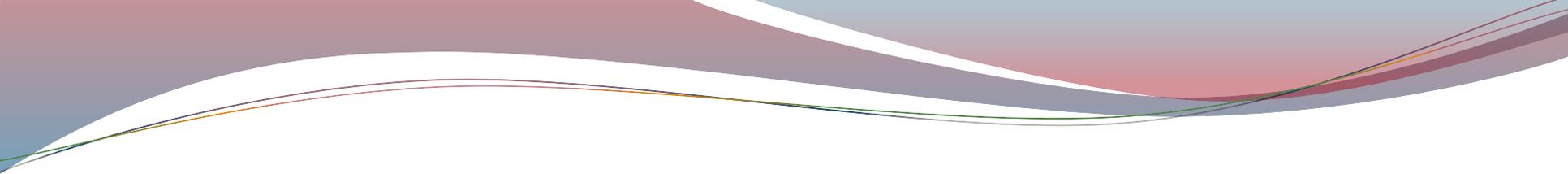


**PSI3581**  
**CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS**

**Circuitos Passivos**

**Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Fatima Salete Correra**



# Introdução

# Circuitos de Micro-ondas

## Classificação de circuitos de Micro-ondas



### Circuitos Passivos

- Divisores de potência
- Combinadores de potência
- Acopladores
- Filtros
  - Passa-baixas
  - Passa-altas
  - Passa faixa
  - Rejeita faixa
- Isoladores
- Circuladores

### Circuitos Ativos

- Amplificadores
- Osciladores
- Conversores de frequência
- Multiplicadores de frequência
- Divisores de frequência

# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes dos Circuitos de Micro-ondas

### Circuitos Passivos

#### Elementos concentrados

- Resistores
- Capacitores
- Indutores

#### Elementos distribuídos

- Linhas de transmissão
  - Cabos coaxiais
  - Linhas planares
- Guias de onda

### Circuitos Ativos

- Componentes de circuitos passivos
- Diodos
  - Schottky, Varactor, Gunn, PIN
- Transistores
  - Bipolar e FETs
- Válvulas
  - Potências de kW

# Componentes concentrados de micro-ondas

- Resistores
- Capacitores
- Indutores

# Circuitos de Micro-ondas

Condição para ser classificado como elemento concentrado

- Maior dimensão física do componente  $\leq \lambda/20$
- Não há variação significativa de fase ao longo do componente
- Em 5 GHz:  $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^{11}}{5 \cdot 10^9} = 60 \text{ mm} \rightarrow \frac{\lambda}{20} = 3 \text{ mm}$

- Resistores SMD em filme-fino em 5 GHz



- Resistor com 2 mm de comprimento  $\rightarrow$  “concentrado”
- Resistor com 4 mm de comprimento  $\rightarrow$  “distribuído”

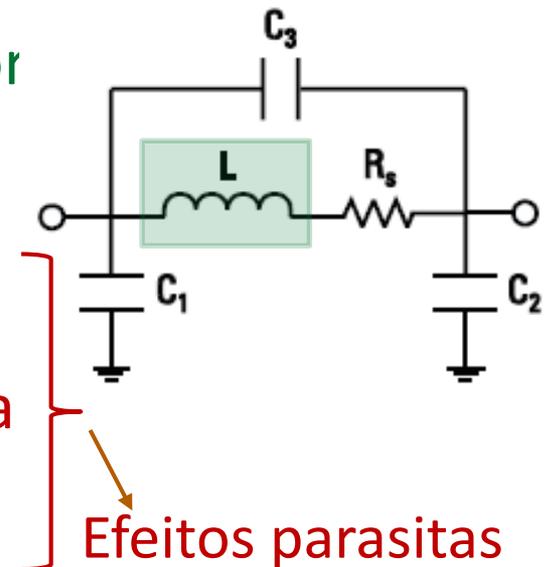
# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes concentrados de micro-ondas

- Componentes concentrados em frequências de micro-ondas
  - Desempenho é afetado por efeitos parasitas
  - Representados por modelos de circuito elétrico equivalente

- Exemplo: **Circuito Equivalente de Indutor**

- $L$  indutância (desejada)
- $R_s$  perdas resistivas
- $C_1$  e  $C_2$  capacitâncias para o plano terra
- $C_3$  capacitância entre espiras



# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes concentrados de micro-ondas

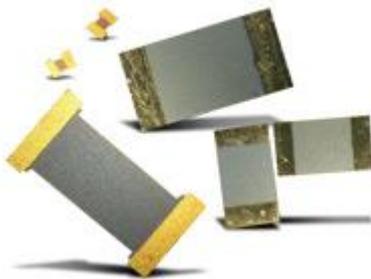
- São largamente usados em MMICs
- MMICs → Monolithic Microwave Integrated Circuits  
Circuitos Integrados Monolíticos de Micro-ondas
  - Fabricados em substratos semicondutores
  - Processos de microeletrônica
  - Componentes ativos e passivos construídos no *chip*
- Componentes com dimensões miniaturizadas
  - Redução dos efeitos parasitas

# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes passivos concentrados de micro-ondas

### Resistores discretos

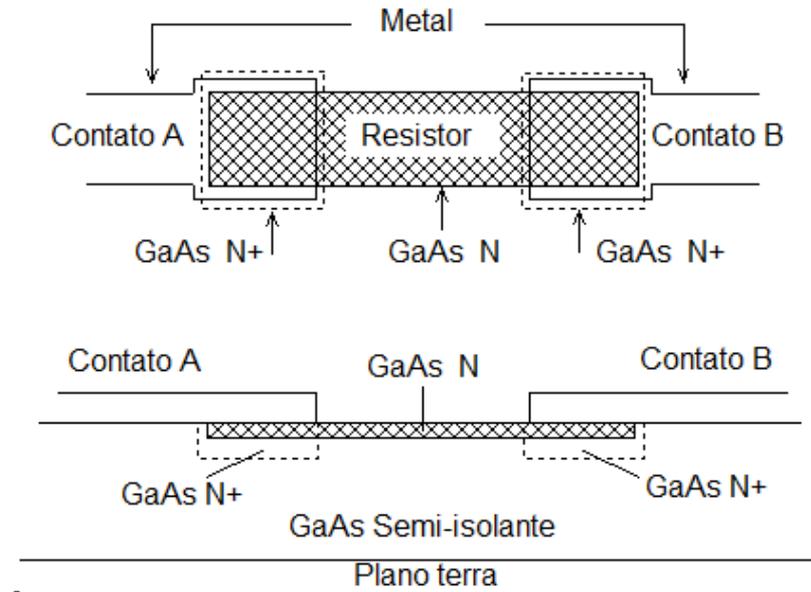
- Componentes individuais, soldados sobre o substrato
- Exemplo



Resistores SMD em filme-fino

### Resistores Monolíticos

- Construídos no substrato semicondutor
- Exemplo – resistor de camada ativa

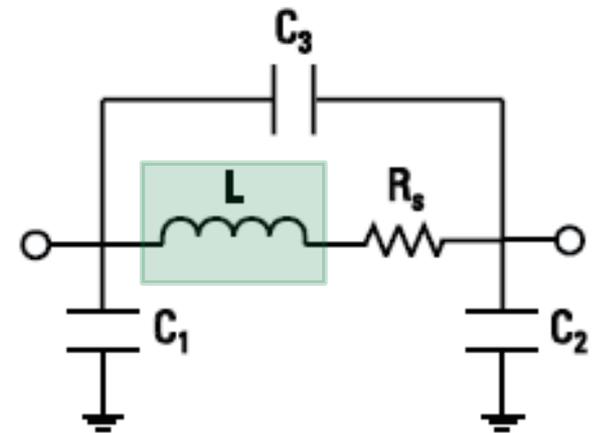
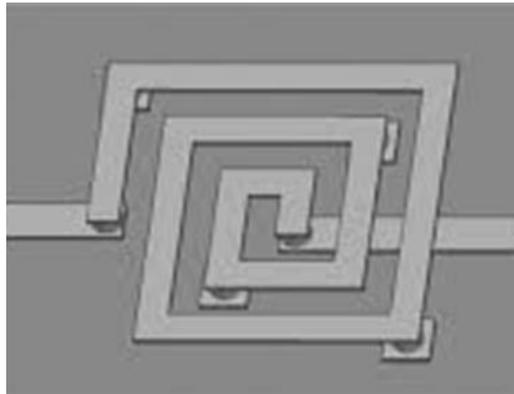
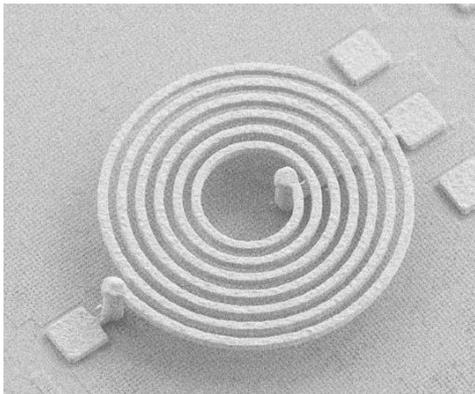


# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes passivos concentrados de micro-ondas

- Indutores espirais planares

- Construídos na face superior do substrato
- Com plano de terra na face inferior do substrato



Modelo de circuito equivalente

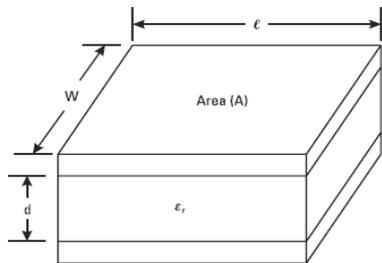
# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes passivos concentrados de micro-ondas

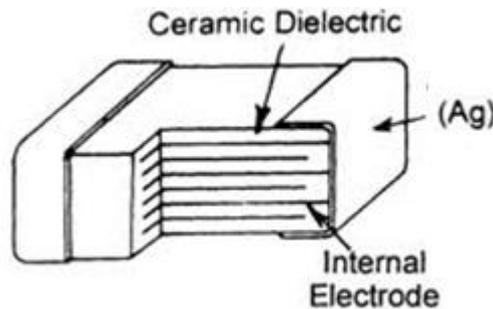
- Capacitores discretos

- Componentes individuais, soldados sobre o substrato

- Exemplo



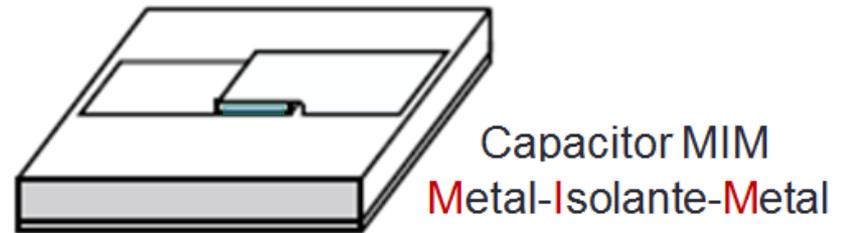
Capacitor de placas paralelas de uma camada



