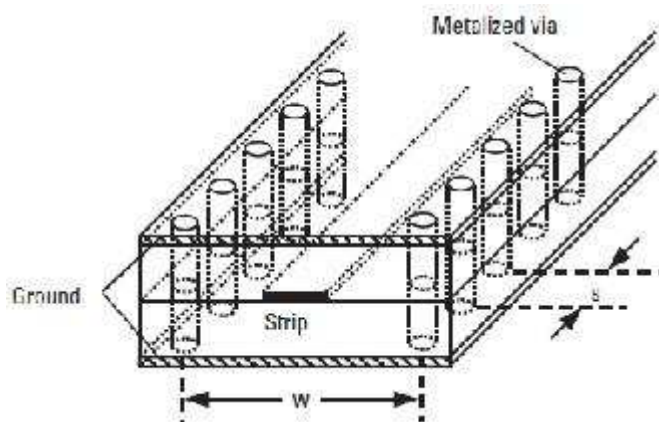
- **Aplicações:** acopladores direcionais e filtros

- **Vantagens:** meio de propagação homogêneo: modo TEM e parâmetros não dispersivos; boa blindagem
- **Dificuldades práticas:** contato entre os planos terra para que estejam no mesmo potencial; conexão de componentes discretos; método de fabricação; linhas de transmissão mais finas

Exemplos de circuitos em Linha em Fita

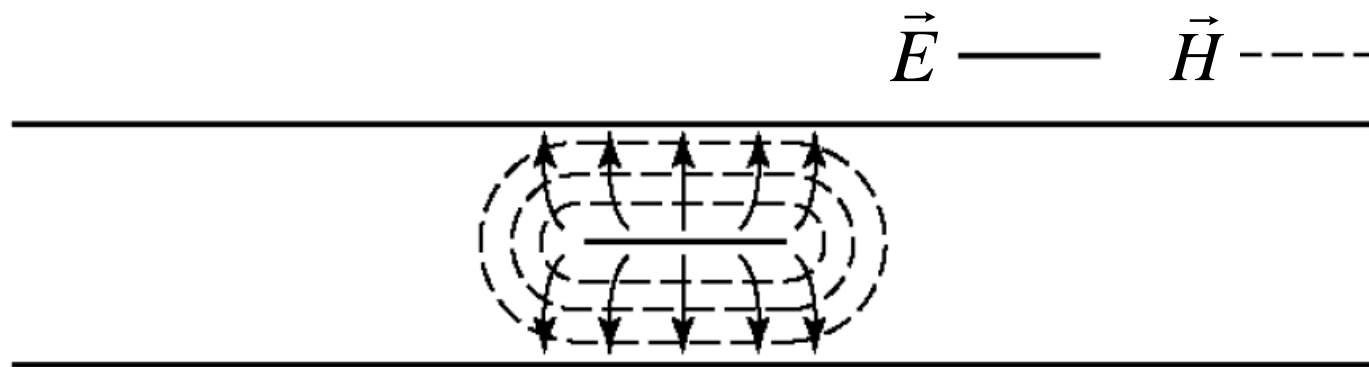


9. The prototype coupler was fabricated on RT/duroid 5880.



Note: The two 1.5 mm fully etched coupons are inserted on either side of the patterned resonator card and the fixture is closed to form a stripline circuit

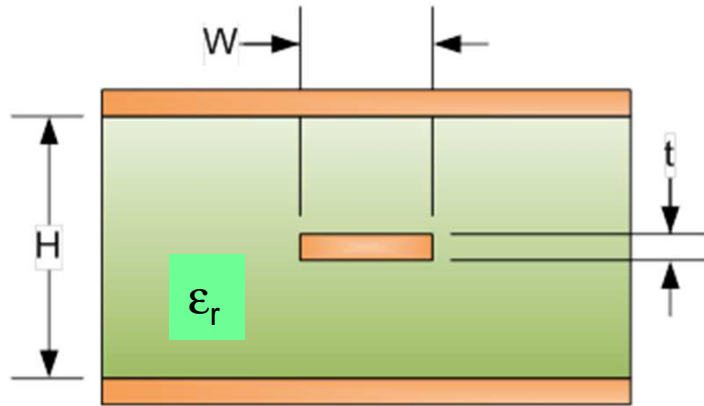
Propagação de campos na Linha em Fita



- Perdas dependem do condutor e do dielétrico
- Modos de ordem superior e ressonâncias transversais (TE) podem ser excitados para frequências acima de:

$$f = \frac{c}{H \sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{2W}{H} + \frac{\pi}{2} \right)}$$

Parâmetros das Linhas em Fita



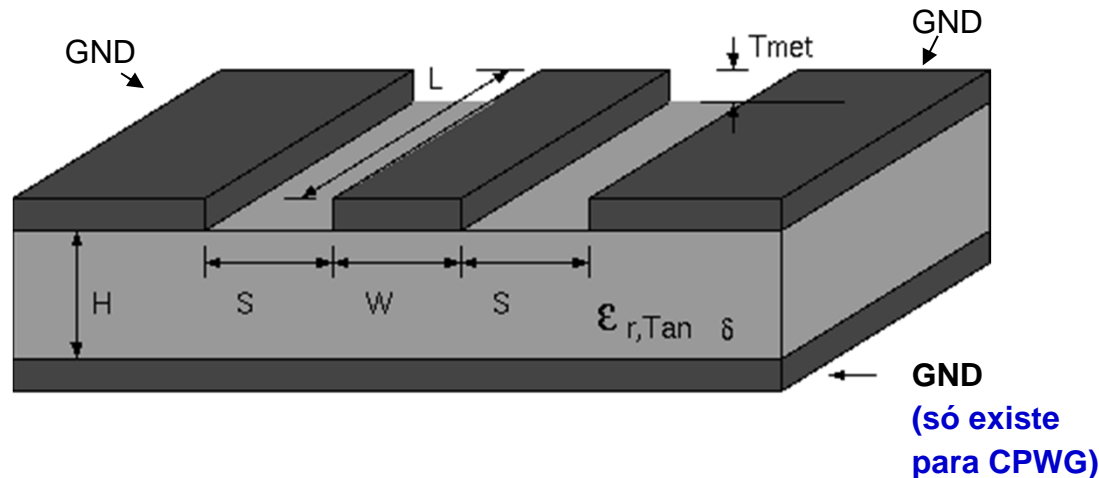
➤ Impedância característica

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{H}{W_e + 0,441H} \right] \quad [\Omega]$$

Hipótese: $t \sim 0$

$$\frac{W_e}{H} = \frac{W}{H} - \begin{cases} 0 & \text{para } \frac{W}{H} > 0,35 \\ \left(0,35 - \frac{W}{H}\right)^2 & \text{para } \frac{W}{H} < 0,35 \end{cases}$$

Linha Coplanar (CPW ou CPWG)

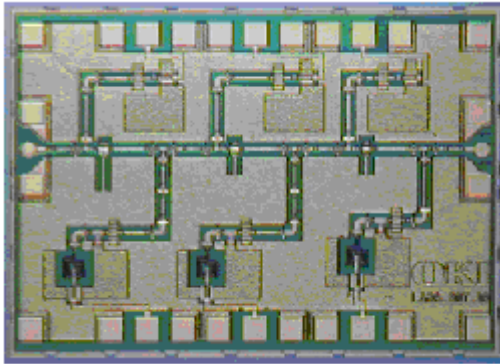


- **Dificuldades práticas:** ocupação de grande área do substrato
- **Aplicações:** circuitos MMICs (circuitos monolíticos de micro-ondas); circuitos para ondas milimétricas; antenas e redes de antenas

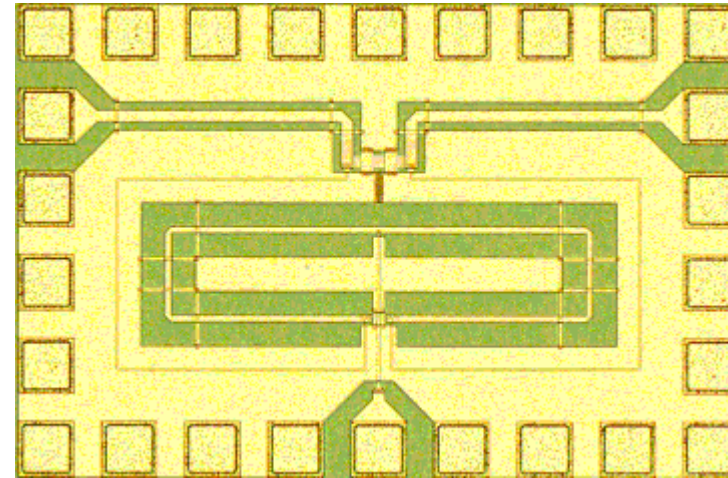
➤ Vantagens:

- linha de sinal e de terra estão no mesmo lado do substrato
- facilidade de conexão de componentes
- mesma impedância característica pode ser obtida com larguras de linha diferentes
- plano terra no outro lado do substrato provê maior blindagem
- facilidade de acesso com pontas de prova do tipo CPW
- Baixa radiação e baixa dispersão

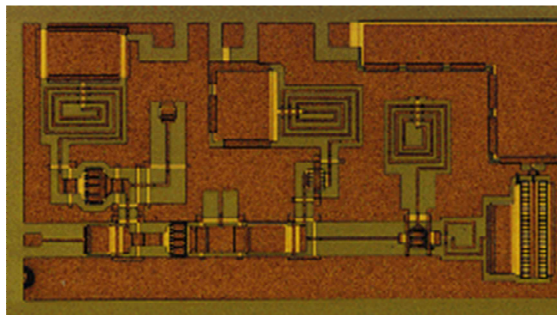
Exemplos de circuitos em Linha Coplanar



**Amplificador de
baixo ruído**



Combinador de potência



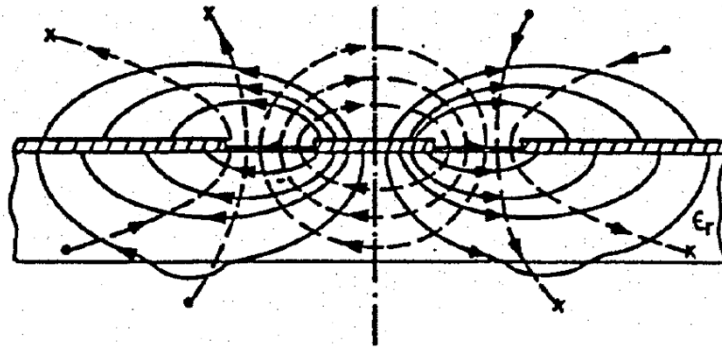
Oscilador

<http://post.queensu.ca/~freund/research/wireless/wirelessf.html>

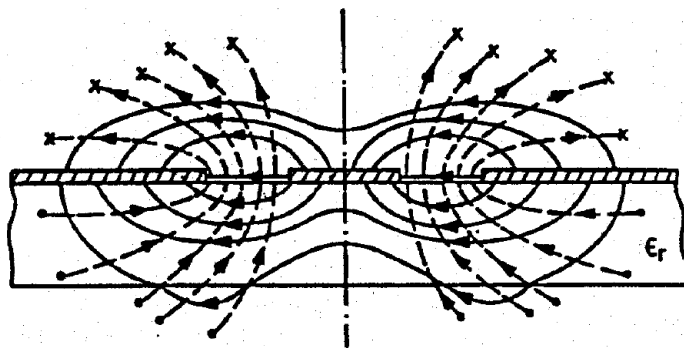
<http://www.microwavejournal.com/articles/2404-the-current-state-of-the-art-in-coplanar-mmics>

Propagação de campos em Linha Coplanar

parede magnética (\vec{H} perpendicular)



$$\begin{array}{l} \vec{E} \text{ ———} \\ \vec{H} \text{ - - - -} \end{array}$$



parede elétrica (\vec{E} perpendicular)

- **Modo Coplanar** (ou **modo ímpar**) → quase-TEM (**desejável**; baixa radiação)

Campos nas fendas estão defasados de 180°

- **Modo de fenda acoplada** (ou **modo par**) → (**indesejável**)

Campos nas fendas estão em fase.

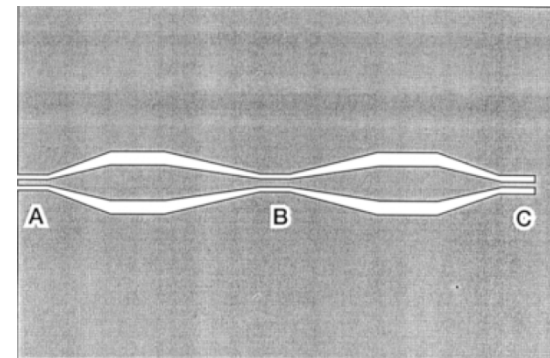
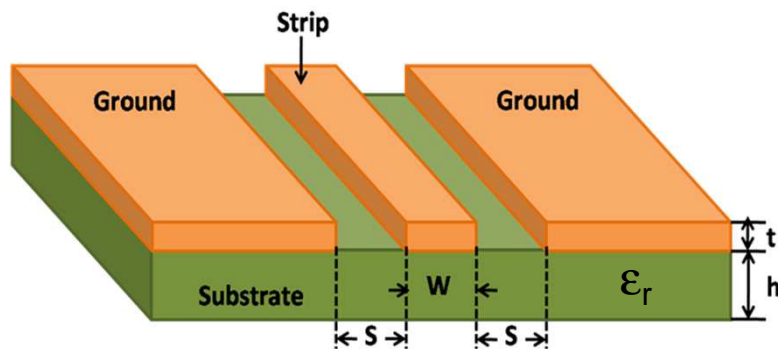
Pode ser evitado conectando-se as linhas de terra:



Parâmetros das Linhas Coplanares

- **Impedância característica** → depende da relação S/W e não tanto de H (infinitas possibilidades para o mesmo valor de impedância)

Linhas muito estreitas → altas perdas

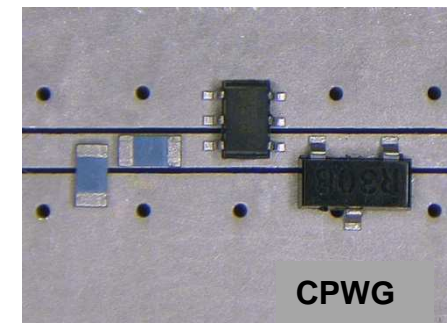


Linha CPW com Z_0 constante = 50Ω e S/W variável

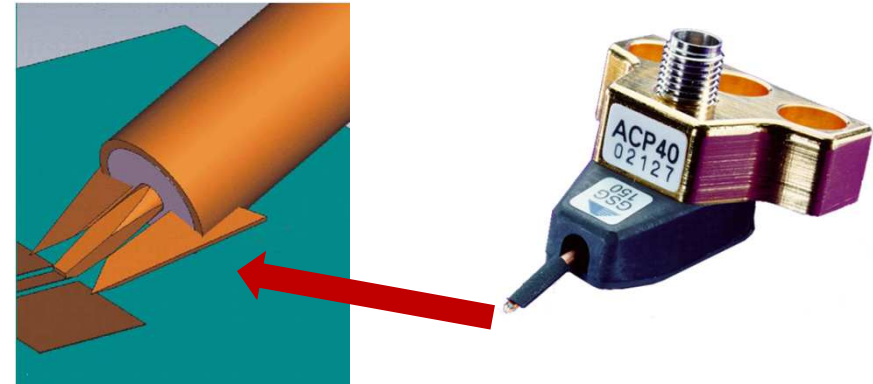
- **Constante dielétrica efetiva**
→ menor que ϵ_r , pois os campos concentram-se no dielétrico e no ar (~50% cada).

$$\epsilon_{ef} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

- Facilidade para conexão de componentes e para transição com conectores

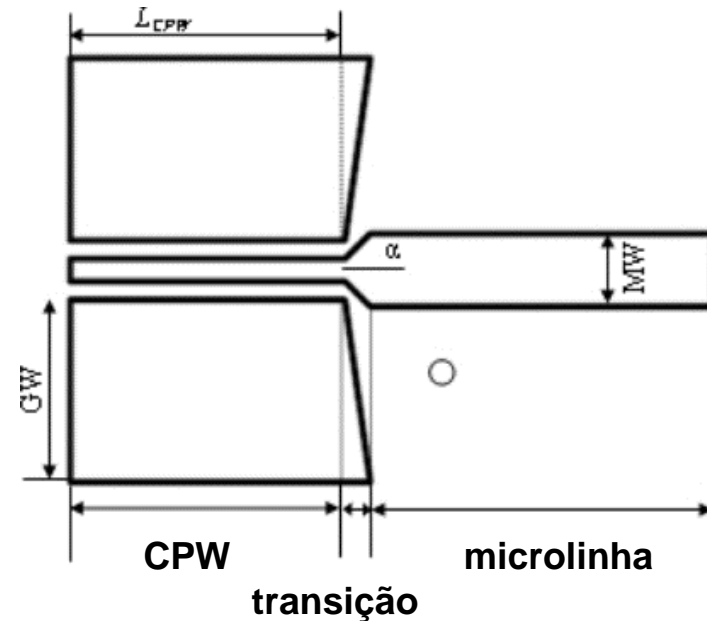
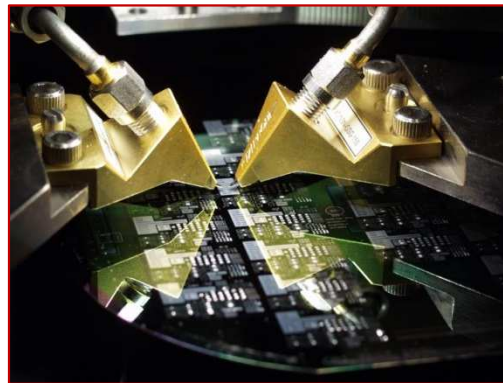


