

CABOS COAXIAIS

**PSI 3483 – ONDAS ELETROMAGNÉTICAS
EM MEIOS GUIADOS**

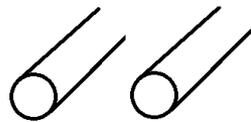
Profa. Fatima Salete Correra

LINHAS DE TRANSMISSÃO

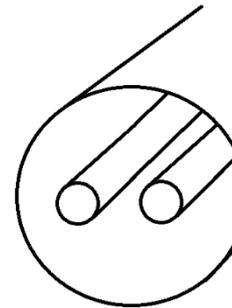
Linhas de Transmissão

- Estruturas formadas por dois ou mais condutores paralelos
- Comprimento maior que $\lambda/10$ da frequência de uso
- Suportam a propagação de ondas eletromagnéticas

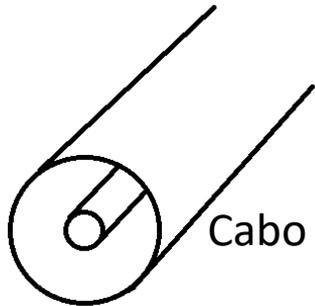
Exemplos



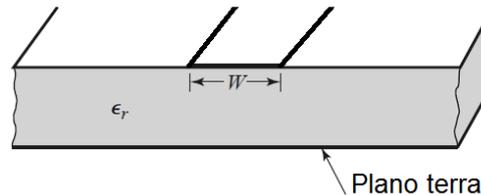
Linha bifilar



Linha bifilar blindada



Cabo coaxial

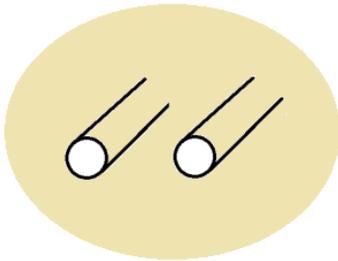


Linha de microfita
Microstrip line

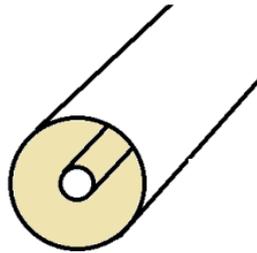
LINHAS DE TRANSMISSÃO

○ Cabos coaxiais e linhas bifilares

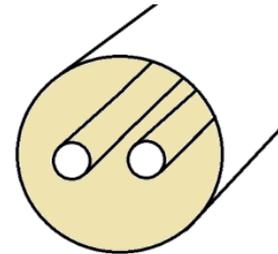
- Condutores cercados por um dielétrico uniforme
- Modo dominante de propagação → modo **TEM**



Linha bifilar



Cabo coaxial



Linha bifilar blindada

○ Modo dominante de propagação

- Modo **TEM**
- Modo **T**ransversal **E**letro**M**agnético



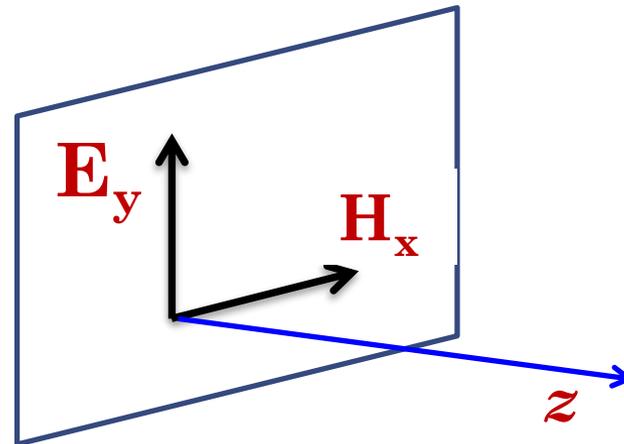
LINHAS DE TRANSMISSÃO

o Modo TEM

- Modo **T**ransversal **E**letró **M**agnético
- Campo **E** perpendicular ao campo **H**
- Campos **E** e **H** perpendiculares à direção de propagação

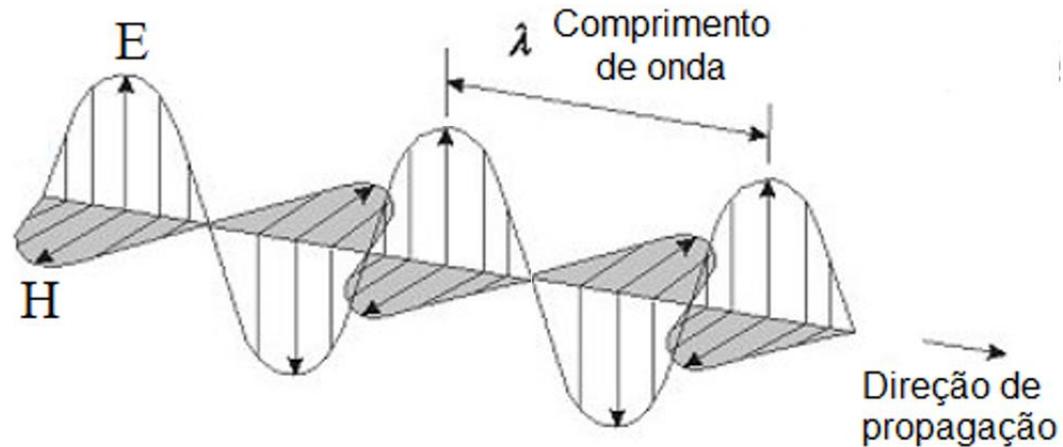
o Exemplo

- Campo elétrico na direção **y**
- Campo magnético na direção **x**
- Propagação na direção **z**



LINHAS DE TRANSMISSÃO

Exemplo de onda **TEM**



○ Onda **TEM** em meio uniforme, com constante dielétrica ϵ_r

- Velocidade de propagação: $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$
- Comprimento de onda: $\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$

f: frequência

c: velocidade da luz no vácuo

$\lambda_0 = \frac{c}{f}$: comprimento de onda no vácuo

PARÂMETROS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

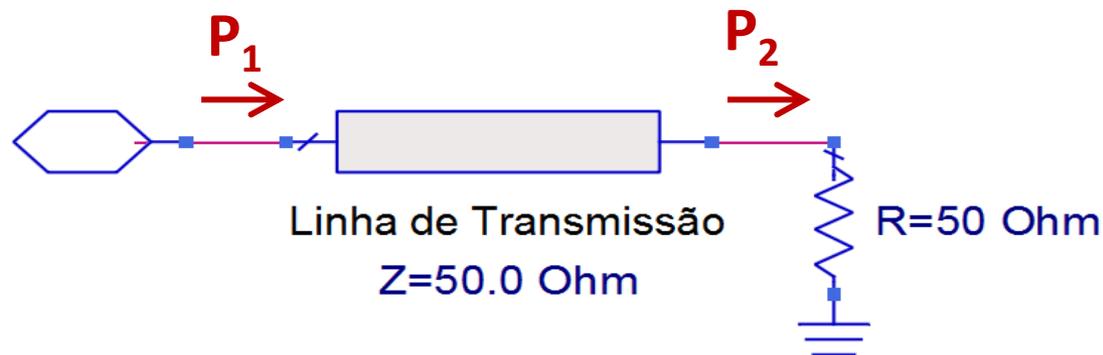
Impedância característica

Linha de transmissão sem perdas infinita

A impedância característica é a relação entre tensão e corrente ao longo da linha de transmissão

Linha de transmissão sem perdas de comprimento finito

A impedância característica tem o mesmo valor da resistência que deve terminar a linha para absorver todo o sinal que se propaga através da mesma



PARÂMETROS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Comprimento elétrico - θ

- O comprimento elétrico relaciona
 - O comprimento físico da linha de transmissão - l
 - O comprimento de onda guiado - λ_g

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot l \quad (rad)$$

| Comprimento físico | θ (radianos) | θ (graus) |
|--------------------|---------------------|------------------|
| $l = \lambda_g/4$ | $\pi/2$ | 90° |
| $l = \lambda_g/3$ | $2\pi/3$ | 120° |
| $l = \lambda_g/2$ | π | 180° |
| $l = \lambda_g$ | 2π | 360° |

PARÂMETROS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Perda - α

- Atenuação do sinal que se propaga na linha de transmissão
- Causas das perdas na linha de transmissão

| Tipo de perda | Símbolo | Unidade |
|-----------------------|------------|----------------------|
| Perdas nos condutores | α_c | (dB/m) ou (Np/m) |
| Perdas no dielétrico | α_d | (dB/m) ou (Np/m) |
| Perdas por radiação | α_r | (dB/m) ou (Np/m) |

- Perda total

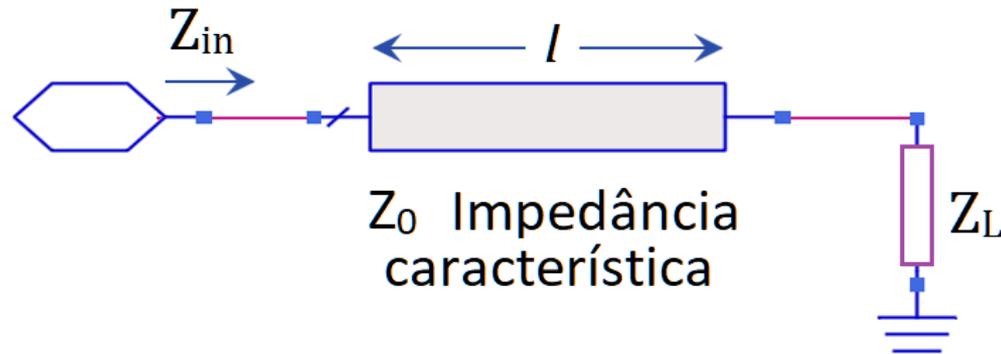
$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r \quad (dB/m) \text{ ou } (Np/m)$$

- Relação entre Neper e Decibel

$$\alpha (dB) \approx 8,68 \cdot \alpha (Np)$$

LINHA DE TRANSMISSÃO TERMINADA POR Z_L

- Z_{in} - Impedância de entrada da linha de transmissão terminada por uma impedância genérica Z_L



$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\theta)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\theta)}$$

$$\text{sendo } \theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot l$$

LINHA DE TRANSMISSÃO TERMINADA POR Z_L

- Z_{in} - Impedância de entrada da linha de transmissão terminada por uma impedância genérica Z_L

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\theta)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\theta)} \quad \theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot l$$