Capacitor multicamada

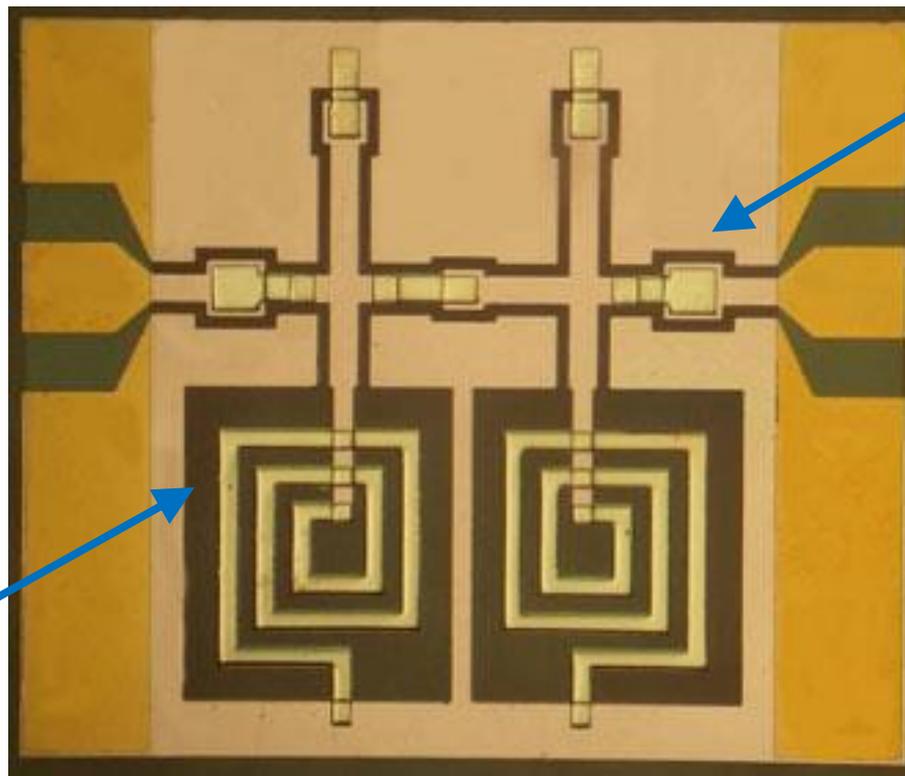
- Capacitores integrados

- Construídos sobre o substrato
- Exemplo



# Circuitos de Micro-ondas

Exemplo de MMIC empregando elementos concentrados



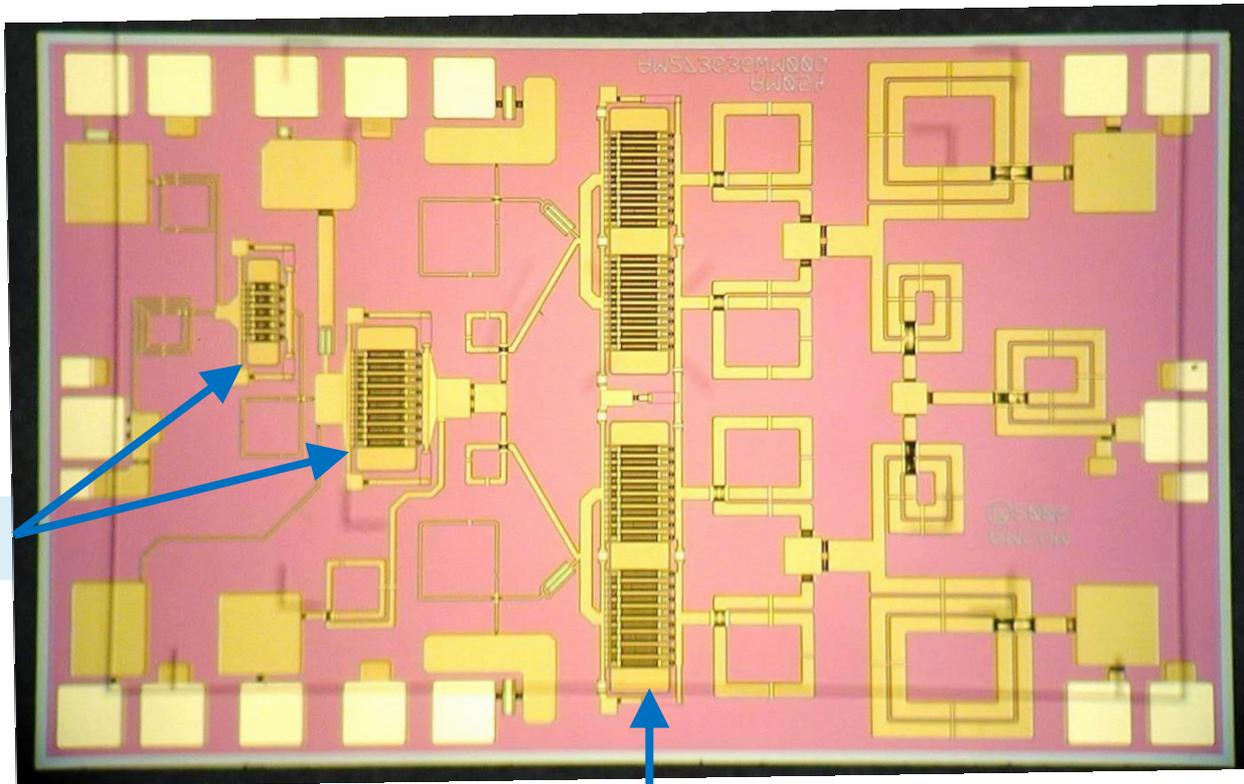
Indutores  
espirais planares

Capacitores  
MIM

Filtro passa-faixa com indutores espirais planares e capacitores MIM (metal-isolante-metal)

# Circuitos de Micro-ondas

Exemplo de MMIC empregando elementos concentrados



Transistores

Transistores

Amplificador de 3 estágios com indutores planares e capacitores MIM

# Circuitos de Micro-ondas

## Atividade prática 1

- Acesse o programa ADS – Advanced Design System
  - Crie um espaço de trabalho: PSI3581\_2023\_nome\_do\_aluno
  - Pode ser no próprio computador, pendrive ou HD externo
- Crie uma janela de esquemático como nome: Passivos\_microfita
  - Nessa janela localize o menu Lumped Components
  - Esse menu contém componentes concentrados ideais

Resistor → resistência    Capacitor → capacitância    Indutor → indutância

- Arraste para a janela de esquemático alguns dos componentes desse menu
- Observe as características que parâmetros são usados para definir esses componentes

# Circuitos de Micro-ondas

## Atividade prática 1 (continuação)

- Acesse o programa ADS – Advanced Design system
- Na janela de esquemático
  - Localize o menu **T-Lines Microstrip** (Linhas de Microfita)
  - Arraste para a janela de esquemático os indutores e capacitores desse menu
  - Neste menu temos **componentes reais** em linha de microfita
  - **Com modelos de circuito elétrico associados**
- Observe as características desses componentes e gere seu layout:
  - Na janela de esquemático, menu superior: **Layout → Generate/update layout**
  - Ou diretamente em janela de layout previamente aberta.

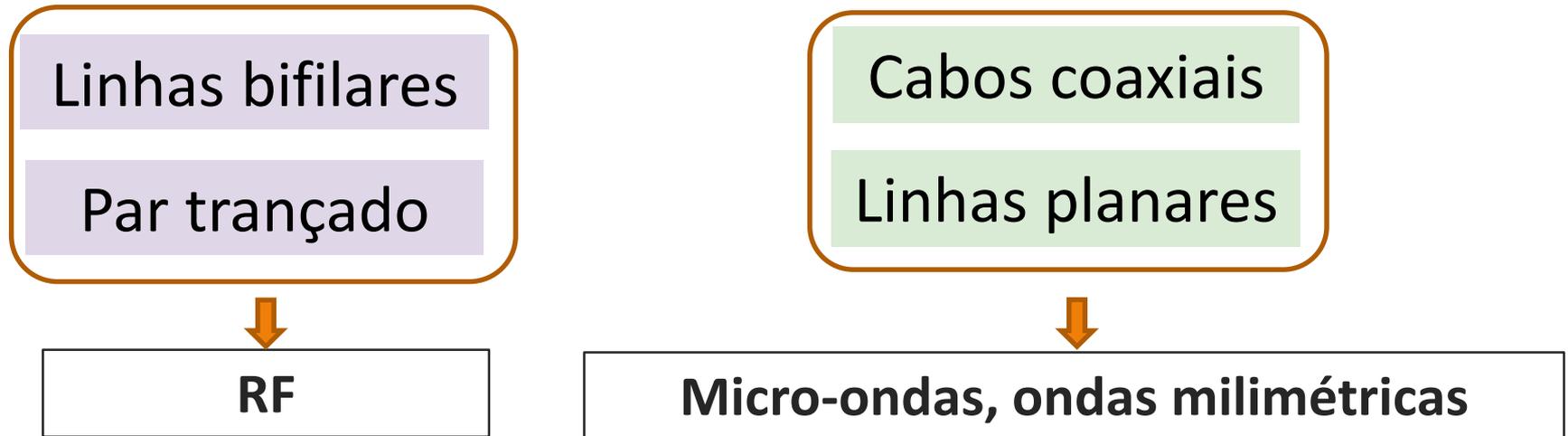
# Circuitos de Micro-ondas

## Componentes Distribuídos - Linhas de transmissão

- Condição para ser classificado como elemento distribuído

Maior dimensão física  $> \lambda/20$

- Linhas de transmissão de RF e Micro-ondas



# Circuitos de Micro-ondas

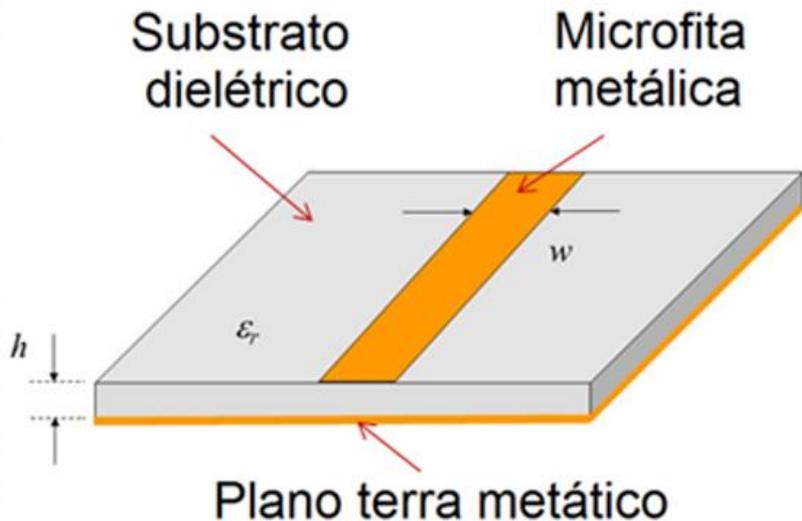
## Linhas de transmissão planares

- Estruturas metálicas, gravadas na face superior de substratos dielétricos, geralmente com plano terra na face inferior.
  - Largamente usadas em circuitos de micro-ondas
  - Compactas, leves e de baixo custo
  - Diversos tipos: linha de microfita, triplaca, guia de ondas coplanar, linha de fenda, etc.
- Projeto de linhas de transmissão planares
  - Equações específicas para cada tipo de estrutura

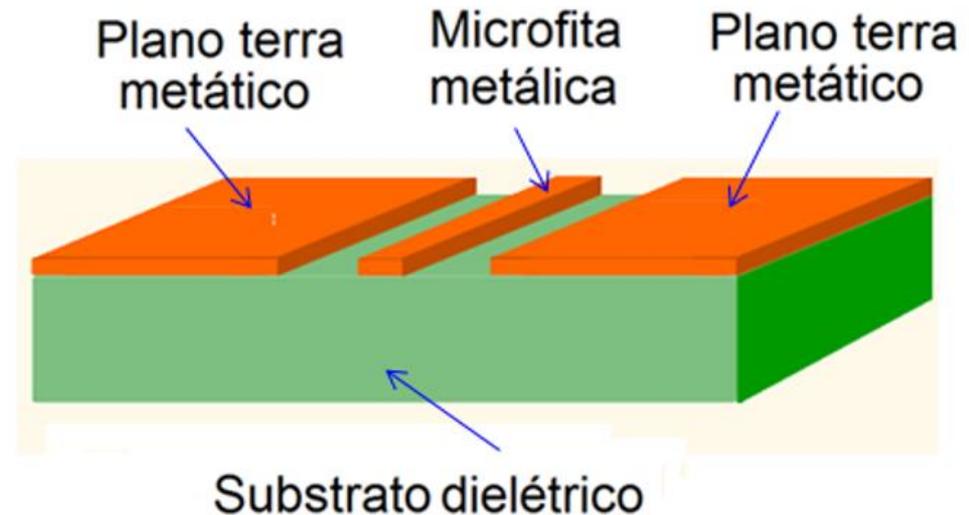
# Circuitos de Micro-ondas

## Exemplos de linhas de transmissão planares

### Linha de microfita



### Guia de ondas coplanar



Linhas planares

# Circuitos de Micro-ondas

## Substratos usados em circuitos micro-ondas



### Não ferromagnéticos

#### Materiais dielétricos

- Substratos cerâmicos  
Exemplo: alumina
- Laminados de alta frequência  
Exemplo: Duroid (Rogers Co.)