Teste de circuitos monolíticos: ponta de prova coplanar

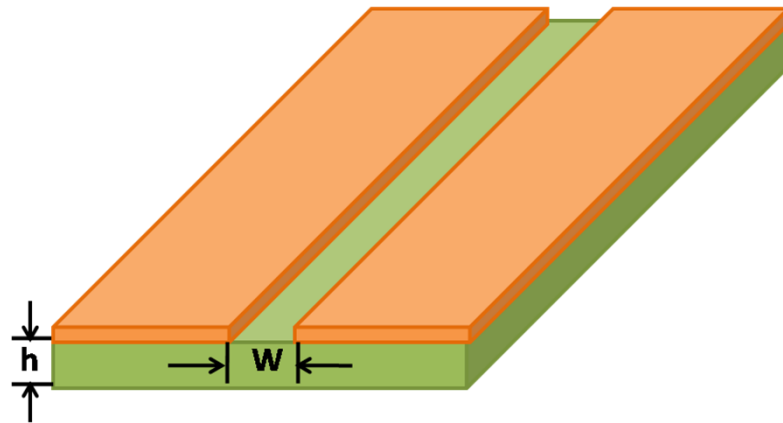


Equipamento
Cascade

Medidas “on
wafer”

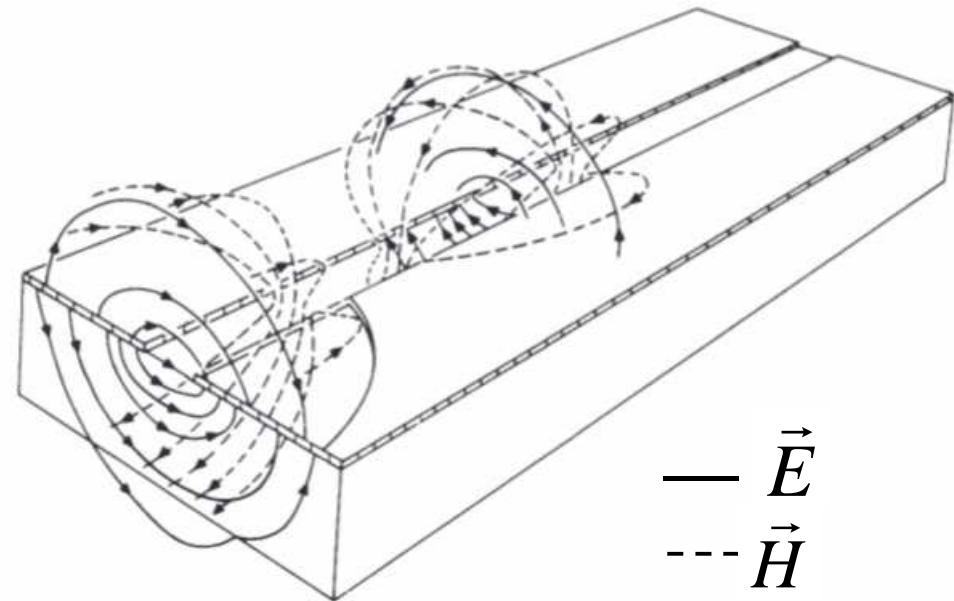


Linha de fenda (*slot line*)

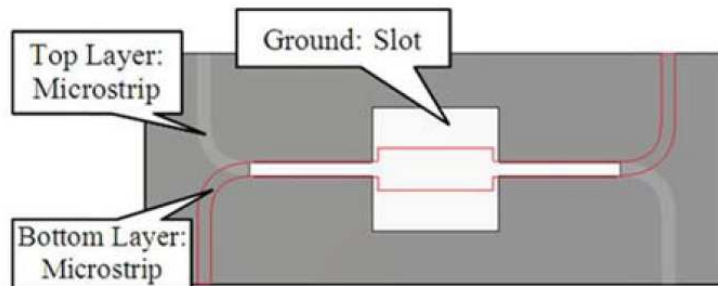


- Modo de propagação **não TEM** (maior componente do campo elétrico orientada perpendicular à fenda, no plano de metalização)

- Impedância característica depende de W (largura da fenda)
- Estrutura balanceada



Aplicações de Linha de fenda

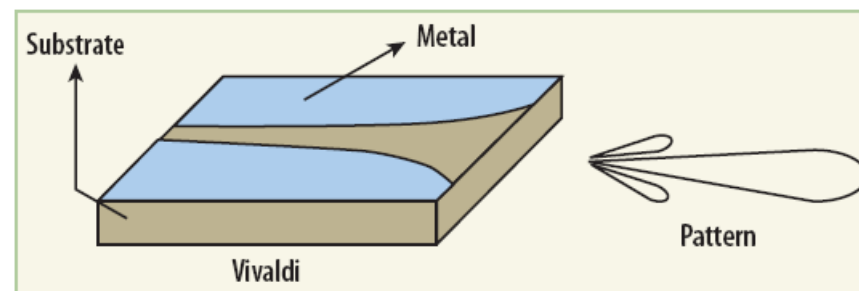
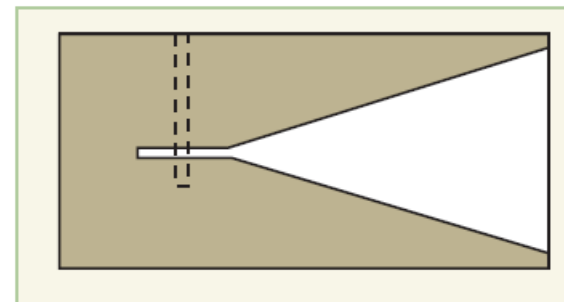


**acoplador direcional
(3 camadas)**

- Antenas (operação em banda larga de frequência)

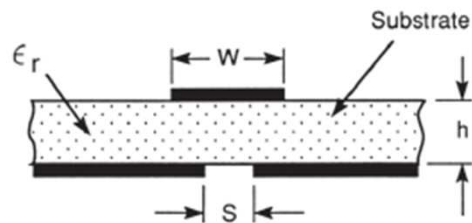
antena vivaldi (em linha de fenda) com alimentação em microlinha

- Incluídas em circuitos de microlinhas (no plano terra)
- circuitos híbridos dupla face