➤ Se $Z_L = 0 \rightarrow Z_{in} = j \cdot Z_0 \cdot \tan(\theta)$

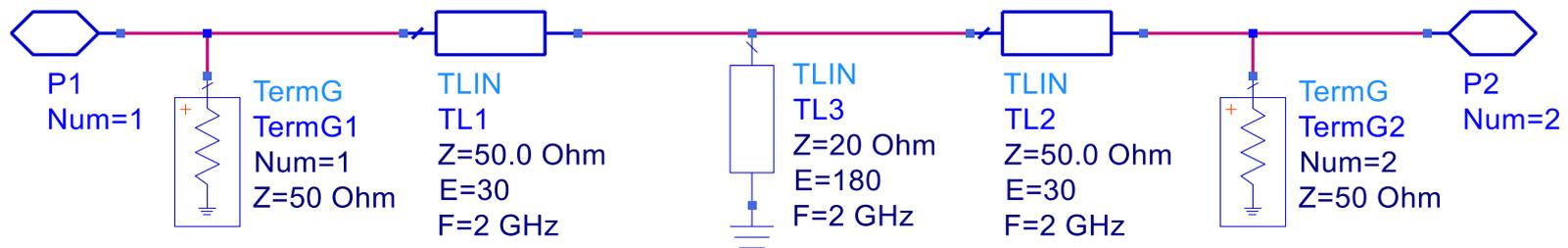
➤ Se $Z_L \rightarrow \infty \rightarrow Z_{in} = -j \cdot Z_0 / \tan(\theta)$

| Comprimento físico | θ | $Z_{in} (\Omega)$ |
|------------------------------------|---------------------------|---------------------------|
| $Z_L = 0$ e $l = \lambda_g/8$ | $\pi/4$ rad ou 45° | $+j \cdot Z_0$ indutivo |
| $Z_L = \infty$ e $l = \lambda_g/8$ | $\pi/4$ rad ou 45° | $-j \cdot Z_0$ capacitivo |
| $Z_L = 0$ e $l = \lambda_g/4$ | $\pi/2$ rad ou 90° | ∞ |
| $Z_L = \infty$ e $l = \lambda_g/4$ | $\pi/2$ rad ou 90° | 0 |

LINHA DE TRANSMISSÃO TERMINADA POR Z_L

Filtro rejeita-faixa simples, com toco em curto

- Simule no ADS o circuito abaixo
 - Use a linha de transmissão TLIN do menu TLines-Ideal



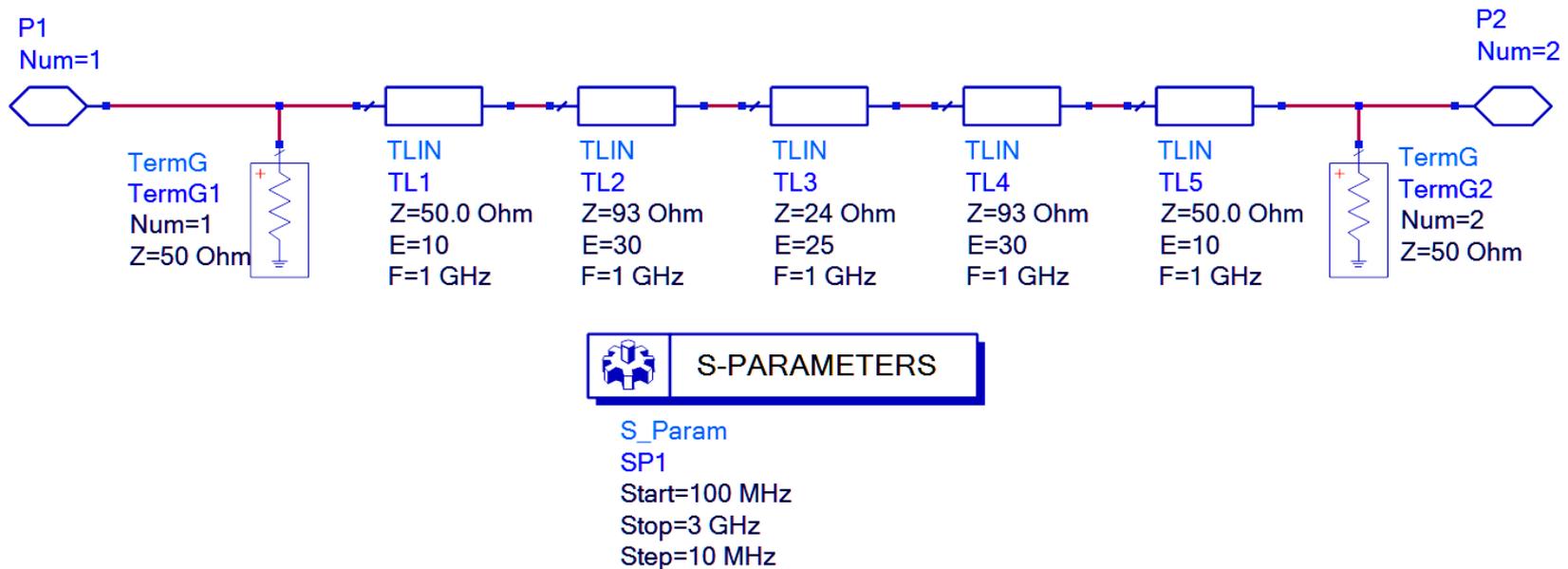
S_Param
SP1
Start=1.0 GHz
Stop=3 GHz
Step=5 MHz

- Trace a curva de S_{21} (dB)
- Explique o funcionamento desse filtro.

LINHA DE TRANSMISSÃO TERMINADA POR Z_L

Filtro passa-baixas “step-impedance”

- Simule no ADS o circuito abaixo

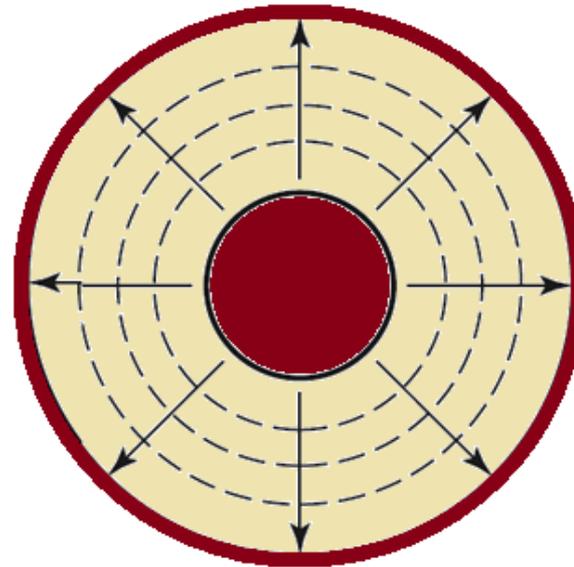


- Trace a curva de S_{21} (dB)
- Qual a banda de passagem desse filtro?.

CABOS COAXIAIS

- Distribuição dos campos **E** e **H** no modo fundamental

Modo fundamental
→ **TEM**



Modo TEM

E ———

H - - - -

■ Dielétrico

■ Condutores

Campo Elétrico **E**

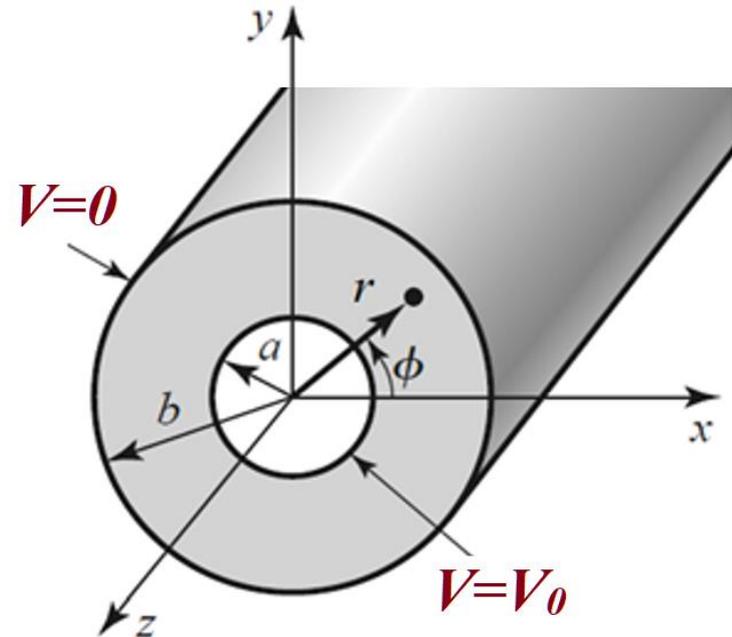
→ Radial

Campo magnético **H**

→ Círculos concêntricos

CABOS COAXIAIS

- Parâmetros geométricos
 - a → raio do condutor central
 - b → raio do condutor externo
- Parâmetros dos condutores
 - σ → condutividade **ou**
 - $\rho = 1/\sigma$ → resistividade
- Parâmetros do dielétrico
 - μ → permeabilidade magnética
 - ϵ → permissividade elétrica



Coordenadas cilíndricas

- r → distância até o centro
- φ → ângulo com eixo x
- z → direção de propagação

CABOS COAXIAIS

- Dielétricos usuais

$$\mu = \mu_0$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, permeabilidade magnética do vácuo

$$\varepsilon = \varepsilon' - j \cdot \varepsilon'' \text{ sendo } \varepsilon' = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$$

$\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m, permissividade elétrica do vácuo

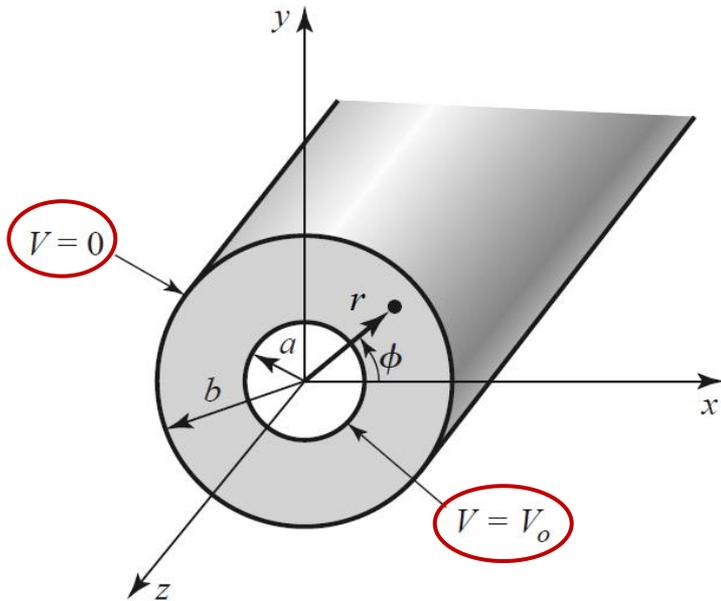
ε_r – constante dielétrica relativa

ε'' – perdas dielétricas

$$tg(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \rightarrow \text{tangente de perdas}$$