#### Semicondutores semi-isolantes

- Arseneto de Gálio
- Fosfeto de Índio

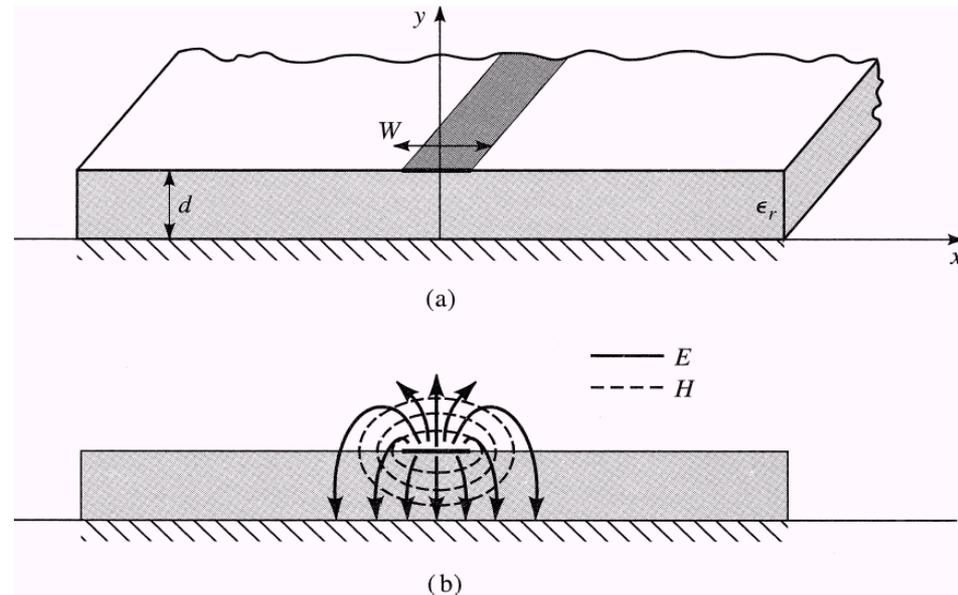
### Ferromagnéticos

- Ferrite
  - Óxido de ferro
- Polarizados magneticamente
  - Imãs fixos
  - eletroímãs
- Aplicação
  - Circuladores
  - Isoladores

# Circuitos de Micro-ondas

## Linha de transmissão de microfita

- Linha de microfita  
“*microstrip line*”
- Substrato dielétrico
- Plano de terra na face inferior
- Fita metálica na face superior, recoberta por ar



(a) Estrutura física

(b) Distribuição dos Campos EM

# Circuitos de Micro-ondas

## Exemplo de MIC empregando linhas de microfita

Substrato: laminado de alta frequência

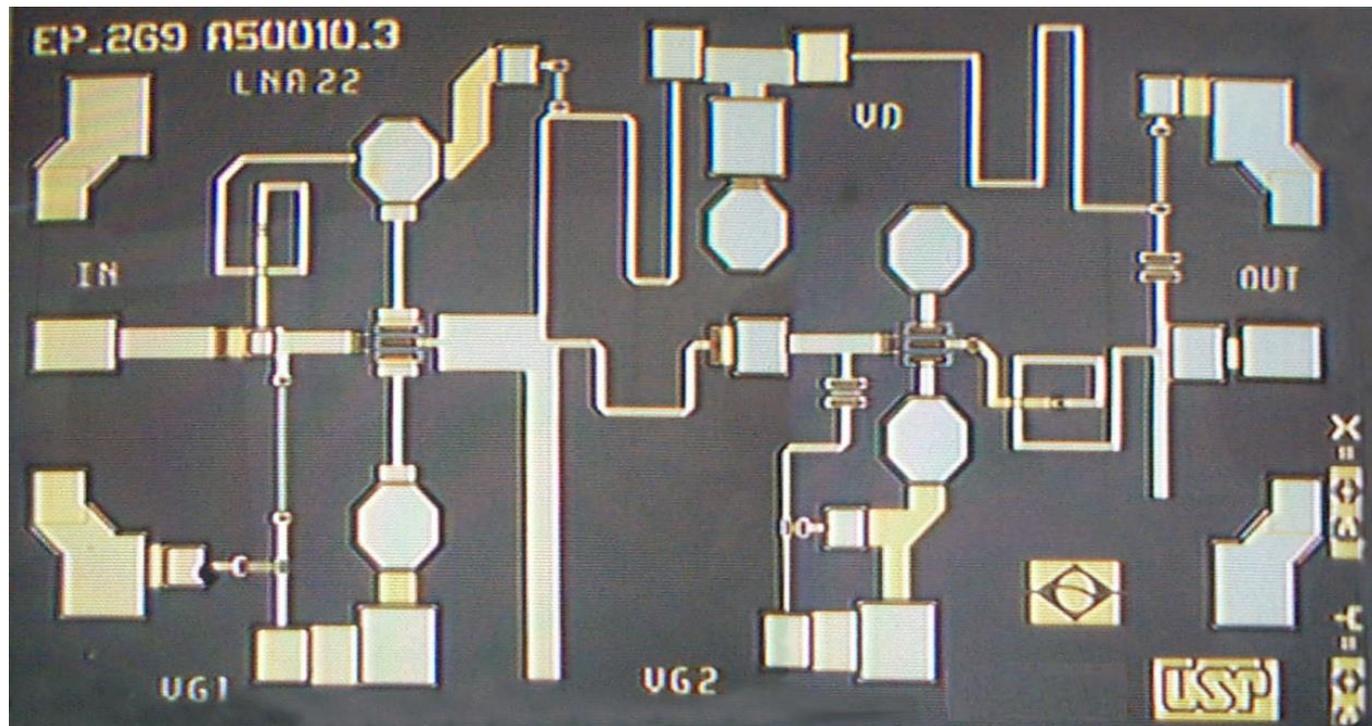


Filtro empregando ressoadores em anel acoplados

# Circuitos de Micro-ondas

Exemplo de MMIC empregando linhas de microfita

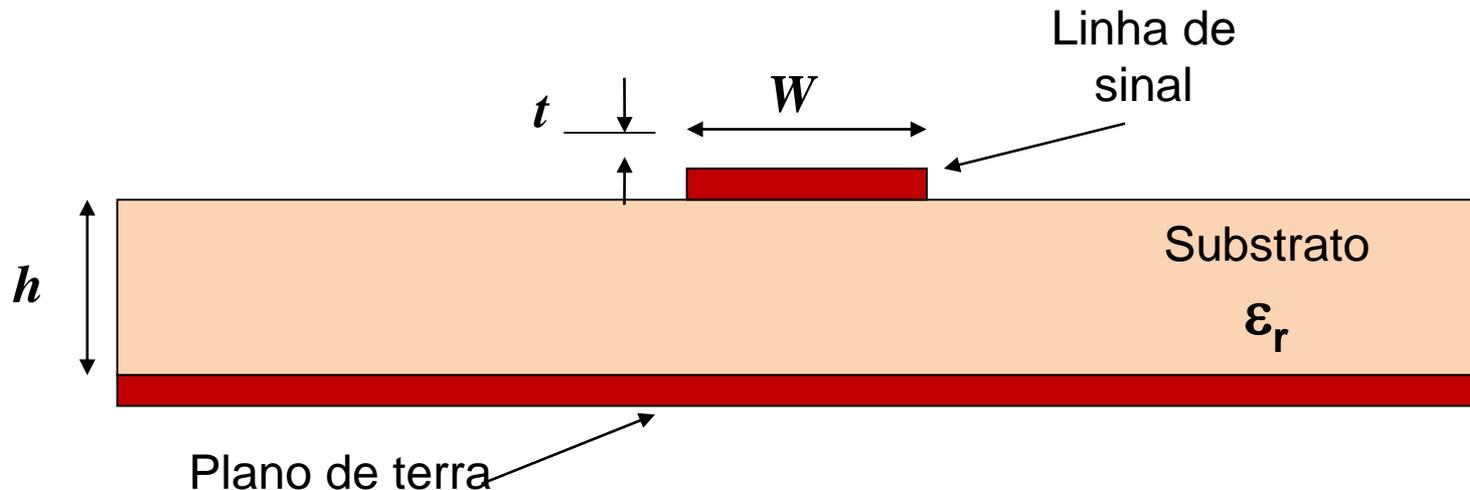
Substrato semiconductor: Arseneto de Gálio



Amplificador monolítico empregando linhas de microfita

# Linhas de microfita

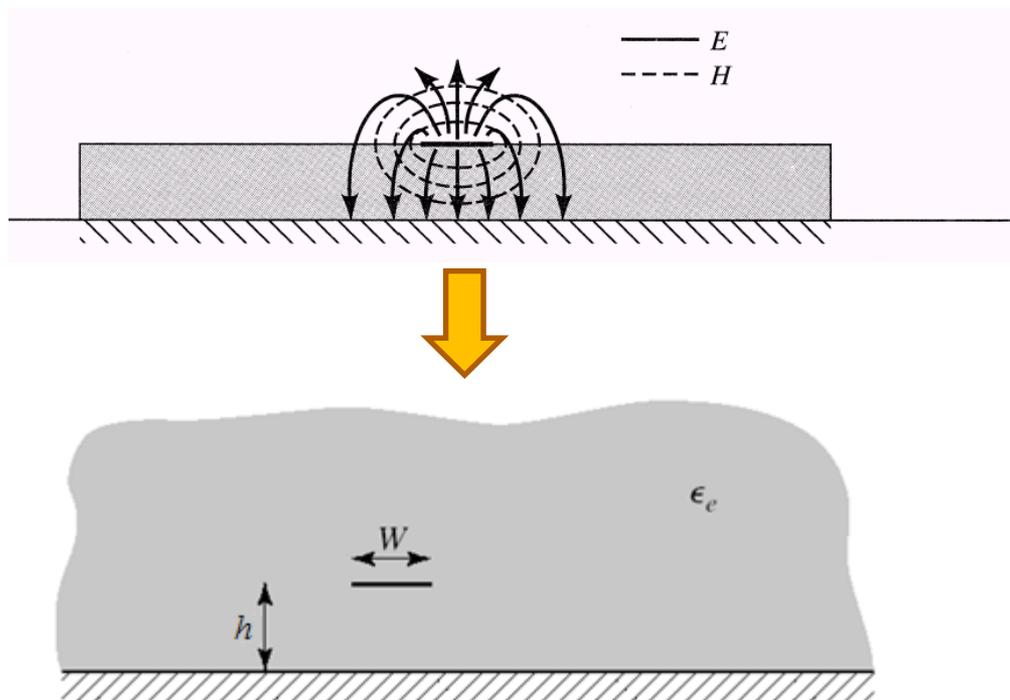
## Equacionamento



- Parâmetros da microstrip line ou linha de microfita
  - $h$  espessura do substrato
  - $\epsilon_r$  constante dielétrica relativa do substrato
  - $W$  largura da microfita
  - $t$  espessura do metal

# Linhas de microfita

## Constante dielétrica efetiva



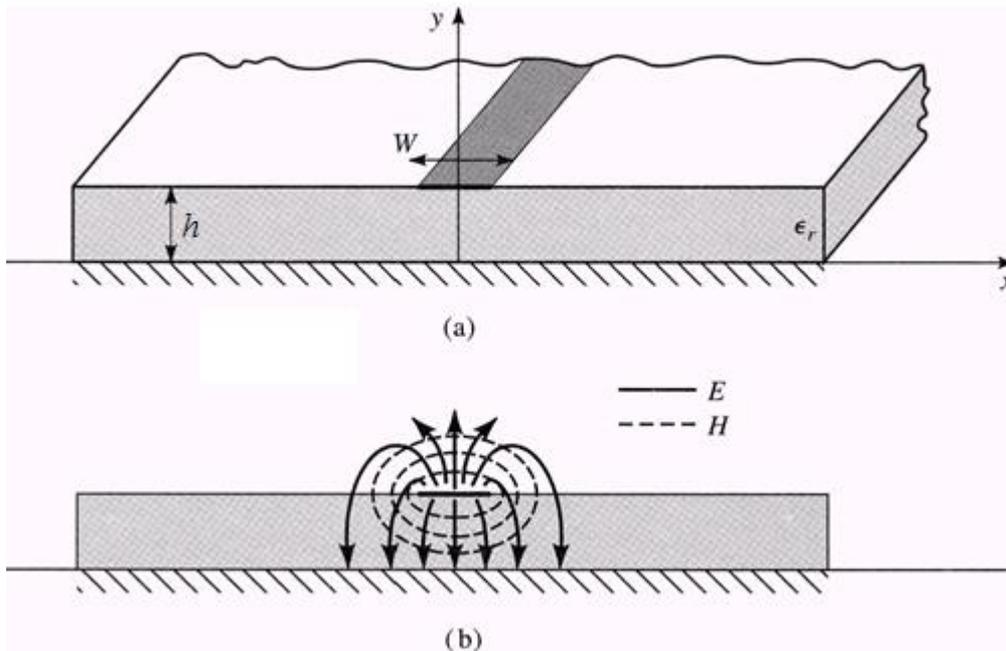
- Linha de microfita
  - Microfita sobre substrato com  $\epsilon_r$
  - Coberta por ar
- Estrutura equivalente
  - Microfita envolvida por meio uniforme
  - com  $\epsilon_{ef}$

•  $\epsilon_r$  constante dielétrica relativa do substrato

•  $\epsilon_{ef}$  constante dielétrica efetiva da linha de microfita

# Linhas de microfita

## Constante dielétrica efetiva



- Propagação do campo EM
- Maior parte viaja pelo substrato
  - $\Rightarrow \epsilon_r > 1$
  - $\Rightarrow v = c/\sqrt{\epsilon_r}$
- Um a parte menor viaja pelo ar
  - $\Rightarrow \epsilon_r = 1$
  - $\Rightarrow v = c$
- Define-se uma constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ef}$  da linha de microfita

