

RESSOADORES ELETROMAGNÉTICOS

PSI3483 – Ondas Eletromagnéticas em
meios guiados

RESSOADORES ELETROMAGNÉTICOS

Conteúdo

- Ressonadores LC
- Ressonadores em linha de transmissão
- Cavidades ressonantes
- Ressonadores dielétricos

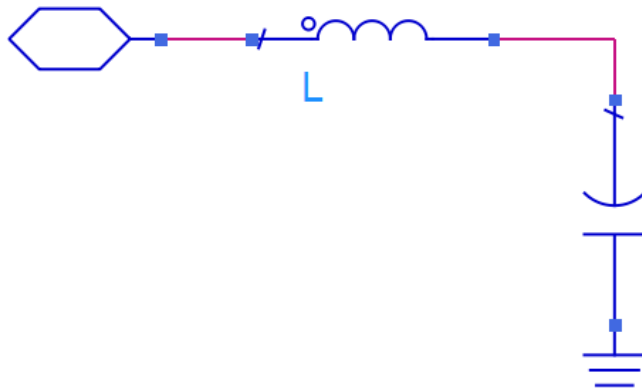
Introdução

- Aplicações de ressoadores
 - Filtros passa-faixa, rejeita faixa
 - Osciladores
 - Fornos de micro-ondas
 - Amplificadores sintonizados

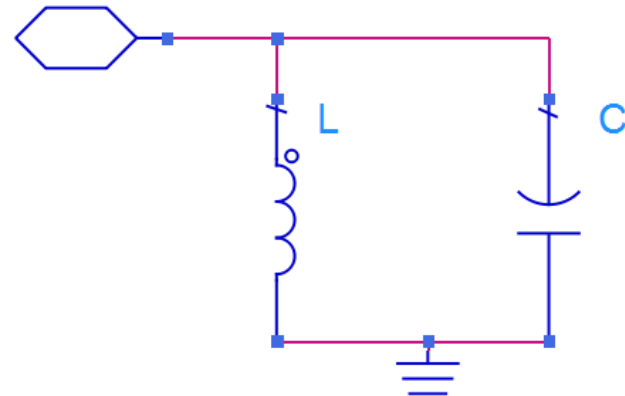
Ressoadores LC

- Circuitos ressoantes ideais
 - Associação série ou paralela de indutor L e capacitor C
 - Não considera perdas dos seus componentes

Ressoador LC série ideal



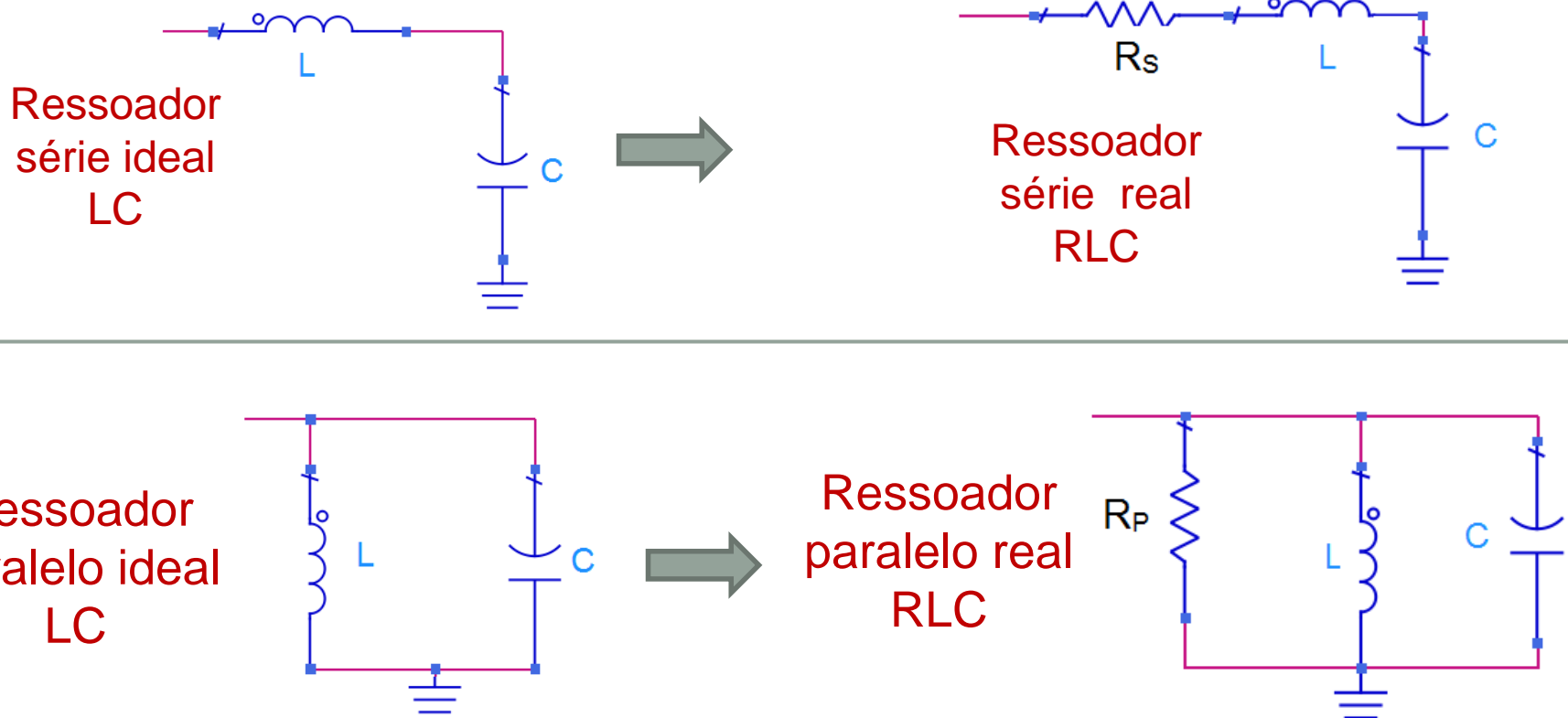
Ressoador LC paralelo ideal



- Ressoadores reais
 - Apresentam perdas condutivas e/ou dielétricas

Ressoadores LC

- Circuito LC real
 - Indutor apresenta perdas condutivas
 - Capacitor perdas dielétricas



Ressonadores LC

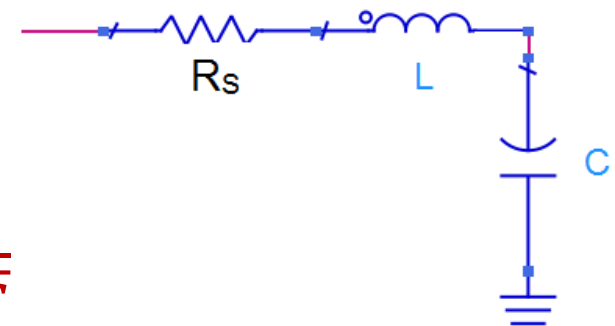
Frequência de ressonância ω_0

- Em ω_0 a impedância do circuito RLC se reduz a R, real
- Energia armazenada nos campos magnético e elétrico se igualam
- Reatâncias capacitiva e indutiva iguais em módulo
- Considerando um circuito LC série, na frequência de ressonância

$$j \cdot X_L - j \cdot X_C = 0 \rightarrow \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

- Obtém-se

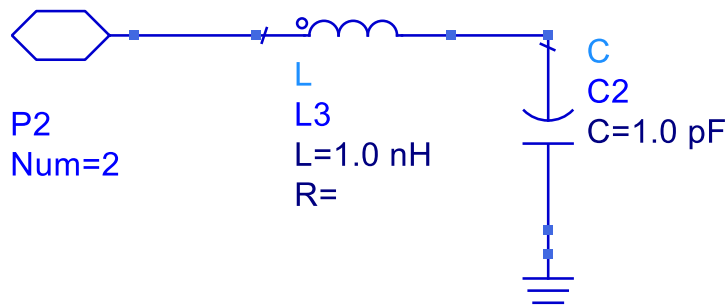
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \text{ou} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$



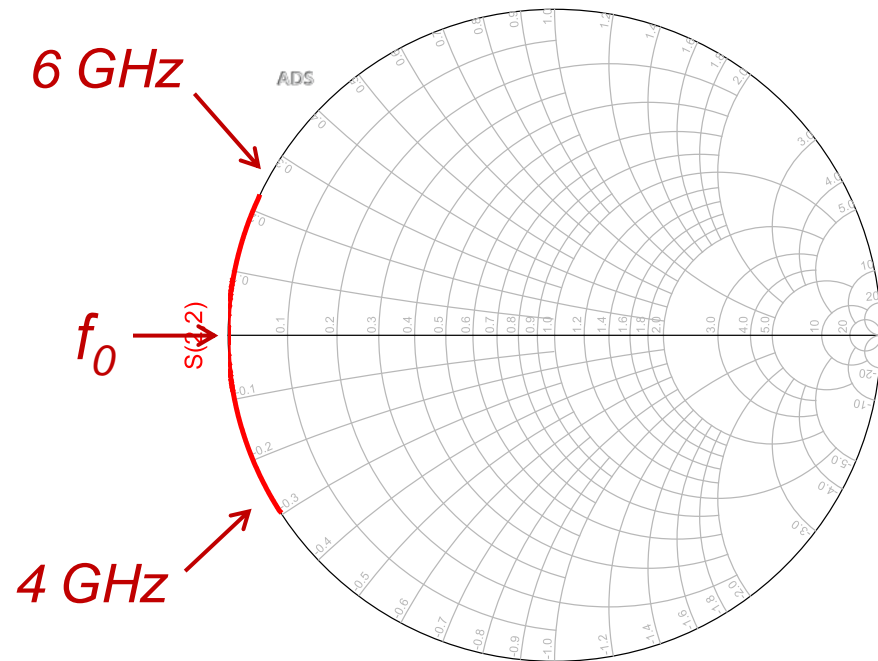
Ressoadores LC

Na frequência de ressonância ω_0

- Ressorador série LC ideal \rightarrow curto circuito



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 5,03 \text{ GHz}$$

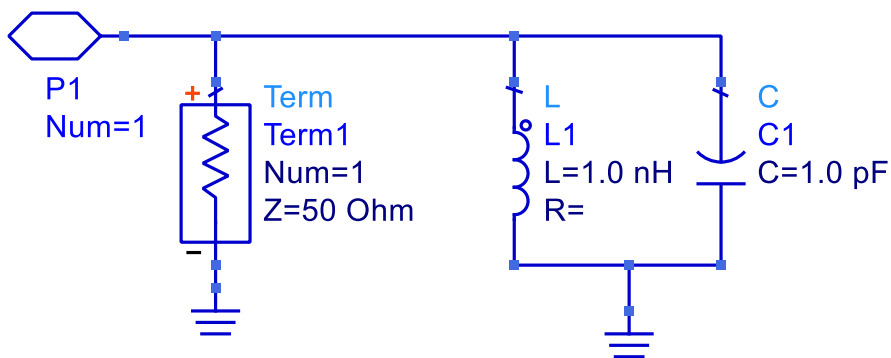


freq (4.000GHz to 6.000GHz)

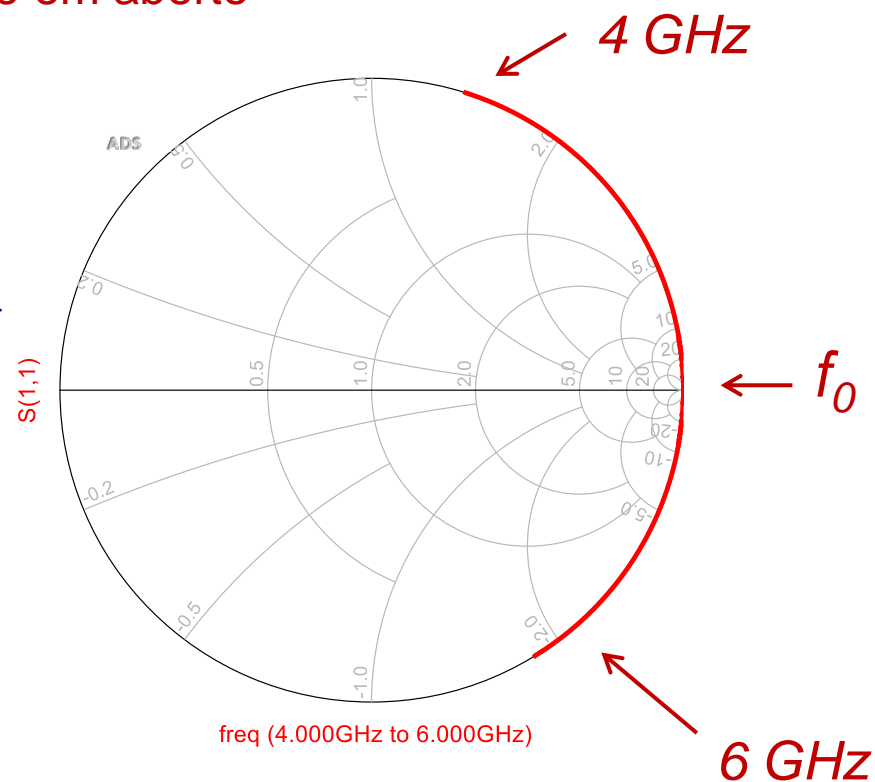
Ressoadores LC

Na frequência de ressonância ω_0

- Ressoador paralelo LC ideal \rightarrow circuito em aberto

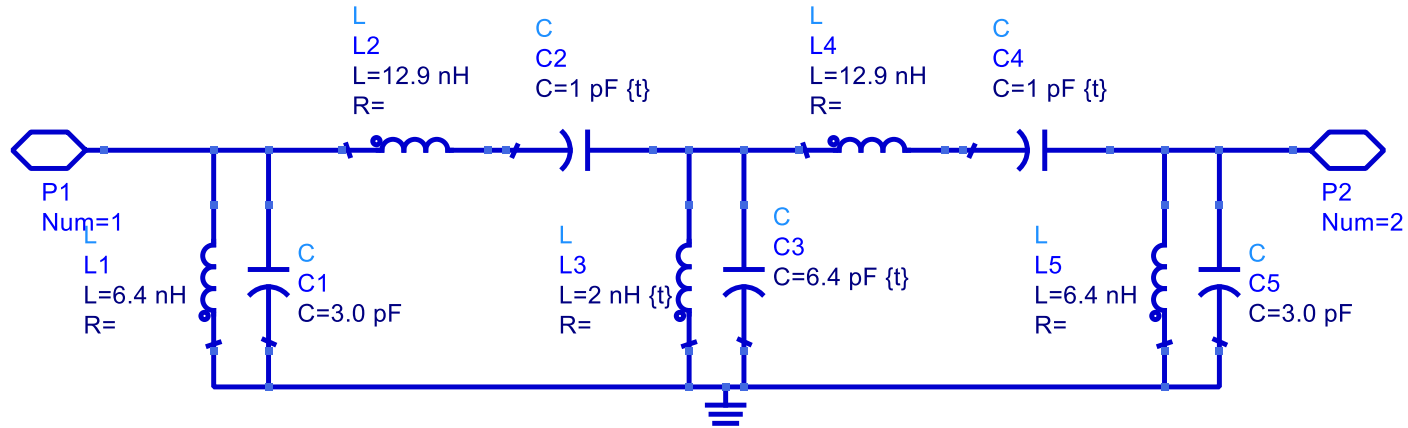


$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 5,03 \text{ GHz}$$



Ressoadores LC

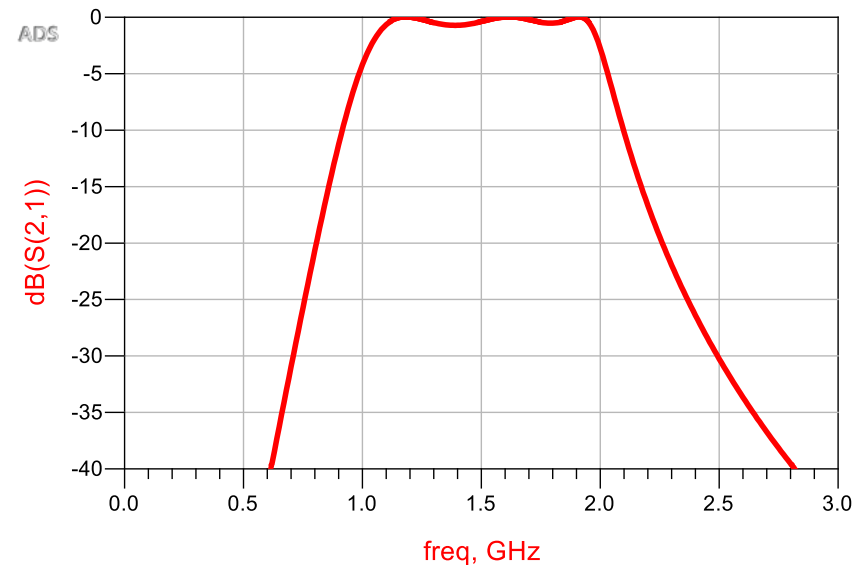
- Exemplo e aplicação - filtros



$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 \cdot C1}} = 1,15 \text{ GHz}$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2 \cdot C2}} = 1,40 \text{ GHz}$$

$$f_{03} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L3 \cdot C3}} = 1,40 \text{ GHz}$$



Ressoadores LC

Índice de mérito do ressoador LC - Q

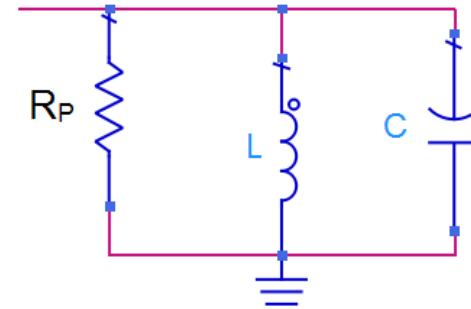
- Parâmetro importante
- Define a seletividade do ressoador
- Quanto maior o índice de mérito, mais seletivo em frequência é o circuito ressonante

$$Q = \omega \frac{\text{Energia média armazenada no sistema}}{\text{Energia perdida por segundo no sistema}}$$

$$Q = \omega \frac{W}{\text{Potência dissipada}}$$

Ressoadores LC

Índice de mérito do ressoador LC paralelo



- Sendo
 - W_e - energia elétrica armazenada no capacitor
 - W_m - energia magnética armazenada no indutor
- Na frequência de ressonância ω_0 têm-se

$$W_e = W_m \rightarrow W = W_e + W_m = 2W_e = \frac{1}{2} CVV^*$$

$$\text{Potência dissipada} = \frac{1}{2} \frac{VV^*}{R}$$

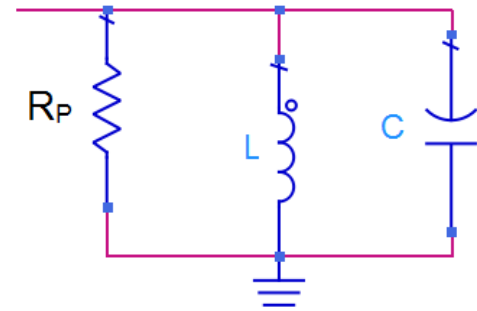
$$Q = \omega_0 R_p C$$

- Q elevado $\rightarrow R_p$ elevado

Ressoadores LC

Índice de mérito do ressoador LC paralelo

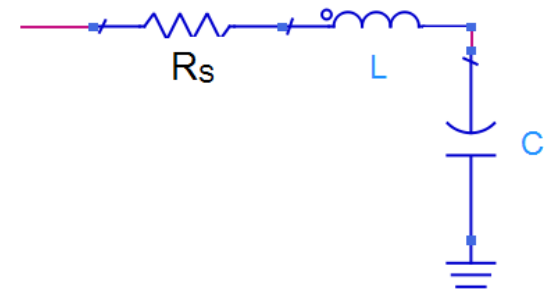
$$Q = \omega_0 R_p C$$



- Q elevado $\rightarrow R_p$ elevado

Índice de mérito do ressoador LC série

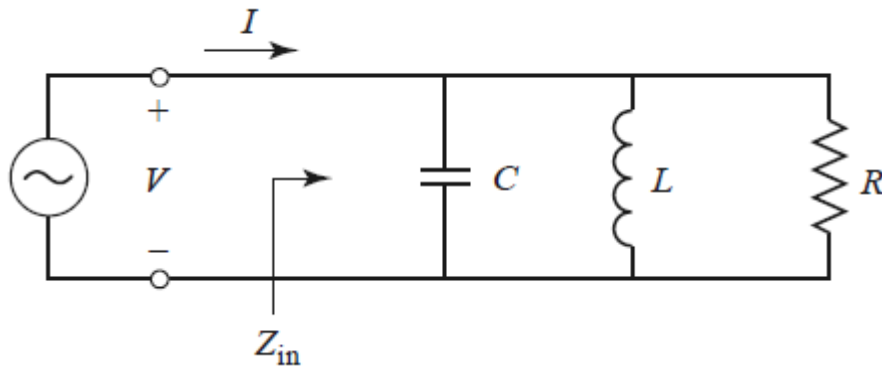
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_s}$$



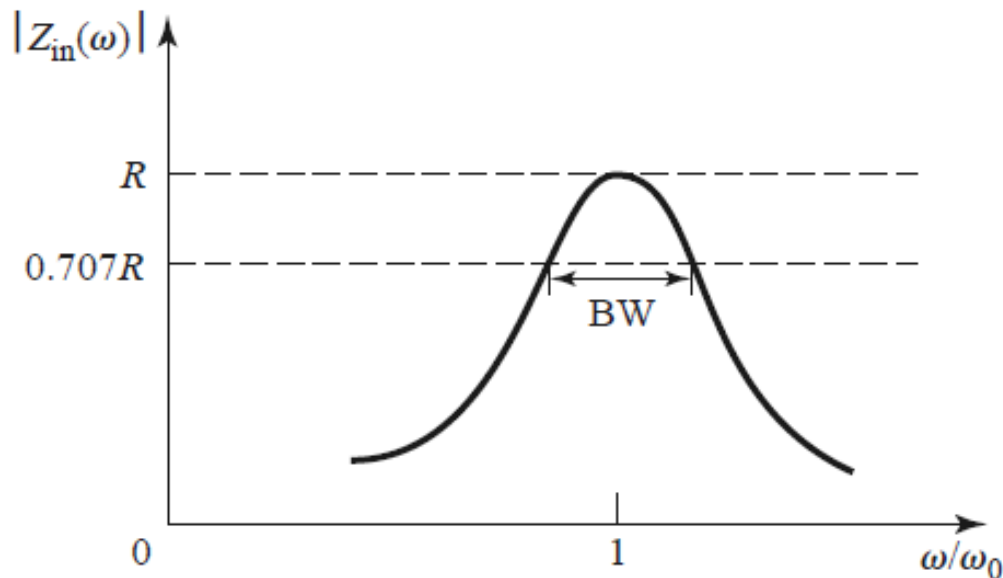
- Q elevado $\rightarrow R_s$ reduzido

Ressoadores LC

Medida do índice de mérito do ressonador LC paralelo



$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1}$$



$$Q_0 = \frac{1}{BW}$$

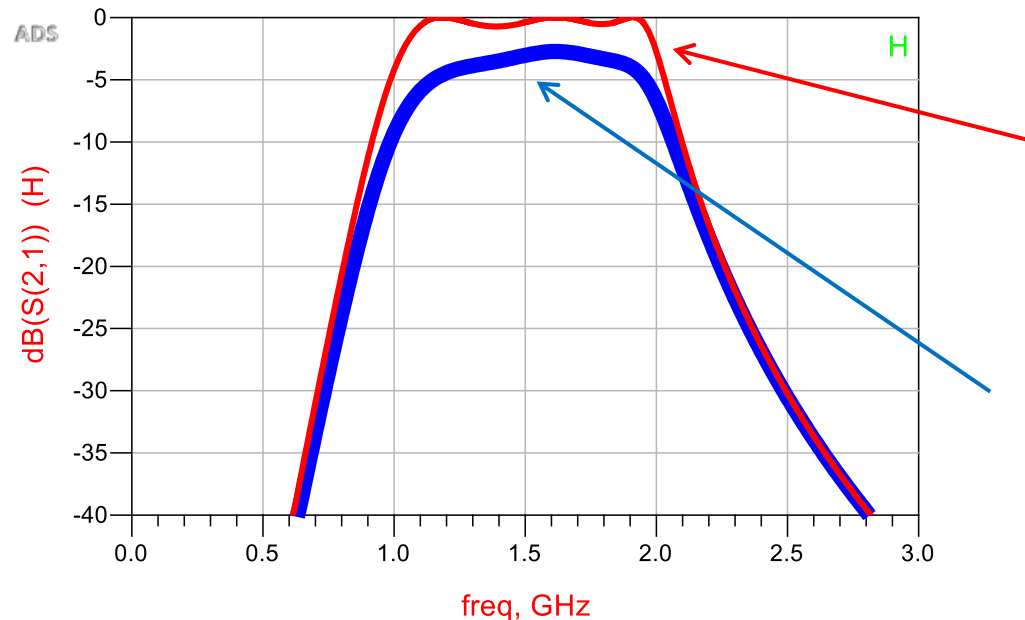
BW banda fracionária

$$BW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

Ressoadores LC

Filtro com componentes LC reais

- Perdas dos indutores e capacitores
- Degradação da resposta em frequência
 - Maior perda na faixa de passagem
 - Diminuição da seletividade
- Exemplo



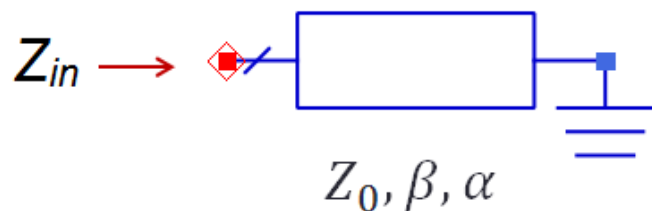
*Resposta com
Le C ideais*

*Resposta
considerando L e C
com perdas*

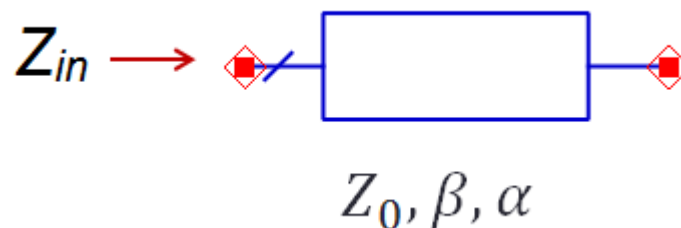
Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

Tipos de ressoadores

Trecho de LT terminado em curto-circuito



Trecho de LT terminado em circuito aberto



- Comprimento da linha de transmissão

$$l = \lambda_g/2$$

“Linha de transmissão ressonante”

$$l = \lambda_g/4$$

“Linha de transmissão anti-ressonante”

Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

- Trecho de LT terminado em curto-circuito

- Assumindo perdas nulas ($\alpha=0$)

$$Z_{in} = j \cdot Z_C \cdot \operatorname{tg}(\beta l) \quad \text{sendo } \beta = 2\pi/\lambda_g$$