CABOS COAXIAIS

- Cálculo de Z_c - impedância característica do cabo coaxial



- Aproximação estática

Tensão contínua aplicada entre os condutores:

V_0 → tensão do condutor central

$V = 0$ → tensão do condutor externo

- Cabo coaxial sem perdas

$$\sigma \rightarrow \infty \quad \epsilon = \epsilon' = \epsilon_r \epsilon_0$$

Propagação em z

$$V = V_0 \cdot e^{-jkz}$$

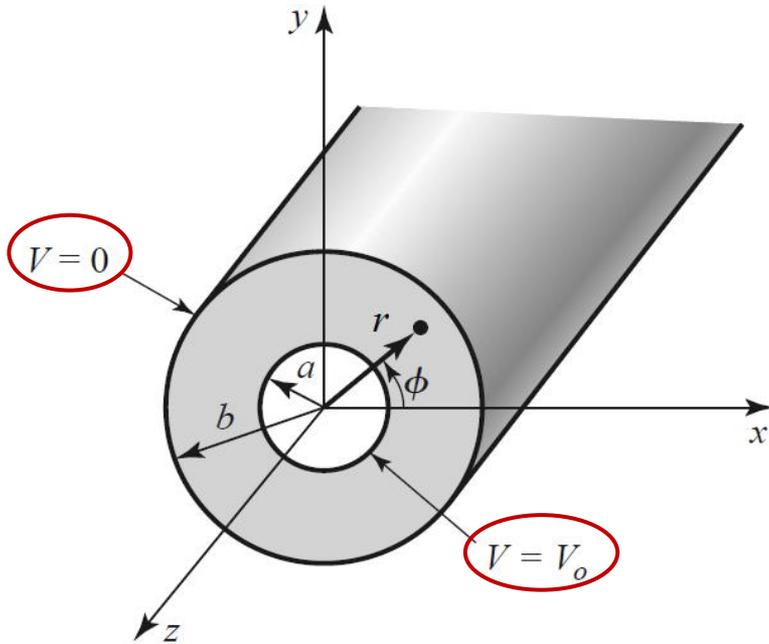
$$I = I_0 \cdot e^{-jkz}$$

Impedância característica Z_c

$$Z_c = \frac{V}{I} = \frac{V_0}{I_0} \longrightarrow I_0 = ?$$

CABOS COAXIAIS

- Aproximação estática



- Função potencial $\Phi(r, \phi)$

Potencial elétrico no interior do cabo coaxial

Condutor externo

$$\Phi(r = b, \phi) = 0 \text{ V}$$

Condutor interno

$$\Phi(r = a, \phi) = V_0 \text{ V}$$

- Equação de Laplace em coordenadas cilíndricas

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} = 0$$

CABOS COAXIAIS

- Aproximação estática

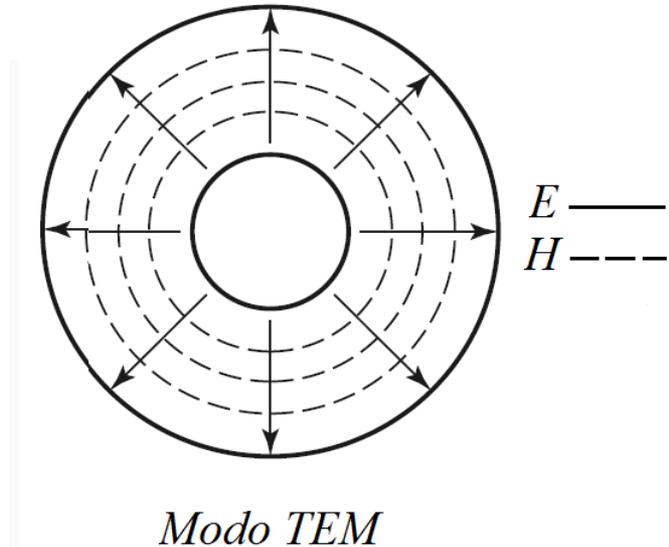
- Para uma dada distância r , $\Phi(r, \phi)$ não depende de ϕ
- Portanto

$$\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} = 0$$

- A equação de Laplace se reduz

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) = 0$$

(Note: A red arrow points from the term $\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2}$ to the right-hand side of the equation, where it is set to zero.)



CABOS COAXIAIS

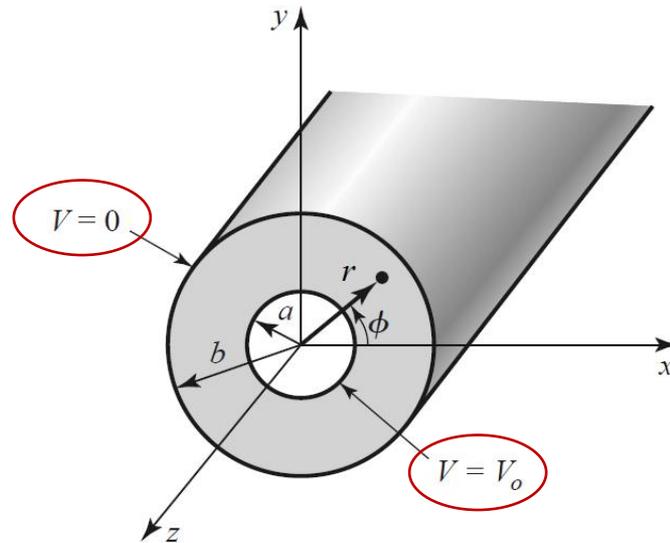
- Resolvendo

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) = 0$$

- Condições de contorno

$$\Phi(r = b, \phi) = 0 \text{ V}$$

$$\Phi(r = a, \phi) = V_0 \text{ V}$$



- Resulta potencial elétrico:

$$\Phi(r, \phi) = V_0 \frac{\ln(r/b)}{\ln(a/b)}$$

- $\Phi(r, \phi) \rightarrow \Phi(r)$, não depende do ângulo ϕ
- Φ cresce com $\ln(r)$, do condutor externo para central

CABOS COAXIAIS

○ Aproximação estática

- Conhecido $\Phi(r, \phi)$ pode-se calcular \vec{E} e \vec{H}

$$\vec{E} = -\frac{\partial\Phi}{\partial r} e^{-jkz} \cdot \vec{a}_r \quad \rightarrow \quad \vec{E}(r, \phi) = \frac{V_0}{\ln(b/r)} \cdot \frac{1}{r} \cdot e^{-jkz} \cdot \vec{a}_r$$

$$\vec{H} = \frac{E}{\eta} \vec{a}_\phi = -\frac{\partial\Phi}{\partial r} e^{-jkz} \quad \rightarrow \quad \vec{H}(r, \phi) = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_0}{\ln(b/r)} \cdot \frac{1}{r} \cdot e^{-jkz} \cdot \vec{a}_\phi$$

η \rightarrow impedância de onda no meio dielétrico

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}} \quad \rightarrow \quad \eta = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$\eta_0 = 120\pi \approx 377 \Omega$ \rightarrow impedância de onda no espaço livre

CABOS COAXIAIS

○ Aproximação estática

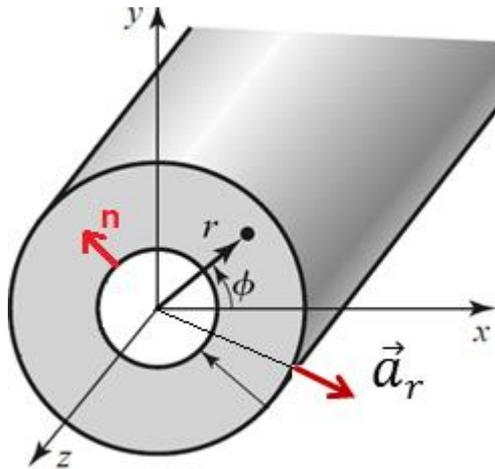
- Corrente do condutor central $\rightarrow \mathbf{r} = \mathbf{a}$

$$I_0 = \int_S J_S \cdot d\mathbf{l} = \int_0^{2\pi} J_S \cdot d\phi$$

$J_S \rightarrow$ densidade de corrente na superfície do condutor

$$J_S = \underbrace{\vec{n}} \cdot \vec{H} = \vec{a}_r \cdot \vec{H}$$

Vetor unitário, normal à superfície



$$I_0 = \frac{V_0}{\eta \cdot \ln(b/a)} \cdot \frac{1}{a} \int_0^{2\pi} a \cdot d\phi$$

$$I_0 = \frac{2\pi V_0}{\eta \cdot \ln(b/a)}$$

CABOS COAXIAIS

- Aproximação estática

- Impedância característica do cabo coaxial - Z_c

$$Z_c = \frac{V_0}{I_0} = V_0 / \frac{2\pi V_0}{\eta \cdot \ln(b/a)}$$

$$Z_c = \frac{\eta \cdot \ln(b/a)}{2\pi} = \frac{\eta_0 \ln(b/a)}{\sqrt{\epsilon_r} 2\pi} = \frac{120\pi \ln(b/a)}{\sqrt{\epsilon_r} 2\pi}$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(b/a) (\Omega)$$