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r \Rightarrow (\epsilon_r + 1)/2 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r$$

# Linhas de microfita

- Constante dielétrica efetiva

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \sqrt{1 + 12h/W}}$$

$h$  espessura do substrato  
 $\varepsilon_r$  constante dielétrica  
relativa do substrato  
 $W$  largura da microfita

- Velocidade de propagação da onda

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \quad c: \text{velocidade da luz no espaço livre}$$

- Comprimento de onda

$$\lambda_g = \frac{v}{f} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \cdot f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}$$

$\lambda_0 \rightarrow$  comprimento de onda no espaço livre

# Linhas de microfita

## Impedância característica da linha de microfita

Para espessura do metal muito fina

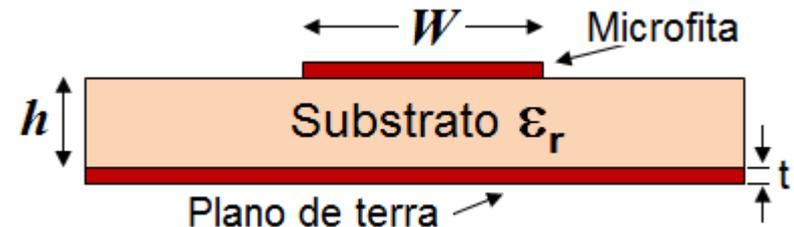
$$t/W \ll 1$$

Se  $W/h \leq 1$

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

Se  $W/h \geq 1$

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



$h$  espessura do substrato

$\epsilon_r$  constante dielétrica  
relativa do substrato

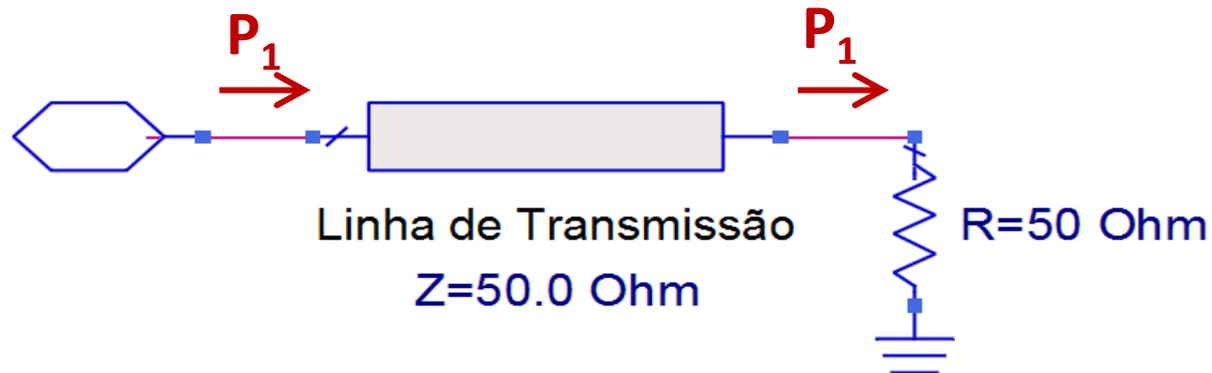
$W$  largura da microfita

$t$  espessura do metal

# Linhas de microfita

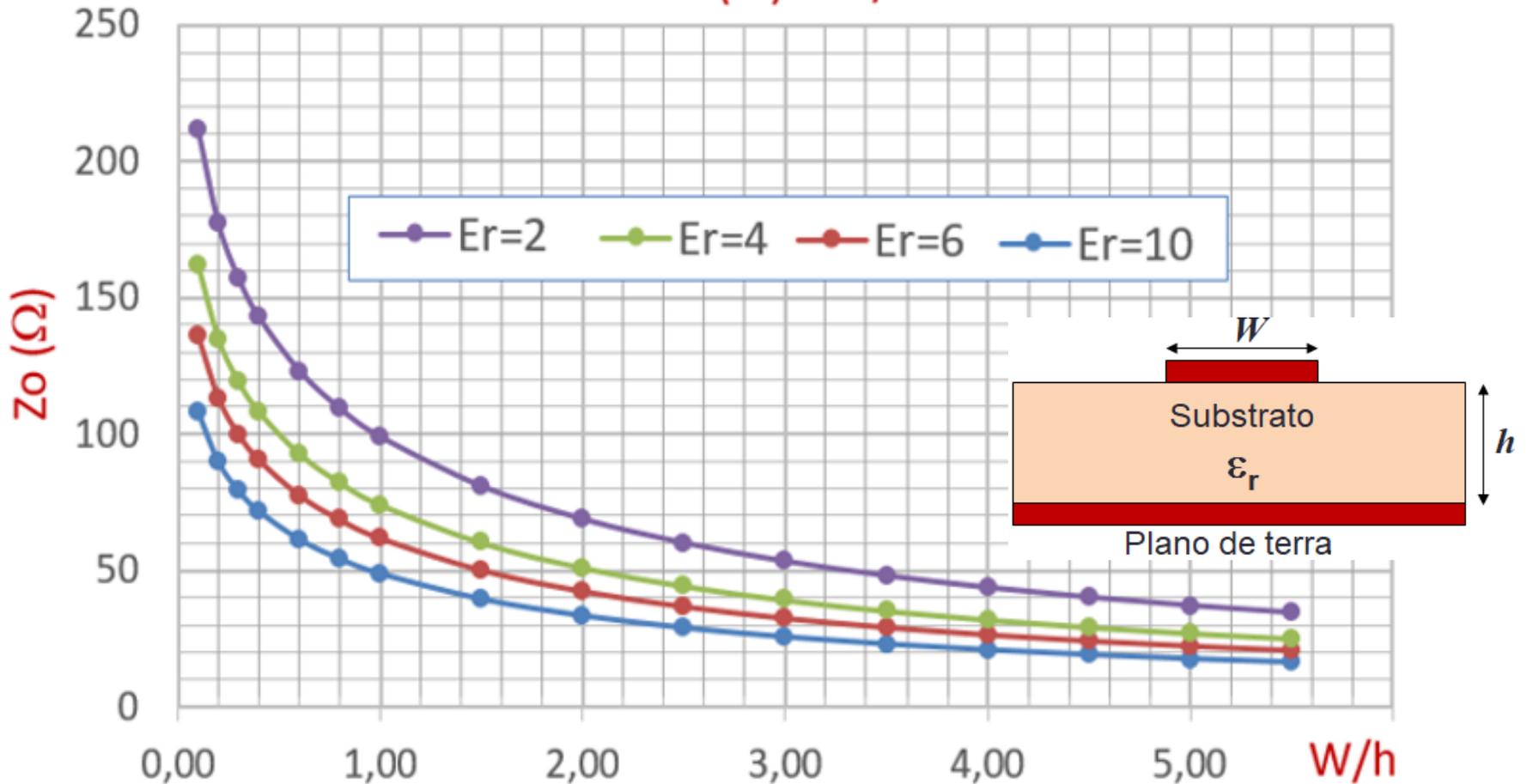
## Impedância característica de linhas de transmissão

- 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



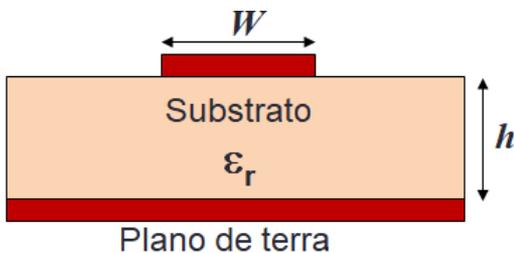
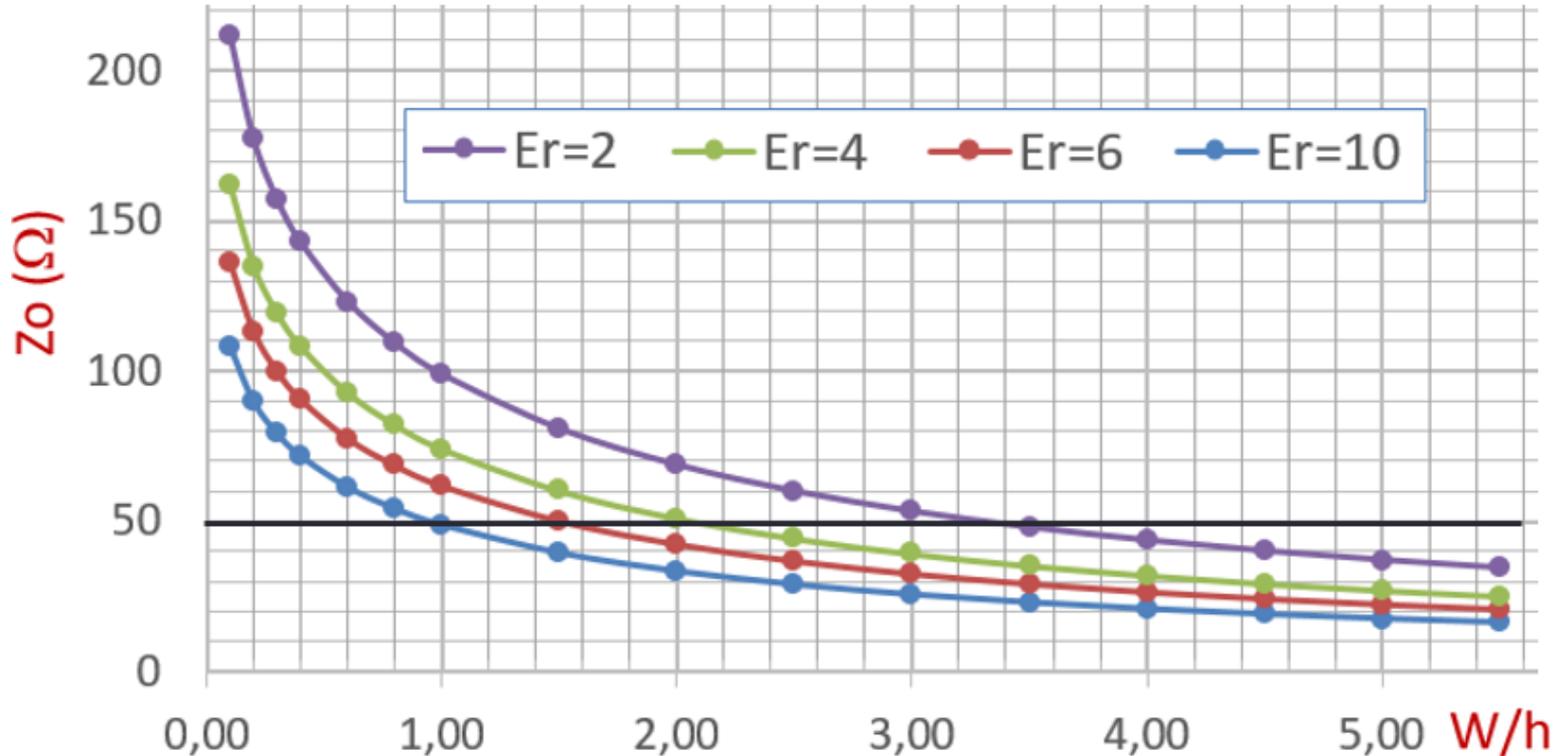
# Linha de Microfita - $Z_0 \times W/h$

$Z_0 (\Omega) \times W/h$



# Linha de Microfita com $Z_0 = 50 \Omega$

$Z_0 (\Omega) \times W/h$



$\epsilon_r=2 \rightarrow W/h = 3,31$	$\epsilon_r=4 \rightarrow W/h = 2,10$
$\epsilon_r=6 \rightarrow W/h = 1,55$	$\epsilon_r=10 \rightarrow W/h = 1,01$

# Linhas de microfita

## Perdas e Atenuação

Atenuação devido a perdas no dielétrico

- A permissividade elétrica de materiais dielétricos é um número complexo

$$\varepsilon = \varepsilon' - j \cdot \varepsilon''$$

$$\varepsilon' = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$$

$\varepsilon_0$  - Permissividade do vácuo

$\varepsilon_r$  - Permissividade relativa, ou  
Constante dielétrica

Quanto maior  $\varepsilon_r$ , maior o adensamento de fluxo de campo elétrico no material

$$\varepsilon''$$

- Relacionado às perdas no dielétrico
- Tangente de perdas

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

- Quanto menor  $tg\delta$ , menor a perda dielétricas do substrato

# Linhas de microfita

Exemplo de parâmetros fornecidos por fabricantes de laminados de micro-ondas

Product	$\epsilon_r$		$tg\delta$	
	Dielectric Constant, $\epsilon_r$ @ 10 GHz (2.5 GHz) (Typical)		Dissipation <sup>(1)</sup> Factor TAN $\delta$ @ 10 GHz (2.5 GHz) (Typical)	
	Process <sup>(1)</sup>	Design <sup>(11)</sup>		
<b>AD SERIES™</b>	<b>AD255C™</b> Woven Glass Reinforced PTFE Antenna Grade Laminates	2.55 ± 0.04	2.60	0.0013
	<b>AD300D™</b> Woven Glass Reinforced PTFE Antenna Grade Laminates	2.97 ± 0.05	2.94	0.0021
	<b>AD350A™</b> Woven Glass Reinforced PTFE Antenna Grade Laminates	3.50 ± 0.05	3.54	0.0033
	<b>AD1000™</b> Woven Glass Reinforced PTFE	10.20* ± 0.35	10.2	0.0023