- Modo ressonante

$$l = \frac{\lambda_g}{2} \rightarrow \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{2} = \pi \quad \text{logo } Z_{in} \rightarrow \text{curto - circuito}$$

- Modelo equivalente na frequência de ressonância: RLC série

- Trecho de LT terminado em curto-circuito

- Assumindo perdas nulas ($\alpha=0$)

- Modo ressonante

- Modelo equivalente na frequência de ressonância: RLC série

- Índice de mérito $Q = \frac{\beta}{2\alpha}$



- Índice de mérito

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha}$$

Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

- Trecho de LT terminado em curto-circuito

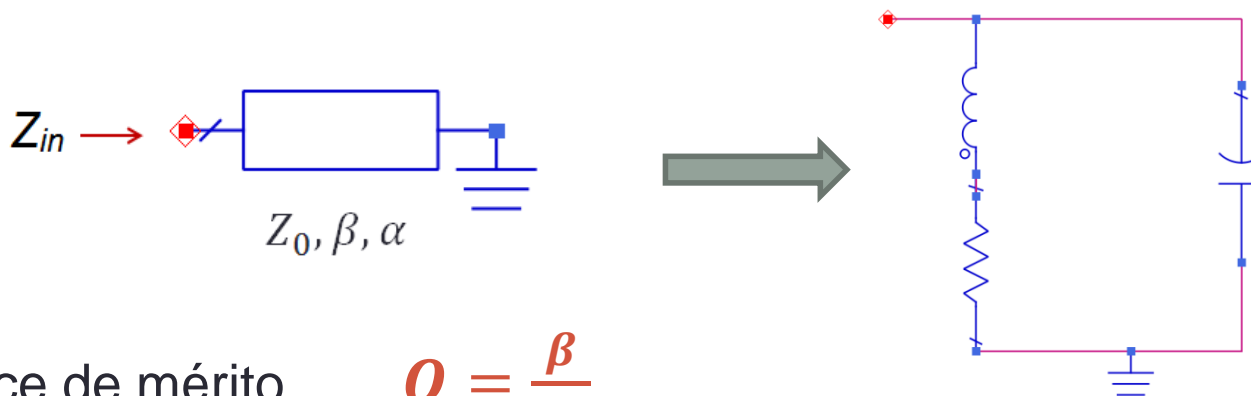
- Assumindo perdas nulas ($\alpha=0$)

$$Z_{in} = j \cdot Z_C \cdot tg(\beta l) \quad \text{sendo } \beta = 2\pi/\lambda_g$$

- Modo anti-ressonante

$$l = \frac{\lambda_g}{4} \rightarrow \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\pi}{2} \quad \text{logo } Z_{in} \rightarrow \textit{circuito aberto}$$

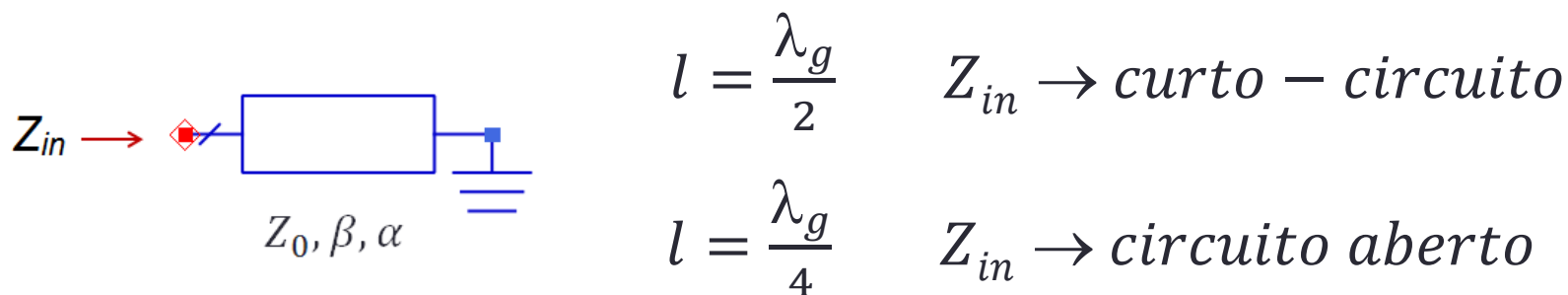
- Modelo equivalente na frequência de ressonância: RLC paralelo



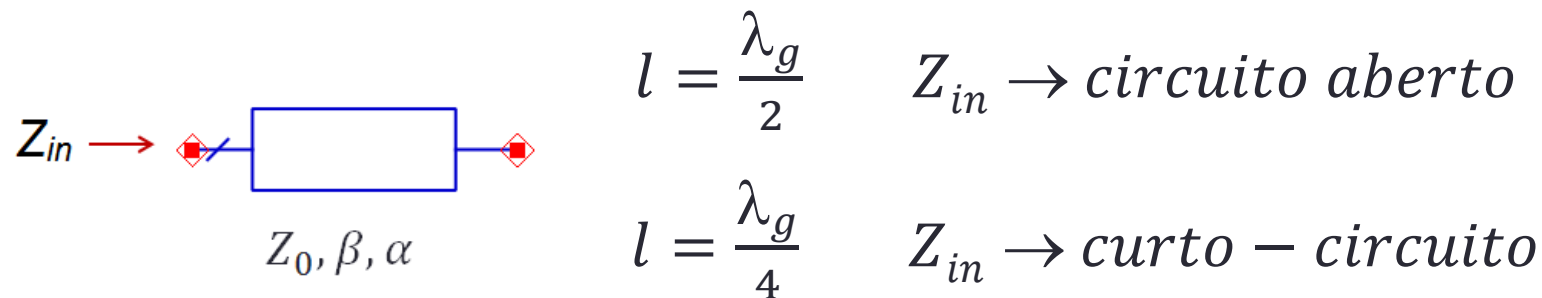
- Índice de mérito $Q = \frac{\beta}{2\alpha}$

Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

- Linha de transmissão em curto-circuito

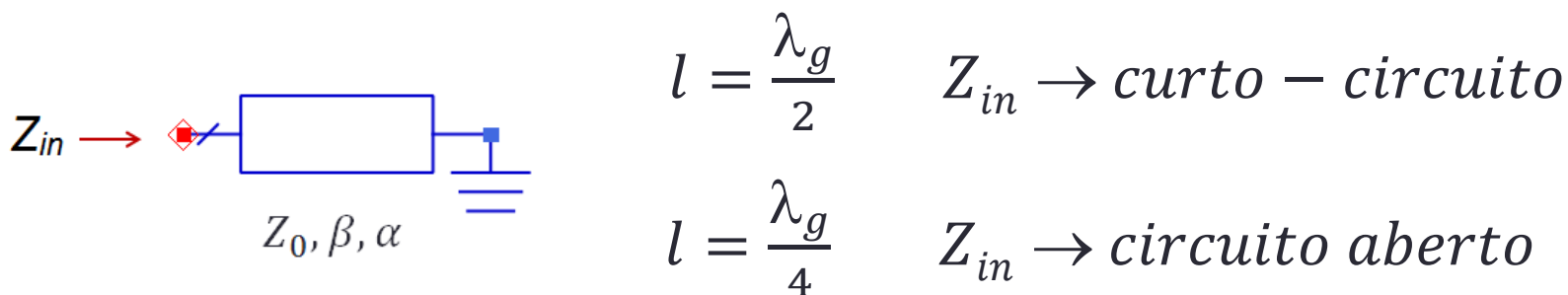


- Linha de transmissão em circuito aberto

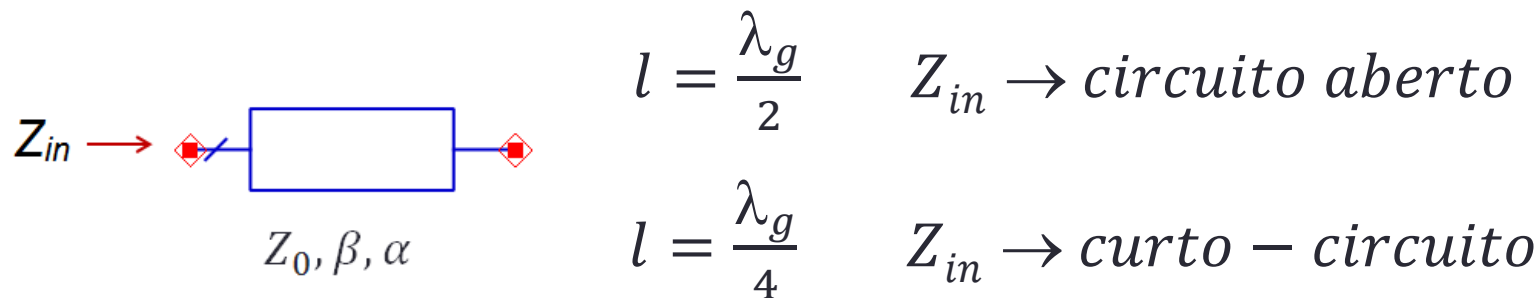


Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

- Linha de transmissão em curto-circuito

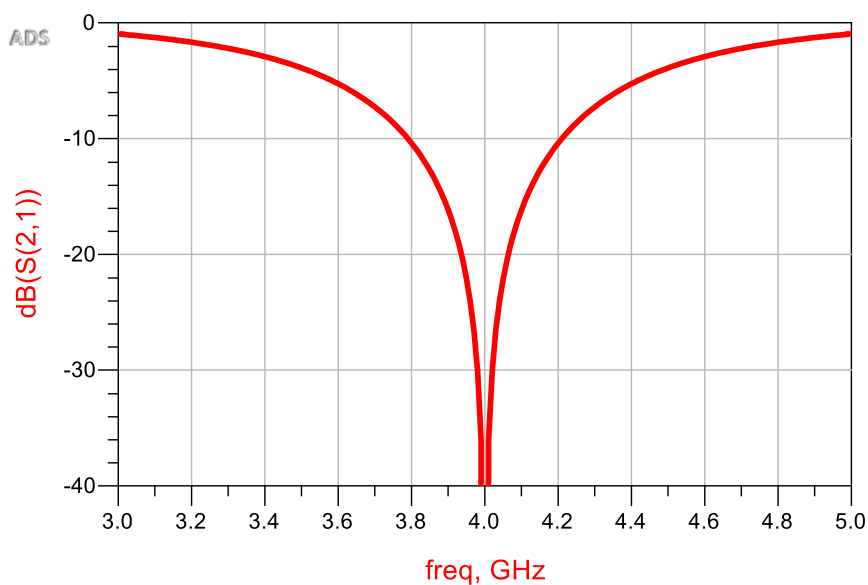
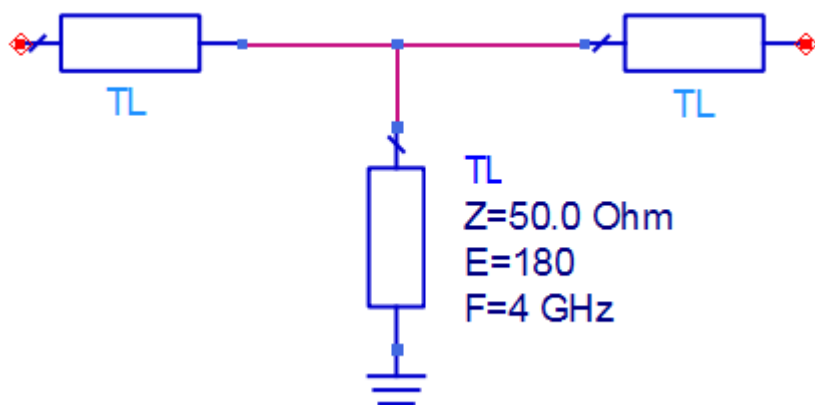


- Linha de transmissão em circuito aberto



Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

- Exemplo de aplicação – filtro rejeita-faixa
- Filtro com toco (stub) em paralelo, em curto, com $l = \frac{\lambda_g}{2}$

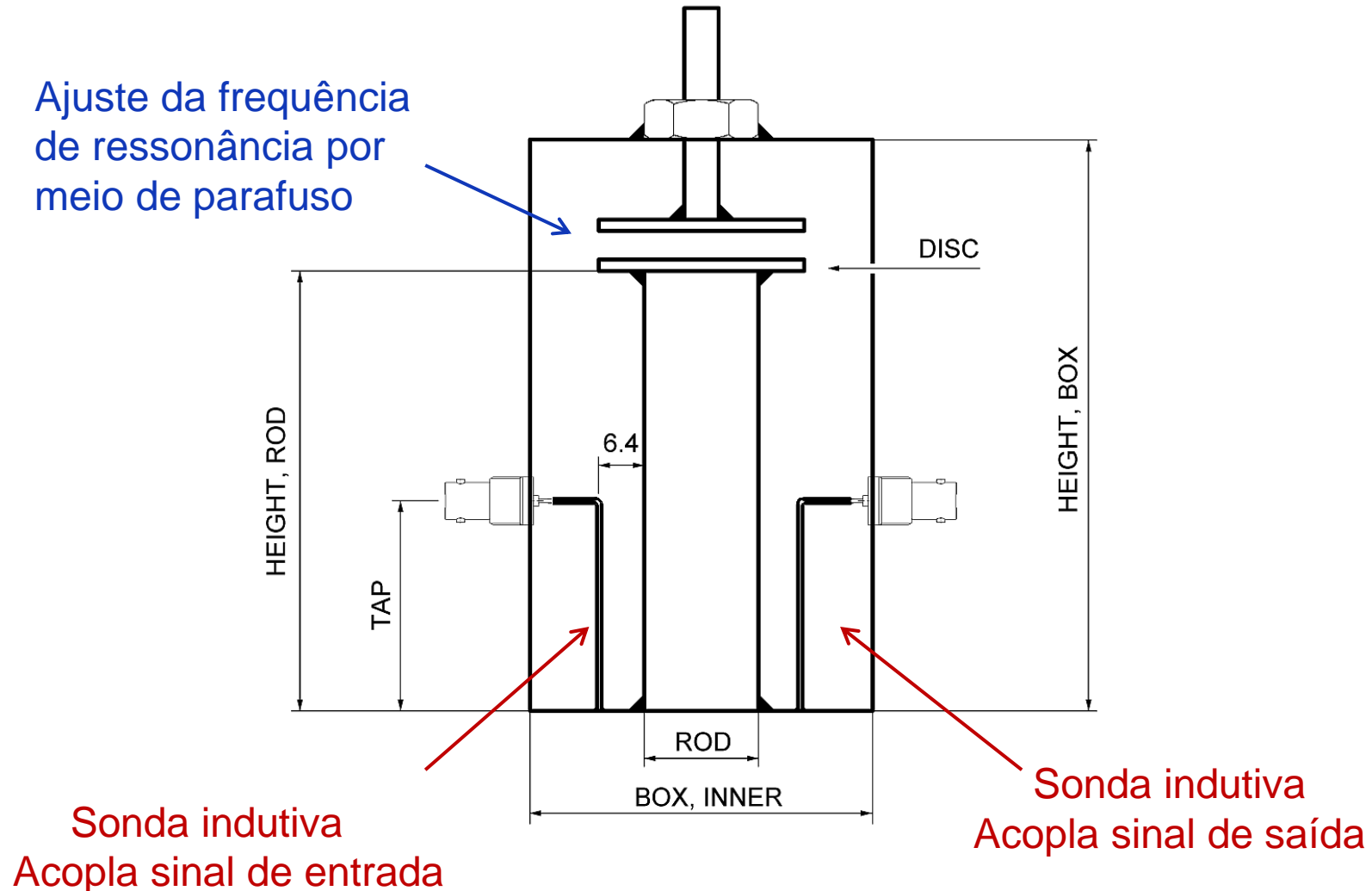


Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

- Tecnologias de fabricação
 - Linhas bifilares
 - Cabos coaxiais
 - Linhas de transmissão planares
 - Linha de microfita
 - Linha triplaca
 - Guia de onda coplanar
- Frequência máxima de operação
 - Frequência em que as perdas da linha de transmissão ocasionam índice de mérito muito baixo.
 - Depende do tipo de linha de transmissão

Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

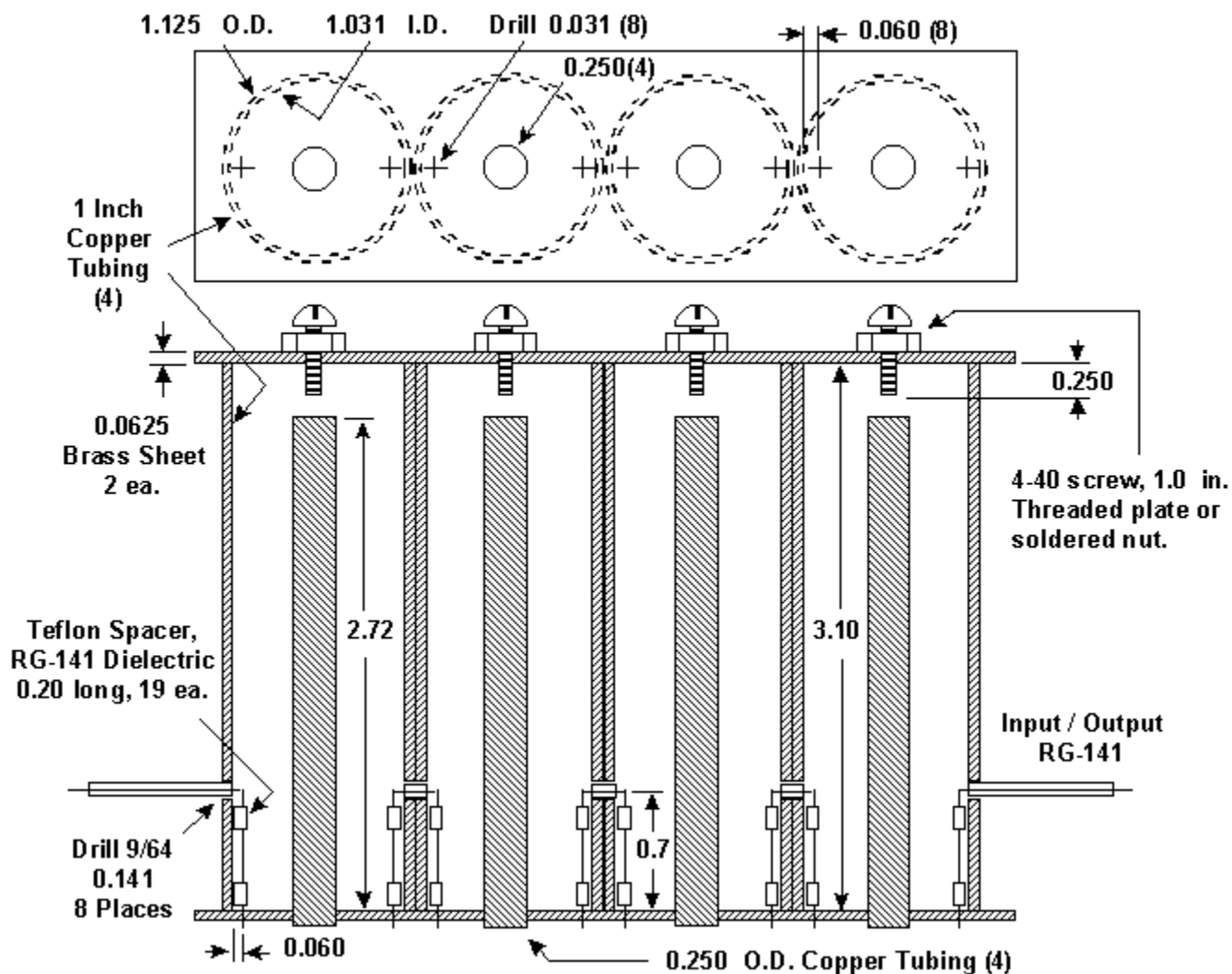
Cavidade ressonante coaxial sintonizável



Circuitos Ressonantes de Linhas de Transmissão

Filtro usando
cavidades
coaxiais

$f_0 = 1013$ MHz
Banda 2 MHz



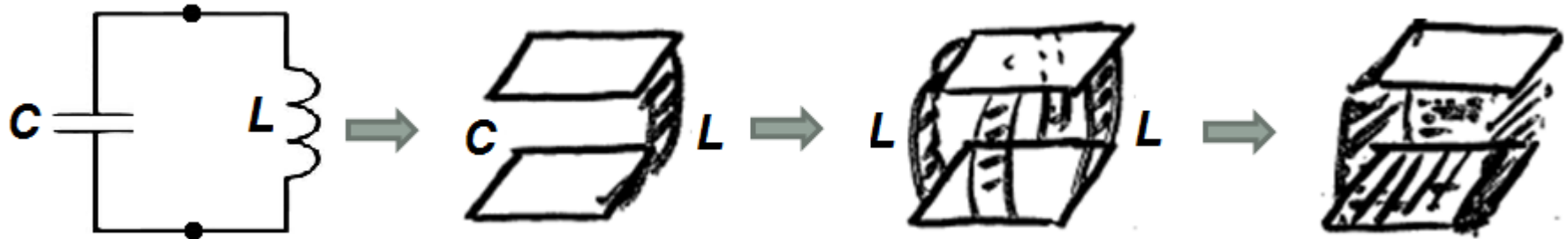
<http://www.scottyspectrumanalyzer.us/cavity.html>

Cavidades Ressonantes em Guia de Ondas

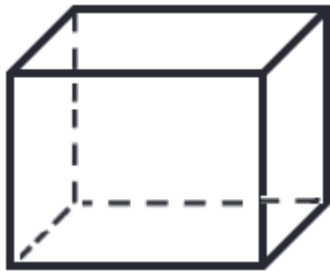
- Possuem elevado índice de mérito
- Trecho de guia de ondas terminado em curto-circuito nas duas extremidades
- Cavidades usuais: retangulares e cilíndricas



CIRCUITOS RESSONANTES



Frequência de ressonância $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$



Cavidade retangular



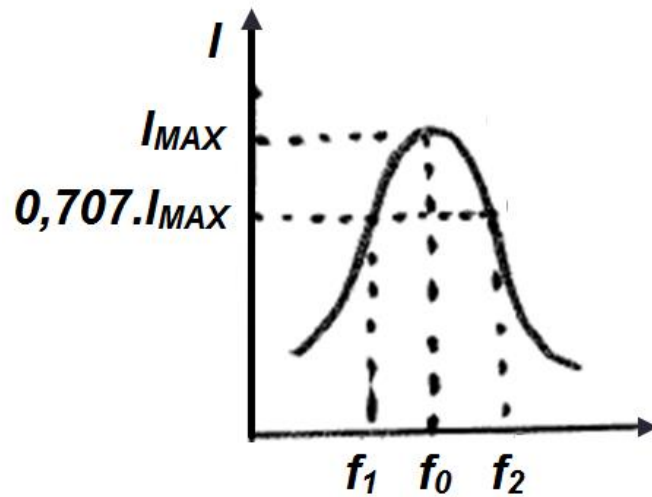
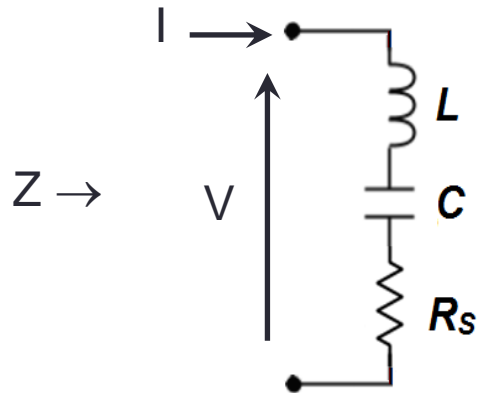
Cavidade cilíndrica



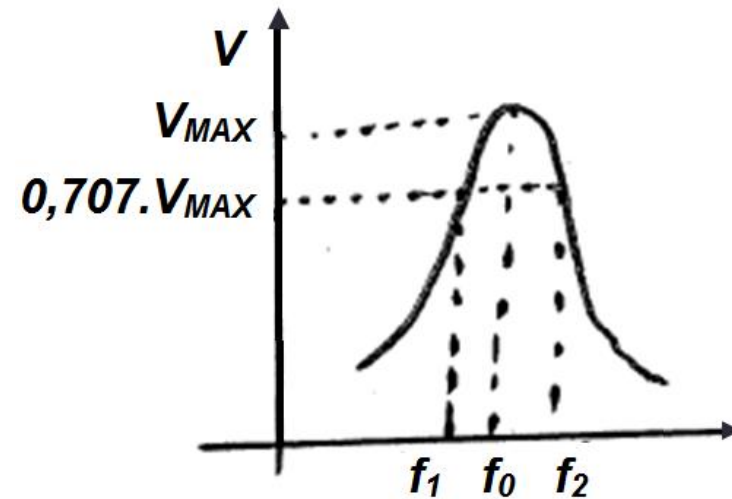
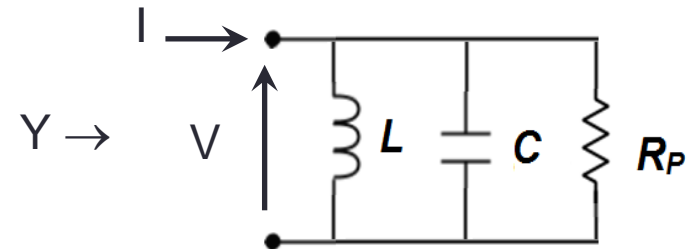
Cavidade coaxial