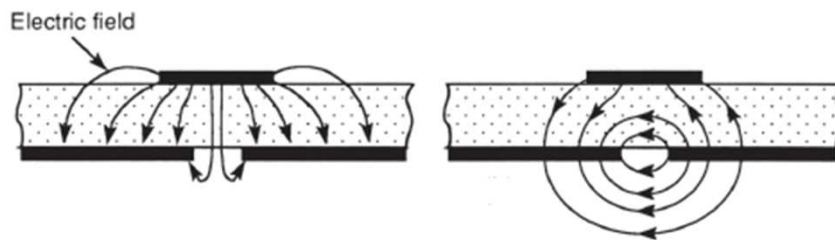


Transições microlinha / linha de fenda

microlinha

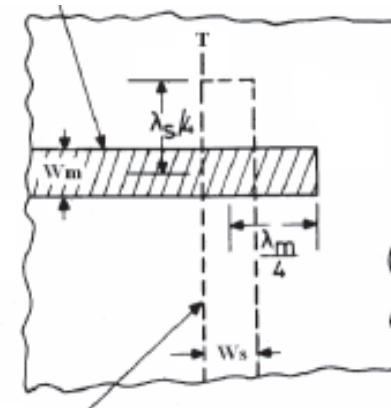


Acoplamento do campo elétrico

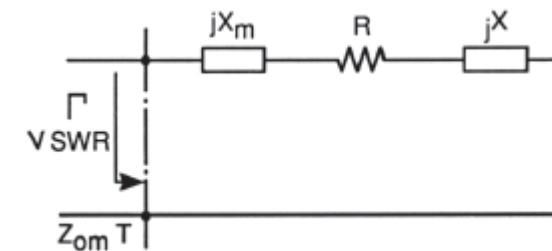


➤ modo par

➤ modo ímpar



linha de fenda

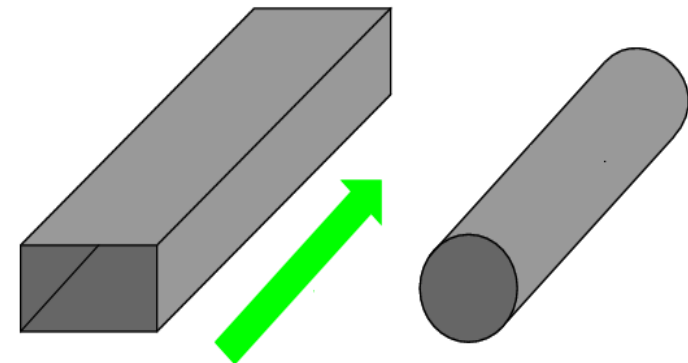


circuito equivalente

Guias de Onda

- Estruturas com condutor único
- Modos de propagação não TEM:
 - **TE** – Transversal Elétrico (componente de campo magnético na direção de propagação)
 - **TM** – Transversal Magnético (componente de campo elétrico na direção de propagação)
- Aplicações de micro-ondas de alta potência (1-40GHz) e em ondas milimétricas
- Faixa de frequências limitada
- Propagação a partir de uma **frequência de corte**
- Dimensões da ordem de grandeza do comprimento de onda guiado

Metálicos

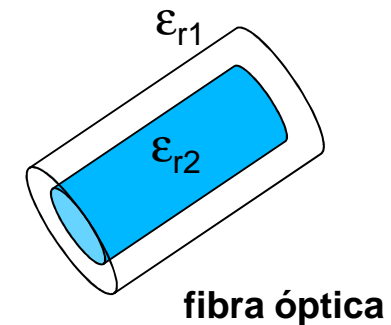
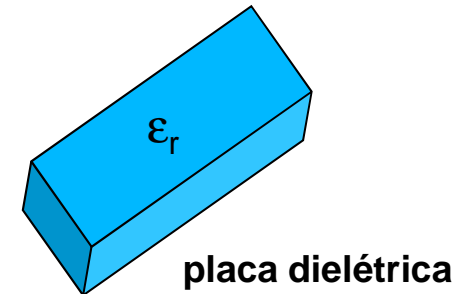


direção de propagação

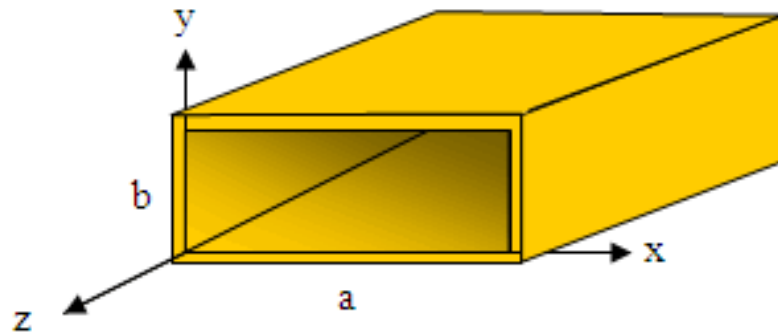
Guias de Onda

- Estruturas com materiais dielétricos
- Modos de propagação: TE, TM e híbridos (EH e HE)
- Aplicações de micro-ondas de alta frequência (baixa atenuação)
- Fibras ópticas: bom isolamento de sinal e banda extra larga

Dielétricos



Guias de Onda Retangulares



➤ Frequência de corte

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad [Hz]$$

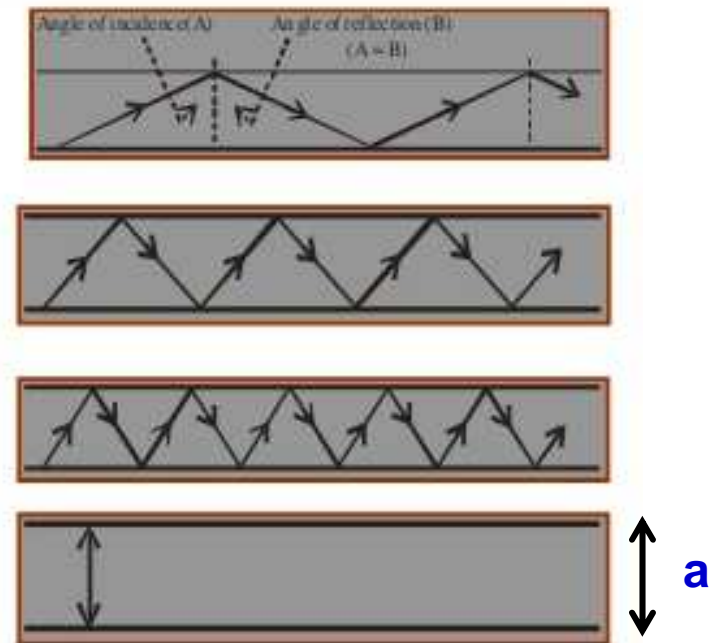
- Material: latão, cobre ou alumínio
- $a > b$
- Modos TE_{mn} e TH_{mn}
- m = variações de meio comprimento de onda na direção x
(a)
- n = variações de meio comprimento de onda na direção y
(b)
- Modo dominante: TE_{10}

$$f_{c_{10}} = \frac{c}{2a}$$

$$\lambda_{c_{10}} = 2a$$

Frequência de corte

- High frequency
- Medium Frequency
- Low Frequency
- Cut off Frequency

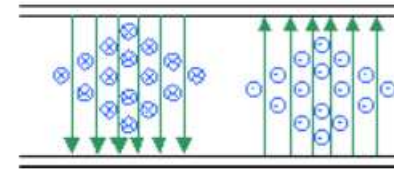
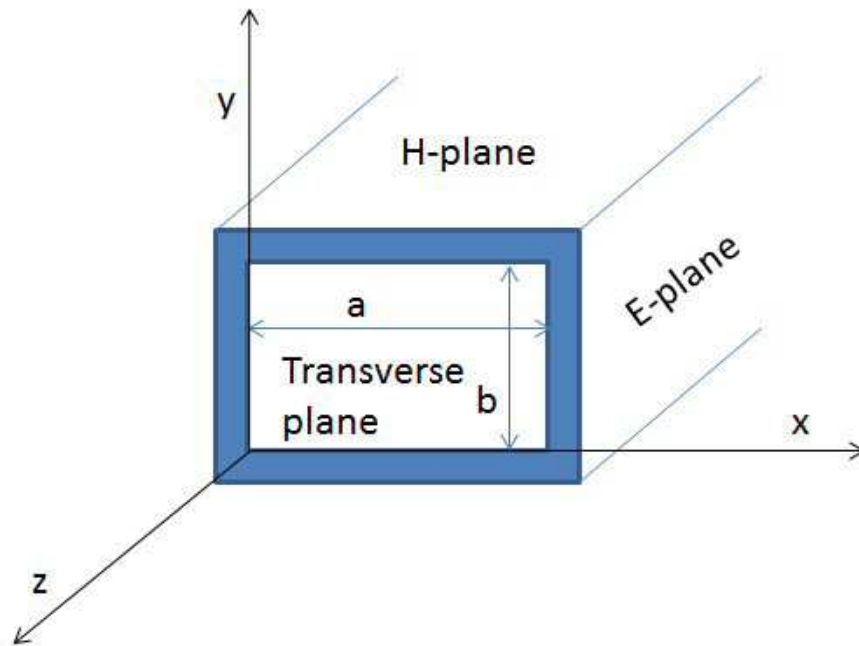


- Análise a partir de ondas eletromagnéticas **incidente** e **refletida** nas paredes do guia metálico.