# Linhas de microfita

## Perdas e Atenuação

Atenuação devido a perdas no dielétrico

$$\alpha_d = \frac{k_0 \cdot \epsilon_r \cdot (\epsilon_{ef} - 1) \cdot \text{tg} \delta}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}} \cdot (\epsilon_r - 1)} \quad \text{Np / m}$$

sendo,

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0} \quad \text{tg} \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

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

# Linhas de microfita

## Perdas e Atenuação

Atenuação devido a perdas nos condutores

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 \cdot W} \text{ (Np/m)} \quad \text{ou} \quad \alpha_c = 8,68 \cdot \frac{R_s}{Z_0 \cdot W} \text{ (dB/m)}$$

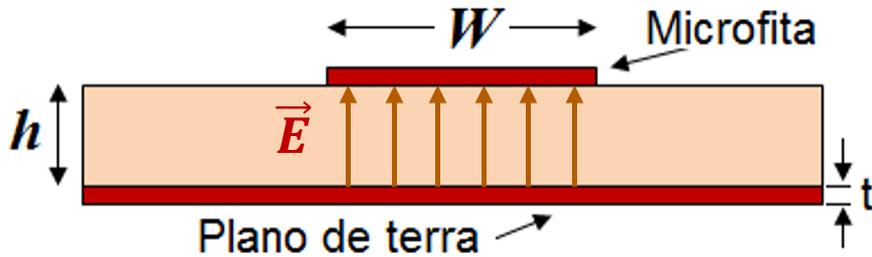
$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}} \quad \Omega / m^2$$

Sendo

$\sigma \rightarrow$  condutividade do metal

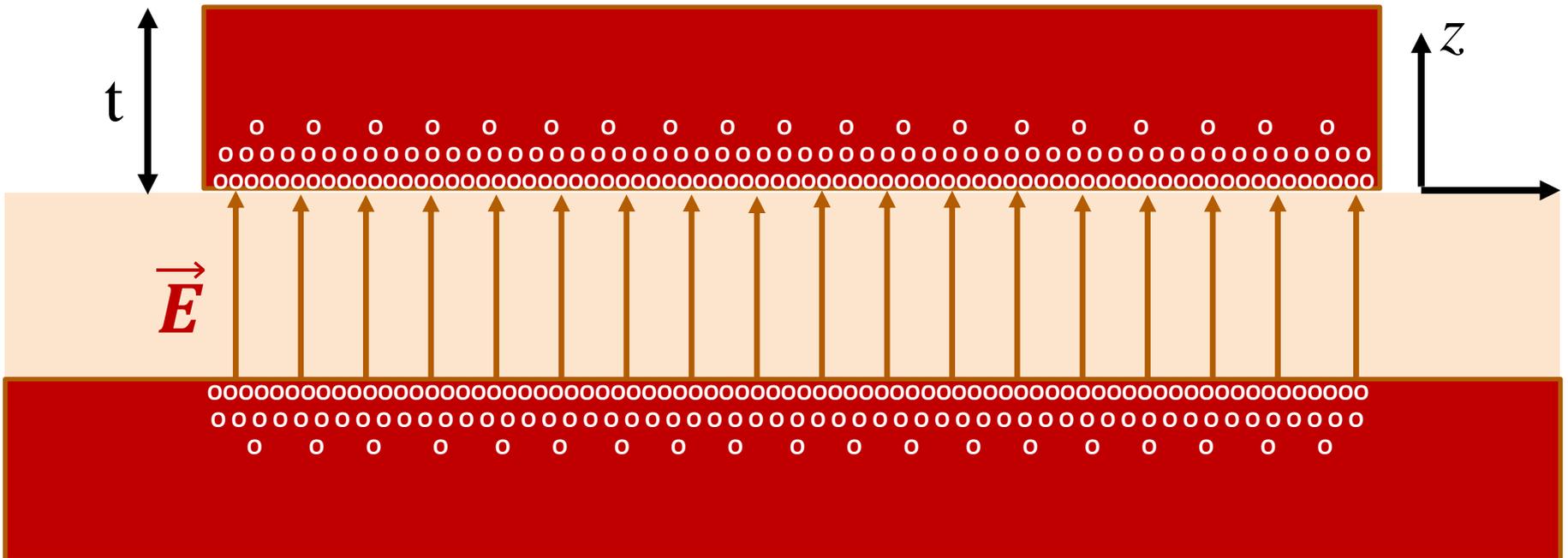
- $R_s$  é função da frequência devido ao efeito pelicular

# Linhas de microfita



## Efeito pelicular

Ampliação das camadas metálicas, com representação de portadores de corrente formando película junto à interface com o substrato



# Linhas de microfita

## Efeito pelicular

- Em bons condutores, em altas frequências
- Campo concentra-se na superfície do condutor
- Amplitude de campo decai exponencialmente ao longo da espessura do condutor ( $z$ )
- O mesmo ocorre com a corrente no condutor

$$E(z) = E_0 \cdot \exp\left(-z/\delta_s\right) \quad \delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}}$$

$\delta_s$  - profundidade de penetração

# Linhas de microfita

## Efeito pelicular

$$E(z) = E_0 \cdot \exp\left(-z/\delta_s\right), \text{ logo}$$

$$\text{Em } z = \delta_s \rightarrow E(\delta_s) = E_0 \cdot e^{-1} = 0,367 \cdot E_0$$

$$\text{Em } z = 5 \cdot \delta_s \rightarrow E(5 \cdot \delta_s) = E_0 \cdot e^{-5} = 0,006 \cdot E_0$$

- Campos E e H desprezíveis para  $z \geq 5 \cdot \delta_s$ 
  - Calcula-se  $\delta$  na frequência mínima de operação
  - usa-se espessura do metal  $t \approx 5 \cdot \delta_s$

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

# Linhas de microfita

Material	Condutividade (S/m)	Profundidade de penetração ( $\mu\text{m}$ ) @ 10 GHz
Alumínio*	3,813E+7	0,84
Cobre*	5,813E+7	0,66
Ouro*	4,098E+7	0,78
Prata*	6,137E+7	0,64

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

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

$$t \approx 5 \cdot \delta_s$$
$$t \approx 5 \mu\text{m}$$

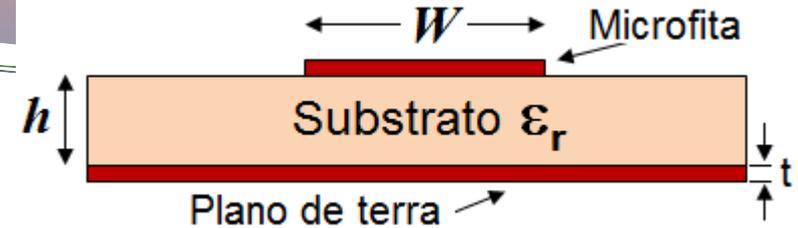
# Linhas de microfita

## Faixa de operação da linha de microfita

- De DC até  $f_{max}$
- Operação da linha de microfita é limitada por:
  - Perdas
  - Dispersão – variação com a frequência
  - Excitação de modos de propagação não-TEM acima de  $f_{max}$ .

$$f_{max} = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r}}, \quad \text{para } W < 2h$$

# Linhas de microfita ( $t/h \ll 1$ )



Constante dielétrica efetiva

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

Impedância característica  
 $W/h \leq 1$

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

Impedância característica  
 $W/h > 1$

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

Frequência máxima de  
operação para  $W < 2h$

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

Atenuação por perdas  
dielétricas

$$\alpha_d = \frac{k_0 \cdot \epsilon_r \cdot (\epsilon_{ef} - 1) \cdot \text{tg} \delta}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}} \cdot (\epsilon_r - 1)} \quad \text{Np} / \text{m} \quad k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}$$

Atenuação por perdas  
condutivas

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 \cdot W} \quad \text{Np} / \text{m} \quad R_s = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}} \quad \Omega / \text{m}^2$$

# Linhas de microfita

## Exercício

- Dado um substrato com  $\epsilon_r = 10$ ,  $h = 0,5$  mm e  $\text{tg}\delta = 0,002$
- Metalizado com cobre,  $\sigma = 5,8 \times 10^7$  S/m
- Sobre o qual foi construída uma linha de microfita com largura  $W = 0,5$  mm
- Calcule para essa linha de microfita
  - A constante dielétrica efetiva
  - A impedância característica
  - O comprimento de onda na estrutura para um sinal de 1 GHz
  - A atenuação por metro devido a perdas condutivas
  - A atenuação por metro devido a perdas dielétricas

# Linhas de microfita

## Atividade prática 2 - LineCalc

- Acesse o programa ADS – Advanced Design System
- Crie ou abra uma janela de esquemático
  - No menu superior dessa janela selecione:  
Tools → LineCalc → Start LineCalc
  - Verifique os campos que compõem a janela do LineCalc
  - Projete a linha de microfita, usando o LineCalc, com:
  - $Z_0 = 50$  Ohms na frequência de 10 GHz
  - Comprimento da linha de microfita: um comprimento de onda ( $360^\circ$ )
  - Substrato: laminado de alta-frequência

$$\epsilon_r = 2,5, \quad h = 0,635 \text{ mm} \text{ e } \text{tg}\delta = 0,002$$

Metalizado com cobre,  $\sigma = 5,8 \times 10^7$  S/m, com espessura de 17 microns

# Circuitos de Micro-ondas

## Circuitos passivos com elementos distribuídos

- Circuitos fabricados usando linhas de transmissão
  - Cabos coaxiais
  - Linhas planares
- Linhas de transmissão planares mais usadas
  - Microfita (microstrip line)
  - Triplaca (stripline)
  - Guia de ondas coplanar (Coplanar wave guide)
- Projeto
  - Equações específicas para cada tipo de circuito
  - Ferramentas de CAD de micro-ondas

# Circuitos de Micro-ondas

## Impedância de referência

- Todos os circuitos **ativos** ou **passivos** são projetados para operar na impedância de referência do sistema
$$Z_0 = 50 \Omega$$
- Sendo “portas” as entradas ou saídas do circuito
  - Os circuitos devem apresentar impedância de  $50 \Omega$  em cada uma de suas portas quando as demais estão terminadas por  $50 \Omega$ .
- Dessa forma pode-se cascatear circuitos, sem alterar seu desempenho.