CIRCUITOS RESSONANTES

Ressonância série



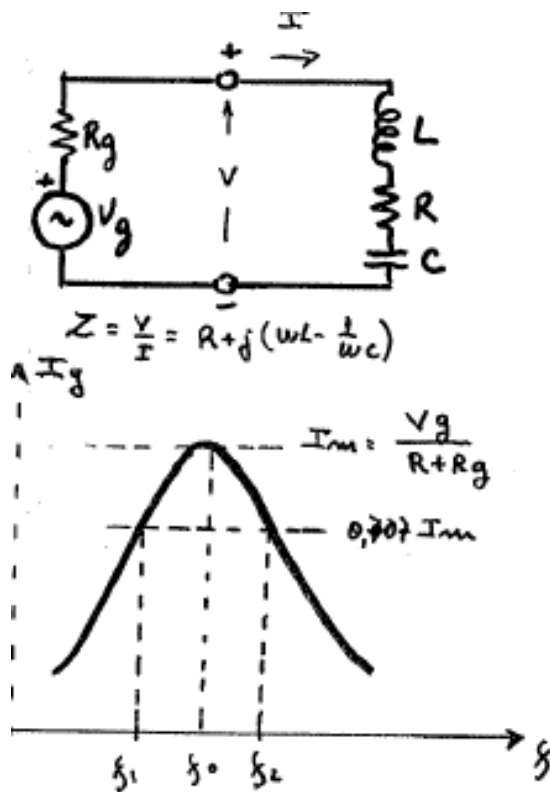
Ressonância paralela



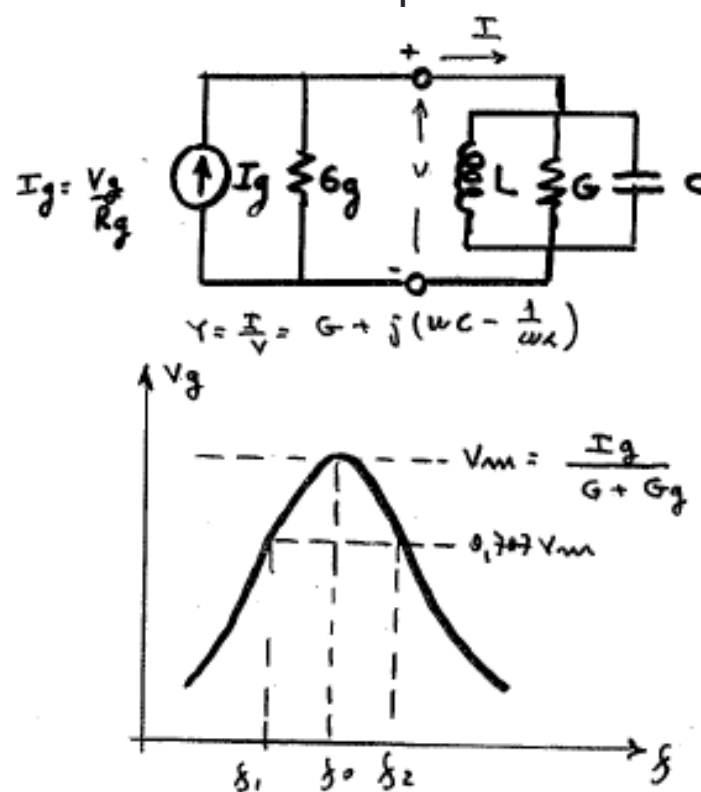
II - CIRCUITOS RESSONANTES – Noções

- Cavidades ressonantes podem ser representadas por dois tipos de circuitos ressonantes – série e paralelo

Circuito série



Circuito paralelo



$$\text{Frequência de ressonância } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

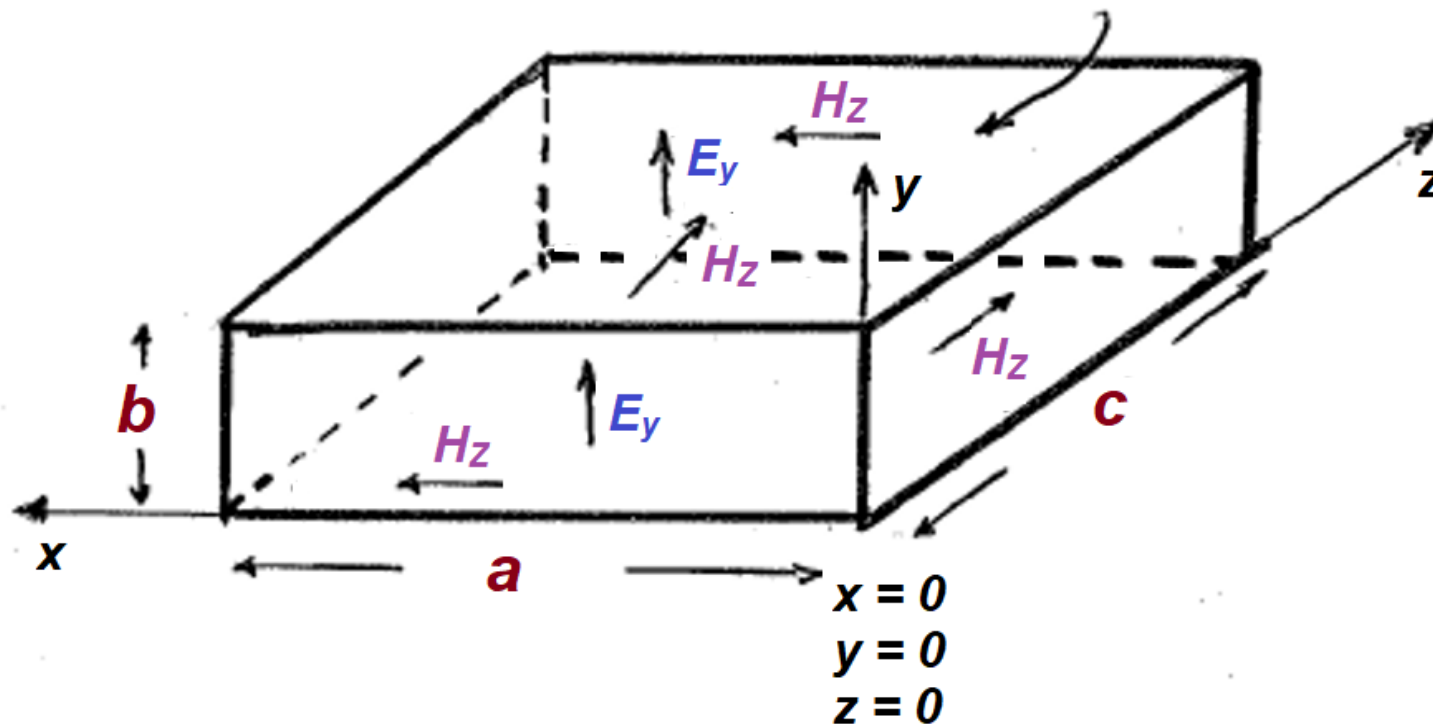
III – CAVIDADES RETANGULARES

- INTRODUÇÃO

CAVIDADES RETANGULARES → guias retangulares com extremidades terminadas em curto-circuito

CAVIDADE RETANGULAR – dimensões **a** x **b** x **c**

ϵ_r e μ_r – interior da cavidade



III - CAVIDADES RETANGULARES

- Modo fundamental **TE₁₀** que se propaga no guia de ondas retangular
- Componente **$E_y(x,y,z)$**

$$E_y = E_{y0+} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{a} \cdot x \right) \cdot e^{-\gamma z} + E_{y0-} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{a} \cdot x \right) \cdot e^{+\gamma z}$$

- Considerando-se condutor e dielétrico perfeitos

$$E_y = E_{y0+} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{a} \cdot x \right) \cdot e^{-j\beta z} + E_{y0-} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{a} \cdot x \right) \cdot e^{+j\beta z}$$

$$\text{ou} \quad E_y = \text{sen} \left(\frac{\pi}{a} \cdot x \right) (E_{y0+} \cdot e^{-j\beta z} + E_{y0-} \cdot e^{+j\beta z})$$

- Condições de contorno de E_y
 - E_y é tangencial às paredes da frente e de trás da cavidade ($z=0$ e $z=c$)
 - Logo **$E_y(x, y, \underline{0}) = 0$** e **$z = 0$** e **$E_y(x, y, \underline{c}) = 0$**

III - CAVIDADES RETANGULARES

- Considerando que $\mathbf{E}_y = \mathbf{0}$ em $\mathbf{z} = \mathbf{0}$

$$E_y(x, y, 0) = \text{sen}\left(\frac{\pi}{a} \cdot x\right) (E_{y0+} + E_{y0-}) = 0 \quad \rightarrow \quad E_{y0+} = -E_{y0-}$$

resultando
$$E_y(x, y, z) = E_{y0+} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{a} \cdot x\right) (e^{-j\beta z} - e^{+j\beta z})$$

$$E_y(x, y, z) = E_{y0+} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{a} \cdot x\right) \cdot \text{sen}(\beta z)$$

- Considerando que $\mathbf{E}_y = \mathbf{0}$ em $\mathbf{z} = \mathbf{c}$

$$E_y(x, y, c) = E_{y0+} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{a} \cdot x\right) \cdot \text{sen}(\beta c) = 0, \quad \forall x$$

- Logo $\text{sen}(\beta c) = 0 \rightarrow \beta c = p \cdot \pi, \quad \text{com } p = 1, 2, 3, \dots (p \neq 0)$

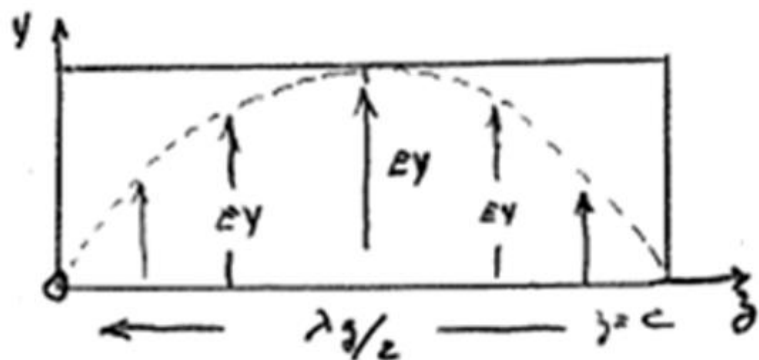
$$\beta = \frac{p\pi}{c}, \quad \text{com } p = 1, 2, 3, \dots (p \neq 0)$$

III - CAVIDADES RETANGULARES

- Expressão geral para cavidade ressoando no modo T_{10p}

$$E_y(x, y, z) = E_{y0+} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{a} \cdot x \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{p\pi}{a} \cdot z \right), \quad \text{com } p = 1, 2, 3, \dots \quad (p \neq 0)$$

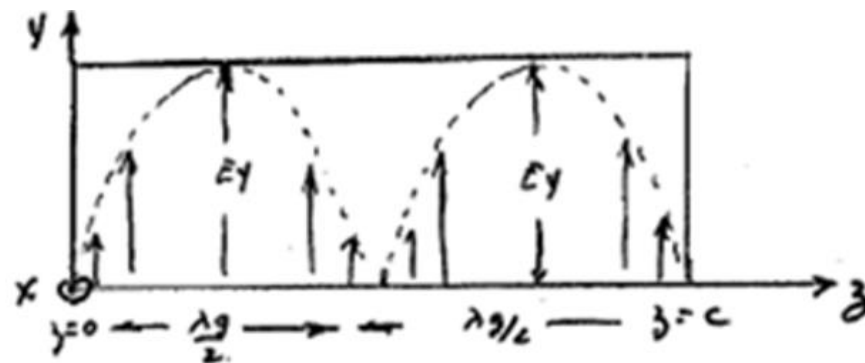
- Modos ressonantes TE_{101} e TE_{102} – corte longitudinal na direção z



Primeira ressonância - TE_{101}

O comprimento da cavidade comporta meio comprimento de onda guiado

$$c = \frac{\lambda_g}{2}$$



Segunda ressonância - TE_{102}

O comprimento da cavidade comporta um comprimento de onda guiado

$$c = \lambda_g$$

III - CAVIDADES RETANGULARES

- Em guias retangulares

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\left[1 - \left(f_c/f\right)^2\right]^{1/2}}$$

- Sendo f_r a frequência de ressonância da cavidade, tem-se

$$f_c/f_r = \lambda_r/\lambda_c$$

- E o comprimento de onda da frequência de ressonância da cavidade é

$$\lambda_g = \frac{\lambda_r}{\left[1 - \left(\lambda_r/\lambda_c\right)^2\right]^{1/2}}$$

III - CAVIDADES RETANGULARES

- Trabalhando-se a expressão do comprimento de onda guiado tem-se

$$\lambda_g = \frac{\lambda_r}{\left[1 - \left(\lambda_r/\lambda_c\right)^2\right]^{1/2}} \quad \rightarrow \quad \lambda_g = \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2\right]^{1/2}}$$

- No modo TE_{101} , $c = \lambda_g/2$ ou $\lambda_g = 2c$

$$\lambda_g = \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2\right]^{1/2}} = 2c \quad \rightarrow \quad \left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2 = \left(\frac{1}{2c}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2$$

- No modo TE_{101} , $\lambda_c = 2a$ $\rightarrow \left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2 = \left(\frac{1}{2c}\right)^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2$

- Frequência de ressonância $f_r = v/\lambda_r$

Modo ressonante

TE_{101}

$$f_r = \frac{v}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{c}\right)^2}$$

Modo ressoanante

TE_{mnp}

$$f_r = \frac{v}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

III - CAVIDADES RETANGULARES

- A seguir, vamos deduzir para o caso geral
 - Modos $TE_{m,n,p}$ e $TM_{m,n,p}$
- Equações de onda

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

$$\nabla^2 \bar{H} + k^2 \bar{H} = \vec{0}$$

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

ω : frequência angular

μ : permeabilidade magnética do meio

ϵ : permissividade elétrica do meio

III - CAVIDADES RETANGULARES

Expressões gerais dos modos TE e TM

- A partir das Equações de Onda obtemos, em coordenadas retangulares

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} + k^2 \vec{E} = 0$$

$$\frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial z^2} + k^2 \vec{H} = 0$$

- Modos TE_{m,n,p} por definição: $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$
- Usamos a equação para calcular $H_z \neq 0$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} + k^2 H_z = 0$$

- Com o auxílio da técnica de separação de variáveis

$$H_z(x, y, z) = X(x) \cdot Y(y) \cdot Z(z) \neq 0$$

- Obtemos da equação de onda em E_z

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + \frac{Z''(z)}{Z(z)} + k^2 = 0$$

$$\downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow$$

$$-k_x^2 - k_y^2 - k_z^2 + k^2 = 0$$

Sendo

$$-k_x^2 = \frac{X''}{X} \quad -k_y^2 = \frac{Y''}{Y} \quad -k_z^2 = \frac{Z''}{Z}$$

- Solução geral dos modos ressonantes TE_{mnl}

$$H_z = \left[A \cdot \cos(k_x \cdot x) + B \cdot \text{sen}(k_x \cdot x) \right] \cdot \\ \left[C \cdot \cos(k_y \cdot y) + D \cdot \text{sen}(k_y \cdot y) \right] \cdot \\ \left[F \cdot \cos(k_z \cdot z) + G \cdot \text{sen}(k_z \cdot z) \right]$$

sendo A, B, C, D, F e G constantes

- Impondo-se a condição de contorno nas seis paredes da cavidade
 - Em $x = 0$ e $x = a \rightarrow E_y \propto \frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \rightarrow B = 0$ e $k_x = \frac{m\pi}{a}$
 - Em $y = 0$ e $y = b \rightarrow E_x \propto \frac{\partial H_z}{\partial y} = 0 \rightarrow D = 0$ e $k_y = \frac{n\pi}{b}$
 - Em $z = 0$ e $z = c \rightarrow H_z = 0 \rightarrow F = 0$ e $k_z = \frac{p\pi}{c}$

- Obtém-se a solução geral dos modos ressonantes TE_{mnl}

$$H_z(x, y, z) = H_0 \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{a} \cdot x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} \cdot y\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{p\pi}{c} \cdot z\right)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{sendo } m = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{array} \right\} m + n \neq 0$$

$$p = 1, 2, 3, \dots$$

- A frequência de ressonância, f_r ou ω_r , é obtida da expressão

$$-k_x^2 - k_y^2 - k_z^2 + k^2 = 0$$

$$-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2 + \omega_r^2 \cdot \mu \cdot \varepsilon = 0$$

$$-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2 + 2\pi f_r^2 \cdot \mu \cdot \varepsilon = 0$$

- Frequência de ressonância dos modos ressonantes TE_{mnl}

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

com

$$\left. \begin{array}{l} m = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{array} \right\} \text{ Sendo } m + n \neq 0$$

$$p = 1, 2, 3, \dots$$

$$f_r = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

- Frequência de ressonância dos modos ressonantes TM_{mnl}

com

$$f_r = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

$$\begin{array}{l} m = 1, 2, 3, \dots \\ n = 1, 2, 3, \dots \\ p = 0, 1, 2, 3, \dots \end{array}$$

Demais componentes dos campos elétrico e magnético do modo TE_{mnp}

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad H_x = \frac{-j}{k_c^2} \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad k_c^2 = k^2 - \gamma^2$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad H_y = \frac{-j}{k_c^2} \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad k^2 = \omega^2 \cdot \mu \cdot \varepsilon$$

$$H_z = H_0 \cdot \cos\left(\frac{m \cdot \pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{b} y\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{p \cdot \pi}{c} z\right)$$

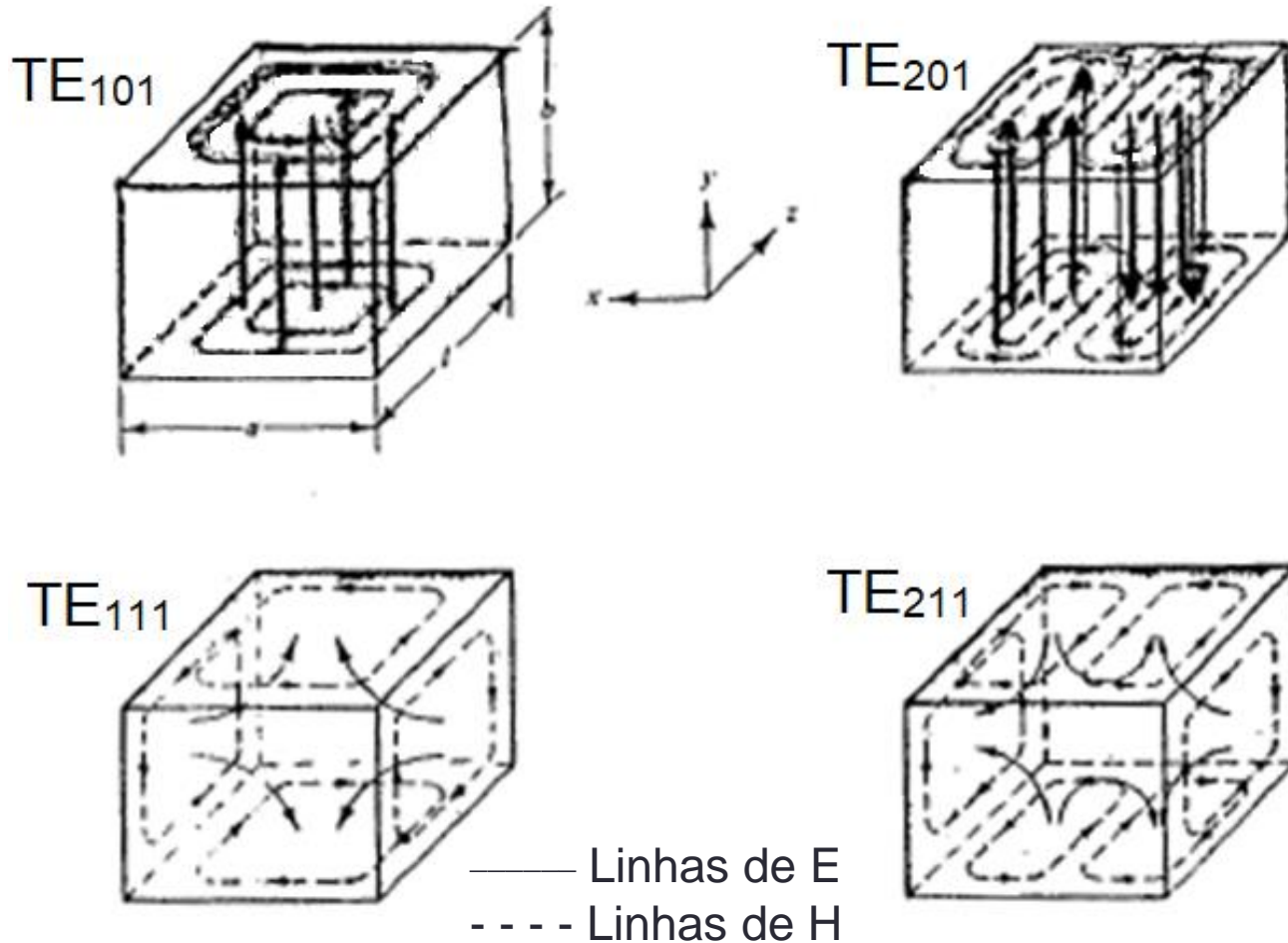
$$E_x = j \frac{\omega_r \cdot \mu \cdot k_y}{k_c^2} H_0 \cdot \cos\left(\frac{m \cdot \pi}{a} x\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{b} y\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{p \cdot \pi}{c} z\right)$$

$$E_y = j \frac{\omega_r \cdot \mu \cdot k_x}{k_c^2} H_0 \cdot \text{sen}\left(\frac{m \cdot \pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{b} y\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{p \cdot \pi}{c} z\right)$$

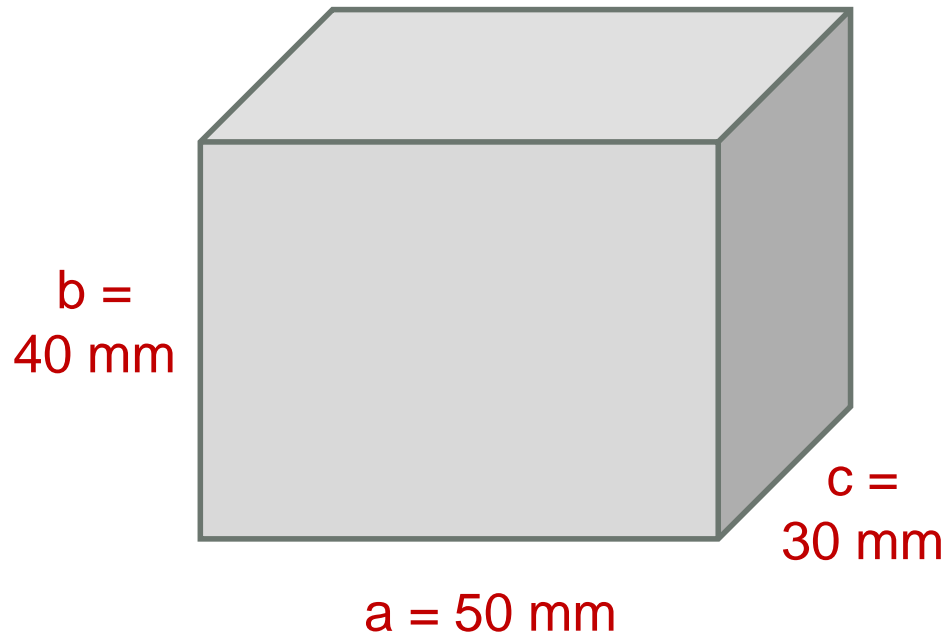
$$H_x = -\frac{k_z \cdot k_x}{k_c^2} H_0 \cdot \text{sen}\left(\frac{m \cdot \pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{b} y\right) \cdot \cos\left(\frac{p \cdot \pi}{c} z\right)$$

$$H_y = -\frac{k_z \cdot k_y}{k_c^2} H_0 \cdot \cos\left(\frac{m \cdot \pi}{a} x\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{b} y\right) \cdot \cos\left(\frac{p \cdot \pi}{c} z\right)$$

Padrões de campo de alguns modos TE_{mnp} em uma cavidade retangular.
 Nota: os campos E e H estão defasados de 90°



Cavidade ressonante retangular - exemplo



Cavidade preenchida com ar

$$v = c = 3 \cdot 10^{11} \text{ mm/s}$$

$$f_r = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

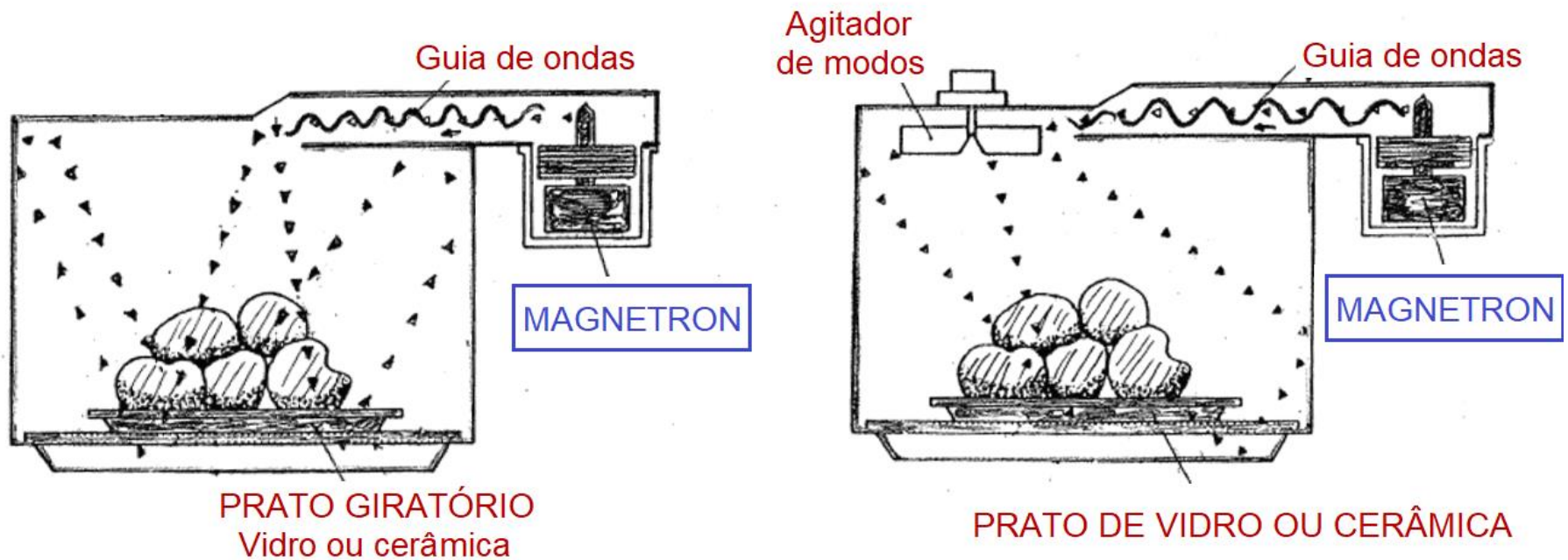
$$f_r = \frac{3 \cdot 10^{11}}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{50}\right)^2 + \left(\frac{n}{40}\right)^2 + \left(\frac{p}{30}\right)^2} \text{ (Hz, mm)}$$

$$f_r = 150 \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{50}\right)^2 + \left(\frac{n}{40}\right)^2 + \left(\frac{p}{30}\right)^2} \text{ (GHz, mm)}$$

m	n	p	f(GHz)
1	1	0	4,80
1	0	1	5,83
0	1	1	6,25
1	1	1	6,93
2	1	0	7,07
2	0	1	7,81
2	1	1	8,66