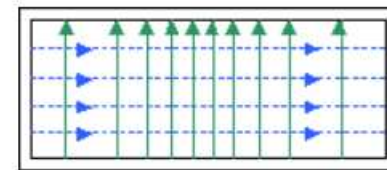
Modo TE₁₀

Guia de Onda Retangular

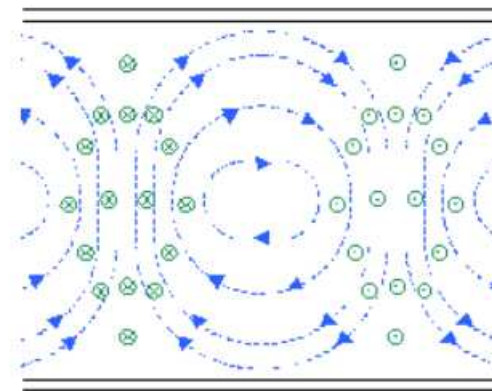
Distribuição dos campos EM



End View (TE₁₀)



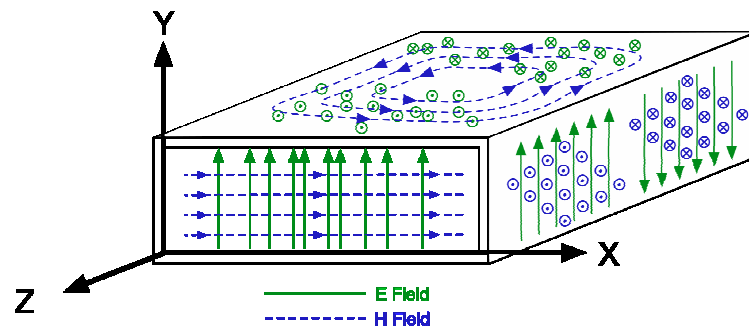
Side View (TE₁₀)



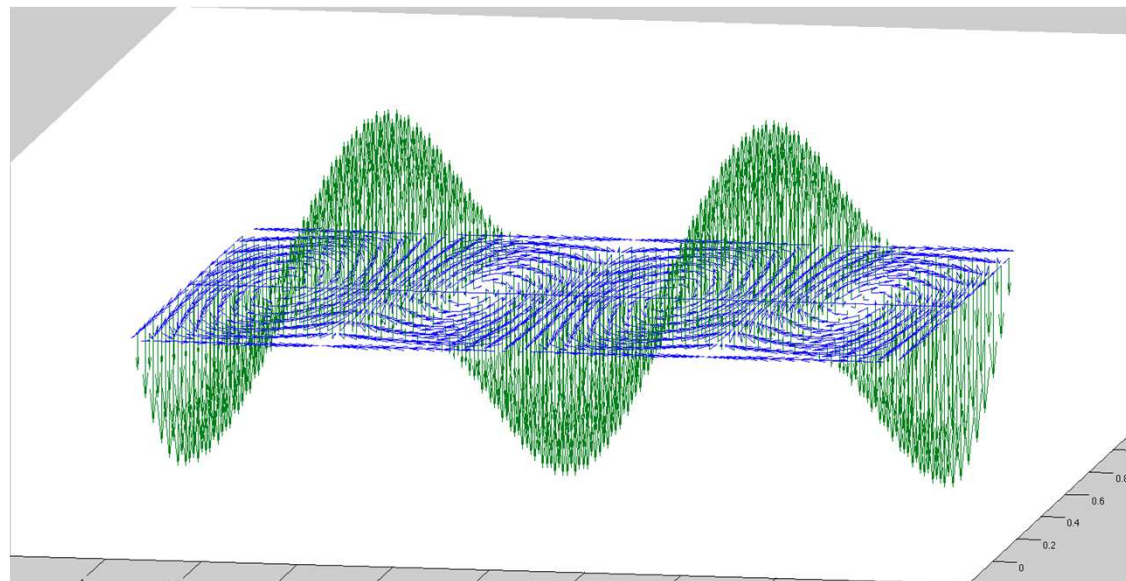
Top View (TE₁₀)

— Electric field lines
 - - - Magnetic field lines

Modo TE₁₀ - Guia de Onda Retangular

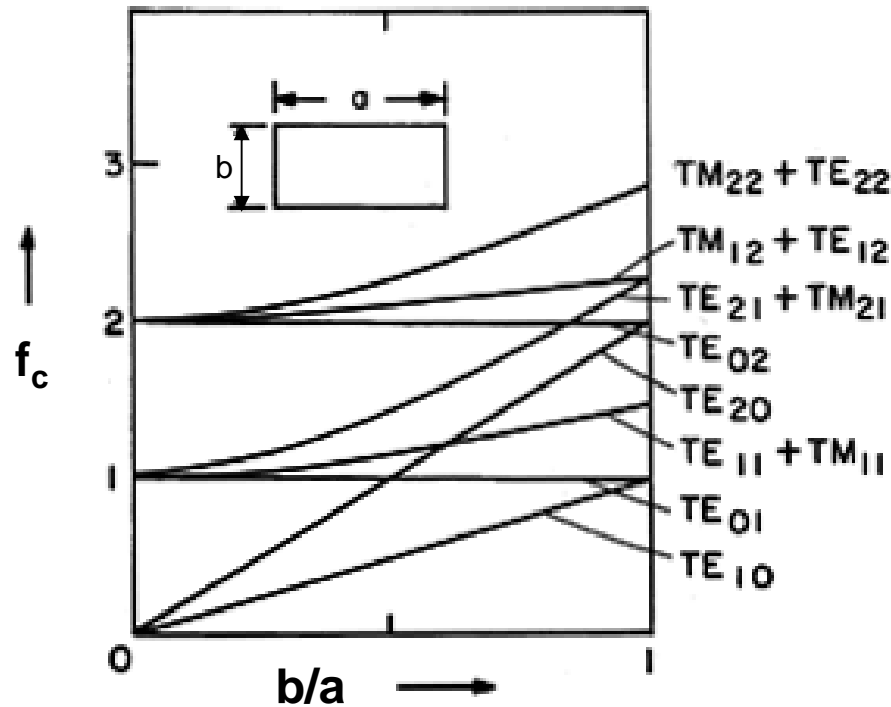


Nota: Campo magnético apresentado apenas no plano central



Modos em Guias Retangulares

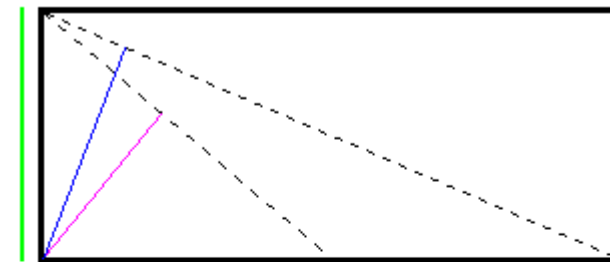
Distribuição das frequências de corte



f_c = frequência de corte normalizada

Relação entre os comprimentos de onda de corte

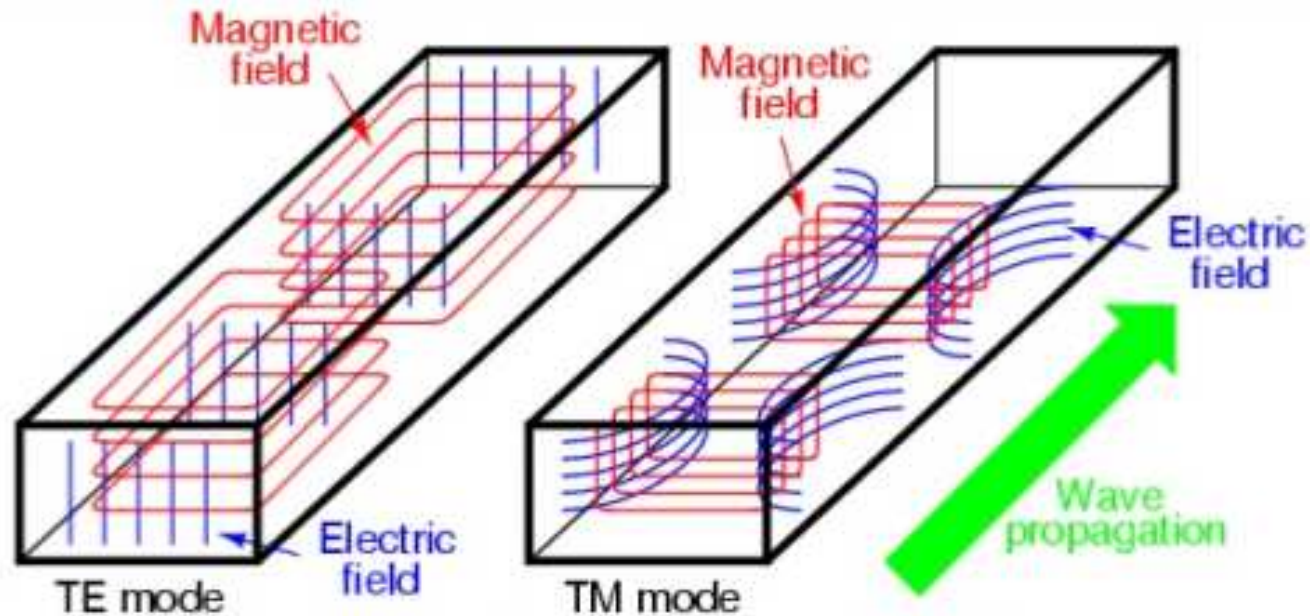
Cutoff Wavelengths in Waveguide



- $\lambda_c/2$ of TE₁₀ mode — red
- TE₂₀ — red
- TE₀₁ — green
- TE₁₁, TM₁₁ — blue
- TE₂₁, TM₂₁ — pink