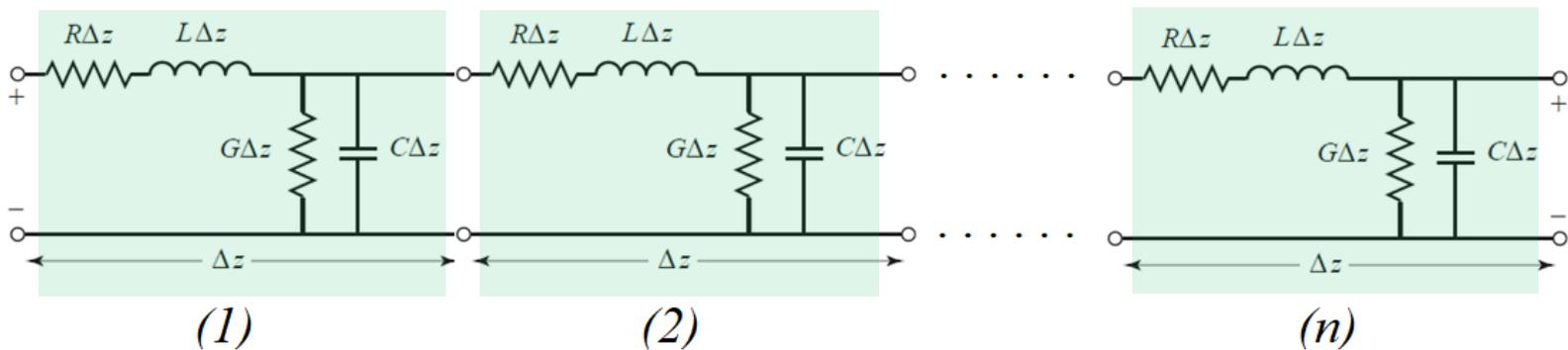
- Potência transmitida - P_t

$$P_t = \frac{1}{2} V \cdot I^* = V_0 \cdot I_0 = \frac{\pi V_0^2}{\eta \cdot \ln(b/a)}$$

CABOS COAXIAIS

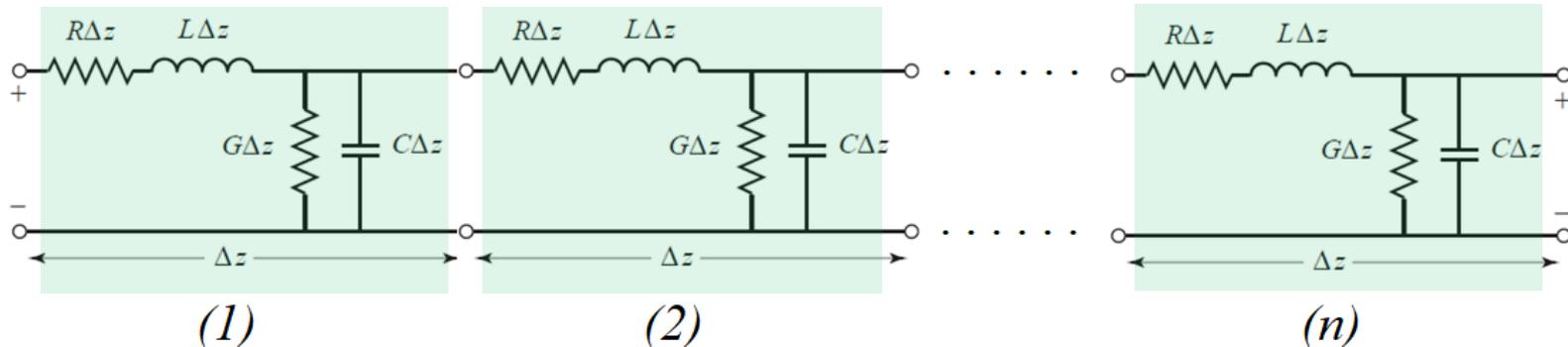
Modelo de circuito elétrico equivalente do cabo coaxial

- Cabo de coaxial é um tipo de linha de transmissão
 - Circuito elétrico equivalente da linha de transmissão
 - Associação em cascata de uma célula unitária R, L, G, C
 - R (Ω/m), G(S/m), L (H/m) e C (F/m)
 - Elementos concentrados por unidade de comprimento



CABOS COAXIAIS

Modelo de circuito elétrico equivalente do cabo coaxial

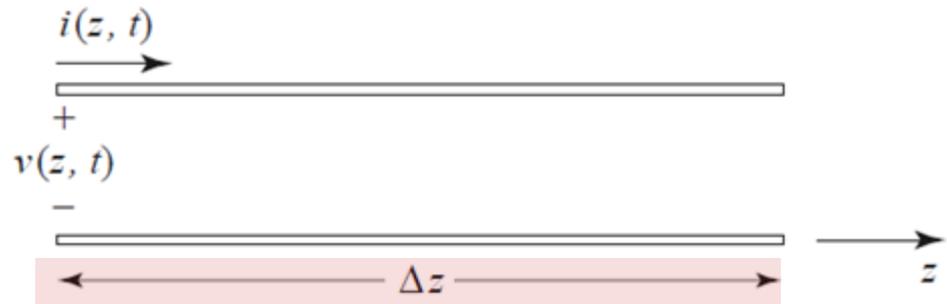


- Considera perdas nos condutores e dielétrico
 - Perdas condutivas $\rightarrow R$
 - Perdas dielétricas $\rightarrow G$
- Permite calcular o comportamento do cabo coaxial em função da frequência

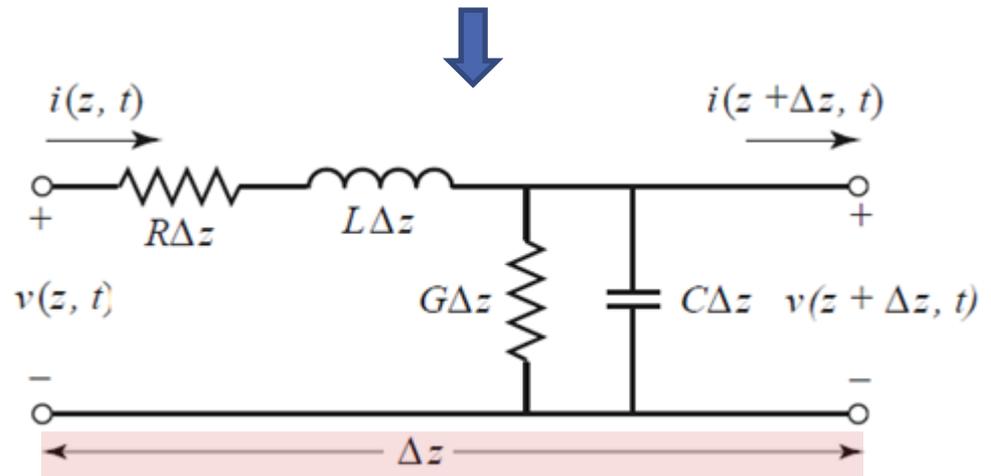
CABOS COAXIAIS

- Modelo de circuito de elementos concentrados

Linha de transmissão de comprimento infinitesimal Δz

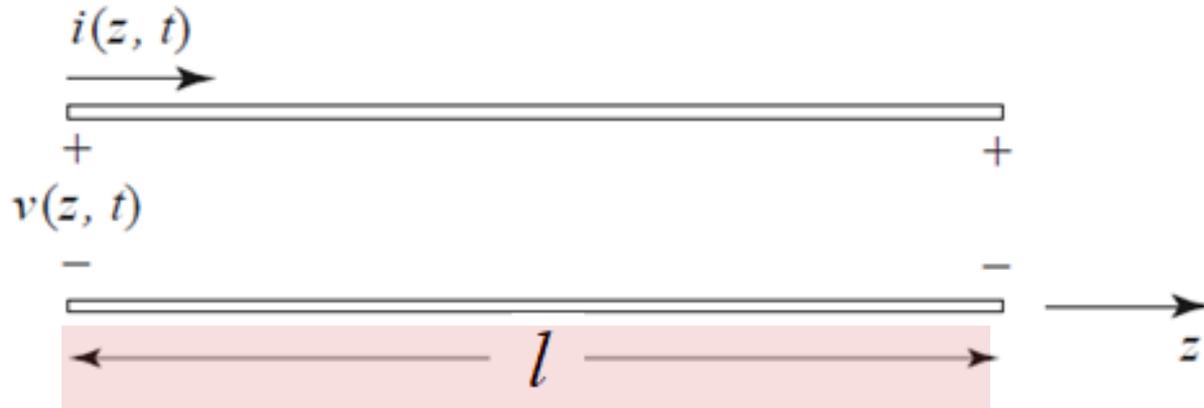


Célula do modelo de circuito equivalente usando elementos concentrados

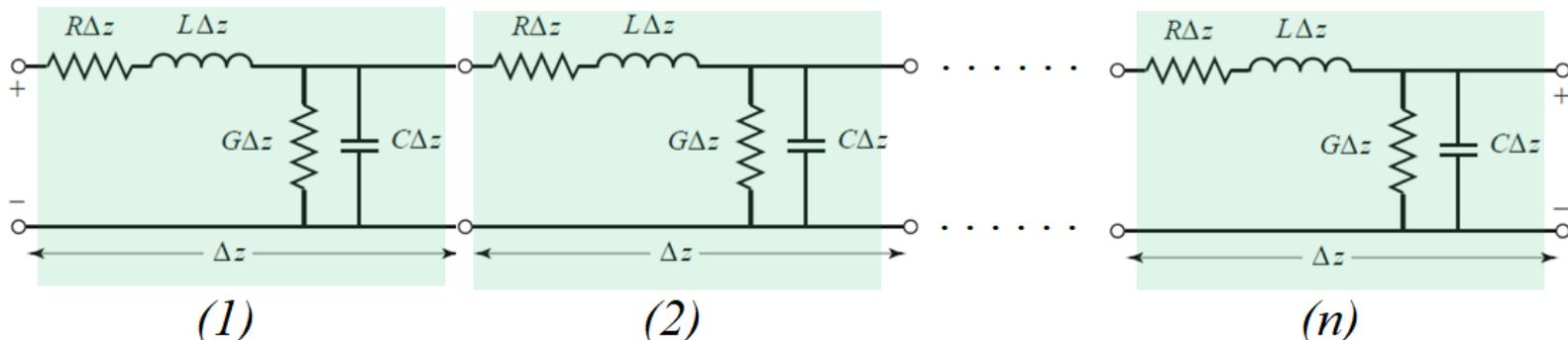


CABOS COAXIAIS

- Linha de transmissão de comprimento l



- Modelo da linha de transmissão usando circuito elétrico equivalente de elementos concentrados



CABOS COAXIAIS

○ Elementos concentrados do modelo e sua origem

C: capacitância por unidade de comprimento

→ capacitância entre condutores

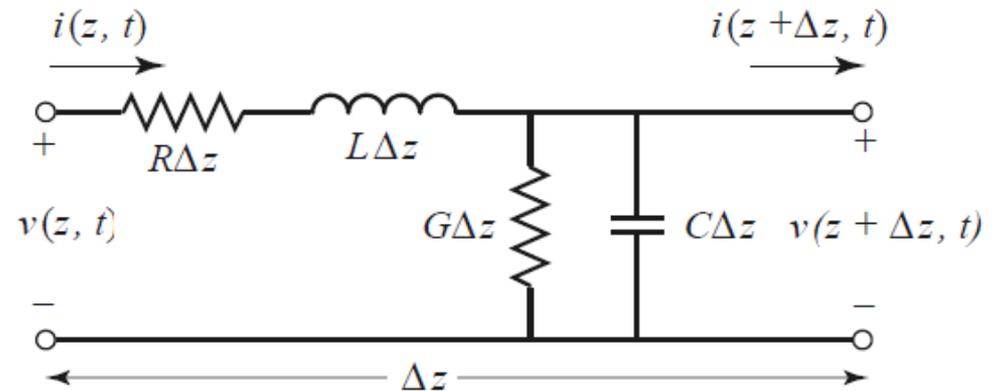
L: indutância por unidade de comprimento