Exemplo de aplicação de cavidade ressonante retangular

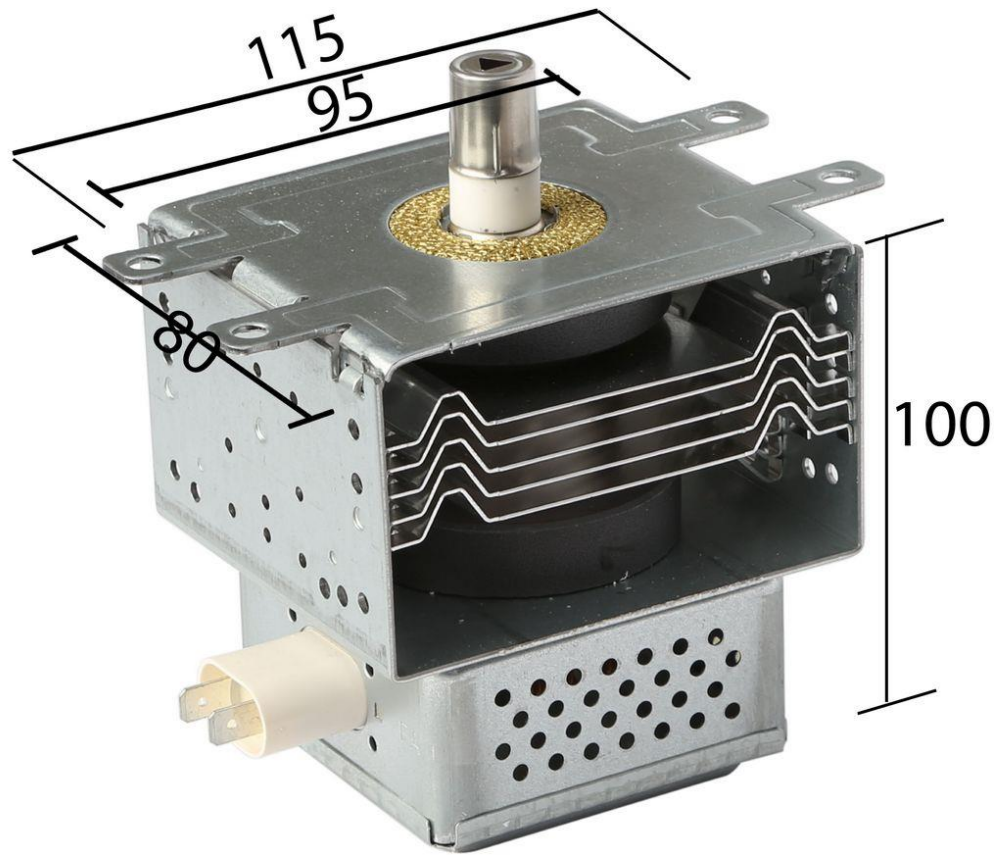
FORNOS DE MICRO-ONDAS – Visão geral



- Opera na Banda ISM de 2,45 GHz
- Geração do sinal de micro-ondas – válvula Magnetron
- Cavidade ressonante operando com modos de ordem elevada

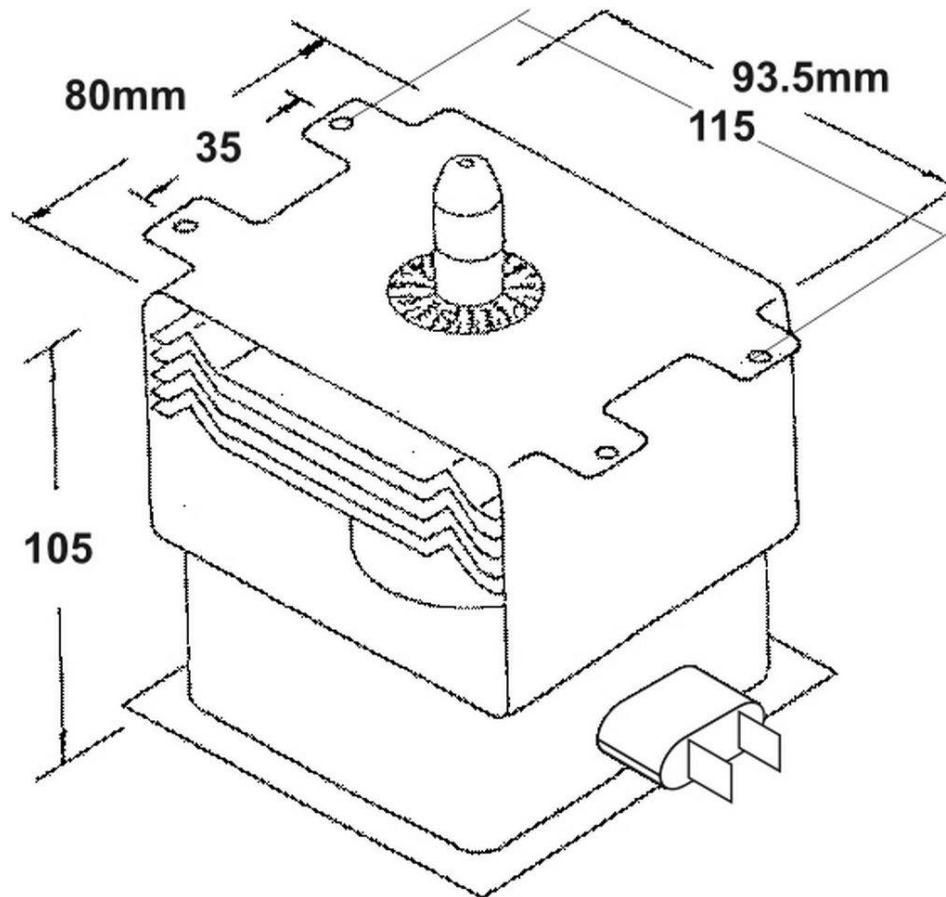
Cavidades Retangulares – Válvula do forno de micro-ondas

EXEMPLO: PANASONIC INVERTER TYPE **MAGNETRON**



Cavidades Retangulares – Válvula do forno de micro-ondas

EXEMPLO: PANASONIC INVERTER TYPE **MAGNETRON**



Watts	850
Freq.	2458MHz
FV	3.15V
PAV	4000V
PAI	300mA
Equiv.	Dae-Woo & Sanyo.
Code	AM741

Cavidades Retangulares – Válvula do forno de micro-ondas

MICROWAVE OVEN MAGNETRONS

These quality magnetrons will serve as replacements in a majority of ovens from many different manufacturers. The important points to observe are:

(a) Will it physically fit in, i.e. is the size and mounting manner similar

(b) Air flow in relation to the power socket and the tags.

(c) Do the tags have bolts or not. The bolts can be removed if necessary.

(c) After determining the physically same unit, you may find more than one similar to your magnetron. Then check the P/No listed with each magnetron. If missing or not listed, just use the most physically similar magnetron.

(d) Wattage output is determined by the internal circuitry of the oven, such as the transformer voltages, capacitor values, etc, not necessarily just the magnetron. Again check the part numbers and dimensions.

A Higher Wattage Magnetron Can Be Used

In A Lower Wattage Oven Safely.

All measurements are outer dimensions or centre hole/stud dimensions measured in millimeters.



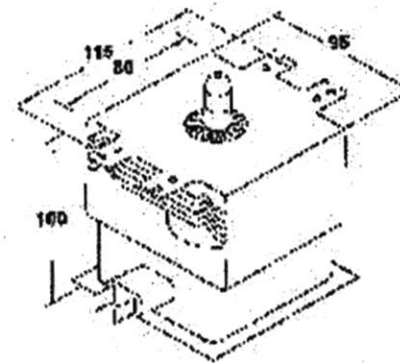
**Inverter Type
Magnetrons
OEM From
Panasonic** →

NEW!

SEE PAGE 5...

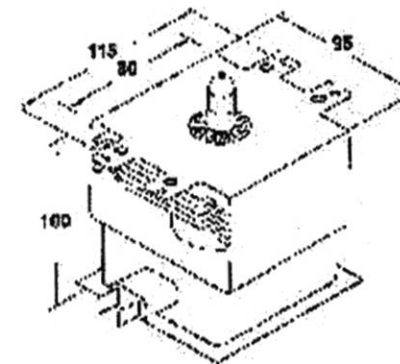
AWI ALL-IN-LINE

Watts 850
Freq. 2458MHz
FV 3.15V
PAV 4000V
PAI 300mA
Equiv. A670-IH
2M224(62)
2M172AH/DW/P/HB
RVMZA047WREO
2M219HB
2M107A-33/94,
OM75-020,S107HB,
Code AM707



AWI ALL-IN-LINE

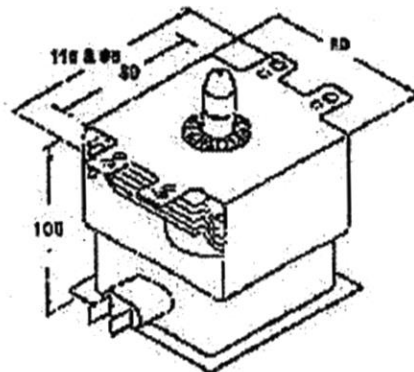
Watts 1000
Freq. 2458MHz
FV 3.3V
PAV 4000V
PAI 300mA
Equiv. A670-IH
2M107A(94)
2M247H(B)
OM75(020)
S107HB
Code AM724



Cavidades Retangulares – Válvula do forno de micro-ondas

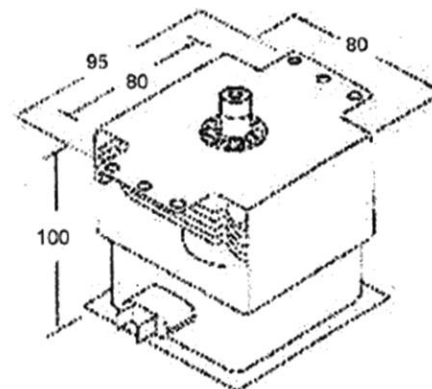
AWI ALL-INLINE

Watts 850
 Freq. 2458MHz
 FV 3.3V
 PAV 4000V
 PAI 300mA
 Equiv. A650-IH
 2M207-03
 2M218H(H)
 Code AM718



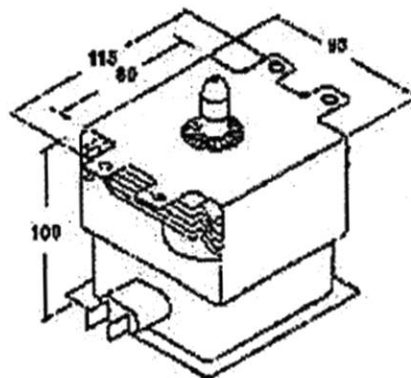
AWI ALL-INLINE

Watts 850
 Freq. 2458MHz
 FV 3.3V
 PAV 4000V
 PAI 300mA
 P/No. 2M218/H
 2M238
 4150021502
 Equiv. Daewoo &
 Sanyo, etc.
 Code AM742



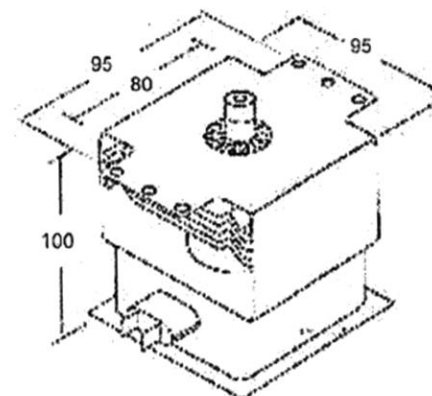
DAI-1CHI ALL-INLINE

Watts 850
 General
 Replacement for
 OM75S-21 and
 many others
 Code MAG703



AWI ALL-INLINE

Watts 850
 Freq. 2458MHz
 FV 3.15V
 PAV 4000V
 PAI 300mA
 Equiv. Dae-Woo &
 Sanyo.
 Code AM741



FORNOS DE MICRO-ONDAS – Exemplo

- Cavityde ressoante retangular $\rightarrow f_r = \frac{v}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$
- Cavityde do forno: cubo com $a = b = c = 43,2$ cm, preenchida por ar

$$f_r = \frac{v}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} = \frac{c}{2 \cdot a} \cdot \sqrt{(m)^2 + (n)^2 + (p)^2}$$

$$f_r = \frac{15}{a} \cdot \sqrt{(m)^2 + (n)^2 + (p)^2} \text{ (GHz, cm)}$$

- Para $a = b = c = 43,2$ cm e $2,4 \text{ GHz} \leq f_r \leq 2,5 \text{ GHz}$

$$\frac{2,4 \cdot 43,2}{15} \leq (m)^2 + (n)^2 + (p)^2 \leq \frac{2,5 \cdot 43,2}{15}$$

$$47,7 \leq (m)^2 + (n)^2 + (p)^2 \leq 51,84$$

FORNOS DE MICRO-ONDAS – Exemplo

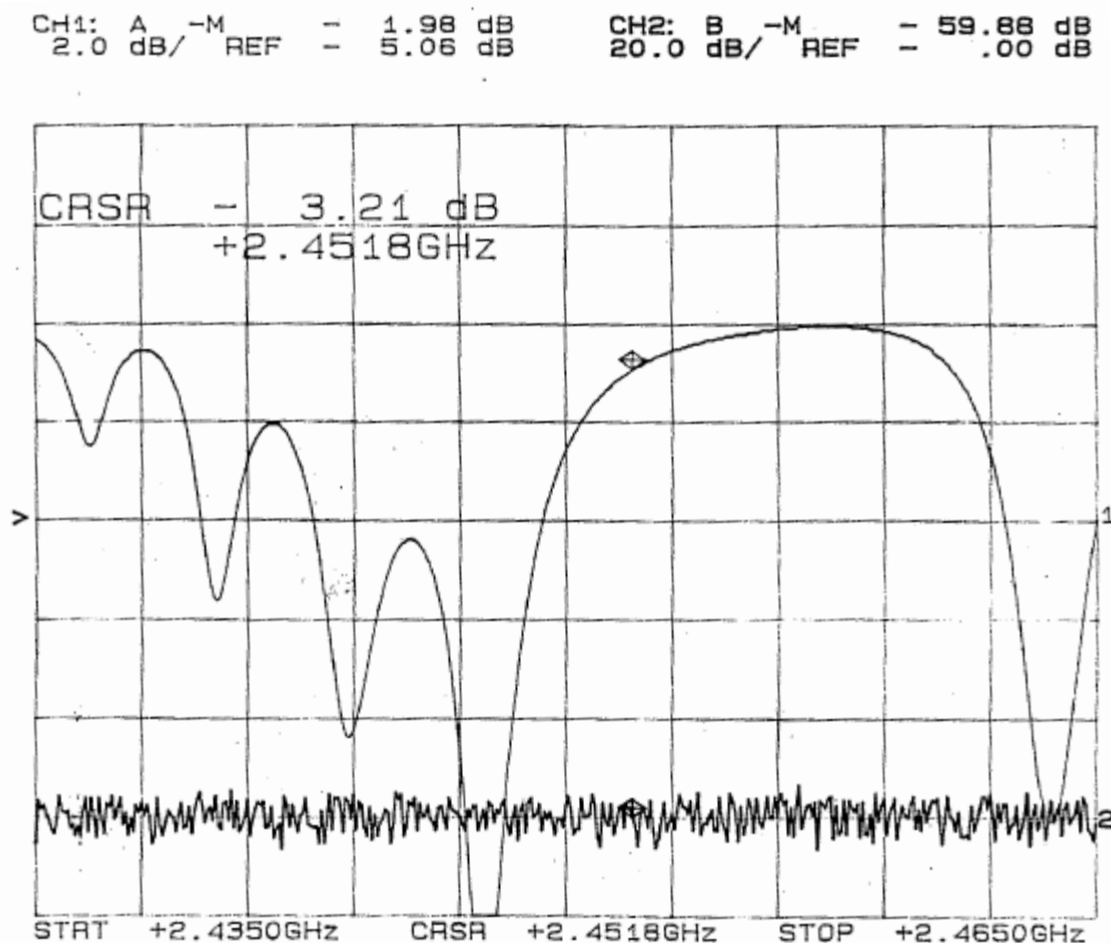
$$47,7 \leq m^2 + n^2 + p^2 \leq 51,84$$

m	2	1	2	4	3	5	1	1	5	4
n	4	3	3	4	4	0	0	1	1	6
p	5	6	6	4	5	5	7	7	5	0
$m^2+n^2+p^2$	45	46	49	48	50	50	50	51	51	52

m	3	3	6	6	2	3	4	3	5	5
n	2	6	3	2	6	4	3	5	4	3
p	6	2	2	4	3	5	5	4	3	4
$m^2+n^2+p^2$	49	49	49	49	50	50	50	50	50	50

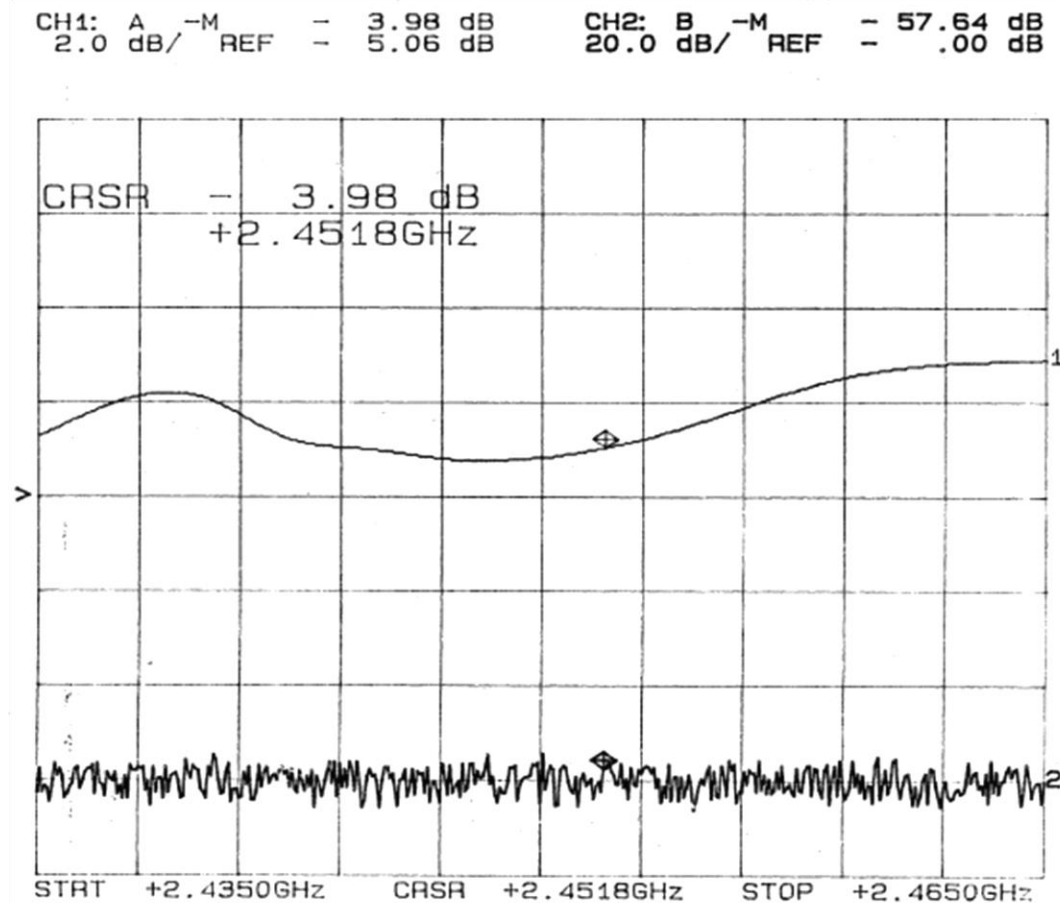
Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{101}

- S_{11} x frequência – forno de micro-ondas com frasco de pirex vazio
- Vales na curva de S_{11} → frequências de ressonância entre 2,435 a 2,465 GHz

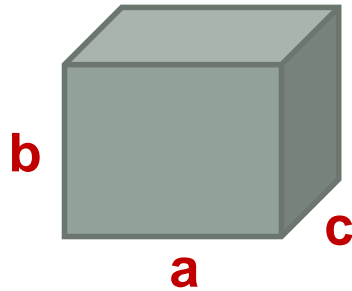


Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{101}

- S_{11} x frequência – forno de micro-ondas com frasco de pirex com ¼ de litro de água no centro do forno



Cavidades Retangulares – frequências de ressonância



- Usualmente $b \leq a \leq c$

$$f_r = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

- Frequências de ressonância para $a = b = c$

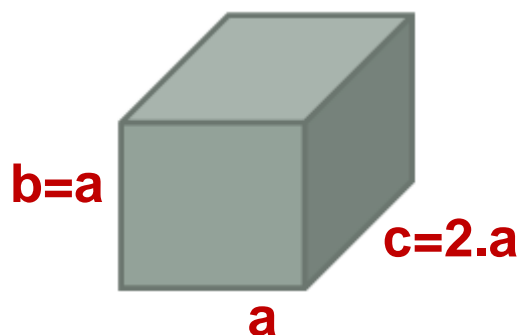
$$f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(m)^2 + (n)^2 + (p)^2}$$

$$m = n = 1 \text{ e } p = 0 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (1)^2 + (0)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$$

$$m = n = p = 1 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (1)^2 + (1)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{3}$$

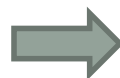
$$m = 1, n = 0, p = 2 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (0)^2 + (2)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{5}$$

Cavidades Retangulares – frequências de ressonância



$$f_r = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

- Frequências de ressonância para $a = b$ e $c=2.a$



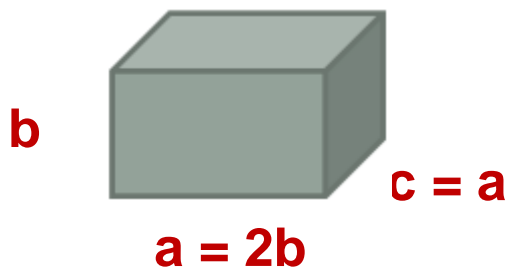
$$f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(m)^2 + (n)^2 + \left(\frac{p}{2}\right)^2}$$

$$m = 1, n = 0 \text{ e } p = 1 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (0)^2 + \left(\frac{1}{2}\right)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{\frac{5}{4}}$$

$$m = n = p = 1 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (1)^2 + \left(\frac{1}{2}\right)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{\frac{9}{4}}$$

$$m = 1, n = 1, p = 0 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (1)^2 + \left(\frac{0}{2}\right)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$$

Cavidades Retangulares – frequências de ressonância



$$f_r = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}$$

- Frequências de ressonância para **a = 2b** e **c = a**



$$f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(m)^2 + (2 \cdot n)^2 + (a)^2}$$

$$m = 1, n = 0 \text{ e } p = 1 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (0)^2 + (1)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$$

$$m = n = p = 1 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (2 \cdot 1)^2 + (1)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{6}$$

$$m = 1, n = 1, p = 0 \rightarrow f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{(1)^2 + (2 \cdot 1)^2 + (0)^2} = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{5}$$

Cavidades Retangulares – frequências de ressonância

- Relação entre frequências de ressonância

Dimensões da cavidade	f_r	f_r	f_r
$a = b = c$	$\text{TM}_{110} \quad \text{TE}_{101} \quad \text{TE}_{011}$ $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$	$\text{TE}_{111} \quad \text{TM}_{111}$ $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{3}$	
$a = b$ $c = 2.a$	$\text{TE}_{101} \quad \text{TE}_{011}$ $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{\frac{5}{4}}$	TM_{110} $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$	$\text{TE}_{111} \quad \text{TM}_{111}$ $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{\frac{9}{4}}$
$a = 2.b$ $c = a$	TE_{101} $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$	TE_{011} $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{5}$	TM_{111} $\frac{v}{2a} \cdot \sqrt{6}$

Cavidades Retangulares – frequências de ressonância

- Relação entre frequências de ressonância para **$a = b = c$**

- Primeira frequência de ressonância $f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{2}$

- Modos TE_{011} , TE_{110} , TM_{110} e TE_{101} são modos degenerados

- Segunda frequência de ressonância $f_r = \frac{v}{2a} \cdot \sqrt{3}$

- Modos TE_{111} e TM_{11a} são modos degenerados

	TE_{101}	TE_{011}	TM_{110}	TM_{111} TE_{111}	TE_{102}
$\frac{(f_r)_{mnp}}{(f_r)_{110}}$	1	1	1	1,22	1,58

Cavidades Retangulares – frequências de ressonância

- Relação entre frequências de ressonância para $a = b$ e $c = 2.a$

	TE ₁₀₁	TE ₀₁₁	TM ₁₁₀	TE ₁₁₁ TM ₁₁₁	TE ₁₀₂
$\frac{f_{r(mnp)}}{f_{r(101)}}$	1	1	1,26	1,34	1,26

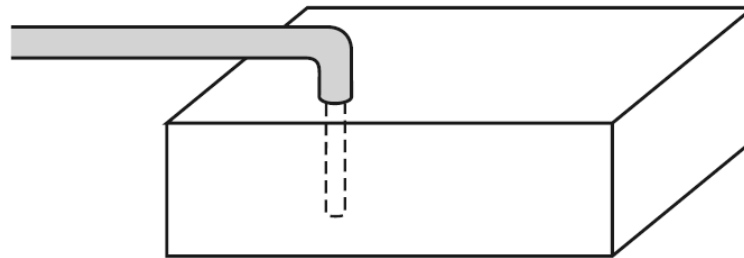
- Relação entre frequências de ressonância para $a = 2b$ e $c = a$

	TE ₁₀₁ TE ₀₁₁	TE ₀₁₁	TM ₁₁₀	TE ₁₁₁ TM ₁₁₁	TE ₁₀₂
$\frac{f_{r(mnp)}}{f_{r(101)}}$	1	1,58	1,58	1,73	2,91