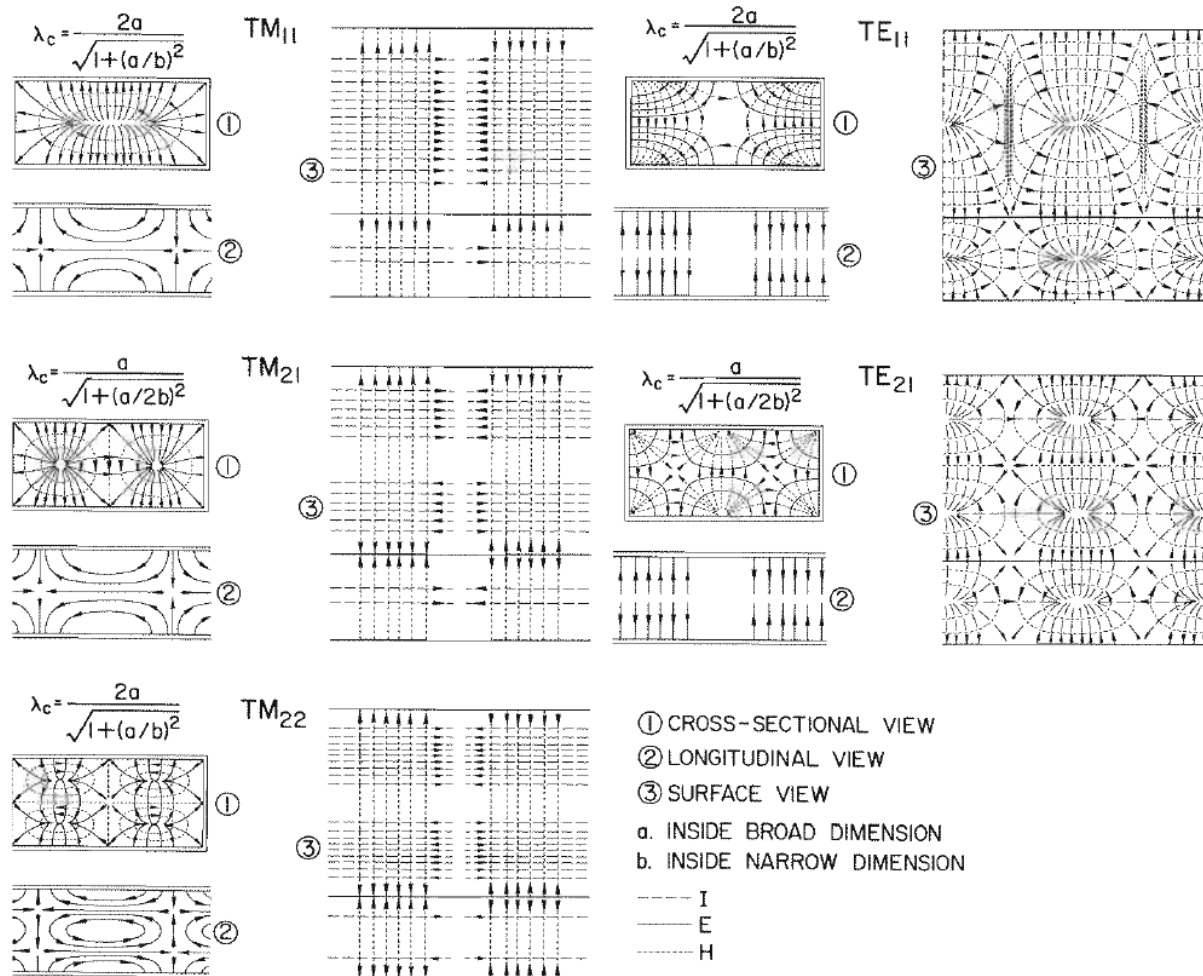
$$\frac{\lambda_c}{2} = \frac{\frac{a}{m} \frac{b}{n}}{\sqrt{\left(\frac{a}{m}\right)^2 + \left(\frac{b}{n}\right)^2}}$$

Modos TE e TM



Magnetic flux lines appear as continuous loops
Electric flux lines appear with beginning and end points

Modos de propagação - Guias de Onda Retangulares



Designação de Guias de Onda Retangulares

name	a	b	f_c	f_{\min}	f_{\max}	band	P	α
WR-510	5.10	2.55	1.16	1.45	2.20	L	9 MW	0.007
WR-284	2.84	1.34	2.08	2.60	3.95	S	2.7 MW	0.019
WR-159	1.59	0.795	3.71	4.64	7.05	C	0.9 MW	0.043
WR-90	0.90	0.40	6.56	8.20	12.50	X	250 kW	0.110
WR-62	0.622	0.311	9.49	11.90	18.00	Ku	140 kW	0.176
WR-42	0.42	0.17	14.05	17.60	26.70	K	50 kW	0.370
WR-28	0.28	0.14	21.08	26.40	40.00	Ka	27 kW	0.583
WR-15	0.148	0.074	39.87	49.80	75.80	V	7.5 kW	1.52
WR-10	0.10	0.05	59.01	73.80	112.00	W	3.5 kW	2.74

Dimensões internas (em polegadas), frequência de corte, faixa de frequência, potência e atenuação.

Características dos guias de onda

➤ Velocidade de fase

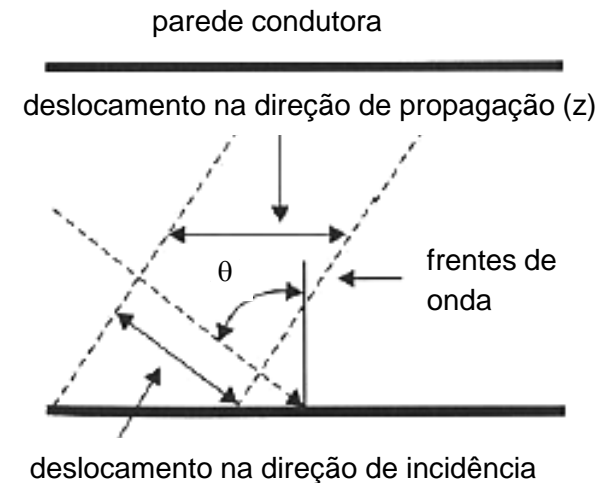
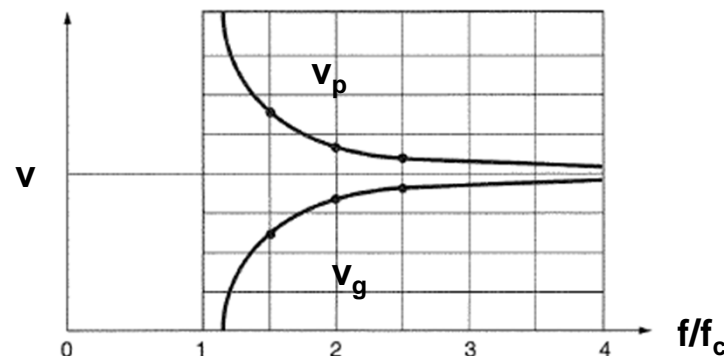
deslocamento da frente de onda por unidade de tempo na direção de propagação

$$v_p = \frac{v}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}$$

➤ Velocidade de grupo

deslocamento do pacote de campo formado pelas ondas incidentes e refletidas nas paredes condutoras, por unidade de tempo, na direção de propagação

$$v_g = v \sqrt{1 - (f_c / f)^2}$$



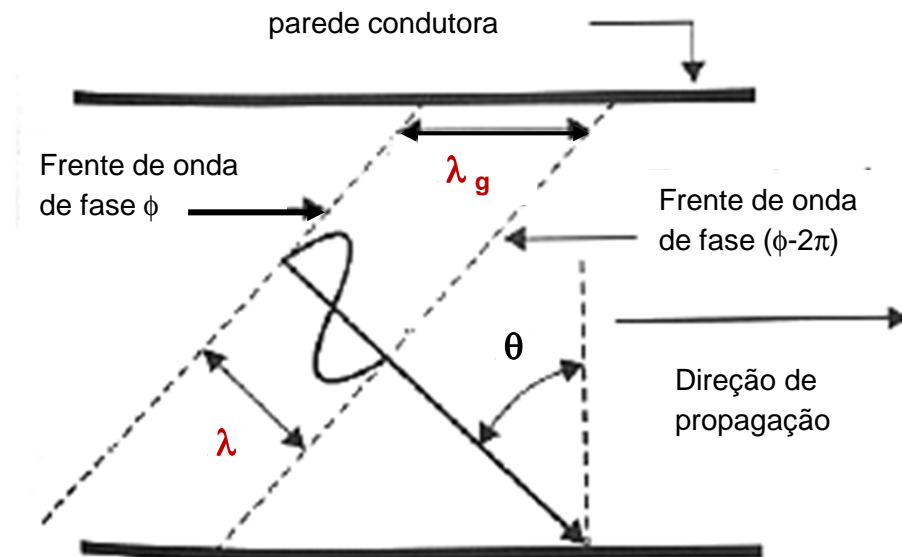
$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$$v = \sqrt{v_p \cdot v_g}$$

Características dos guias de onda

➤ Comprimento de onda no guia

- Distância entre dois pontos correspondentes a uma diferença de fase de 2π rad, na direção de propagação.