# Circuitos de Micro-ondas

## Circuitos passivos (e ativos)

- Na prática nem sempre é possível obter impedância de  $50 \Omega$  nos acessos circuitos em toda faixa de frequência.
- Sendo  $Z_i$  a impedância da **porta  $i$** , define-se o coeficiente de reflexão dessa porta como

$$S_{ii} = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad e \quad S_{ii}(dB) = 20 \cdot \log(S_{ii})$$

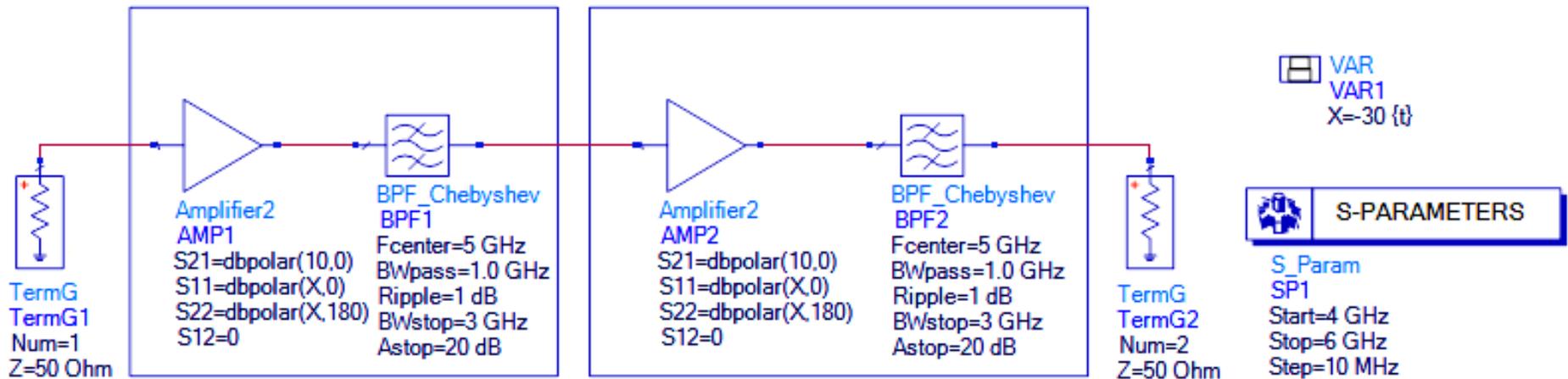
- Critério prático de projeto, obter no protótipo fabricado

$$S_{ii}(dB) \leq -10 \text{ dB}$$

# Circuitos de Micro-ondas

## Exercício no ADS

- Este circuito associa dois amplificadores, representados pela associação de modelos comportamentais de um amplificador (ganho) e um filtro (passa de passagem)
- Varie o valor da variável X de -50 até -5 dB para verificar o efeito de  $S_{11}(\text{dB})=S_{22}(\text{dB})=X$  na curva de *ganho x frequência* do circuito

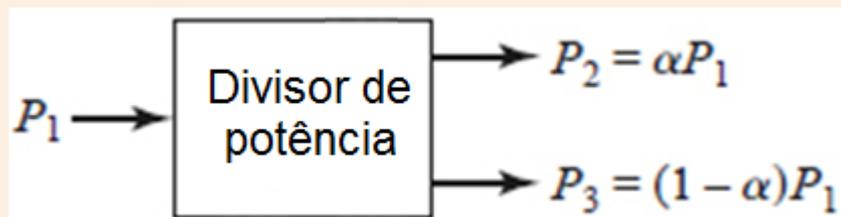


# Divisores e Combinadores de Potência

## Função dos circuitos

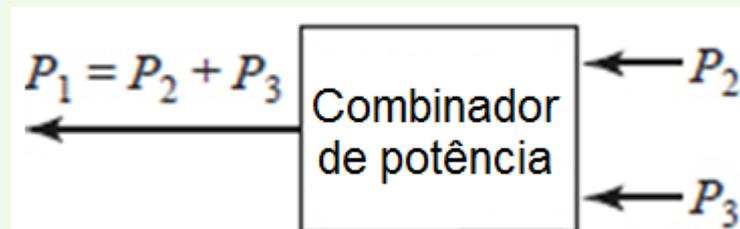
### Divisor de potência

- Divide a potência de entrada
- Entre 2 ou mais saídas
- Em partes iguais ou diferentes



### Combinador de potência

- Combina a potência
- De 2 ou mais entradas
- Entrega na porta de saída

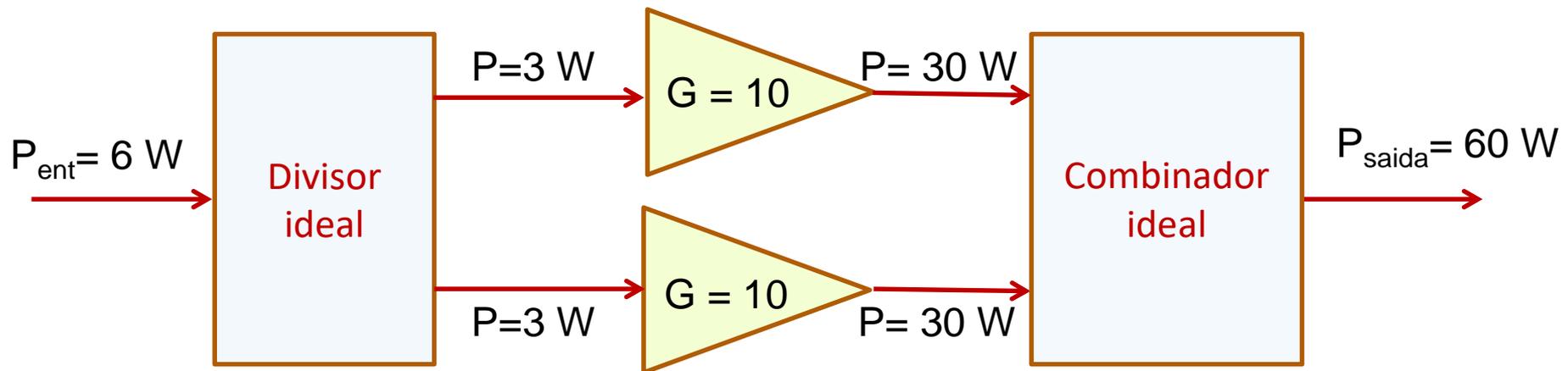


# Divisores e Combinadores de Potência

## Exemplo de aplicação

Amplificador de potência – ganho de potência 10 / potência de saída 60 W

Transistores disponíveis – ganho de potência 10 / potência de saída de 30 W

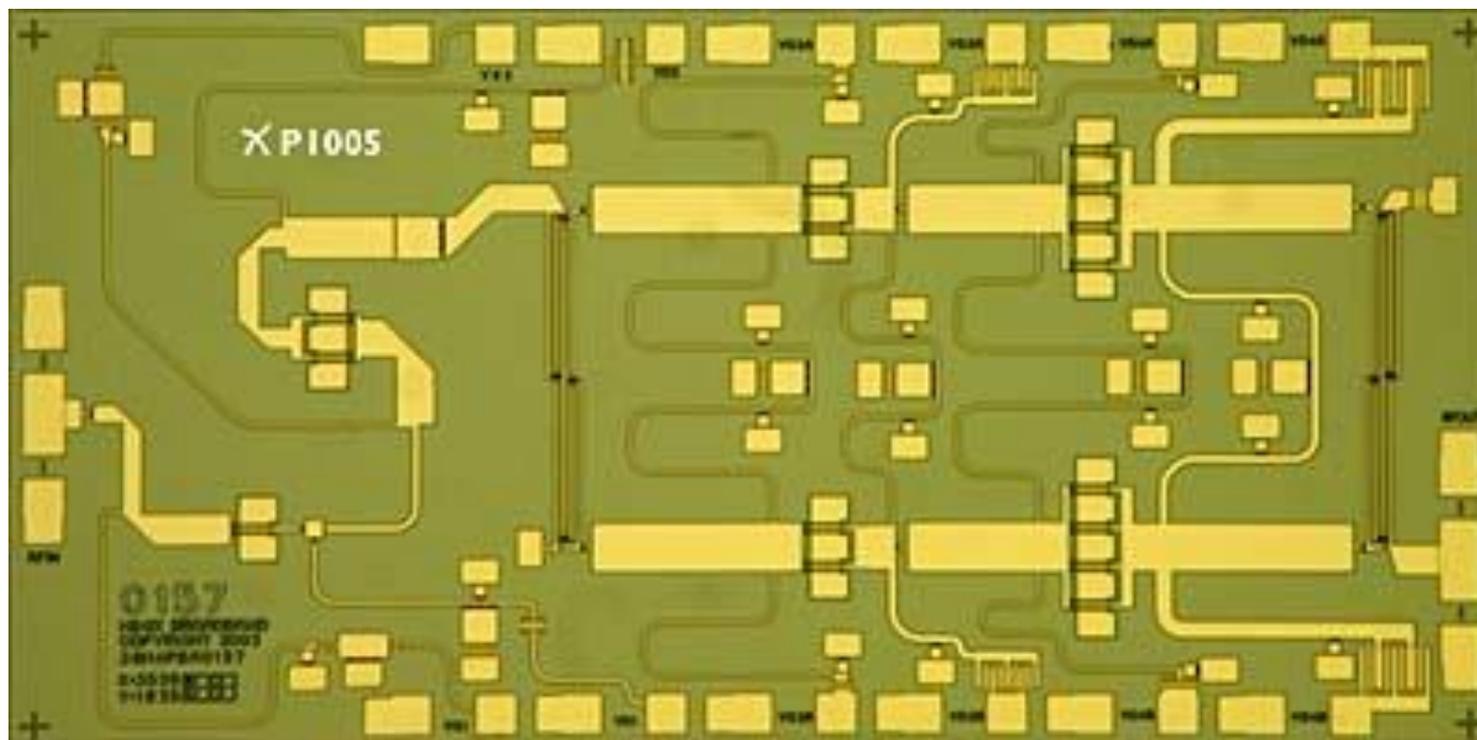


- Amplificador de potência
  - Ganho: o mesmo ganho que cada transistor
  - Potência de saída: soma das potências de saída dos dois transistores

# Divisores e Combinadores de Potência

Exemplo de aplicação

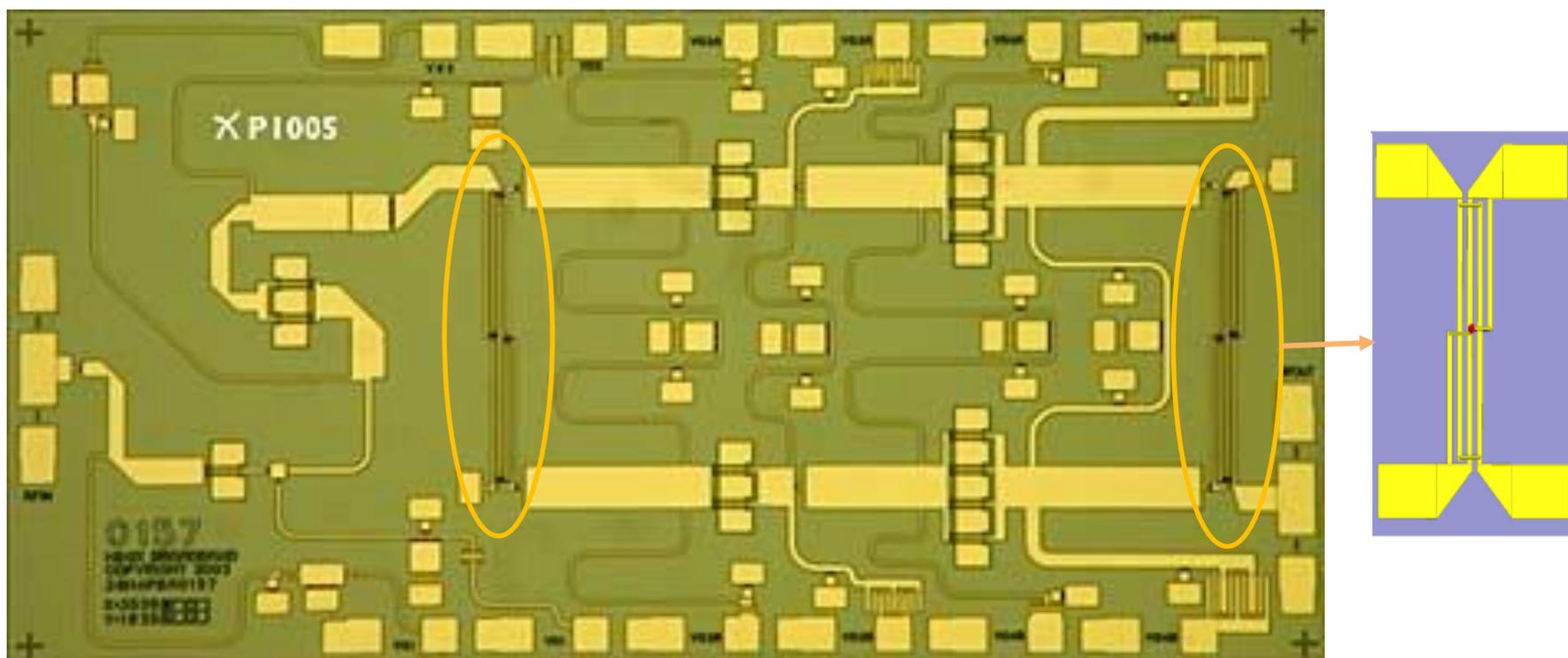
Amplificador de potência usando Acopladores de Lange



# Divisores e Combinadores de Potência

Exemplo de aplicação

Amplificador de potência usando Acopladores de Lange



# Divisores e Combinadores de Potência

- Condições ideais de projeto

- Perdas nulas  $P_1 = P_2 + P_3$

- Divisão de potência entre portas como especificado

$$|S_{21}|^2 = \alpha \quad |S_{31}|^2 = (1 - \alpha)$$

- Impedância de cada porta com as demais terminadas em  $50 \Omega$

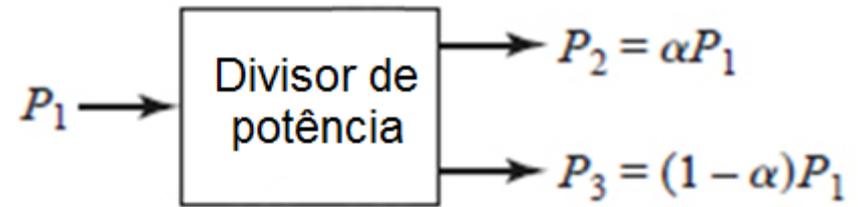
$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = 50 \Omega$$