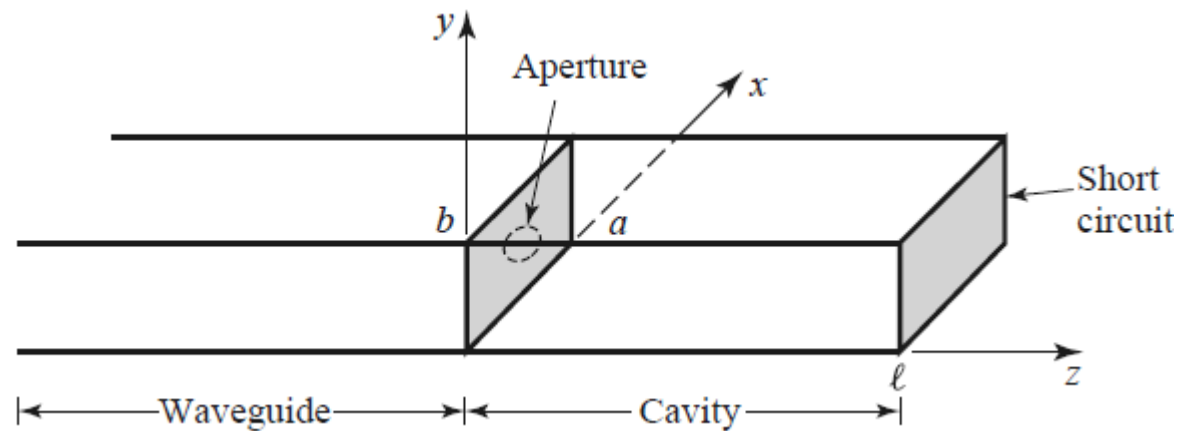
Cavidades Retangulares

- Formas de excitação da cavidade

Sonda coaxial



Iris de
acoplamento



Cavidades Retangulares

- Modo TE_{101} - componentes dos campos E e H

$$\frac{E_{y_0}}{H_{x_0}} = -Z_{TE} \quad * \quad \frac{E_{y_-}}{H_{x_-}} = Z_{TE}$$

$$H_x = H_{x_0} + H_{x_-}$$

$$Z_{TE} = j \frac{\omega \mu a}{\beta} = \frac{\omega \mu}{\beta}$$

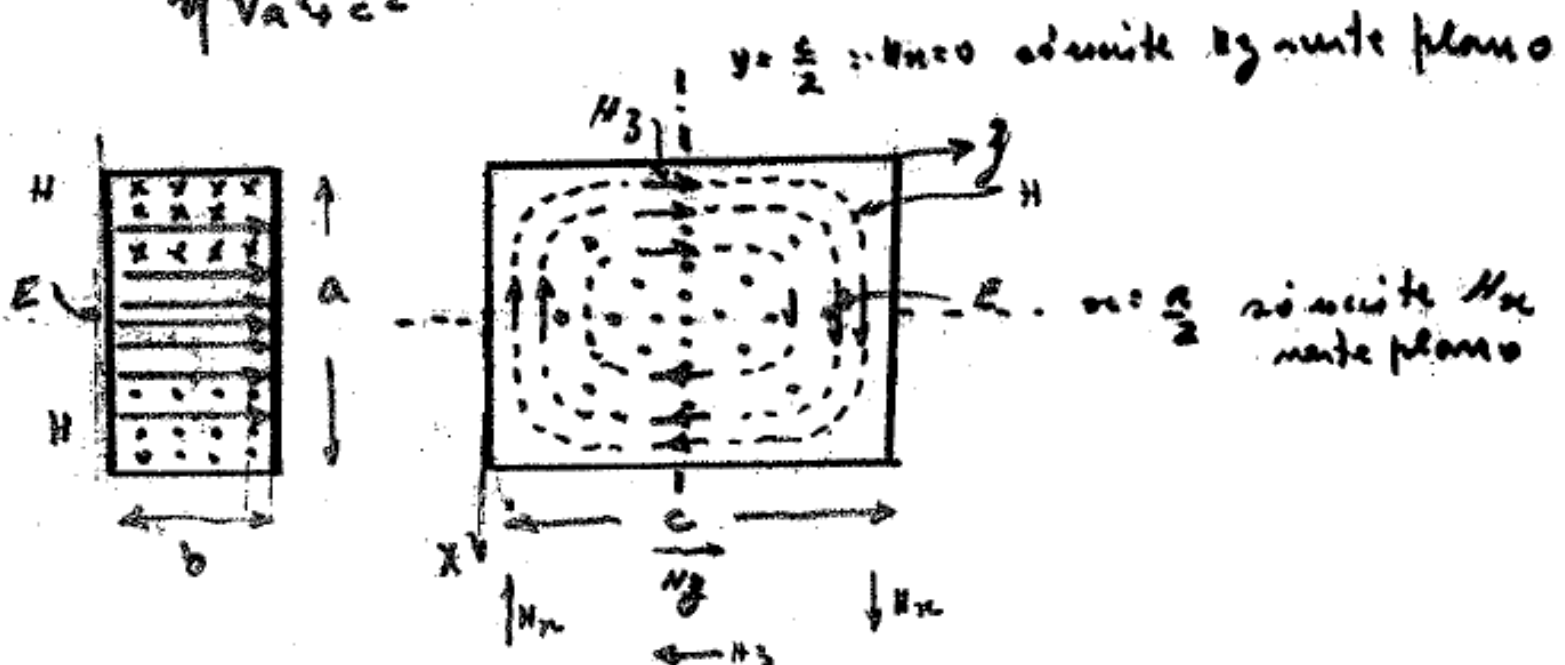
$$H_x = -\frac{E_{y_0}}{Z_{TE}} + \frac{E_{y_-}}{Z_{TE}} = -\frac{1}{Z_{TE}} [E_{y_0} - E_{y_-}]$$

$$H_x = -\frac{1}{Z_{TE}} [E_{y_0} \cdot e^{-j\beta z} - E_{y_0} \cdot e^{j\beta z}] \cos\left(\frac{\beta}{a} a\right)$$

Cavidades Retangulares

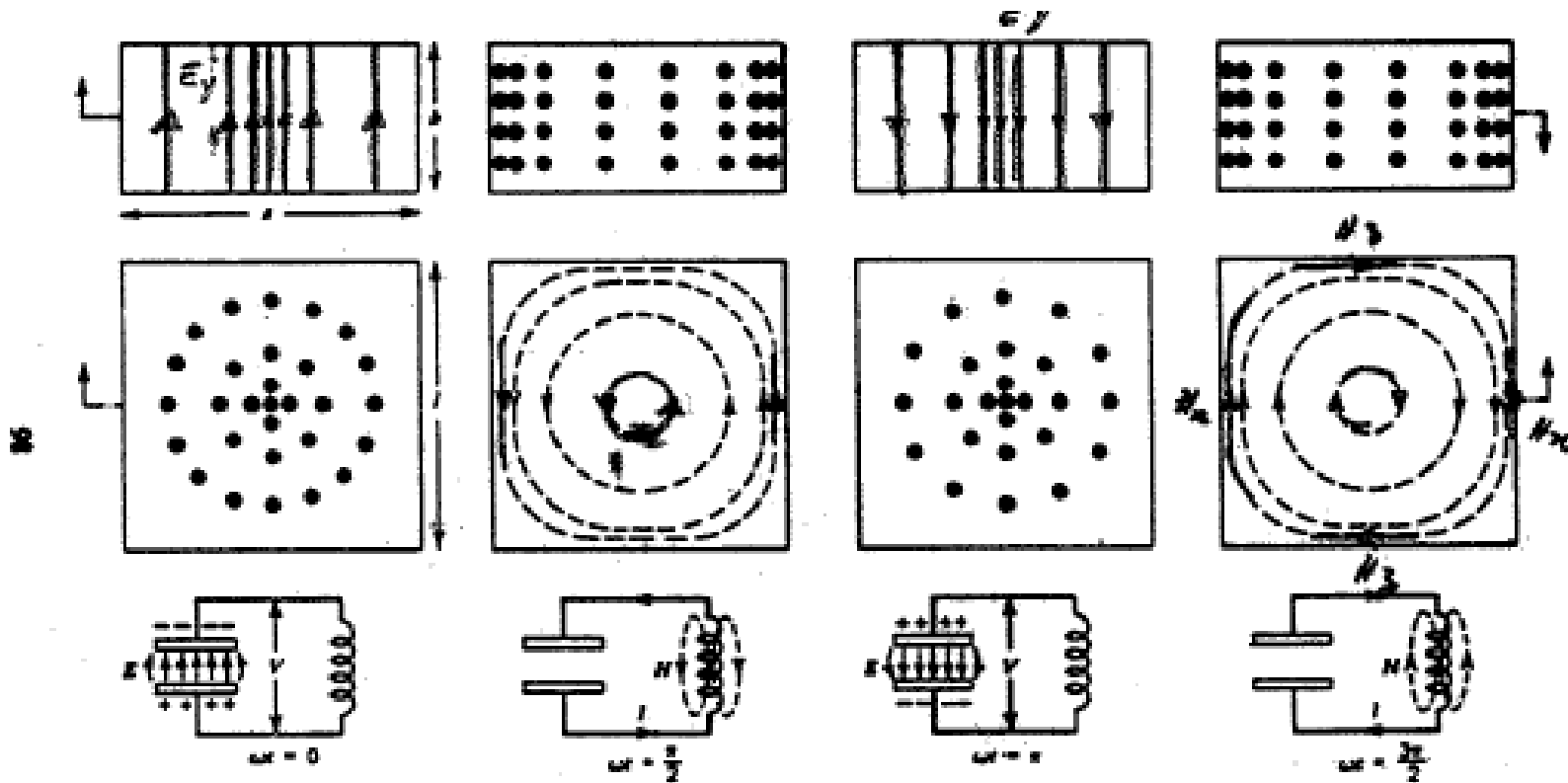
- Modo TE_{101} - componentes dos campos E e H

$$H_z = -\frac{2E_0 \cdot a}{\eta \sqrt{a^2 + c^2}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}x\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2}z\right)$$



Cavidades Retangulares

- Analogia entre campos E e H da cavidade em guia retangular e tensões e correntes de ressoador LC



Cavidades Retangulares - Índice de Mérito (Fator de Qualidade)

- Definições de Índice de Mérito \rightarrow em $\omega = \omega_r$
 - Q_U - índice de mérito não-carregado

$$Q_U = \omega_r \frac{\text{Energia armazenada no circuito ressonante}}{\text{Potência média dissipada no circuito ressonante}}$$

- Modelo RLC série

$$Q_U = \frac{\omega_r \cdot L}{R}$$

- Modelo RLC paralelo

$$Q_U = \frac{\omega_r \cdot C}{G}$$

- Q_E - índice de mérito externo

$$Q_E = \omega_r \frac{\text{Energia armazenada no circuito ressonante}}{\text{Potência média dissipada no circuito externo}}$$

- Modelo RLC série

$$Q_E = \frac{\omega_r \cdot L}{R_g}$$

- Modelo RLC paralelo

$$Q_E = \frac{\omega_r \cdot C}{G_g}$$

Cavidades Retangulares - Índice de Mérito

- Q_L - *índice de mérito carregado*

$$Q_L = \omega_r \frac{\text{Energia armazenada no circuito ressonante}}{\text{Potência média dissipada no circuito ressonante}}$$

- Modelo RLC série

- Modelo RLC paralelo

$$Q_E = \frac{\omega_r \cdot L}{R_g + R}$$

$$Q_E = \frac{\omega_r \cdot C}{G_g + G}$$

Q_L depende do acoplamento entre o circuito ressonante e o circuito externo

- Relações entre os índices de mérito

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q_U} \quad \text{e} \quad Q_L = \frac{f_r}{f_2 - f_1} = \frac{f_r}{\Delta f} = \frac{\text{frequência de ressonância}}{\text{Banda de 3 dB}}$$

f_1 e f_2 - frequências em que a tensão cai a 0,707 do máximo e a potência a 3 dB do máximo

Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{10p}

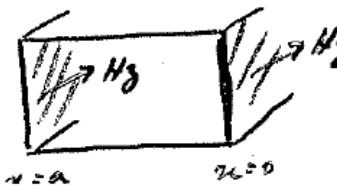
- *Índice de mérito não carregado – modos TE_{10p}*

$$Q_L = \omega_r \frac{\text{Energia armazenada no circuito ressonante}}{\text{Potência média total dissipada}} = \omega_r \frac{W_E}{P_d}$$

- Considerando cavidade com paredes metálicas feitas com condutores reais com resistência superficial R_s

$$P_d = \frac{R_s}{2} \int_{\text{paredes}} |H_z|^2 \cdot dS$$

- Calcula-se P_d em cada uma das 6 paredes da cavidade ressonante
- Em cada parede lateral $\rightarrow H_z = H_t$



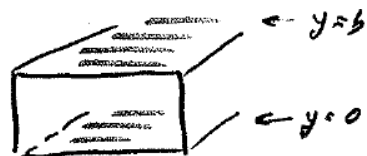
$$P_d = \frac{1}{2} R_s \int |H_z|^2 \cdot dS = \frac{1}{2} R_s \int_0^b \int_0^c H_0^2 \cdot \rho_m^2 \left(\frac{\pi}{c} z \right) \cdot dy dz = \frac{R_s H_0^2 b \cdot c}{2}$$

- Considerando duas paredes laterais $\rightarrow P_d = \frac{R_s}{2} H_0^2 b \cdot c$

Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{10p}

- Paredes superior e inferior

$$|H_z|^2 = |H_x|^2 + |H_y|^2$$



$$P_d = R_s H_0^2 \left(\frac{k_z}{k_n}\right)^2 \int_0^a \int_0^c \rho \sin^2\left(\frac{\pi}{a}x\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{c}z\right) dx dz + R_s H_0^2 \int_0^a \int_0^c \cos^2\left(\frac{\pi}{a}x\right) \cdot \rho \sin^2\left(\frac{\pi}{c}z\right) dx dz$$

$$= \frac{H_0^2 R_s}{2} a^2 \left[\frac{1}{2} \left(\frac{a}{c}\right) + \frac{1}{2} \left(\frac{c}{a}\right) \right]$$

- Paredes anterior e posterior



$$P_d = \frac{R_s}{2} a^2 H_0^2 \left[\frac{a \cdot b}{c^2} \right]$$

Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{10p}

- Potência média total nas seis paredes

$$Pd = \frac{R_s}{2} \cdot a^2 \cdot H_0^2 \left[\frac{a-b}{c^2} + \frac{b-c}{a^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{a}{c} + \frac{c}{a} \right) \right]$$

- Energia armazenada no campo elétrico

$$W_E = \frac{\epsilon}{2} \int_{\text{volume}} |\mathbf{E}|^2 \cdot dV = \frac{\epsilon}{2} \int_V |\mathbf{E}_y|^2 \cdot dV \quad \text{com } E_y = H_0 \text{ per}(1) \text{ per}(1)$$

$$W_E = \frac{H_0^2 \cdot \epsilon}{2} \left(\frac{\eta}{f c} \right) \cdot \frac{a \cdot b \cdot c}{4}$$

Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{101}

- Índice de mérito não-carregado do modo TE_{101}

$$Q_U = \frac{W_r \cdot W_e}{P_d} = \frac{(2\pi f r)^2 \left[\frac{\mu_0^2 \epsilon}{2} \left(\frac{n f r}{f c} \right) \frac{a b c}{4} \right]}{\frac{R_s}{2} \cdot a^2 \cdot \mu_0^2 \left[\frac{a b}{c^2} + \frac{b c}{a^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{a}{c} + \frac{c}{a} \right) \right]}$$

$$Q_U = \frac{\pi \eta}{4 R_s} \left[\frac{2 b (a^2 + c^2)^{3/2}}{a c (a^2 + c^2) + 2 b (a^3 + c^3)} \right] = \frac{2\pi \eta}{4 R_s} \left[\frac{\text{volume}}{\text{Área da Superfície}} \right]$$

Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{101}

- Primeiro exemplo: cavidade cúbica: $a = b = c$

$$Q_U = \frac{\sigma \pi \sqrt{2}}{R_s} \quad - \quad \text{as paredes de cobre} \quad \sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$$

$$R_s = 2,6 \times 10^{-2} \Omega$$

Paredes de cobre, modo TE_{101} , $f_r = 10 \text{ GHz} \rightarrow Q_U = 10.737$

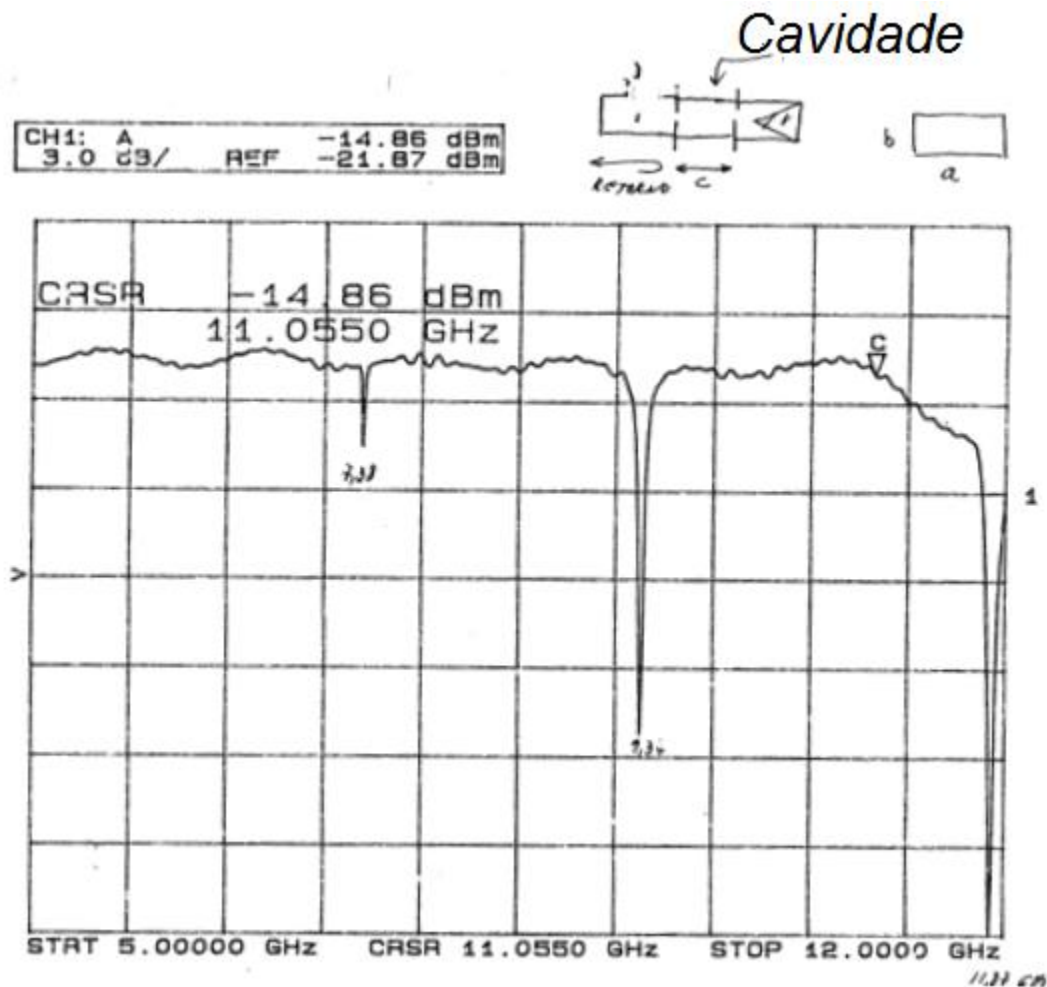
- Segundo exemplo: cavidade retangular $a = 2b$ e $a = c$

$$Q_U = \frac{\sigma \pi}{2R_s} \cdot \frac{\sqrt{1 + \beta^2}}{2 + \frac{a}{b}}$$

Paredes de cobre, modo TE_{101} , $f_r = 10 \text{ GHz} \rightarrow Q_U = 8.052$

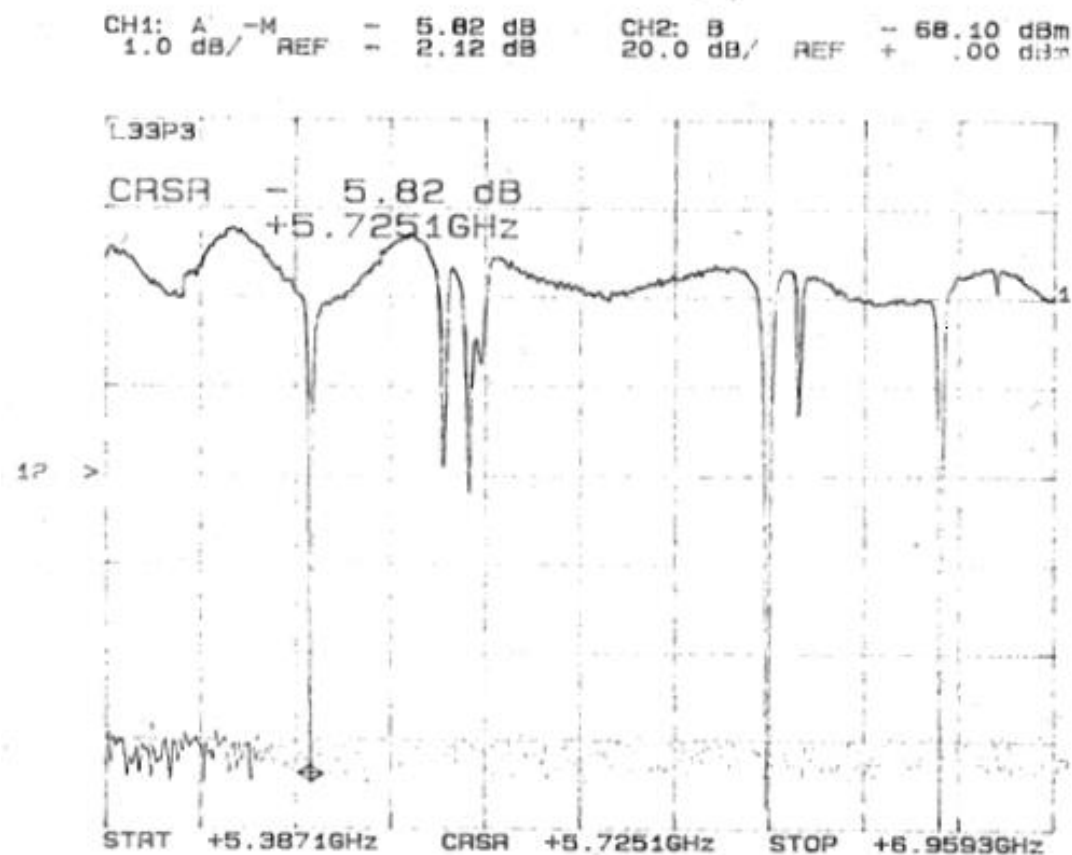
Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{101}

Cavidade ressonante usando guia de ondas retangular WR90 - S_{11} x f



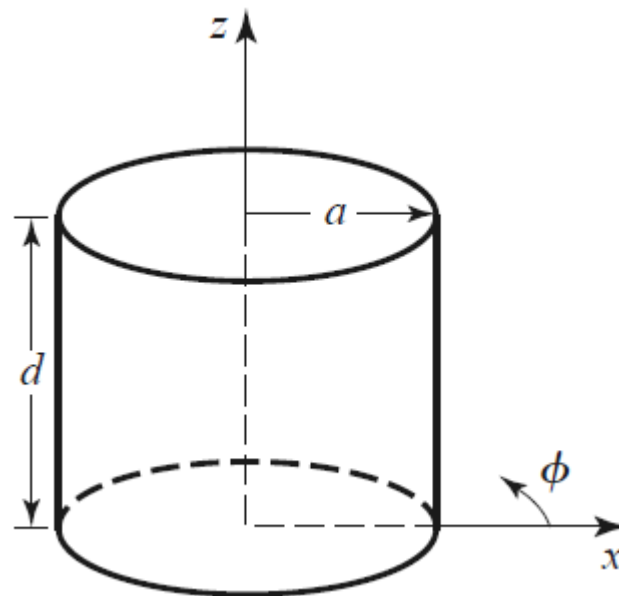
Cavidades Retangulares - Índice de Mérito – modos TE_{101}

Cavidade ressonante usando guia de ondas retangular WR229 - S_{11} x f



Cavidades Cilíndricas

- Modos $TE_{n,l,p} \rightarrow H_z \neq 0$ e $E_z = 0$



- Modos idênticos aos de guia de ondas cilíndrico
- Parte-se da equação de $H_z(r,\phi)$ de guias cilíndricos com propagação segundo a direção z

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Tem-se

$$H_z(r, \phi) = H_0 \cdot J_m(k_c r) \cos(m\phi) \quad \text{com } k_c = \frac{\beta'_{m,l}}{a} \quad \begin{array}{l} m = 0, 1, 2, \dots \\ l = 1, 2, 3, \dots \end{array}$$

- Para propagação segundo z , obtém-se

$$H_z(r, \phi, z) = H_0 \cdot J_m(k_c r) \cdot \cos(m\phi) [H_0^+ \cdot e^{-j\beta z} + H_0^- \cdot e^{j\beta z}]$$

- Impondo-se curto-circuitos em $z = 0$ e em $z = d$,
 - Condições de contorno para o campo H_z na cavidade cilíndrica

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Primeira equação

$$\frac{R}{R} \left[\frac{\delta R}{\delta r} + r \frac{\delta^2 R}{\delta r^2} \right] + r^2 k_c^2 - m^2 = 0 \quad \times \frac{R}{r^2}$$

$$\frac{1}{r} \frac{\delta R}{\delta r} + \frac{\delta^2 R}{\delta r^2} + R k_c^2 - \frac{m^2 R}{r^2} = 0$$

$$\frac{\delta^2 R}{\delta r^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta R}{\delta r} + \left(k_c^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) R = 0 \quad - \text{soluções e'}$$

EQUAÇÃO DE BÉSSÉL - soluções.

$$R = F \cdot J_m(k_c r) + G \cdot N_m(k_c r)$$

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Segunda equação $\frac{\partial^2 \phi}{\partial \phi^2} + n^2 \phi = 0$

Solução $\phi = G \cdot \cos(n\phi) + D \cdot \sin(n\phi)$

- Condições de contorno
- No centro da cavidade ($r = 0$), H_z é finito
 - Como $N_m(0) \rightarrow \infty$, então $G = 0$ e $R = J_n(kr)$
- $\phi = G' \cdot \cos(n\phi) + D' \cdot \sin(n\phi)$ deve ter o mesmo valor a cada rotação, e assim podemos considerar

$$\phi = G'' \cdot \cos(n\phi)$$

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Assim, temos

$$H_z = C_1' \cos(n\phi) \cdot F \cdot J_n(k_c r) \cdot [A \cdot \cos(k_z z) + B \cdot \sin(k_z z)]$$

- Para

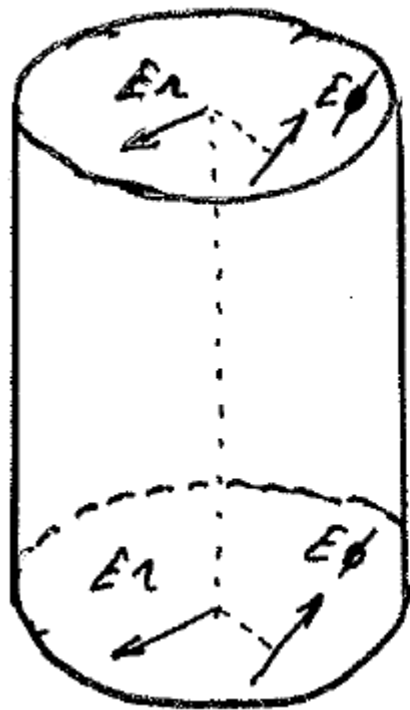
$$\begin{array}{l} z=0 \rightarrow E_\phi=0 \rightarrow \text{logo} \quad A=0 \\ z=d \rightarrow E_r=0 \quad k_z = \frac{p\pi}{d} \quad \therefore p=1, 2, \dots \end{array}$$

- Campo ressonante H_z

$$H_z(n, p, z) = H_0 \cdot J_n(k_c r) \cdot \cos(n\phi) \cdot \sin(k_z z)$$

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Condições de contorno



← PLANO $z = d$ → $E_\phi = 0$ mas $E_\phi = -j\omega\mu \frac{\delta H_z}{k_c^2 \delta r} = 0$

→ $E_r = 0$ mas $E_r = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\delta H_z}{\delta \phi} \frac{1}{r} = 0$

← PLANO $z = 0$ → $E_\phi = 0$ identico $\therefore -\frac{\delta H_z}{\delta r} = 0$