→ indutância dos condutores

R: resistência por unidade de comprimento

→ perda nos condutores

→ σ ou ρ do condutor



Modelo com elementos concentrados

G: condutância por unidade de comprimento

→ perda no dielétrico

→ ϵ'' do dielétrico

CABOS COAXIAIS

- Capacitância por unidade de comprimento - **C**

$$C = \frac{\epsilon' Q}{\epsilon V_0} \quad Q = \epsilon \int_0^{2\pi} -\frac{\partial\Phi}{\partial r} \cdot a \cdot d\phi = \frac{2\pi\epsilon V_0}{\ln(b/a)}$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln(b/a)} = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}{\ln(b/a)}$$

- Exemplo

$$a = 1 \text{ mm}$$

$$b = 3 \text{ mm}$$

$$\epsilon_r = 2,1 \text{ (PTFE)}$$

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

$$C=? \rightarrow C = 106 \text{ pF/m}$$

CABOS COAXIAIS

- Indutância por unidade de comprimento - L

$$L = \frac{\psi}{I_0} \quad \psi \rightarrow \text{fluxo magnético}$$

$$\psi = \mu \int_a^b \vec{H} \cdot \vec{a}_\phi \, dr = \frac{\mu \cdot V_0}{\eta \cdot \ln(b/a)} \int_a^b \frac{dr}{r} \rightarrow \psi = \frac{\mu V_0}{\eta}$$

$$I_0 = \frac{2\pi V_0}{\eta \cdot \ln(b/a)}$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$$

- Exemplo

$$a = 1 \text{ mm}$$

$$b = 3 \text{ mm}$$

$$\epsilon_r = 2,1 \text{ (PTFE)}$$

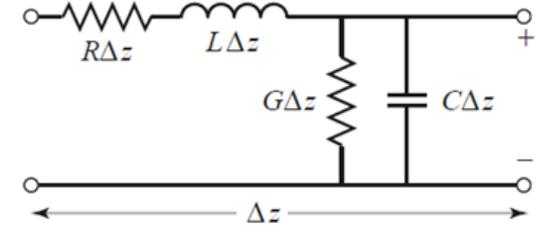
$$\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$L=? \rightarrow L = 220 \text{ nH/m}$$

CABOS COAXIAIS

- Condutância por unidade de comprimento - **G**

$$G = \omega \frac{\epsilon''}{\epsilon'} C \quad e \quad C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln(b/a)} \quad \therefore \quad G = \frac{2\pi\omega\epsilon''}{\ln(b/a)}$$



Mas: $\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \text{tg}\delta \therefore G = \omega \cdot \text{tg}\delta \cdot C \quad \omega = 2\pi f$

G cresce com a frequência
Perdas dielétricas crescem com a frequência

- Exemplo

$a = 1 \text{ mm}$

$b = 3 \text{ mm}$

$\epsilon_r = 2,1 \text{ (PTFE)}$

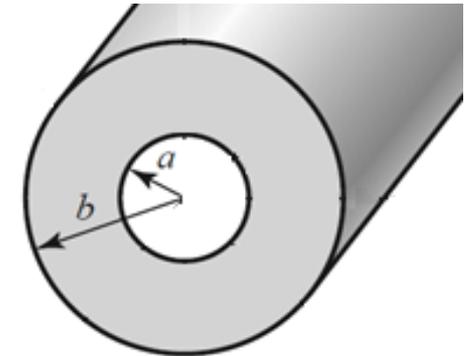
$\text{tg}\delta = 0,0002$

| Frequência | G | 1/G |
|------------|----------------------------------|---------------------------------------|
| 1 MHz | $1,34 \cdot 10^{-7} \text{ S/m}$ | $7,46 \text{ M}\Omega \cdot \text{m}$ |
| 1 GHz | $1,34 \cdot 10^{-4} \text{ S/m}$ | $7,46 \text{ k}\Omega \cdot \text{m}$ |
| 10 GHz | $1,34 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$ | $746 \Omega \cdot \text{m}$ |

CABOS COAXIAIS

- Resistência por unidade de comprimento - R
- Origem - R_a e R_b resistências dos condutores interno e externo
- Resistência do condutor por unidade de comprimento
 - Em baixas frequências
 - Corrente uniformemente distribuída no condutor

$$R_a = \frac{\rho_a}{A_a} \quad e \quad R_b = \frac{\rho_b}{A_b}$$



ρ_a - resistividade do condutor interno

ρ_b - resistividade do condutor externo

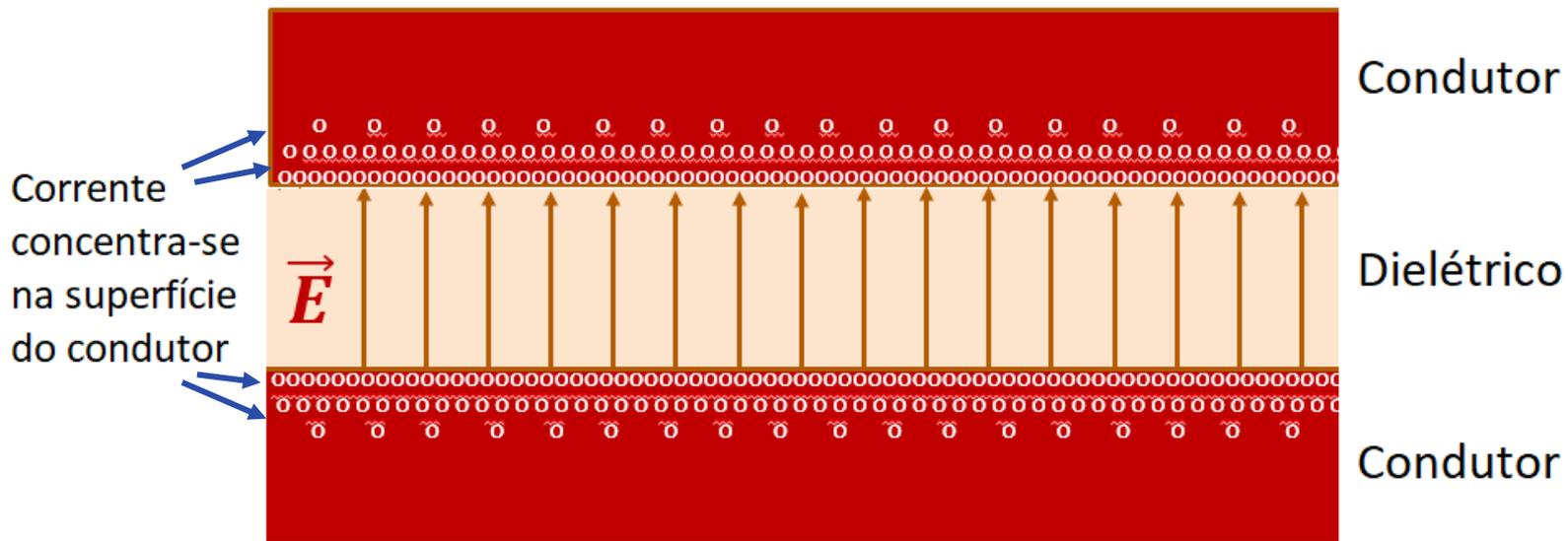
A_a - área em que circula a corrente no condutor interno

A_b - área em que circula a corrente no condutor externo

- Com o aumento da frequência
 - Efeito pelicular
 - Corrente em película próxima da superfície do condutor

CABOS COAXIAIS

- Resistência por unidade de comprimento - R
- Distribuição da corrente nos condutores reais (σ finito)
 - Afetada pelo efeito pelicular em frequências de micro-ondas
 - Campo EM penetra no interior do condutor e decai exponencialmente ao longo de sua espessura



CABOS COAXIAIS

- Resistência por unidade de comprimento - **R**

- Efeito pelicular sobre a corrente no interior do condutor central

$$I = I_0 e^{-(a-r)/\delta_s}$$

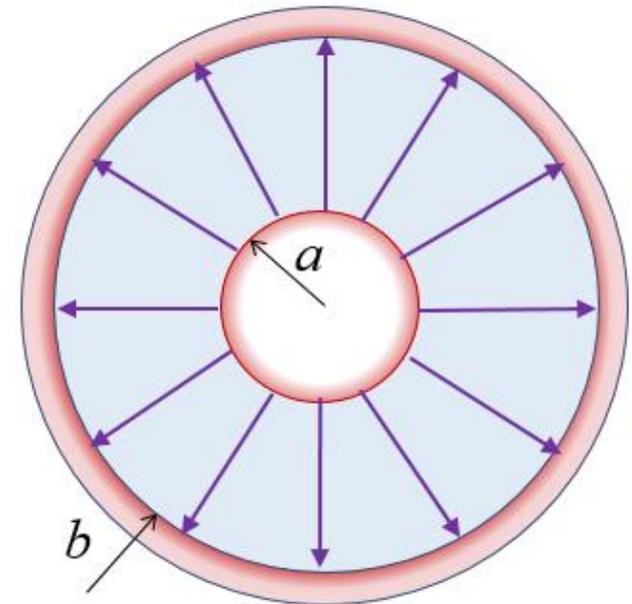
δ_s profundidade de penetração

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

σ - condutividade do material do condutor

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

f - frequência



Campo elétrico radial
Corrente nos condutores

- Áreas equivalentes de passagem da corrente contínua

$$A_a = \delta_s \cdot 2\pi \cdot a \quad e \quad A_b = \delta_s \cdot 2\pi \cdot b$$

CABOS COAXIAIS

- Resistência por unidade de comprimento - **R**

$$R = \frac{\rho_a}{A_a} + \frac{\rho_b}{A_b}$$

- Condutores interno e externo de mesmo material $\rightarrow \rho_a = \rho_b = \rho = 1/\sigma$

$$R = \rho \left(\frac{1}{A_a} + \frac{1}{A_b} \right) = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\delta_s \cdot 2\pi \cdot a} + \frac{1}{\delta_s \cdot 2\pi \cdot b} \right)$$