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

$$S_{11}(\text{dB}), S_{22}(\text{dB}), S_{33}(\text{dB}) \rightarrow -\infty$$

- Boa isolamento entre saídas  $S_{32} = S_{23} = 0$

$$S_{32}(\text{dB}) \text{ e } S_{23}(\text{dB}) \rightarrow -\infty$$



# Divisores e Combinadores de Potência

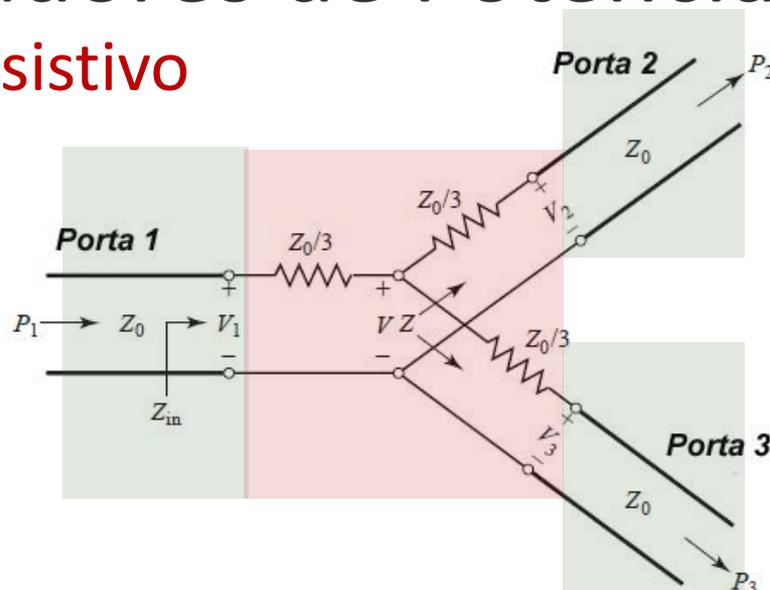
## Divisor Resistivo

- Potência de entrada  $\rightarrow$  porta 1
- Divisão de potência igual entre portas 2 e 3

### Componentes

- Circuito simétrico
- Três resistores com  $R = Z_0/3$
- Permite obter  $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_0$
- Em micro-ondas

$$Z_0 = 50 \Omega \rightarrow R = 16,67 \Omega$$



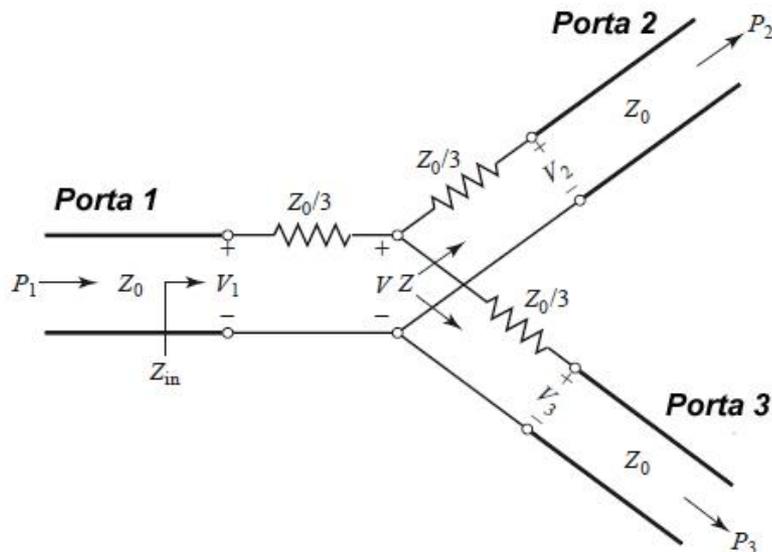
### Acessos do divisor

- Trechos de linha de transmissão com impedância característica de  $50 \Omega$
- Permitem conectar o divisor a outros circuitos ou a conectores

**Deduza qual a impedância de uma das portas do divisor resistivo quando as demais portas estão terminadas por  $50 \Omega$ .**

# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor Resistivo



## Características

- Opera em banda larga de frequência
- Metade da potência de entrada é dissipada nos resistores

$$\text{Potência dissipada} = P_1/2$$

- Potência em cada porta de saída é um quarto da potência de entrada

$$P_2 = P_3 = P_1/4$$

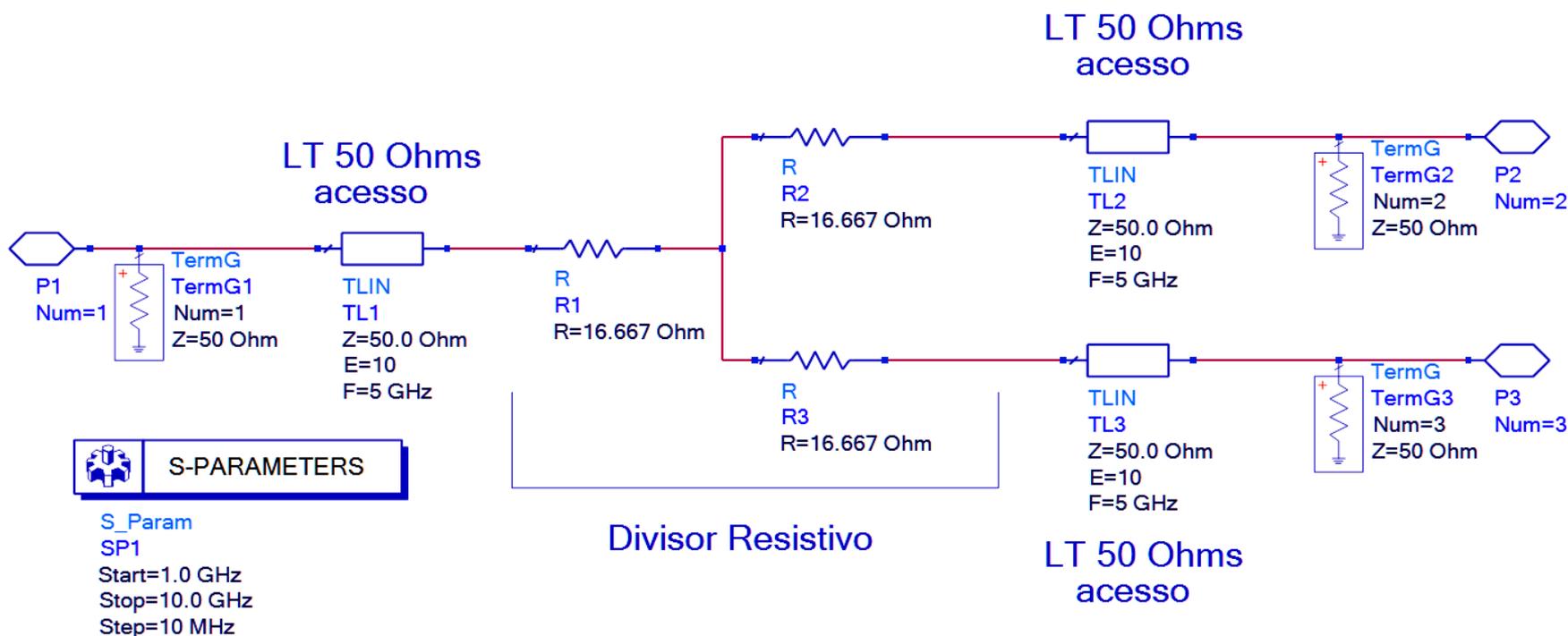
## Exemplos de aplicação

- Sistemas que operam em banda larga de frequência – radioastronomia e UWB
- Acessório usado em arranjos para medidas em frequências de micro-ondas

# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor Resistivo

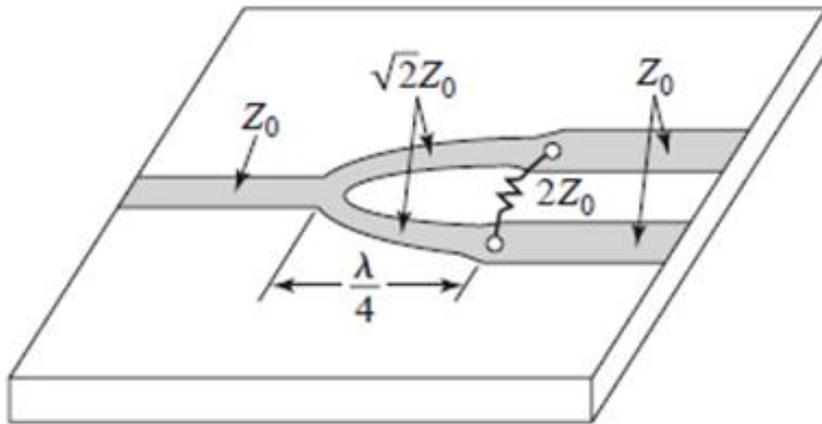
- Circuito esquemático para simulação no ADS, usando linhas de transmissão ideais (TLIN)



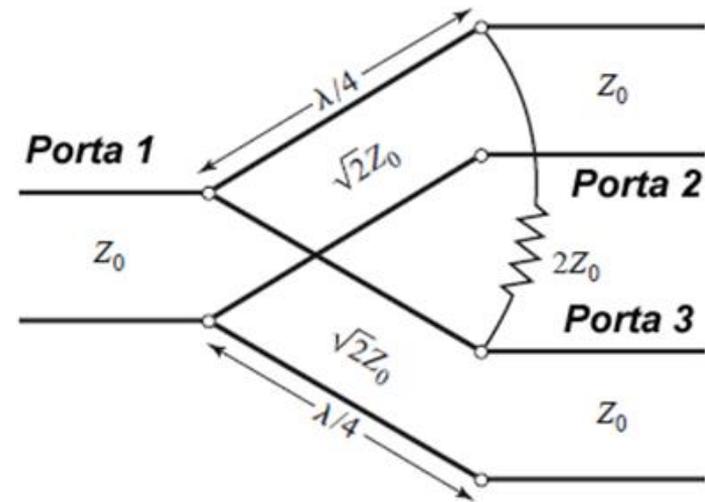
# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor de Wilkinson

- Potência de entrada  $\rightarrow$  porta 1
- Divisão **igual** de potência entre as portas 2 e 3



Divisor de Wilkinson  
em *microstrip line*

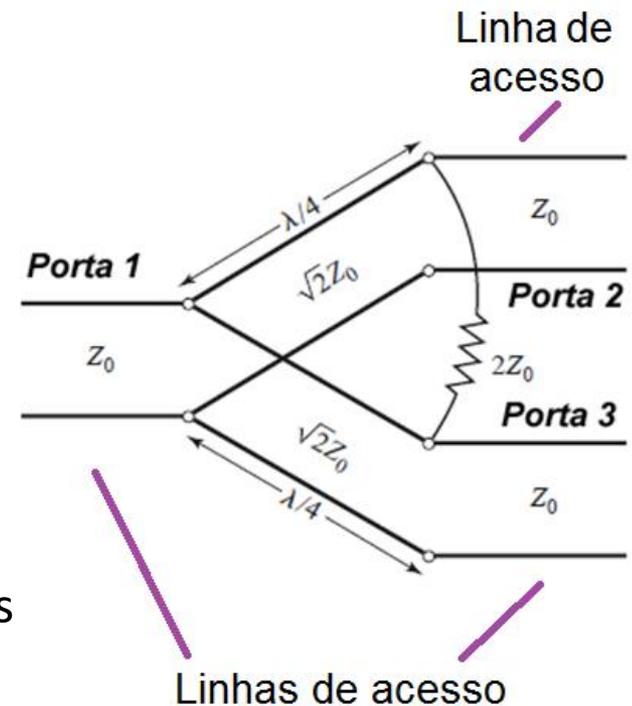


Circuito equivalente em linha  
de transmissão

# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor de Wilkinson

- Circuito assimétrico, com dois braços
  - Linhas de transmissão
    - Impedância característica  $\sqrt{2} \cdot Z_0$
    - Comprimento de  $\lambda/4$  na frequência central de operação
- Resistor com resistência de  $2 \cdot Z_0$ 
  - Conectado entre os braços do divisor
  - Garante casamento de impedância das saídas
  - Provê isolamento entre as saídas
- Acesos do divisor
  - Linhas de transmissão com impedância característica de  $Z_0$