→ $E_r = 0$.. $\therefore -\frac{1}{r} \frac{\delta H_z}{\delta \phi} = 0$

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Condição de contorno para o plano inferior, $z = 0$

$$\frac{H_z}{r} = 0 \Rightarrow H_z = \text{cte} = 0$$

$$\therefore H_z(r, \phi, 0) = H_0 \cdot \text{J}_m(k_c r) \cdot \cos(m\phi) \cdot [H_{0+} e^{-j\beta z} + H_{0-} e^{+j\beta z}]$$

$$H_{0+} = H_{0-}$$

$$H_z(r, \phi, z) = H_0 \cdot \text{J}_m(k_c r) \cdot \cos(m\phi) \cdot [H_{0+} e^{-j\beta z} - H_{0+} e^{+j\beta z}]$$

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Condição de contorno para o plano superior, $z = d$

$$H_z(r, \phi, z=d) = H_0 \cdot J_n(k_c r) \cdot \cos(n\phi) \left[H_{0+} \cdot e^{-j\beta d} - H_{0+} \cdot e^{j\beta d} \right]$$

$$H_z(r, \phi, d) = H_0 \cdot J_n(k_c r) \cdot \cos(n\phi) \cdot H_{0+} (-2j \beta \cos \beta d)$$

$$\text{Logo } \beta d = p\pi \therefore \beta = \frac{p\pi}{d} \quad p = 1, 2, \dots$$

$p \neq 0$

- Expressão geral para o modo $TE_{n,l,p}$

$$H_z(r, \phi, z) = H_0 \cdot J_n(k_c r) \cdot \cos(n\phi) \cdot \cos\left(\frac{p\pi}{d} z\right)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad p = 1, 2, 3, \dots$$

$$TE_{nlp} \rightarrow k_c = \frac{p\pi}{a} = \frac{1,841}{a}$$

Cavidades Cilíndricas

- Das equações anteriores pode-se deduzir a relação

$$k_c^2 + k_z^2 = k^2 = \omega_n^2 \mu \epsilon$$

- Frequências de ressonância do modo $TE_{n,l,p}$

$$k_c^2 + k_z^2 = k^2 = \omega_n^2 \mu \epsilon$$

$$\left(\frac{p'm_l}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 = \omega_n^2 \mu \epsilon = (2\pi f_n)^2 \mu \epsilon$$

$$f_n^2 = \frac{1}{\mu \epsilon} \left[\left(\frac{p'm_l}{2\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2\pi d}\right)^2 \right]$$

$$\left(f_n\right)_{TE_{n,l,p}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \left[\left(\frac{p'm_l}{\pi D}\right)^2 + \left(\frac{p}{2d}\right)^2 \right]^{1/2}$$

$$m = 0, 1, 2, \dots \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad p = 1, 2, \dots$$

Cavidades Cilíndricas

- Frequências de ressonância – 1º. caso

$$\text{1º. caso. } \frac{d}{a} = 0,5 : \frac{a}{d} = 2$$

$$\text{ou } \frac{2a}{d} = 4$$



- Modo TM_{010} - modo dominante

- $p_{n,l} = p_{0,1} = 2,4$

$$(f_n)_{TM_{010}} = \frac{c}{2\pi a} \left[(2,40)^2 + \left(\frac{p_l}{d} \cdot a \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$= \frac{c}{2\pi a} \left[(2,40) \right] = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,40$$

Cavidades Cilíndricas

- Frequências de ressonância – 1º. caso

$$\text{1º. caso} \cdot \frac{d}{a} = 0,5 \Rightarrow \frac{a}{d} = 2$$

$$\text{ou } \frac{2a}{d} = 4$$



- Modo TE_{111}

- $p'_{n,l} = p'_{1,1} = 1,84$

$$(f_r)_{TE_{111}} = \frac{c}{2\pi a} \left[(1,84)^2 + \left(\frac{1,2}{d} \cdot a \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$= \frac{c}{2\pi a} \left[(1,84)^2 + (2,2)^2 \right]^{1/2} = \frac{c}{2\pi a} \cdot 6,5$$

$$(f_r)_{TE_{111}} = 2,72 (f_r)_{TM_{010}}$$

Cavidades Cilíndricas

- Frequências de ressonância – 1º. caso

$$\text{1º. caso. } \frac{d}{a} = 0,5 : \frac{a}{2}$$

$$\text{ou } \frac{2a}{d} = 4$$



- Modo TM_{110}

- $p_{n,l} = p_{1,1} = 3,83$

$$(f_r)_{TM_{110}} = \frac{c}{2\pi a} \left[(3,83)^2 + \left(\frac{0,5 \cdot 2}{a}\right)^2 \right]^{1/2}$$

$$= \frac{c}{2\pi a} \cdot 3,83$$

$$(f_r)_{TM_{110}} = 1,59 (f_r)_{TM_{010}}$$

Cavidades Cilíndricas - Modos $TE_{n,l,p}$

- Frequências de ressonância

Modos $TE_{n,l,p}$

$$f_{TE} = \frac{c}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \left[\left(\frac{p'_{n,l}}{\pi D} \right)^2 + \left(\frac{p}{2d} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$l = 1, 2, 3, \dots$$

$$p = 1, 2, 3, \dots$$

Modos $TM_{n,l,p}$

$$f_{TM} = \frac{c}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \left[\left(\frac{p_{n,l}}{\pi D} \right)^2 + \left(\frac{p}{2d} \right)^2 \right]^{1/2}$$





$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$$l = 1, 2, 3, \dots$$

$$p = 0, 1, 2, 3, \dots$$

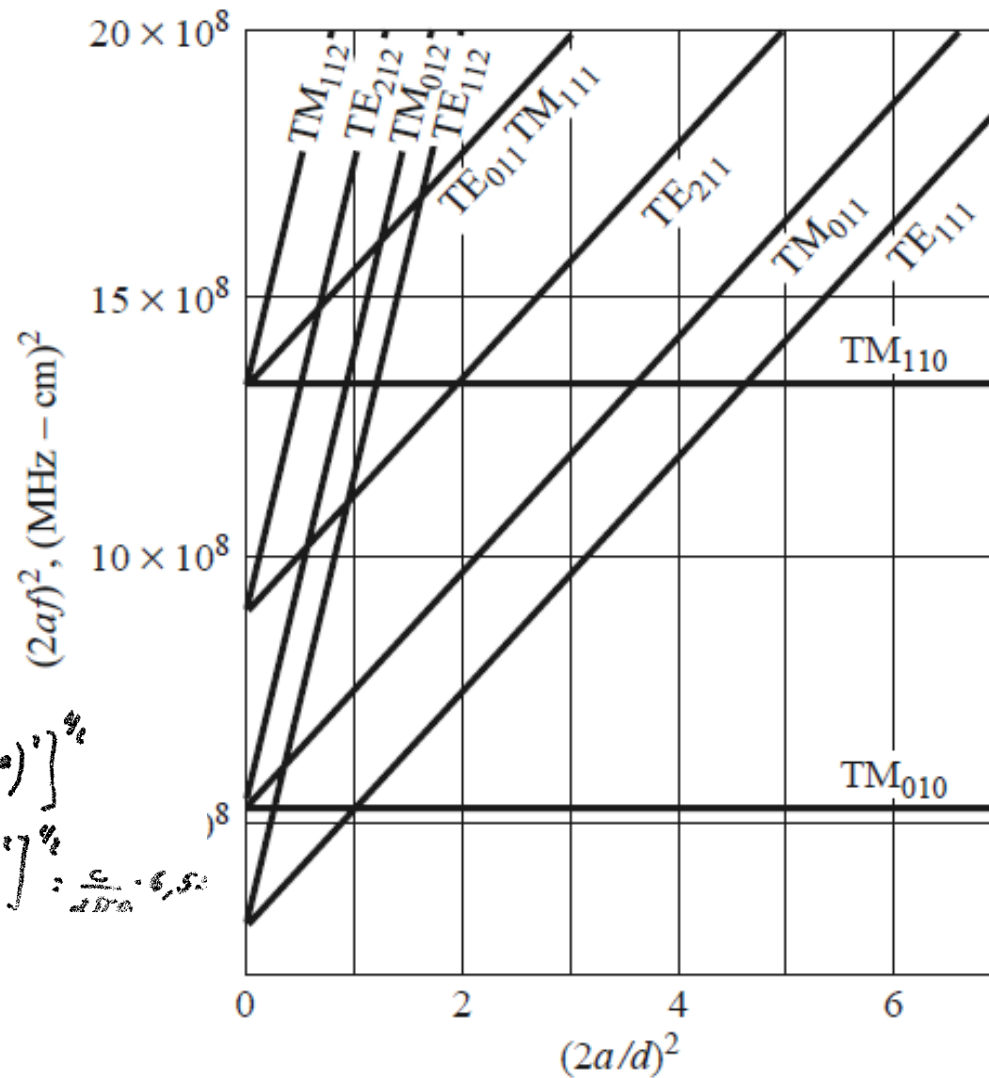
Cavidades Cilíndricas

- Comparação entre frequências de ressonância

NO	1º MODO	2º MODO	3º MODO
$5 \therefore \frac{a}{d} = 2$ 	TM_{010} $p_{0,1} = 2,40$ $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,40$	TM_{110} $p_{11} = 3,83$ $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 3,83$	TE_{111} $p'_{11} = 4,89$ $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 6,55$
$\therefore \frac{a}{d} = 1$ 	TM_{010} $f_1 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,40$	TE_{111} $f_1 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 3,64$	TM_{110} $f_1 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 3,83$
$\therefore \frac{a}{d} = 0,5$ 	TM_{010} $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,40$	TE_{111} $f_1 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,40$	TM_{011} $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,82$
$\therefore \frac{a}{d} = 0,33$ 	TE_{111} $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,12$	TM_{010} $f_1 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,40$	TM_{011} $f_2 = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,82$

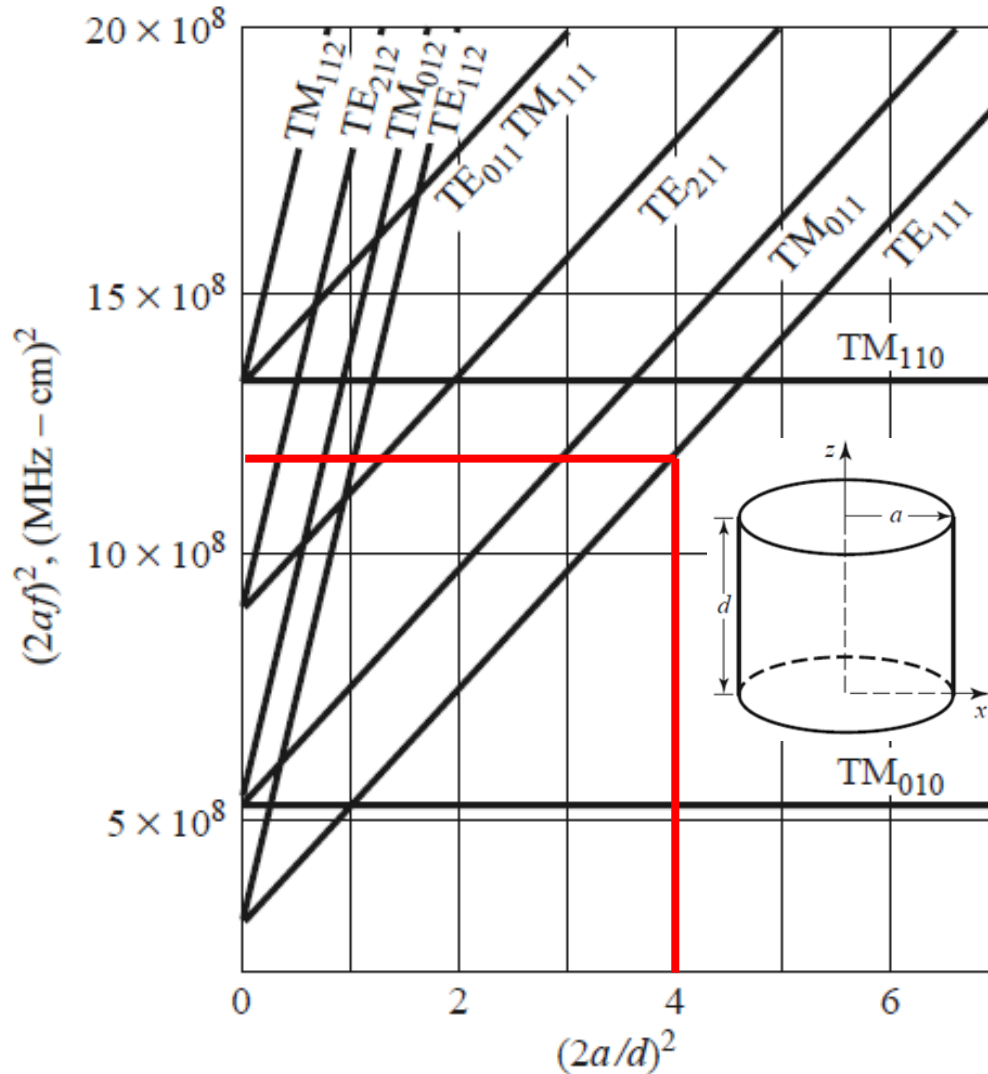
Cavidades Cilíndricas

Carta de modos
ressonantes da
cavidade cilíndrica



$$\begin{aligned}
 (f_r)_{TE_{111}} &= \frac{c}{2\pi a} \left[(1.84)^2 + \left(\frac{1.84}{a}\right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= \frac{c}{2\pi a} \left[(1.84)^2 + (2.2)^2 \right]^{1/2} = \frac{c}{2\pi a} \cdot 6.5 \\
 (f_r)_{TE_{111}} &= 2.72 (f_r)_{TM_{010}}
 \end{aligned}$$

Projeto de Cavityde Cilíndrica usando Carta de Modos



Projetar uma cavidade cilíndrica

- Ressoar em 5 GHz
- No modo TE_{111}
- Escolha da relação raio-altura

$$a = d$$

$$2a/d = 2 \rightarrow (2a/d)^2 = 4$$
- Da carta de modos

$$(2a \cdot f)^2 \approx 12 \cdot 10^8 (\text{MHz} - \text{cm})^2$$

Cavidades Cilíndricas

- Sendo

$$(2a \cdot f)^2 \approx 12 \cdot 10^8 \text{ (MHz} \cdot \text{cm)}^2$$

- Frequência de ressonância
 - $f = 5 \text{ GHz} = 5.000 \text{ MHz}$

$$2a \cdot f = \sqrt{12 \cdot 10^8} = 34.641$$

$$2a = 34.641 / 5.000 = 6,93$$

$$\text{Raio: } a = 3,46 \text{ cm}$$

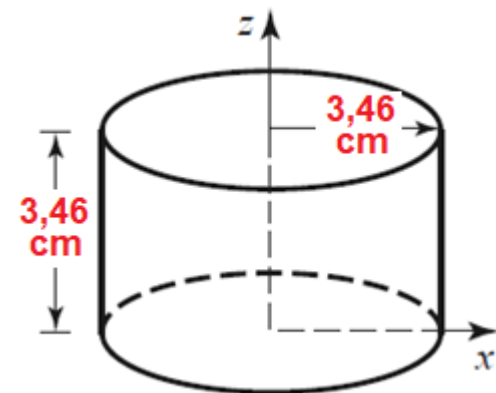
- Adotamos

$$2a/d = 2$$

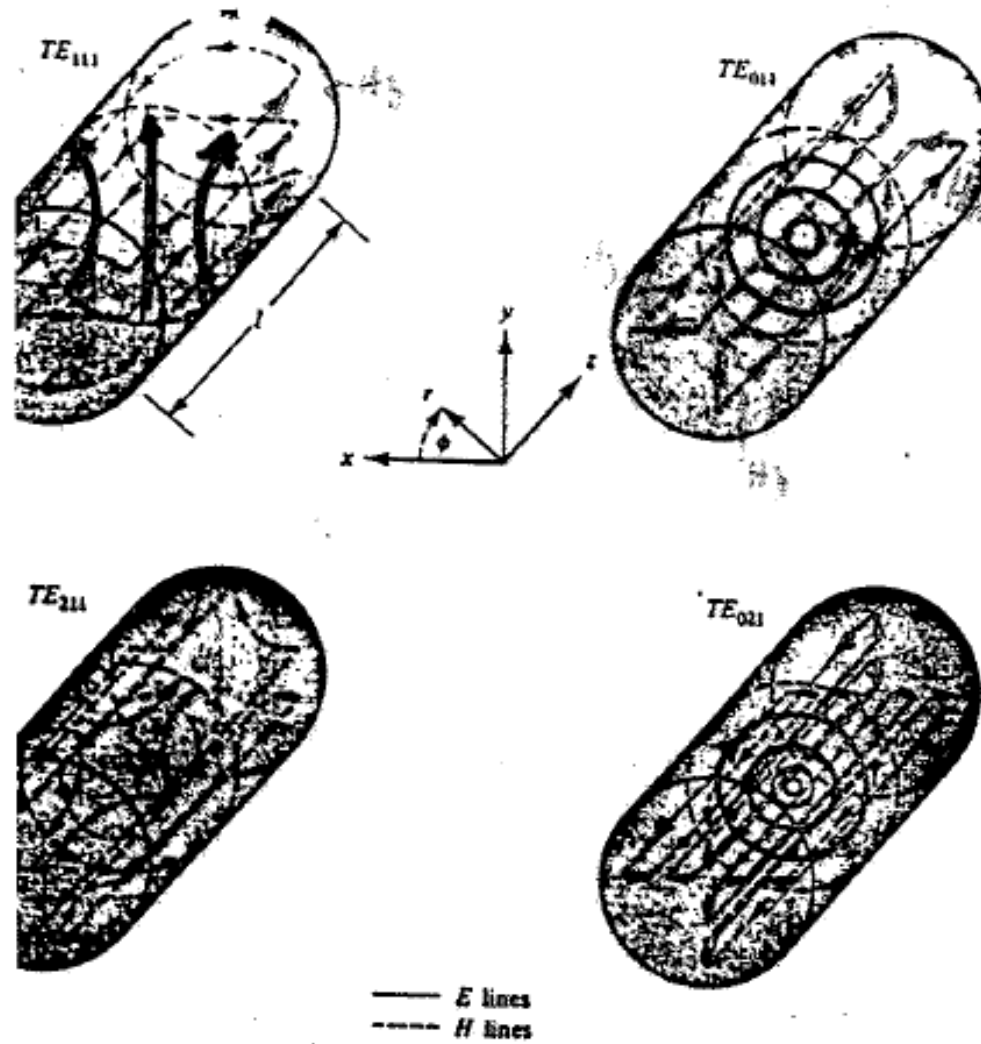
- Sendo

$$a = 3,46 \text{ cm}$$

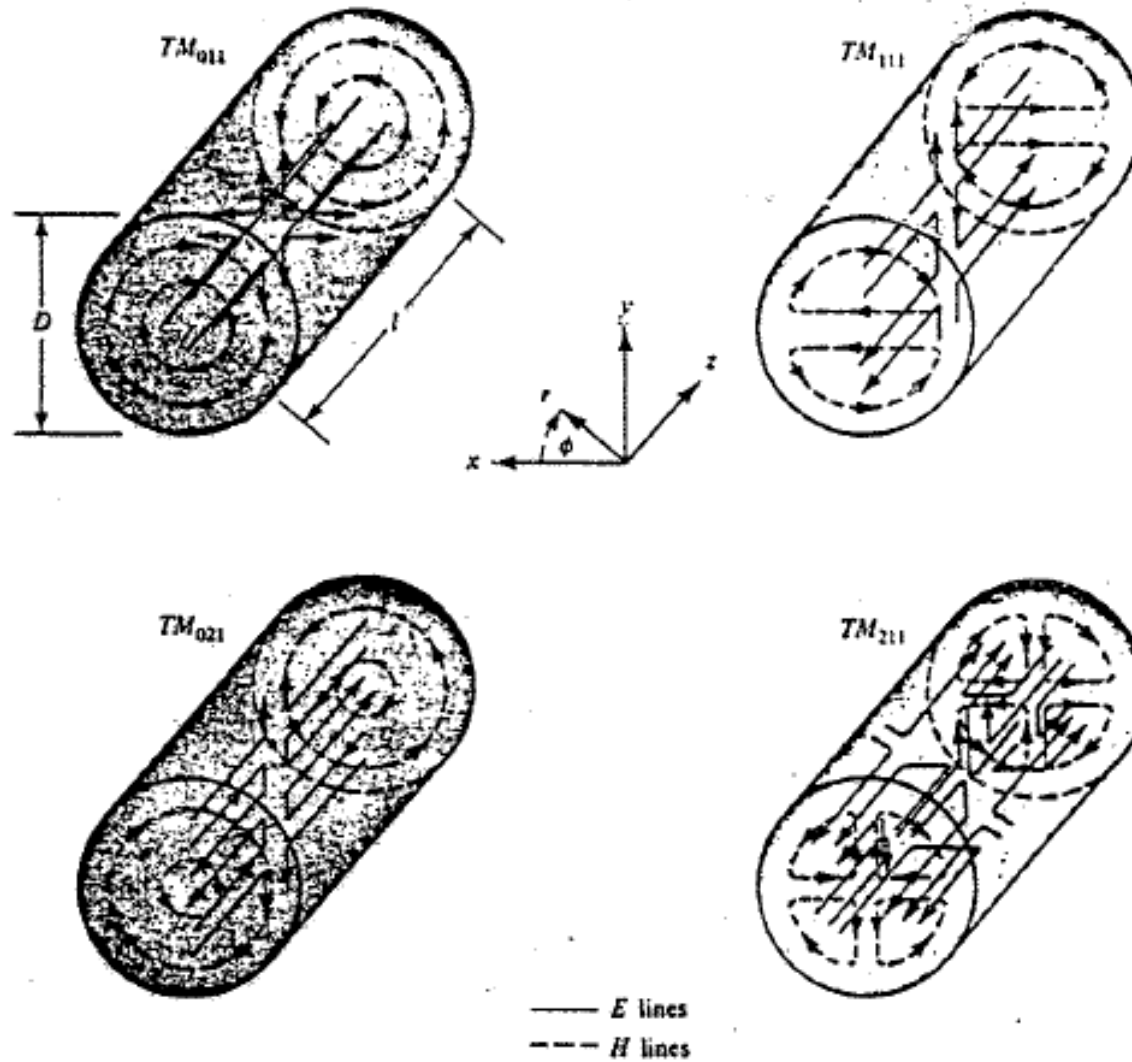
$$\text{Altura } d = a = 3,46 \text{ cm}$$