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma \cdot \delta_s} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$$

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \rightarrow$$

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f \cdot \mu}{\pi \cdot \sigma}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$$

CABOS COAXIAIS

○ Resistência por unidade de comprimento - R

- Exemplo – calcular R_a , R_b e R em 1 MHz, 1 GHz e 10 GHz

$$a = 1 \text{ mm}$$

$$b = 3 \text{ mm}$$

$$\epsilon_r = 2,1 \text{ (PTFE)}$$

$$\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m (cobre)}$$

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

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f \cdot \mu}{\pi \cdot \sigma}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$$

| Frequência | R_a | R_b | R |
|------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| 1 MHz | 0,021 Ω/m | 0,007 Ω/m | 0,028 Ω/m |
| 1 GHz | 0,66 Ω/m | 0,22 Ω/m | 0,88 Ω/m |
| 10 GHz | 2,1 Ω/m | 0,7 Ω/m | 2,8 Ω/m |

→ $R_a > R_b$, logo o condutor central dá a maior contribuição a R

→ R aumenta com a frequência

→ Perdas condutivas aumentam com a frequência

CABOS COAXIAIS

- Atenuação do cabo coaxial

$$\alpha = \frac{1}{2} \sqrt{L \cdot C} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \quad (Np/m)$$

$$\alpha_{dB} = 8,686 \cdot \alpha \quad (dB/m)$$

- Exemplo

$a = 1 \text{ mm}$ $b = 3 \text{ mm}$ $\epsilon_r = 2,1$ (PTFE) $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ (cobre)

| Frequência | α | α_{dB} |
|------------|-------------|---------------|
| 1 MHz | 0,0097 Np/m | 0,084 dB/m |
| 1 GHz | 0,0127 Np/m | 0,11 dB/m |
| 10 GHz | 0,0613 Np/m | 0,53 dB/m |

CABOS COAXIAIS

- Impedância característica - Z_c

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

- Cabo coaxial sem perdas $\therefore R = 0$ e $G \rightarrow 0$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a}$$

- Exemplo – Calcular Z_c

$$a = 1 \text{ mm}$$

$$b = 2, 3, 4 \text{ e } 6 \text{ mm}$$

$$\epsilon_r = 2,1 \text{ (PTFE)}$$

$$\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m (cobre)}$$

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

$$b = 2 \text{ mm} \rightarrow Z_c = 28,7 \Omega$$

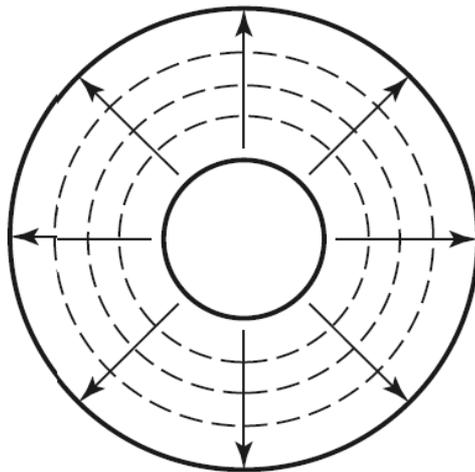
$$b = 3 \text{ mm} \rightarrow Z_c = 45,5 \Omega$$

$$b = 4 \text{ mm} \rightarrow Z_c = 57,4 \Omega$$

$$b = 6 \text{ mm} \rightarrow Z_c = 74,2 \Omega$$

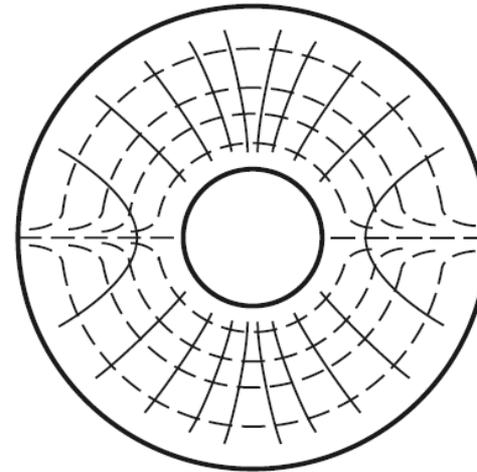
CABOS COAXIAIS

- Modo de operação de ordem superior
- Em frequências elevadas, o cabo coaxial propaga simultaneamente os modos **TEM** e **TE₁₁**
- Distribuição dos campos **E** e **H** no cabo coaxial



Modo TEM

Modo fundamental



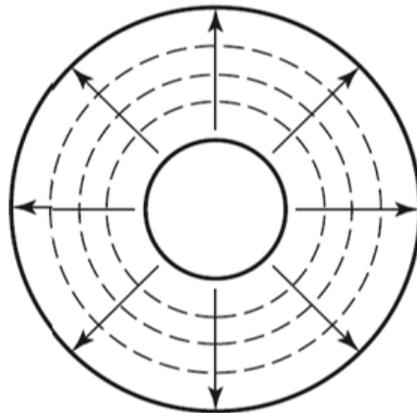
Modo TE₁₁

Modo de ordem mais elevada

CABOS COAXIAIS

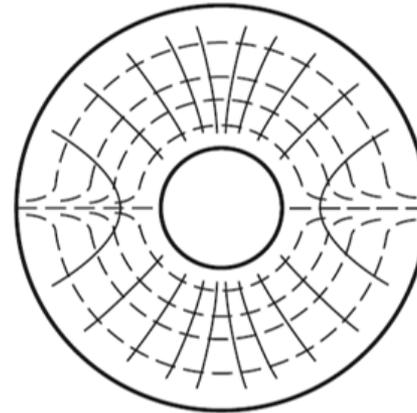
Faixa de frequência de operação do cabo coaxial

- Propagação de um único modo → modo fundamental **TEM**
 - De DC até frequência em que começa a propagação de modos de ordem superior → modos **TE** ou **TM**
- No cabo coaxial → primeiro modo de ordem superior → **TE₁₁**



Modo TEM

Modo fundamental



Modo TE₁₁

Modo de ordem mais elevada

CABOS COAXIAIS

Faixa de frequência de utilização

- Deseja-se operação somente no modo fundamental → **TEM**
- Primeiro modo de ordem mais elevada no cabo coaxial → **TE₁₁**
 - Surge após a frequência de corte do modo **TE₁₁** → **f_c**
 $0 \leq f < f_c \rightarrow \text{modo TEM} \rightarrow \text{condição adequada}$
 $f \geq f_c \rightarrow \text{modo TEM e modo TE}_{11} \rightarrow \text{condição indesejada}$
- Estimativa da frequência de corte do modo TE₁₁ em cabos coaxiais

$$f_c = \frac{c \cdot k_c}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad kc \approx \frac{2}{a+b} \quad \text{para } b \leq 5 \cdot a$$

CABOS COAXIAIS

Faixa de frequência de utilização

- Cálculo da faixa de frequência de operação do cabo coaxial

$$0 \leq f < f_c \rightarrow \text{modo TEM}$$

$f_c \rightarrow$ frequência de corte do modo TE_{11}

- Exemplo

$$a = 1 \text{ mm}$$

$$b = 3 \text{ mm}$$

$$\epsilon_r = 2.1$$

$$k_c \approx \frac{2}{a+b} = \frac{2}{1+3} = 0,5$$

$$f_c = \frac{c \cdot k_c}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^{11} \cdot 0,5}{2\pi \cdot \sqrt{2,1}} = 16,5 \text{ GHz}$$

$0 \leq f < 16,5 \text{ GHz} \rightarrow$ propagação somente do modo TEM

CABOS COAXIAIS

- Faixa de frequência de utilização $\rightarrow 0 < f < f_c(TE_{11})$
- Para aumentar a frequência máxima de utilização do cabo coaxial
 - Reduzir o raio dos condutores interno e externo – a e b
 - Mas uso de condutores mais finos \rightarrow perdas condutivas elevadas
 - Logo, o uso de cabos coaxiais com comprimentos longos resulta apresenta perdas elevadas em frequências de dezenas e centenas de GHz
- Alternativa com baixas perdas
 - Guias de ondas
 - Não possuem condutor central
 - Um único condutor oco - não propagam modos TEM
 - Propagam modos \rightarrow TE (Transversal Elétrico)
 \rightarrow TM (Transversal Magnético)

CABOS COAXIAIS

Principais equações

- Velocidade de propagação da onda: $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$
- Comprimento de onda: $\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$
- Impedância característica $Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(b/a)$
- Elementos do modelo concentrado por unidade de comprimento

$$C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln(b/a)} = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}{\ln(b/a)} \quad L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$$

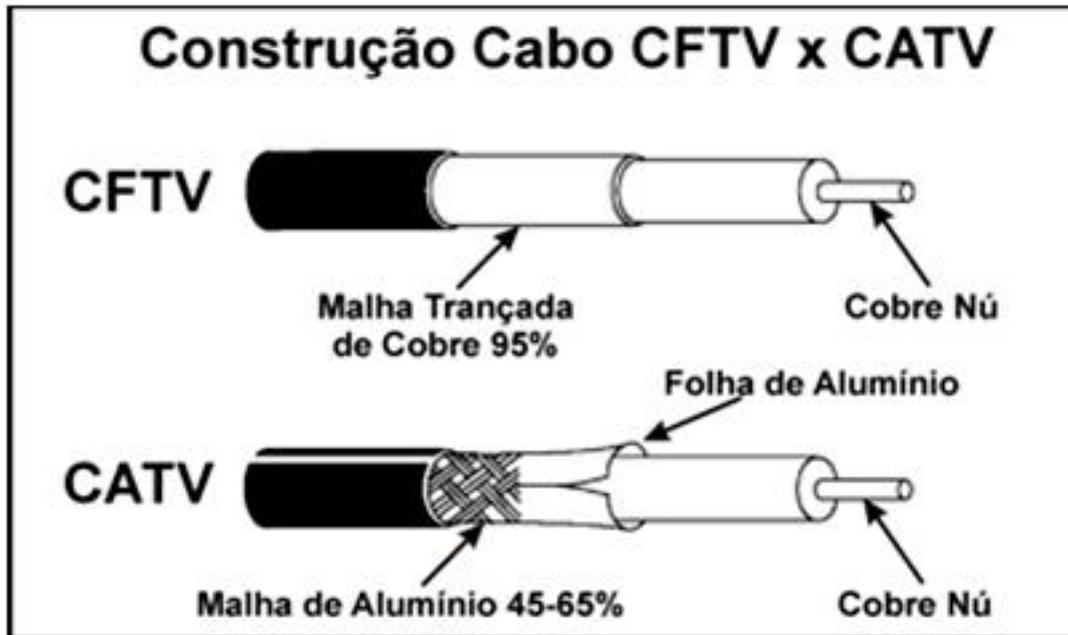
$$G = \omega \cdot \text{tg} \delta \cdot C \quad R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f \cdot \mu}{\pi \cdot \sigma}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$$