$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}$$

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Características dos guias de onda

➤ Impedância de onda TE

$$Z_{mn}^{TE} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}$$

- Relações entre o campo elétrico e magnético transversais do mesmo modo.

➤ Impedância de onda TM

$$Z_{mn}^{TM} = \eta \sqrt{1 - (f_c / f)^2}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

$$\eta_0 = 120\pi \quad \Omega$$

no vácuo

Impedâncias

- Impedância intrínseca do meio

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

- Impedância característica de linha de transmissão

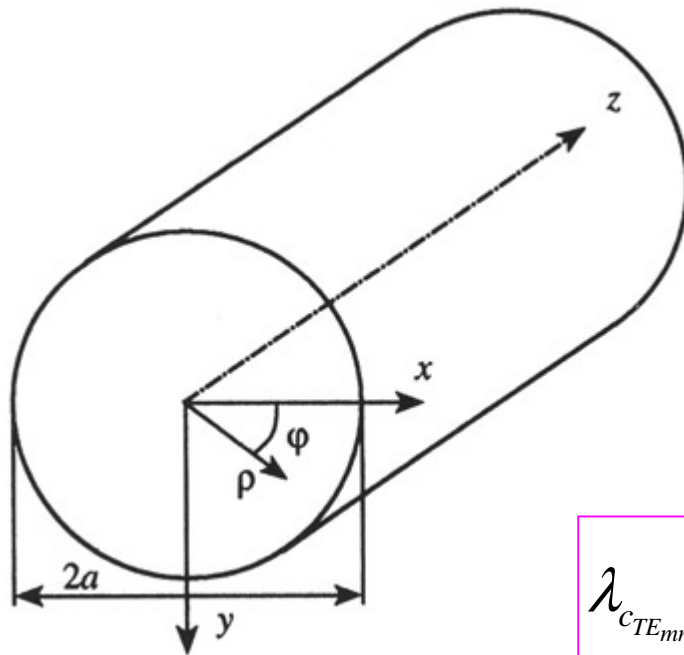
$$Z_0 = \frac{V_i}{I_i} = -\frac{V_r}{I_r}$$

- Impedância de onda (de um modo de propagação)

$$Z_w = \frac{E_t}{H_t}$$

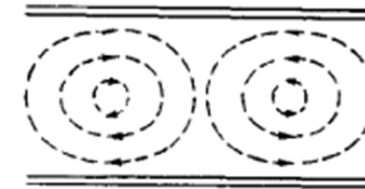
Guias de Onda Cilíndricos

- Maior capacidade de **potência**
- Soluções para os campos EM → coordenadas cilíndricas e funções de Bessel
- Modo dominante: **TE₁₁**



$$\lambda_{c_{TE_{mn}}} = \frac{2\pi a}{u'_{mn}}$$

Modos TE



$$\lambda_{c_{TM_{mn}}} = \frac{2\pi a}{u_{mn}}$$

Modos TM

u_{mn} e u'_{mn}

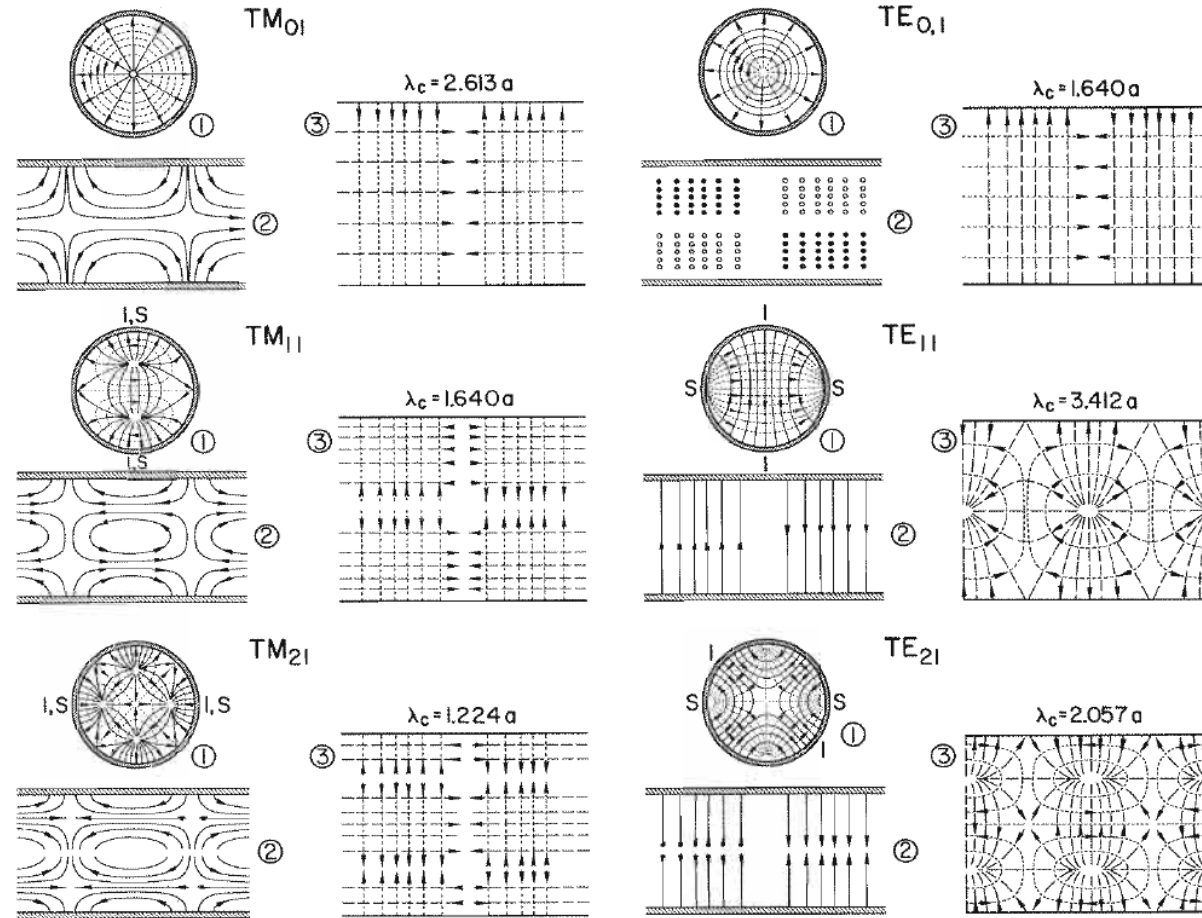
são as raízes das funções de Bessel de 1ª espécie e as raízes das derivadas destas funções

Modos de Propagação- Guias de Onda Cilíndricos

TE_{mn} ou TM_{mn}

m – variações de meio comprimento de onda na circunferência (ϕ)