Cavidades Cilíndricas

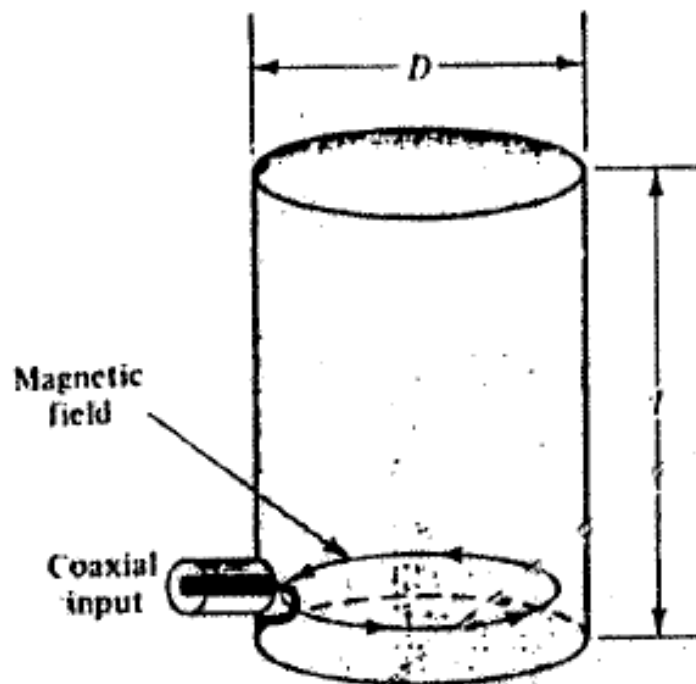


Cavidades Cilíndricas

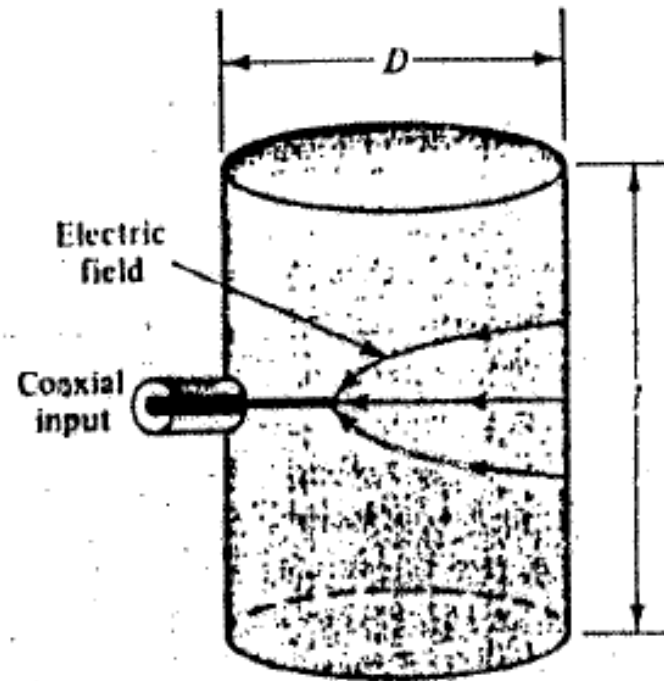


Cavidades Cilíndricas

Métodos de alimentação da cavidade cilíndrica



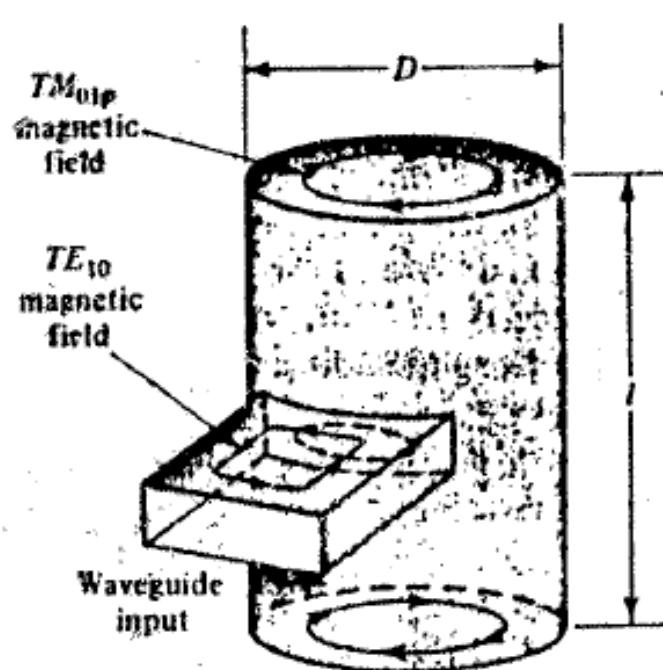
(a) Loop coupling



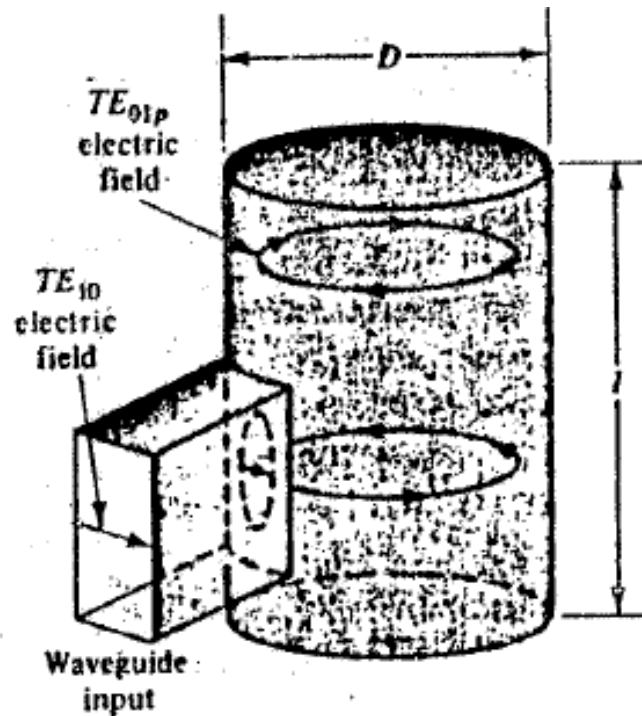
(b) Probe coupling

Cavidades Cilíndricas

Métodos de alimentação da cavidade cilíndrica



(c) Aperture coupling for TM_{np} cavity modes



(d) Aperture coupling for TE_{np} cavity modes

Cavidades Cilíndricas

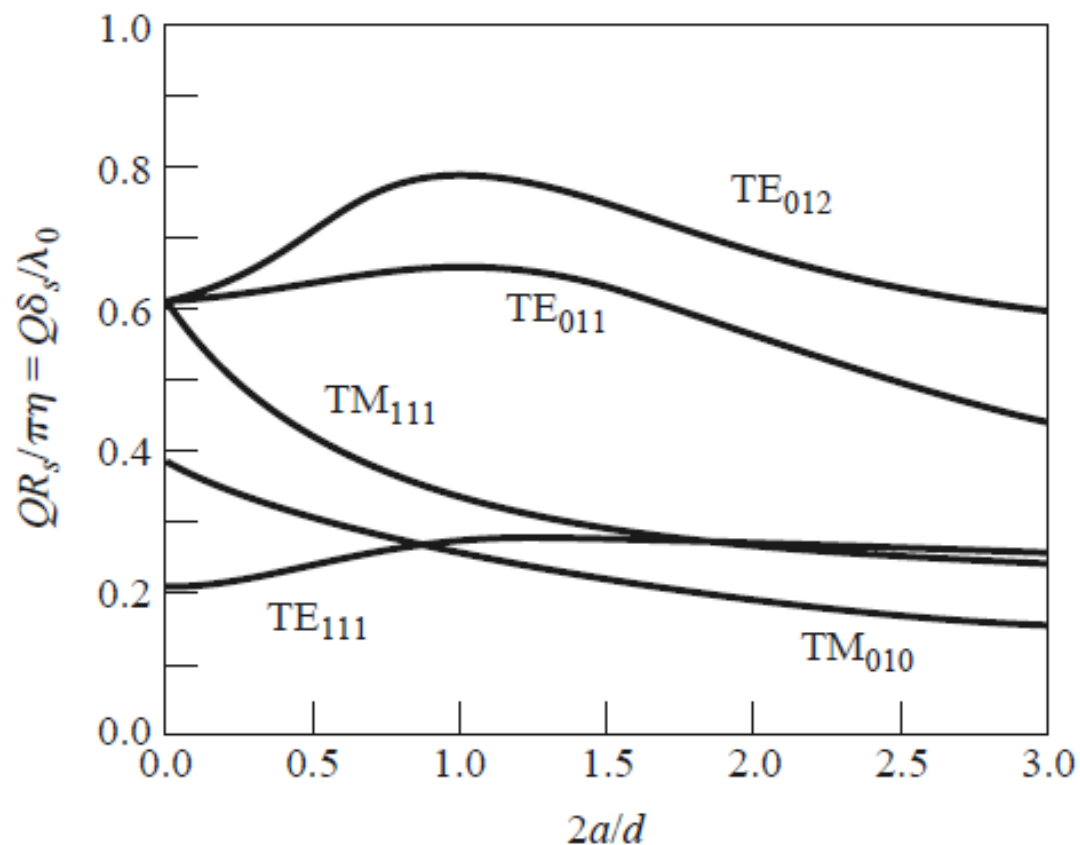
Índice de Mérito Não-Carregado – modos $TE_{m,l,p}$

- Dielétrico – ar, sem perdas
- Condutores reais – perdas condutivas

$$Q_c = \frac{\omega_0 W}{P_c} = \frac{(ka)^3 \eta a d}{4(p'_{nm})^2 R_s} \frac{1 - \left(\frac{n}{p'_{nm}}\right)^2}{\left\{ \frac{ad}{2} \left[1 + \left(\frac{\beta a n}{(p'_{nm})^2}\right)^2 \right] + \left(\frac{\beta a^2}{p'_{nm}}\right)^2 \left(1 - \frac{n^2}{(p'_{nm})^2}\right) \right\}}$$

Cavidades Cilíndricas

- Índice de mérito normalizado para vários modos da cavidade cilíndrica



Cavidades Cilíndricas

- Tabela de índices de mérito normalizados para vários modos da cavidade cilíndrica

	TE_{11p}	TE_{01p}
p	$Q_c \cdot \delta / \lambda_0$	$Q_c \cdot \delta / \lambda_0$
1	0,275	0,657
2	0,416	0,735
3	0,581	0,902
4	0,753	1,090

Ressoadores Dielétricos (RD)

- Cilindros (ou outra forma) de material dielétrico
- Ressoam em frequências de micro-ondas
- Índices de mérito extremamente altos
- Alternativa ao uso de cavidade em guia de onda
- Primeiro artigo: RD Richtmyer, “Dielectric Resonators”, J.Appl. Phys., Vol. 10, pp. 391-398, junho de 1939.



Ressoadores Dielétricos (RD)

Materiais dielétricos utilizados

- Constante dielétrica relativa elevada

$$10 \leq \varepsilon_r \leq 100$$

- Perdas dielétricas reduzidas

Características elétricas

- Índice de mérito muito elevado
- Alta estabilidade térmica da frequência de ressonância

Vantagens adicionais dos ressoadores dielétricos

- Leves
- Dimensões reduzidas
- Fácil integração com circuitos planares de micro-ondas

Ressoadores Dielétricos (RD)

Exemplo de ressoadores dielétricos comercialmente disponíveis

Tabela 1 — Dados de ressoadores dielétricos cilíndricos RESOMICS®, da Murata Manufacturing Company, Ltd.

Série de produto	Constantes dielétricas disponíveis	Índice de mérito	Coeficientes de temperatura da frequência de ressonância disponíveis	Frequências de ressonância disponíveis
U	36,6 a 38,9	6.000 em 7 GHz	-4 ppm/°C a 10 ppm/°C	1,5 GHz a 12,5 GHz
M	38,5 a 39,2	7.000 em 7 GHz	0 ppm/°C a 6 ppm/°C	1,5 GHz a 12,5 GHz
V	33,5 a 35,1	12.000 em 10 GHz	0 ppm/°C a 8 ppm/°C	2,9 GHz a 13,2 GHz
R	29,7 a 31,5	15.000 em 10 GHz	0 ppm/°C a 6 ppm/°C	4,6 GHz a 24,2 GHz
B	27,9	18.000 em 10 GHz	0 ppm/°C a 6 ppm/°C	4,8 GHz a 25,9 GHz
E	24,2 a 24,9	24.000 em 10 GHz	0 ppm/°C a 6 ppm/°C	8,4 GHz a 25,2 GHz
F	23,8 a 24,2	35.000 em 10 GHz	0 ppm/°C a 4 ppm/°C	10 GHz a 25,2 GHz

Fonte: Murata Manufacturing Company, Ltd.¹⁹

Ressonadores Dielétricos - Aplicações

- **Osciladores a ressonador dielétricos**
 - DRO - Dielectric Resonator Oscillator
 - Osciladores de micro-ondas
 - Baixo ruído de fase
 - Alta estabilidade térmica da frequência de oscilação
- **Filtros de ressonador dielétrico**
 - Filtro de ressonadores dielétricos acoplados
 - Filtros passa-faixa e rejeita faixa
- **Antenas de ressonador dielétrico**
 - DRA – Dielectric Resonator Antennas
 - Operam com baixas perdas, devido ao material dielétrico usado
 - Indicadas para ondas milimétricas onde antenas com ressonadores metálicos têm perdas elevadas

Ressonadores Dielétricos (RD)

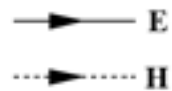
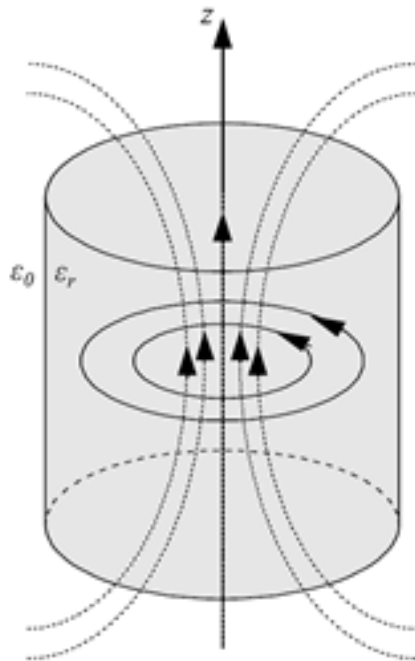
Modos ressonantes

- O ressonador dielétrico apresenta infinitos modos de ressonantes
- Campos EM dos modos ressoantes
 - Concentrados no interior do ressonador dielétrico
 - Mas irradiam parcialmente para o meio que envolve o ressonador
- Modos ressonantes em ressoadores dielétricos
 - Modos TE ou Transversais Elétricos → $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$
 - Modos TM ou Transversais Magnéticos → $E_z \neq 0$ e $H_z = 0$
 - Modos HEM ou Híbridos → $E_z \neq 0$ e $H_z \neq 0$

Ressonadores dielétricos – Modos Ressonantes

Modos TE

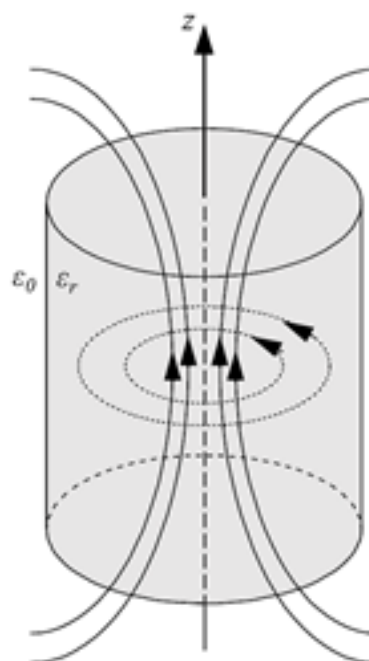
$$E_z = 0 \text{ e } H_z \neq 0$$



TE₀₁₀

Modos TM

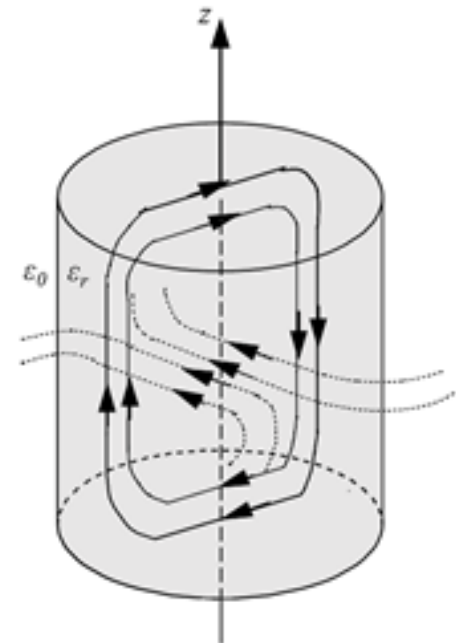
$$E_z \neq 0 \text{ e } H_z = 0$$



TM₀₁₀

Modos HEM (Híbridos)

$$E_z \neq 0 \text{ e } H_z \neq 0$$

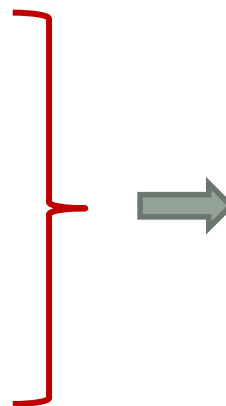


HEM₁₁₀

Ressonadores Dielétricos

Análise teórica

- Equações de Maxwell
- Material dielétrico ideal
 - Meio uniforme, isotrópico, linear e invariante no tempo
 - Sem cargas ou correntes
 - Ressonador dielétrico isolado no espaço livre



Resolução das
Equações de Onda

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

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = \mathbf{0}$$

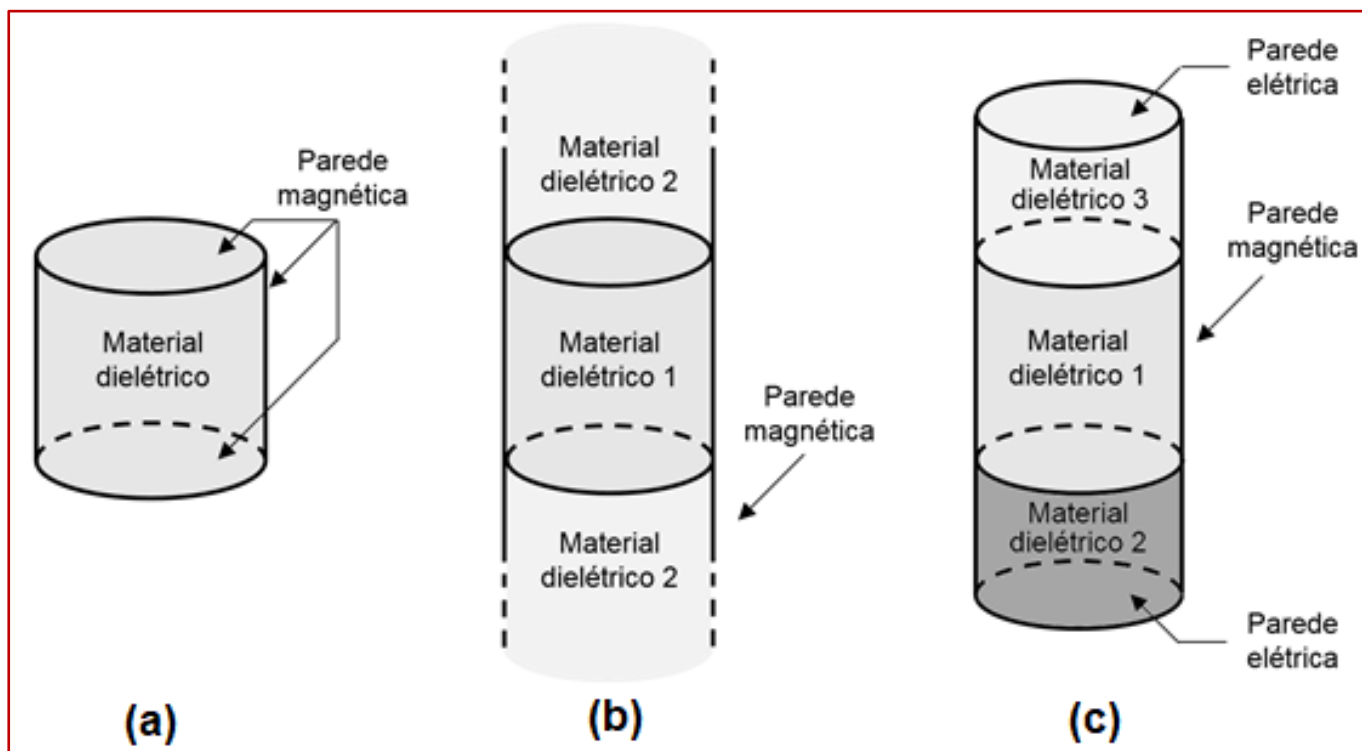
Aplicando-se as
condições de contorno

- Resultado da análise
 - Não tem solução analítica exata
- Utiliza-se métodos numéricos
 - Distribuição de campos eletromagnéticos
 - Equações aproximadas das frequência de ressonância e índice de mérito → obtidas por ajuste de curva

Ressoadores Dielétricos

Condições de contorno

- Dependem do modelo físico adotado
- Exemplos de modelos físicos de ressonador dielétrico

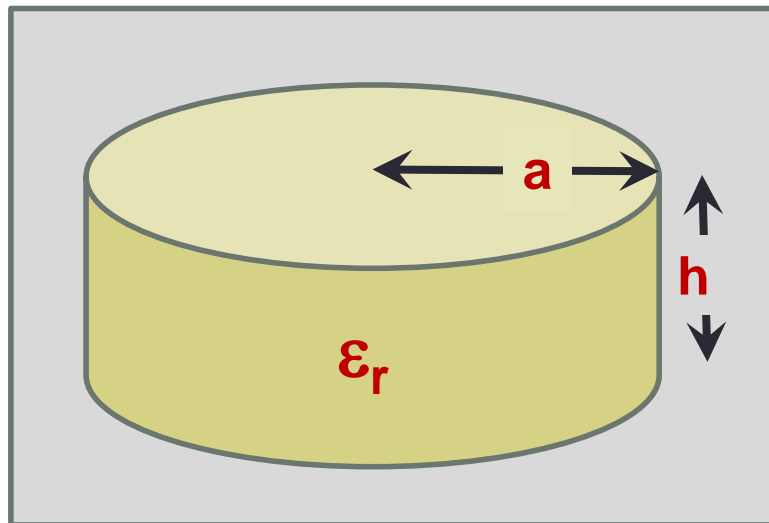


(a) Modelo de primeira ordem

(b), (c) Modelos de Cohn

Ressoadores dielétricos – Modos Ressonantes

Ressoador Dielétrico Cilíndrico



Parâmetros do ressoador dielétrico

- Raio do cilindro: **a**
- Altura do cilindro: **h**
- Constante dielétrica relativa: **ϵ_r**

Modos ressonantes do Ressoador Dielétrico Cilíndrico

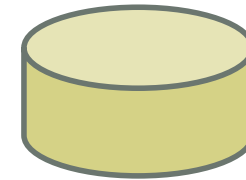
- Modo ressonante fundamental: $TE_{01\delta}$
- Exemplos de outros modos ressonantes

$TM_{01\delta}$ $HEM_{11\delta}$ $HEM_{12\delta}$ $HEM_{211+\delta}$

Ressoadores dielétricos – Modos Ressonantes

Ressoador Dielétrico Cilíndrico

- Fórmulas de ajuste de curva de Lunk e Leung para frequências de ressonância dos modos



Raio: **a** Altura: **h**

TE_{01δ} **TM**_{01δ} **HEM**_{11δ}

$$f_0^{(TE_{01\delta})} = \frac{2,22 \cdot 10^7 \text{ m/s}}{a} \left[1 + 0,308 \frac{a}{2h} + 0,127 \left(\frac{a}{2h} \right)^2 - 0,0895 \left(\frac{a}{2h} \right)^3 \right] \epsilon_{rd}^{-0,475}$$

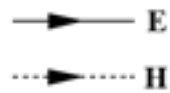
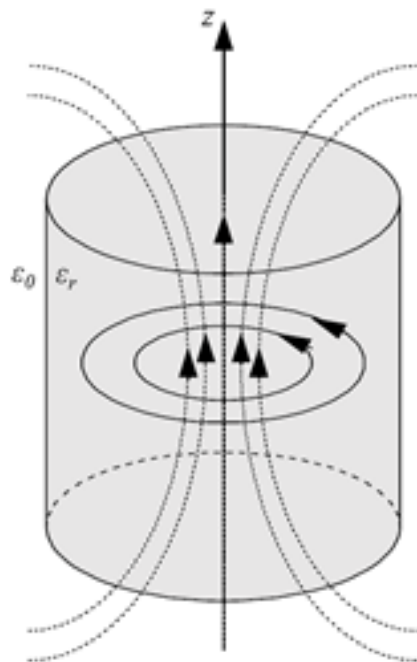
$$f_0^{(TM_{01\delta})} = \frac{4,27 \cdot 10^7 \text{ m/s}}{a} \left[1 + 3,02 \left(\frac{a}{2h} \right)^{0,881} + e^{0,962 \left(1 - 1,69 \frac{a}{2h} \right)} \right] \epsilon_{rd}^{-0,45}$$

$$f_0^{(HEM_{11\delta})} = \frac{2,98 \cdot 10^7 \text{ m/s}}{a} \left[1 + 0,321 \frac{a}{2h} + 0,87 \left(\frac{a}{2h} \right)^2 - 0,359 \left(\frac{a}{2h} \right)^3 + 0,055 \left(\frac{a}{2h} \right)^4 \right] \epsilon_{rd}^{-0,42}$$

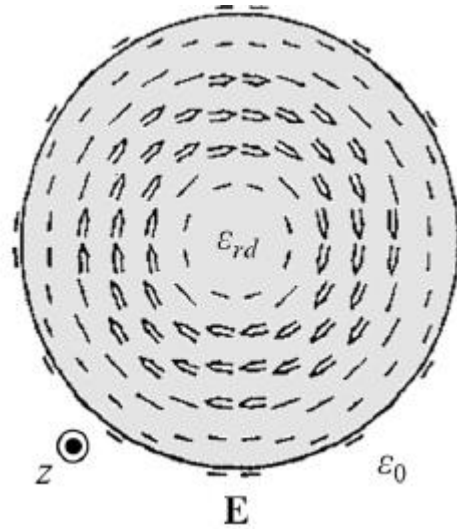
Ressoadores dielétricos – Modos Ressonantes

Distribuição de campos de modos ressonantes

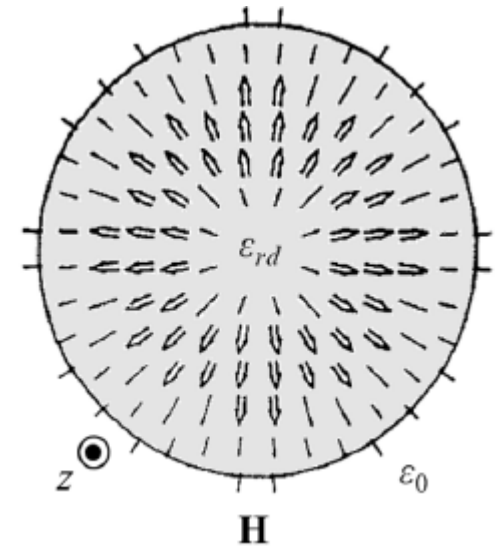
Modo $TE_{01\delta}$



$TE_{01\delta}$



E

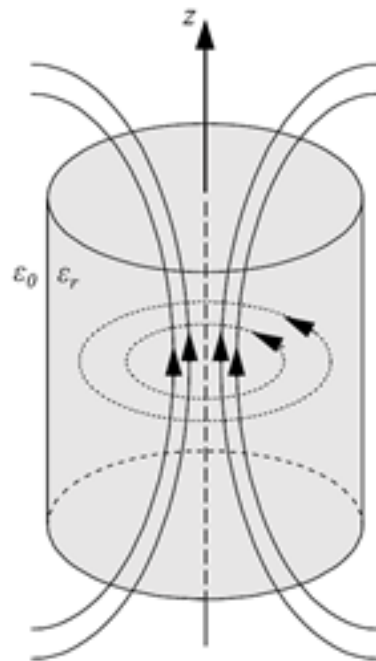


H

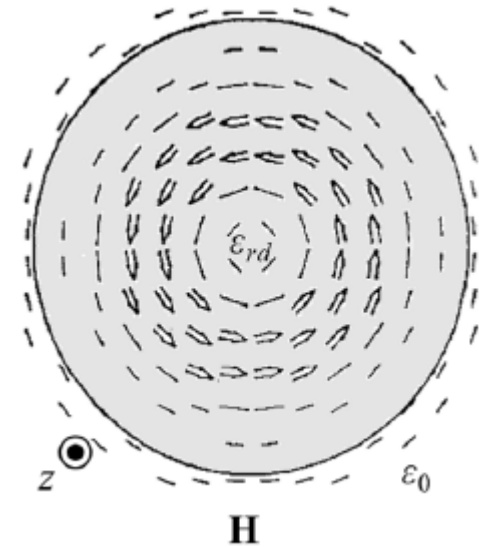
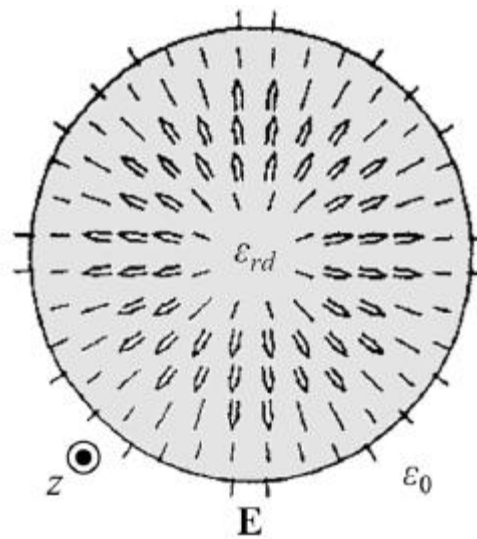
Ressoadores dielétricos – Modos Ressonantes