- Frequência máxima de utilização

$$f_c = \frac{c \cdot kc}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad kc \approx \frac{2}{a + b}$$

Tecnologia Coaxial

- Exemplo de cabos coaxiais



- **CFTV - Circuito Fechado de TV**
 - Sistemas de monitoração e segurança
- **CATV - TV a cabo**
 - Distribuição de sinais de rádio e TV

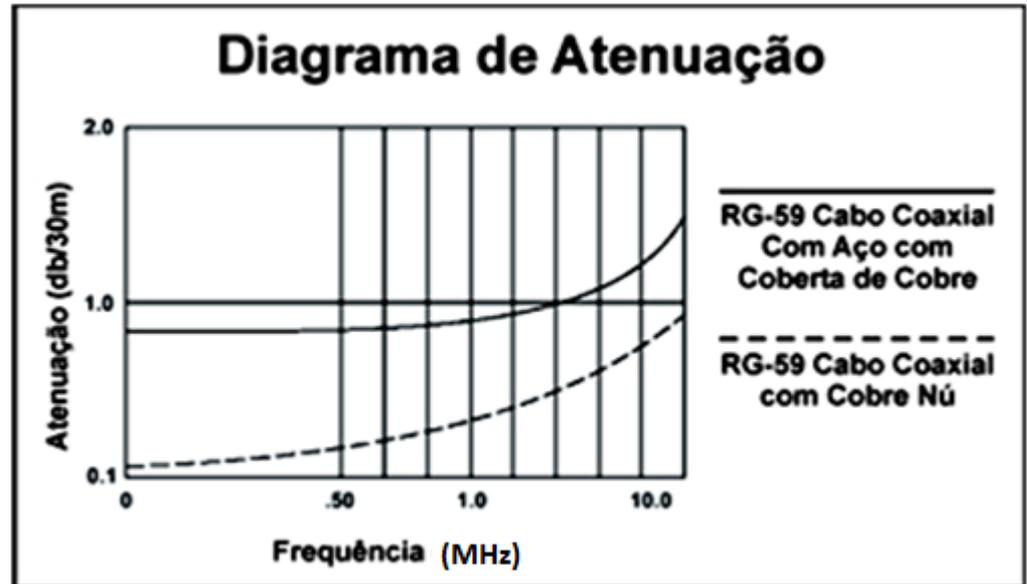
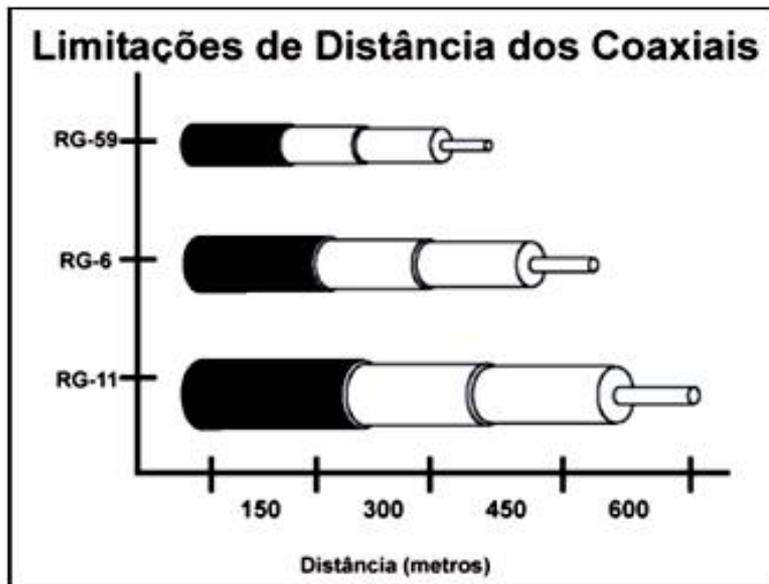
- Diferentes tipos de blindagem
 - Compromisso

Custo x **redução de interferência eletromagnética**

Tecnologia Coaxial

➤ Atenuação

- Aumenta com a frequência devido a efeito pelicular
- Depende principalmente do material do condutor central
- Limita a máxima distância de uso do cabo



Tecnologia Coaxial – em micro-ondas

- Interconexões curtas
 - Cabos coaxiais
 - Materiais → baixas perdas
- Conectores
 - Tipos N, SMA, APC7
- Cavidades ressonantes
- Aplicação em circuitos
 - Acopladores
 - Atenuadores
 - Filtros
 - Osciladores, etc.



Conectores N
fêmea e macho



Conector SMA
macho



Conectores APC7

Tecnologia Coaxial



Atenuador com conectores N



Atenuador de potência com conectores N



Atenuadores com conectores SMA



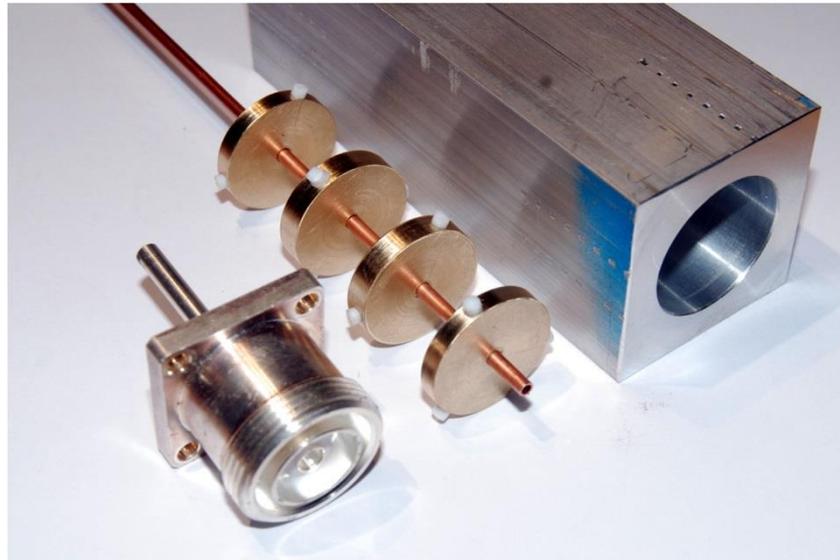
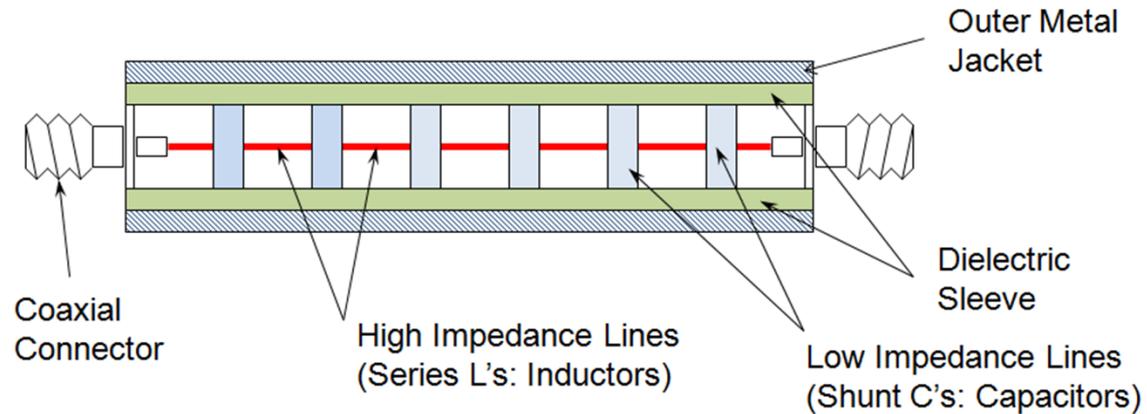
Acoplador direcional



Filtros coaxiais

Tecnologia Coaxial

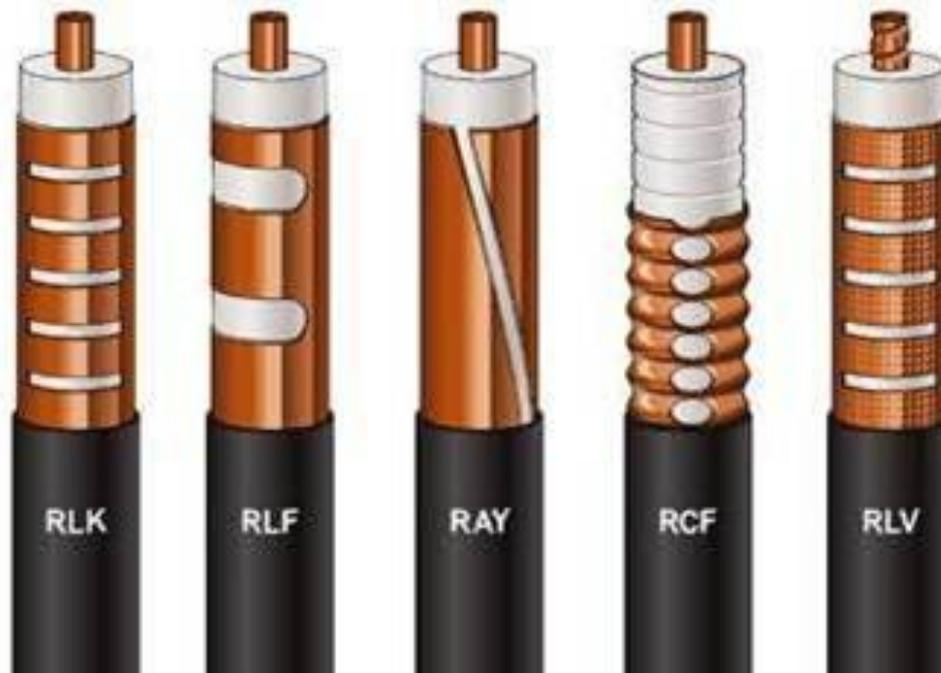
Filtros coaxiais usando secções de diferentes impedâncias