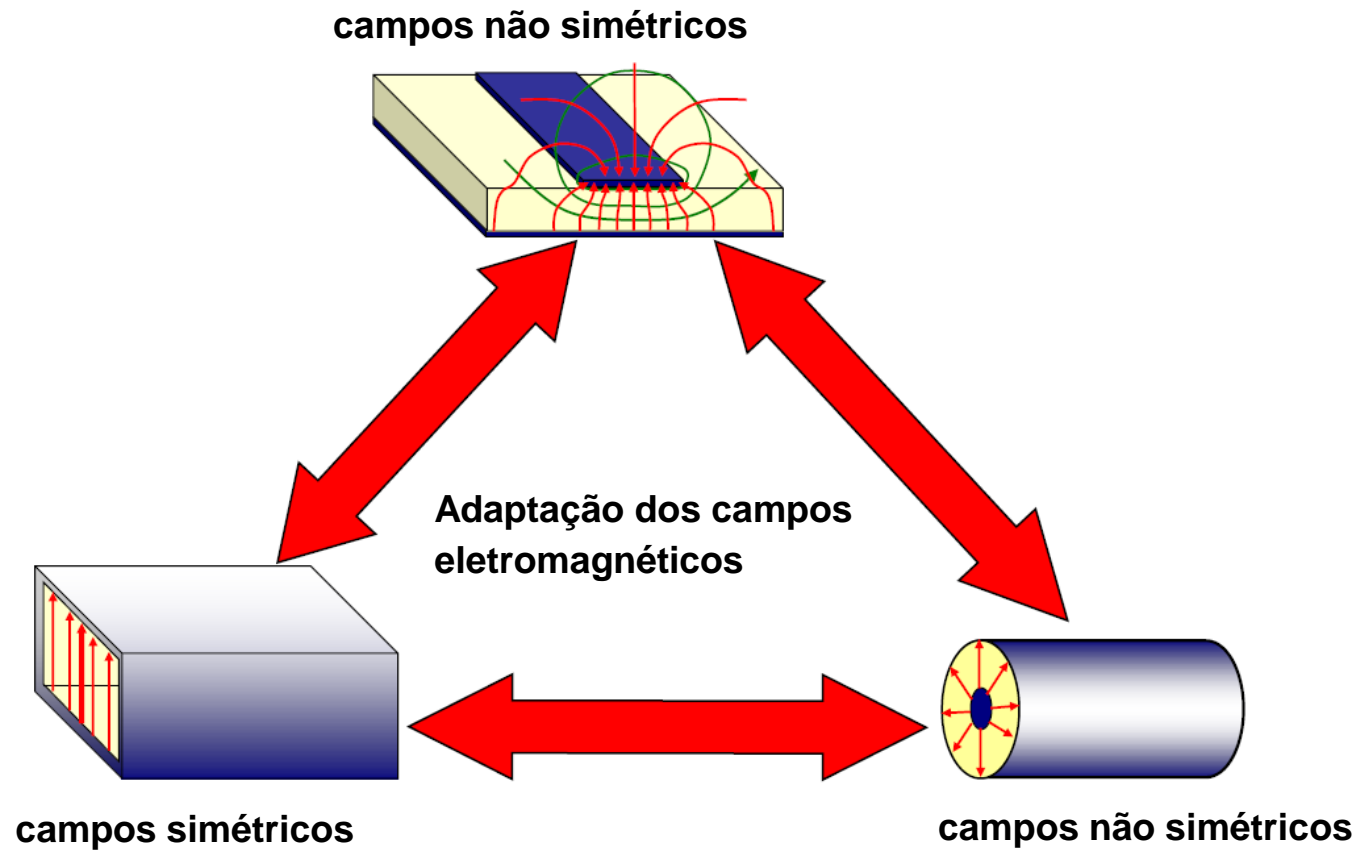
n – variações de meio comprimento de onda radialmente (ρ)



① CROSS - SECTIONAL VIEW
 ② LONGITUDINAL VIEW THROUGH PLANE I-I
 ③ SURFACE VIEW FROM S-S

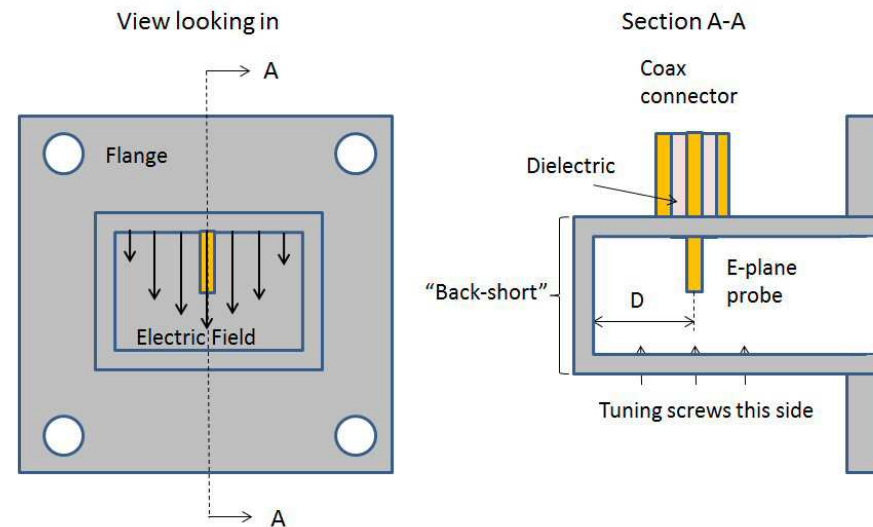
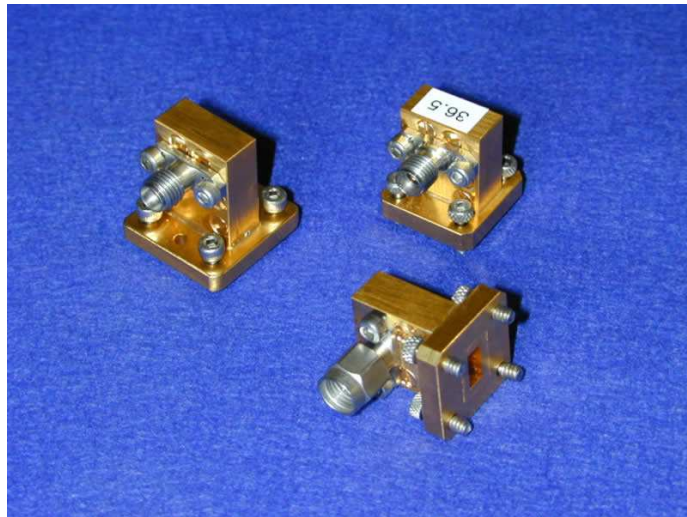
a. INSIDE RADIUS OF OUTER CONDUCTOR
 - - - - I
 - - - - E
 - - - - H

Transições entre linhas de transmissão



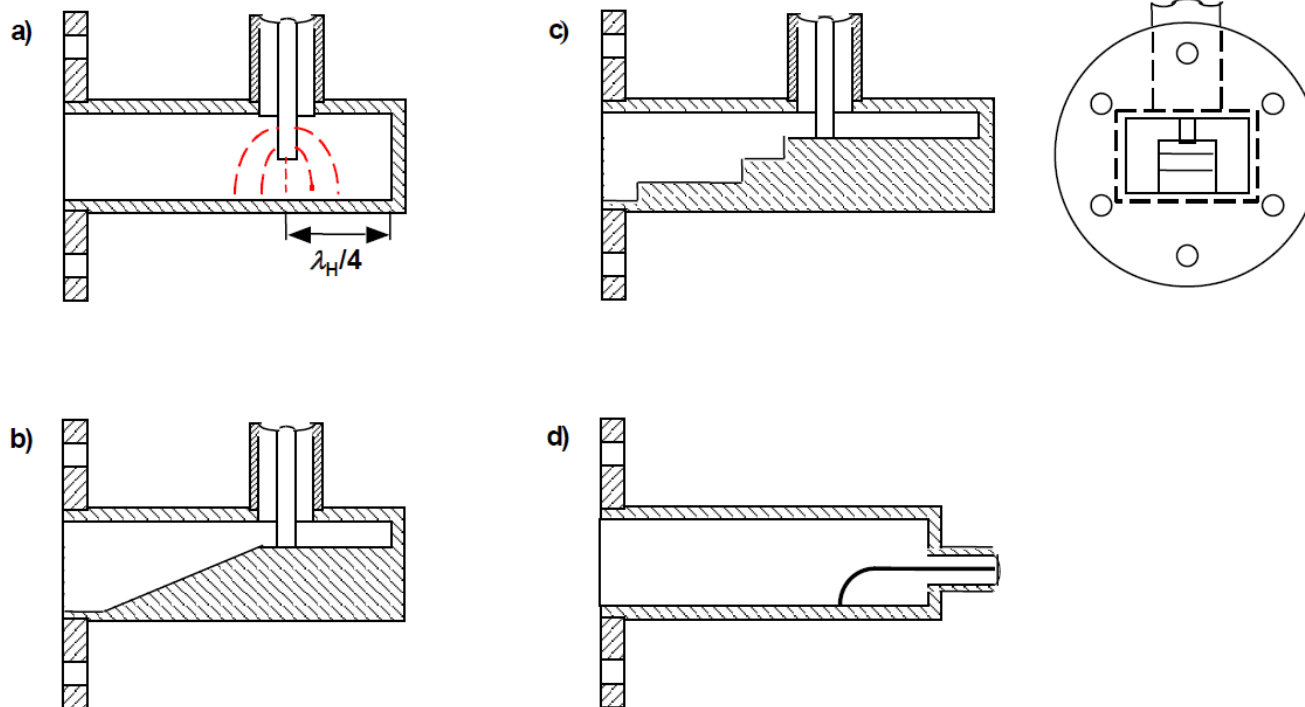
Transições em guias de onda

Guia-coaxial



Transições em guias de onda

Guia-coaxial



Transições em guias de onda

Guia-microlinha