Distribuição de campos de modos ressonantes

Modo $TM_{01\delta}$



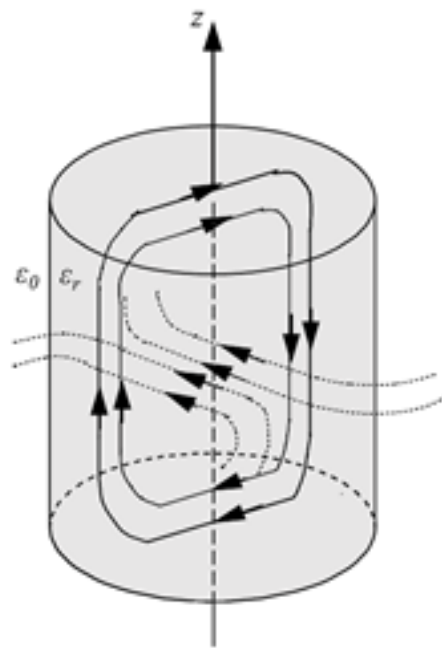
$TM_{01\delta}$



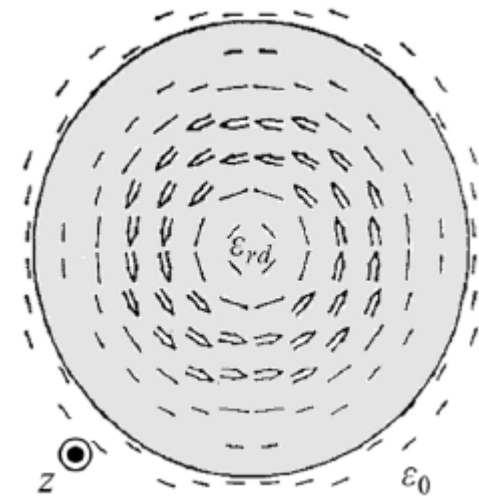
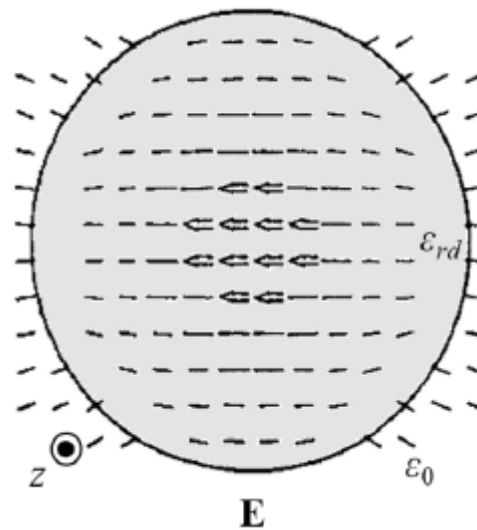
Ressoadores dielétricos – Modos Ressonantes

Distribuição de campos de modos ressonantes

Modo $\text{HEM}_{11\delta}$



HEM_{110}



Ressonadores dielétricos – Modos Ressonantes

Perdas em ressoadores dielétricos

- Perdas dielétricas
 - Do material do ressoador dielétrico
 - Relacionada à tangente de perdas ($\text{tg}\delta$)
- Perdas condutivas
 - Reduzidas até frequências de ondas milimétricas
 - Interesse em antenas de RD em altas frequências
- Perdas por radiação
 - Úteis no projeto de antenas
 - Reduzidas usando blindagem em filtros e osciladores a RD

Ressoadores dielétricos – Modos Ressonantes

Índice de Mérito

- Potência perdida total - P_L
 - Dissipada por perdas condutivas - P_c
 - Dissipada no dielétrico - P_d
 - Radiada - P_r
- $$P_L = P_c + P_d + P_r$$
- Q - Índice de mérito do ressoador dielétrico

$$\frac{1}{Q} = \frac{P_L}{\omega W_S} = \frac{P_c}{\omega W_S} + \frac{P_d}{\omega W_S} + \frac{P_r}{\omega W_S} \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r}$$

- Q – medido com ressoador em montagem blindada

$$Q \approx Q_d = \frac{1}{\text{tg } \delta}$$

Ressonadores Dielétricos

Estabilidade da frequência de ressonância com a temperatura

- Expressa a variação da frequência de ressonância do ressonador dielétrico com a temperatura

- Sendo

f_{r0} → frequência de ressonância a temperatura ambiente

f_{r1} → frequência de ressonância na temperatura T_1

f_{r2} → frequência de ressonância na temperatura T_2

- Coeficiente de temperatura da frequência de ressonância

$$\frac{1}{f_{r0}} \cdot \frac{f_{r2} - f_{r1}}{T_2 - T_1} = \frac{1}{f_{r0}} \cdot \frac{\Delta f_r}{\Delta T} \quad (\text{ppm}/^\circ\text{C})$$

$\text{ppm} \rightarrow \text{parte por milhão} \rightarrow 10^{-6}$

Ressonadores Dielétricos

Coeficiente de temperatura da frequência de ressonância

- Resulta da associação
 - Composição química do material → variação de ϵ_r com a temperatura
 - Dilatação térmica → variação das dimensões do ressonador dielétrico
- Diversos valores comercialmente disponíveis, como
 - Nulo: 0 ppm/°C
 - Positivo: + 10 ppm/°C , +8 ppm/°C, +6 ppm/°C . + 4 ppm/°C, +2 ppm/°C
 - Negativo: - 10 ppm/°C, -8 ppm/°C , -6 ppm/°C, -4 ppm/°C , -2 ppm/°C

Exemplo de uso do coeficiente de temperatura de f_r

- Frequência de ressonância 6 GHz
- Variação de temperatura: $\Delta T = 50^\circ\text{C}$
- Coeficiente de temperatura: +2 ppm/°C
→ $+2 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ da frequência de ressonância

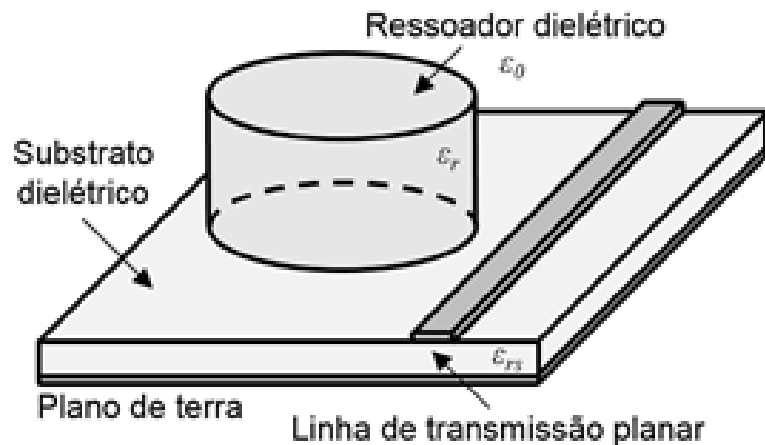
$$\Delta f = 2 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot \Delta T$$

$$\Delta f = 600 \text{ kHz}$$

para $\Delta T = 50^\circ\text{C}$

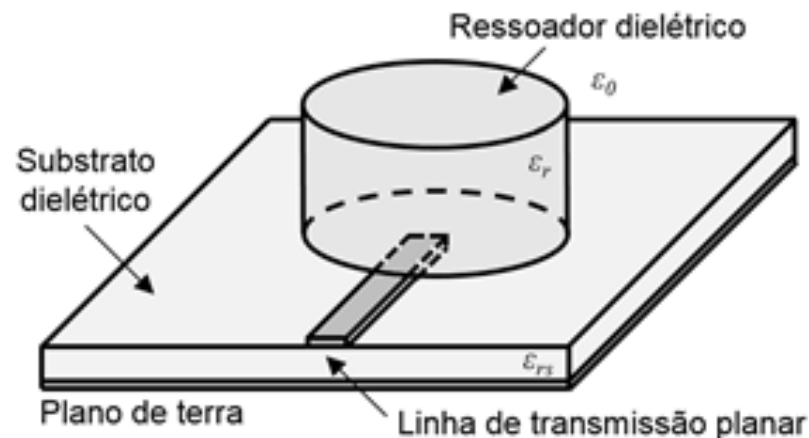
Ressoadores dielétricos – métodos de montagem

Acoplamento do ressoador dielétrico com linhas de microfita



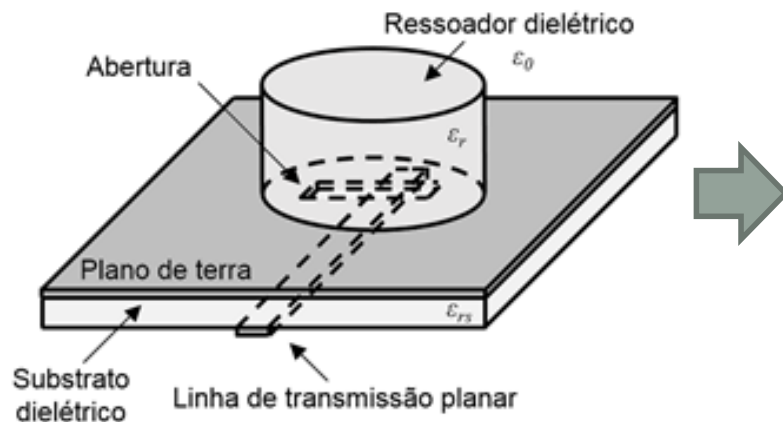
Ressorador dielétrico acoplado por **proximidade** com a linha de microfita

Ressorador dielétrico **sobre** a extremidade da linha de microfita



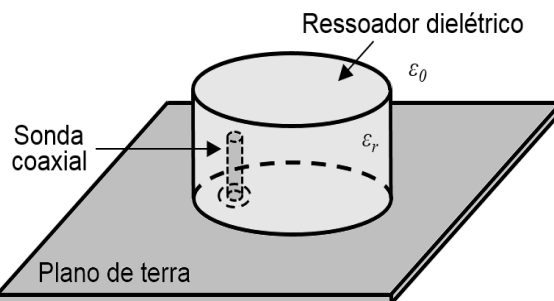
Ressoadores dielétricos

Acoplamento do ressoador dielétrico com linhas de microfita

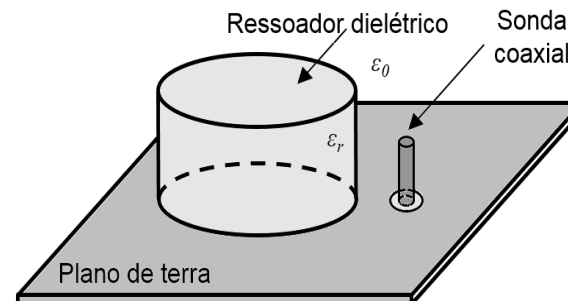


Ressorador dielétrico acoplado por à linha de microfita por **abertura** no plano de terra

Acoplamento do ressoador dielétrico a linhas coaxiais (antenas)



Sonda coaxial interna ao RD

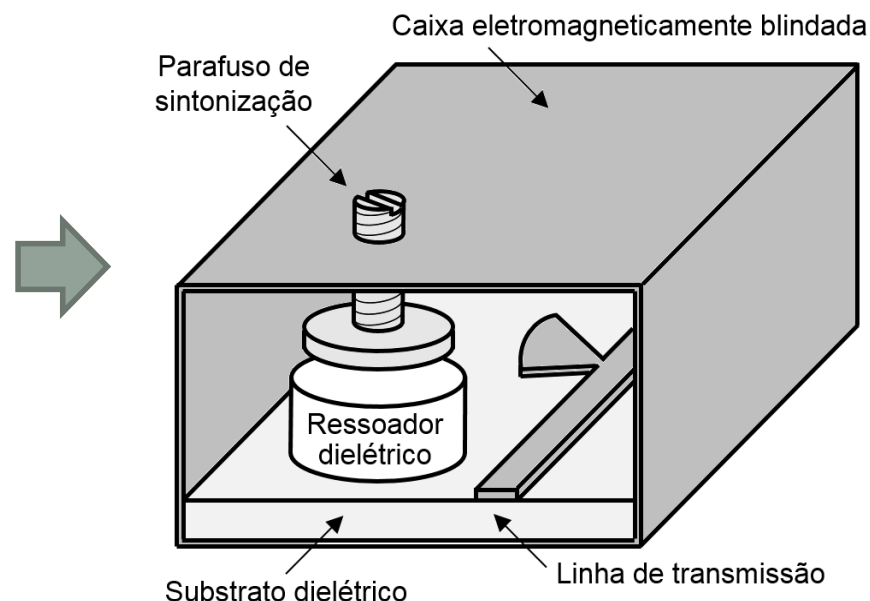


Sonda coaxial próxima ao RD

Ressonadores dielétricos

Ressorador dielétrico – montagem blindagem

- Ressorador dielétrico
 - Acoplado a linha
 - Blindado em caixa metálica
 - Com parafuso para ajuste da frequência de ressonância

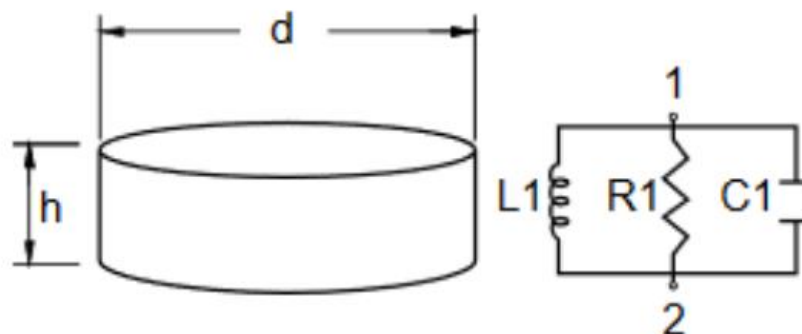


- A montagem afeta levemente a frequência de ressonância do ressonador dielétrico que depende
 - Principalmente do ressonador dielétrico devido ao seu alto índice de mérito
 - Do substrato dielétrico sobre o qual o ressonador dielétrico é montado
 - Da espessura de camada de ar sobre o ressonador dielétrico

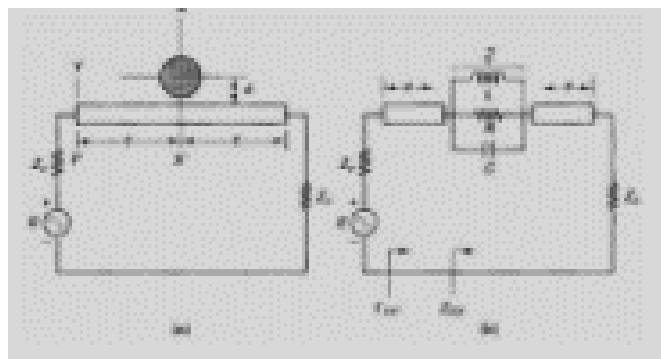
Ressonadores dielétricos

Modelo de circuito elétrico equivalente

- Ressonador dielétrico no espaço livre \rightarrow RLC paralelo



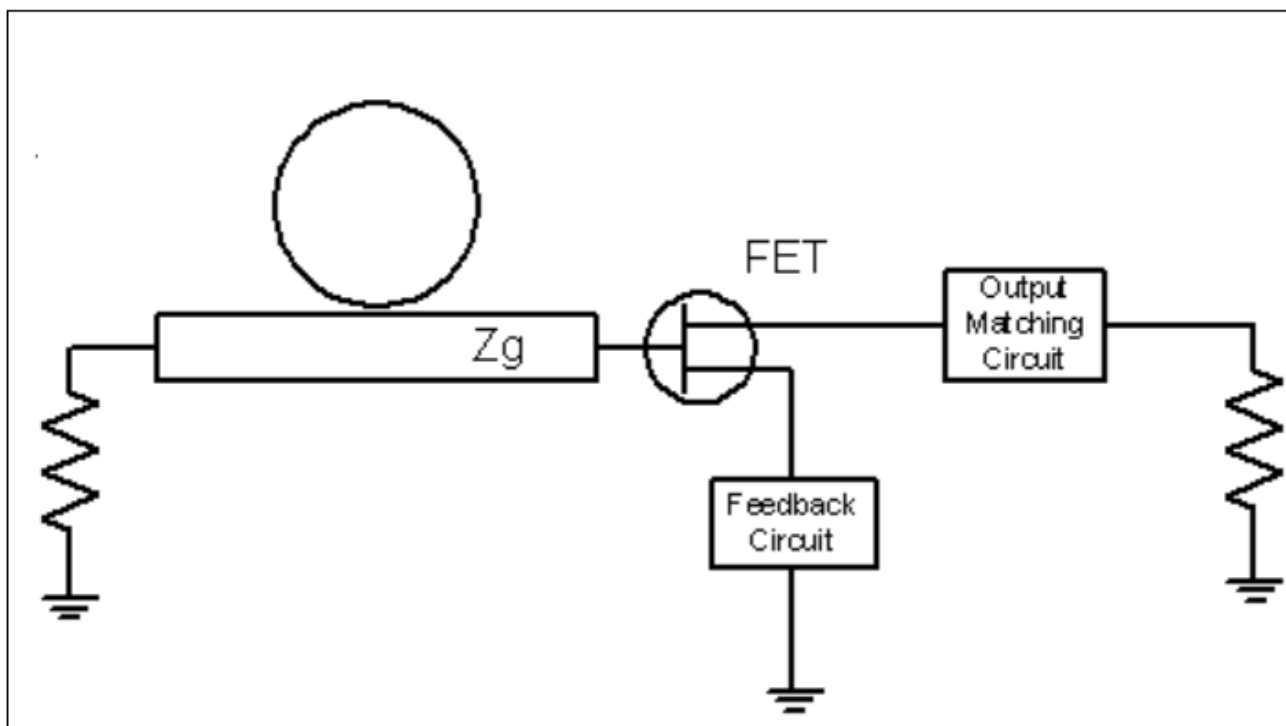
- Ressonador dielétrico acoplado a linha de microfita



Ressoadores dielétricos

Exemplo de osciladores a ressoador dielétrico

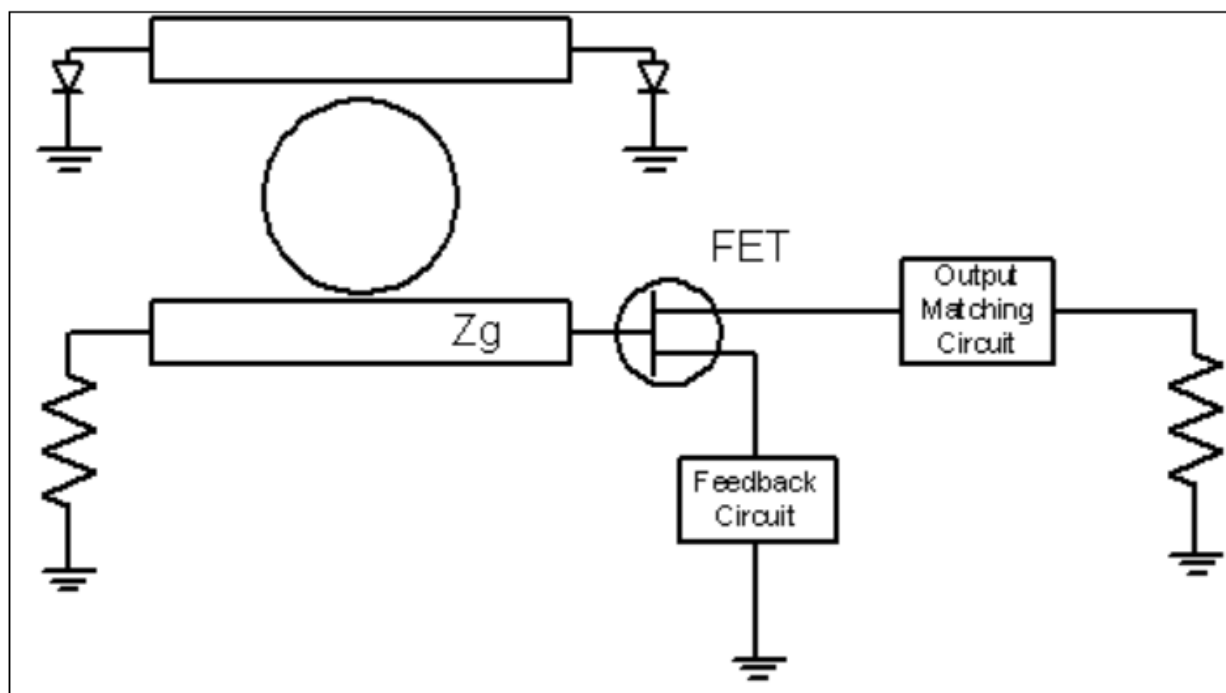
- Oscilador a FET com ressoador dielétrico no circuito tanque



Ressoadores dielétricos

Exemplo de osciladores a ressoador dielétrico

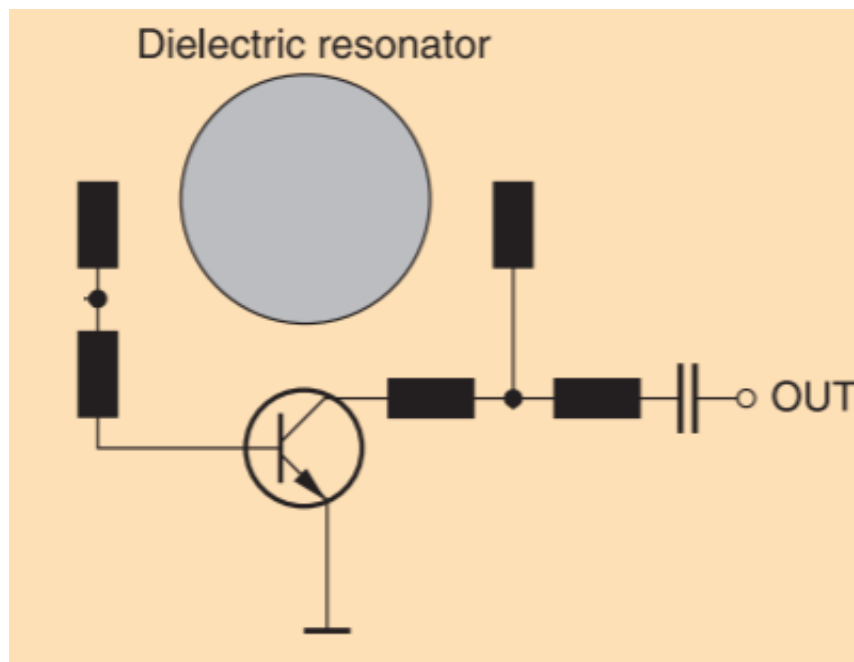
- Oscilador a FET com ressoador dielétrico com eletrônico ajuste de frequência



Ressonadores dielétricos

Exemplo de osciladores a ressonador dielétrico

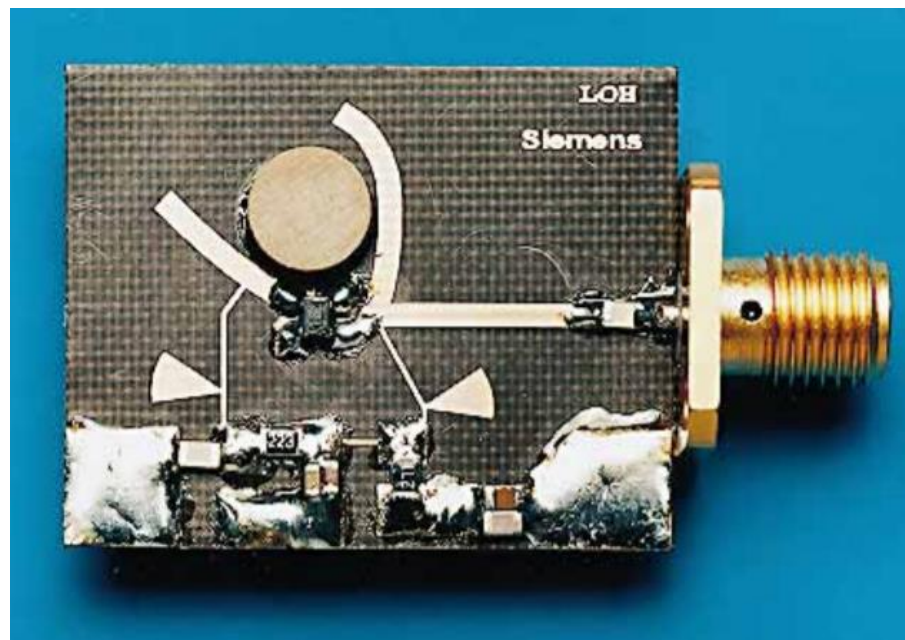
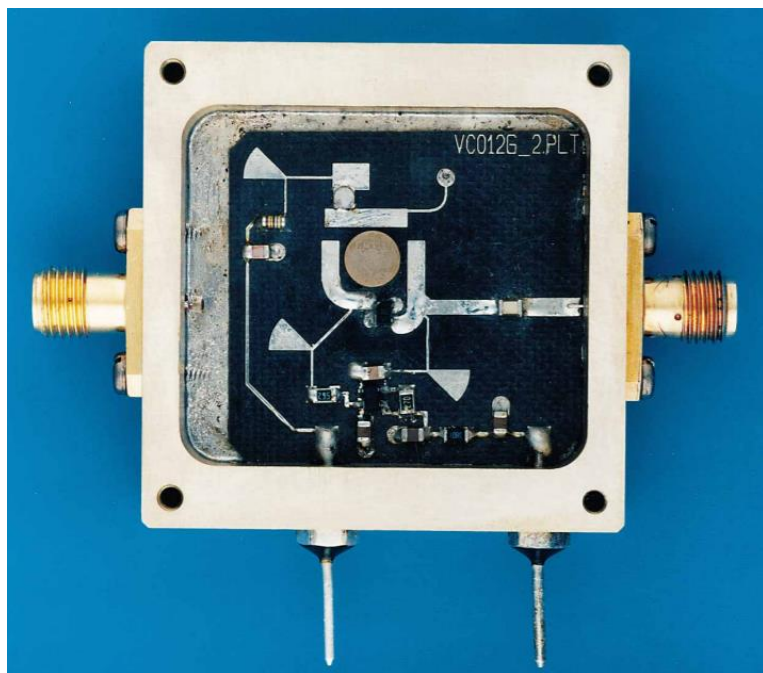
- Oscilador a transistor bipolar com ressonador dielétrico no circuito de realimentação da entrada para a saída



Ressoadores dielétricos

Exemplo de osciladores a ressonador dielétrico

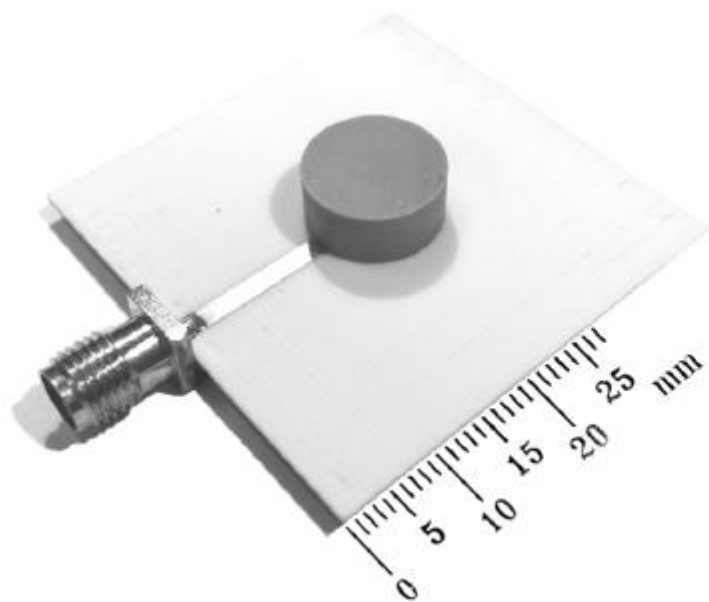
- Osciladores com ressonador dielétrico no circuito de realimentação da entrada para a saída



Ressonadores dielétricos

Exemplo de antena de ressonador dielétrico

- Antena e circuito de alimentação



Antena



Circuito de alimentação