Tecnologia Coaxial

Cabos coaxiais radiantes

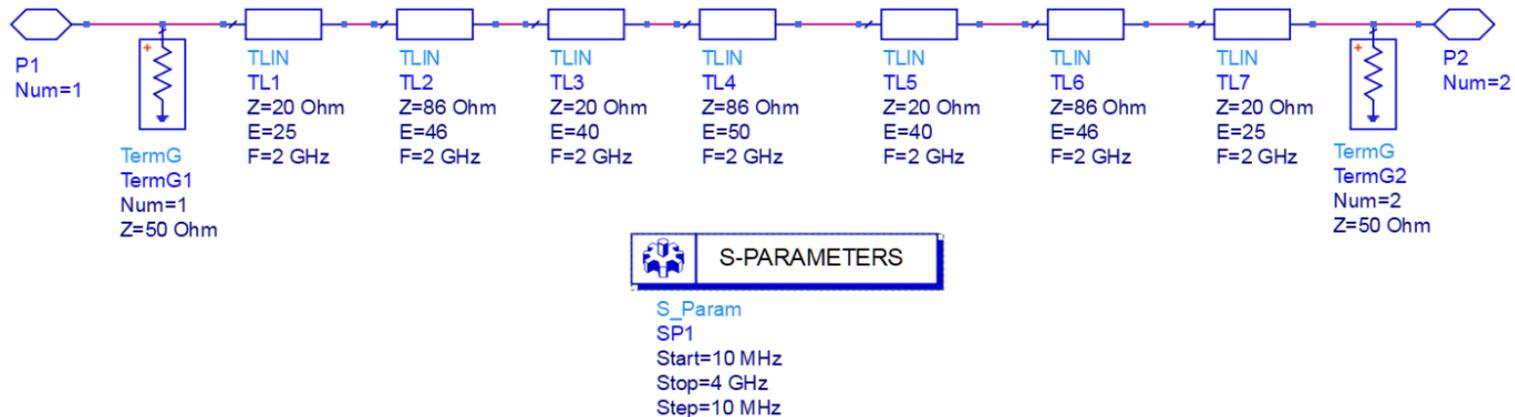
- Cabos coaxiais com fendas no condutor externo
- Usados como antena em túneis e corredores



Tecnologia Coaxial

Filtro passa-baixa –usando linhas de transmissão ideais

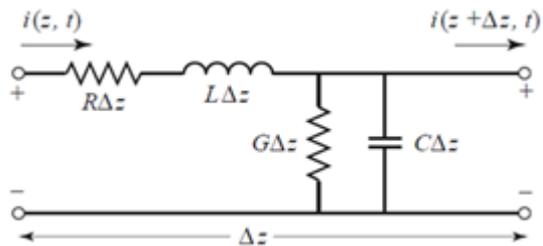
- Linhas de transmissão ideais com:
 - Trechos de alta e baixa impedância característica intercalados
 - Conectados em cascata



Tecnologia Coaxial

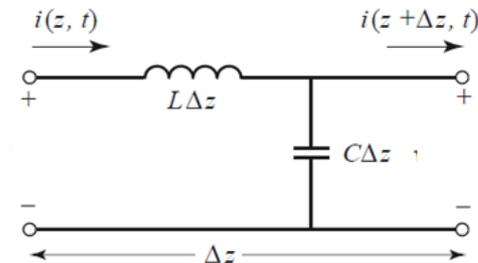
Filtro passa-baixa – usando linhas de transmissão ideais

- Modelo equivalente da linha de transmissão, com comprimento Δz

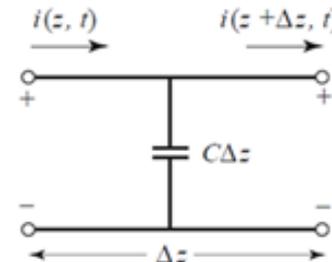
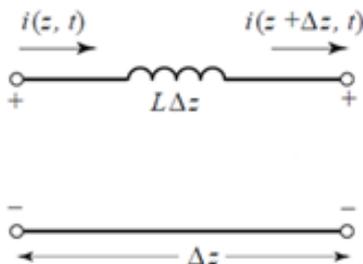


Para perdas desprezíveis

→ → →



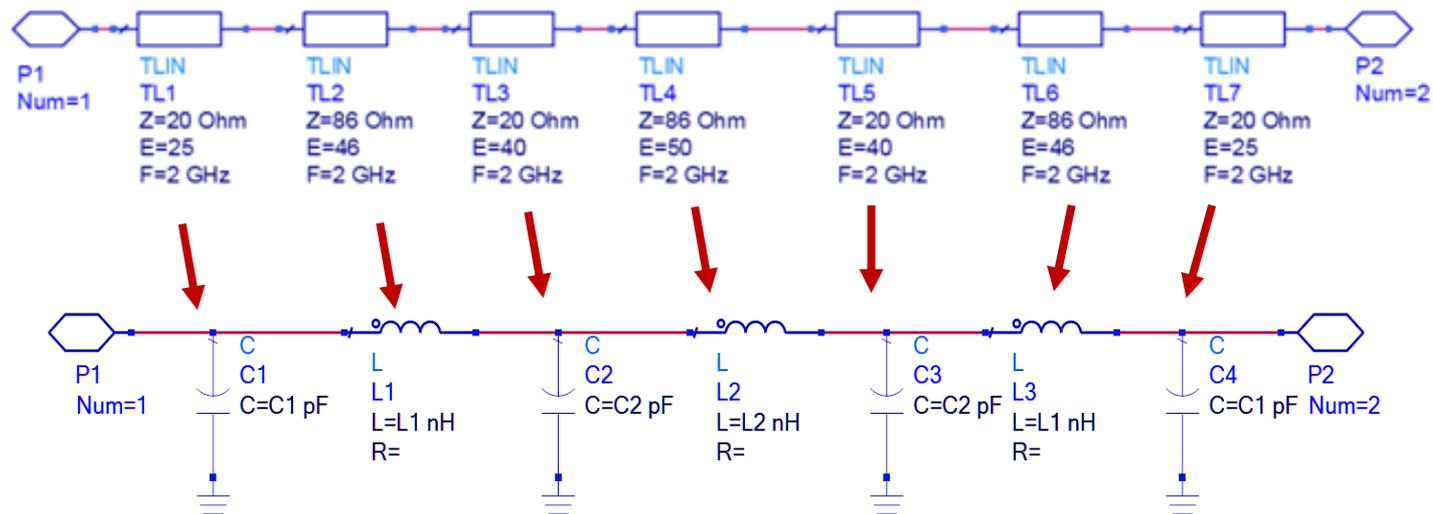
- Modelo aproximado de trechos curtos de linha de transmissão com baixas perdas
- Trecho curto de alta impedância característica → Indutância em série
- Trecho curto de baixa impedância característica → capacitância em paralelo



Tecnologia Coaxial

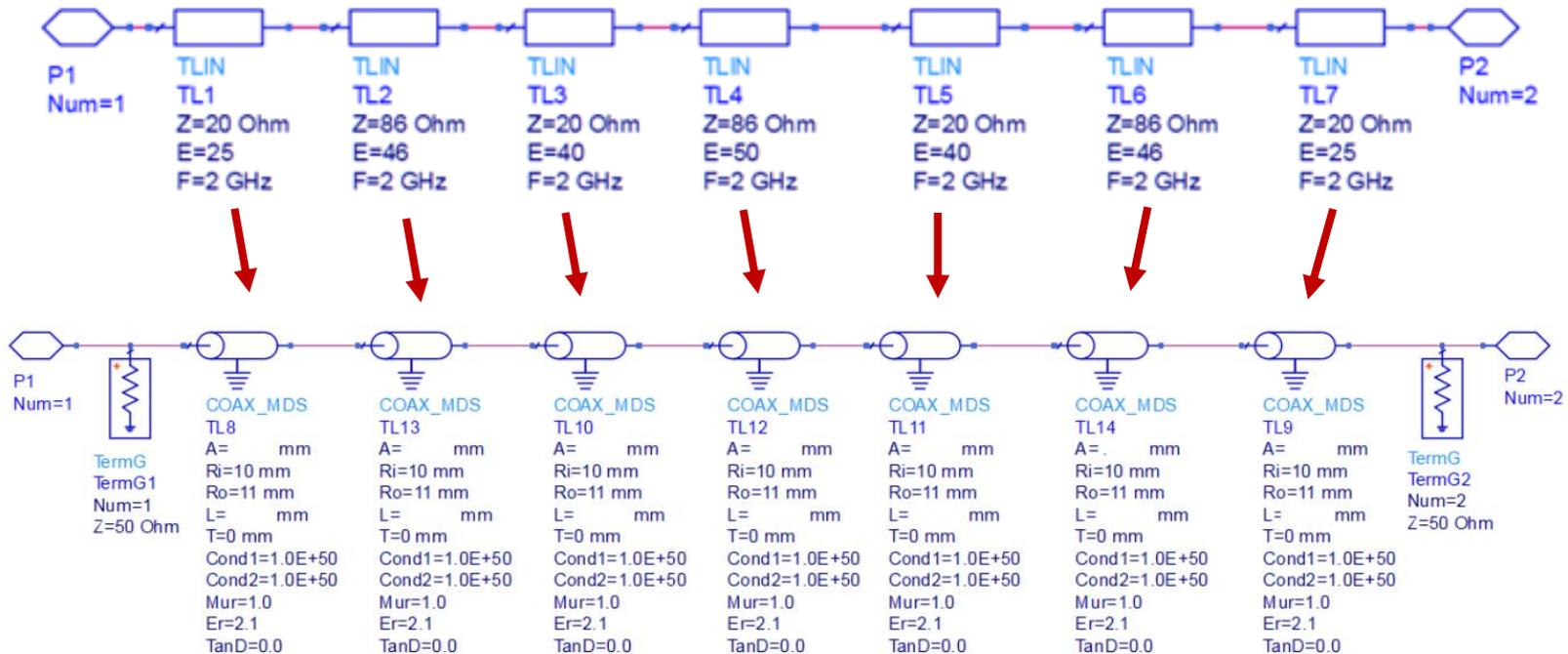
Filtro passa-baixa –usando linhas de transmissão ideais

- Linhas de transmissão com:
 - Trechos de alta e baixa impedância característica intercalados
 - Conectados em cascata



Tecnologia Coaxial

Filtro passa-baixa – usando cabos coaxiais



Dados do cabo coaxial

- Preenchido com teflon: $\epsilon_r = 2,1$
- Raio do condutor externo: $R_i = 10\text{mm}$

Calcular

- Raio interno A e comprimento L de cada trecho de cabo coaxial