Em micro-ondas  
 $Z_0 = 50 \Omega$

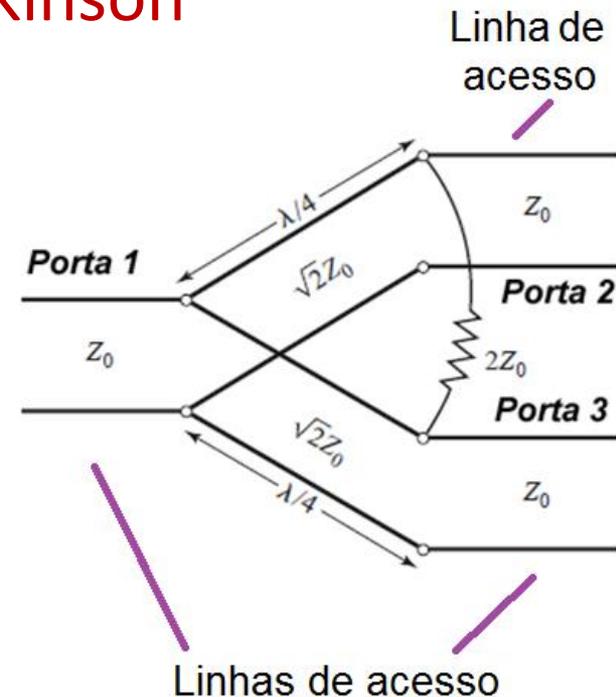
# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor de Wilkinson

### Características

- Opera em banda estreita de frequência
- Baixas perdas
- Perdas do dielétrico e condutor das linhas de transmissão
- Potência em cada porta de saída é aproximadamente metade da potência de entrada

$$P_2 = P_3 = P_1/2$$



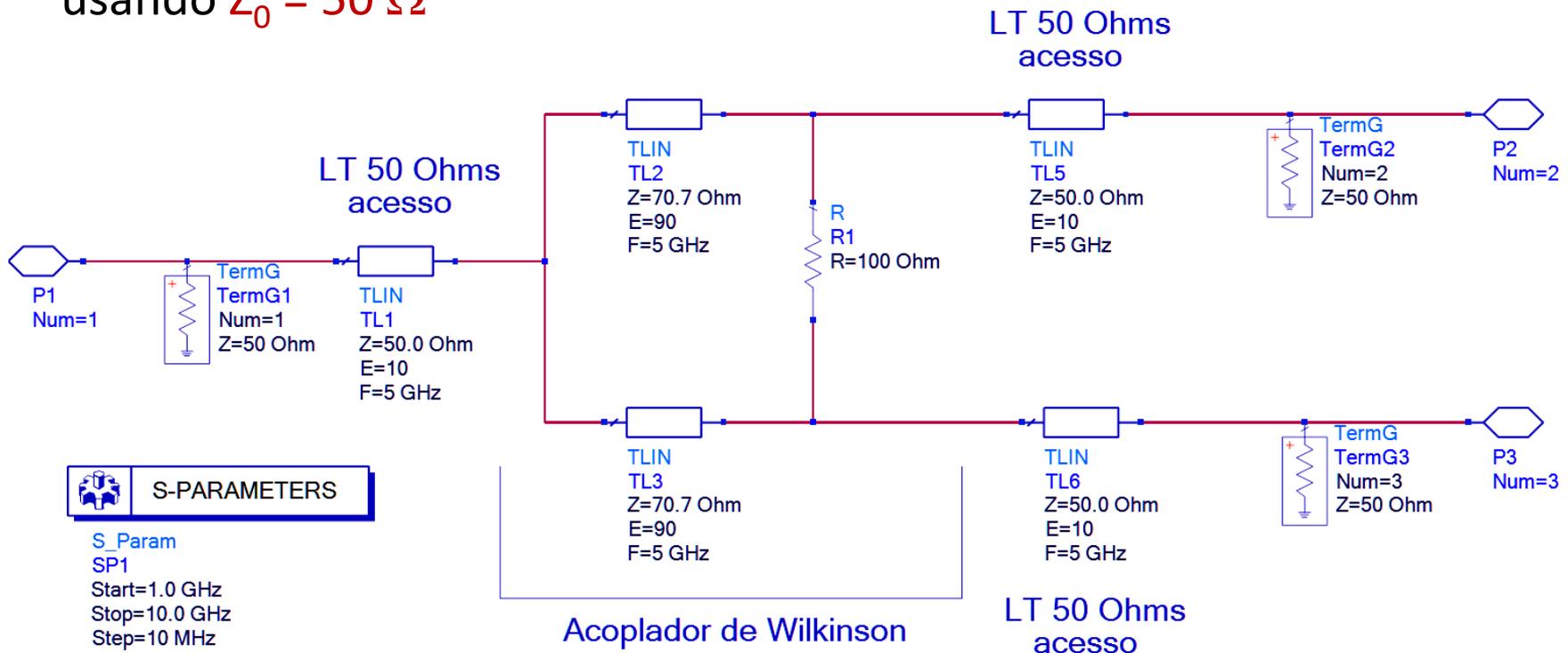
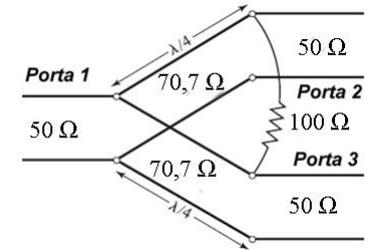
### Exemplos de aplicação

- Sistemas que operam em estreita
- Telecomunicações, WiFi, Bluetooth, etc.

# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor de Wilkinson

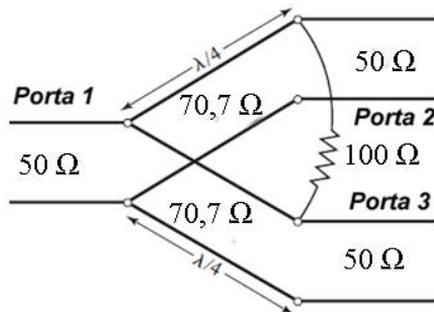
- Circuito esquemático para simulação do acoplador de Wilkinson no ADS, com linhas de transmissão ideais e usando  $Z_0 = 50 \Omega$



# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor de Wilkinson

- Simule o divisor de Wilkinson completo



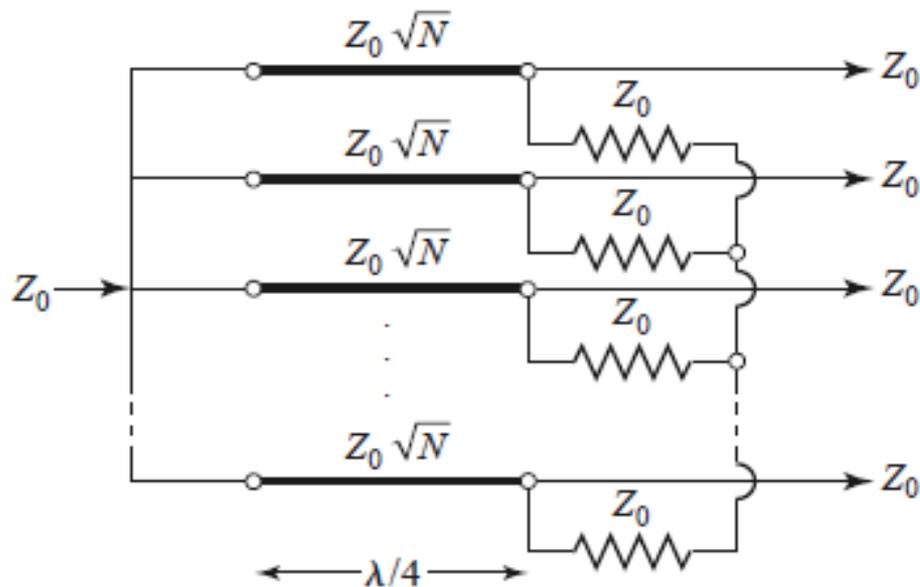
- Trace as curvas:  
 $S_{21}(\text{dB})$  e  $S_{31}(\text{dB})$  x frequência  
 $S_{11}(\text{dB})$ ,  $S_{22}(\text{dB})$  e  $S_{33}(\text{dB})$  x frequência

- Remova o resistor de 100  $\Omega$  do circuito e veja o que ocorre com o desempenho do divisor de potência
- Pesquise na internet fotos de Acopladores de Wilkinson e identifique os elementos que o compõe

# Divisores e Combinadores de Potência

## Divisor de Wilkinson com N saídas

- Potência de entrada  $\rightarrow$  porta 1
- Divisão **igual** de potência entre **N portas**



### Exemplo: Divisão por 3

- Resistores:  $R = Z_0 = 50 \Omega$
- Impedância característica das linhas de transmissão

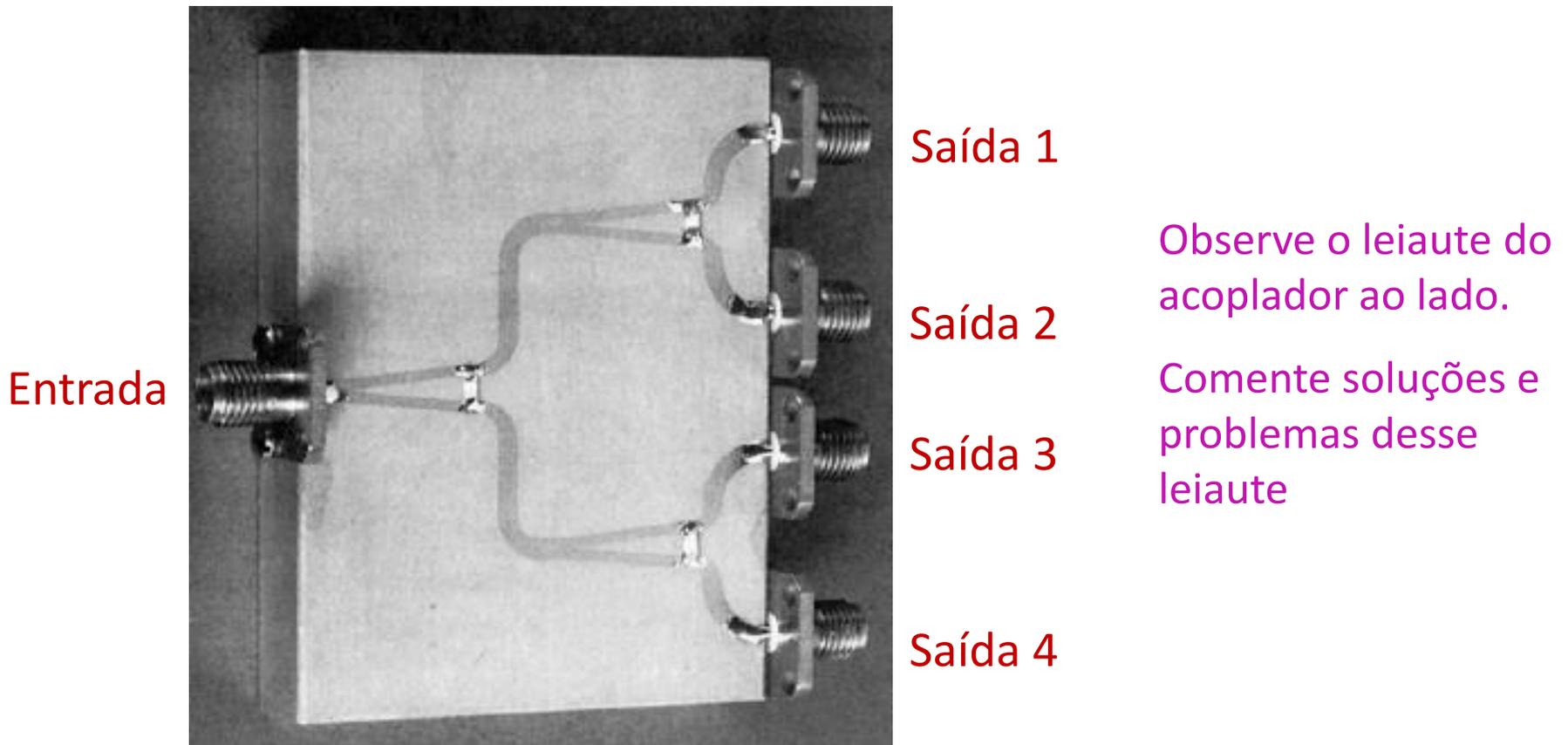
$$Z_0 \sqrt{3} = 50 \sqrt{3} = 86,6 \Omega$$

### Desvantagem

- Dificuldade de leiaute cresce com o número de saídas

# Divisores e Combinadores de Potência

- Divisor de potência com 4 saídas iguais
  - Associação de 3 divisores de Wilkinson de 2 saídas



# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

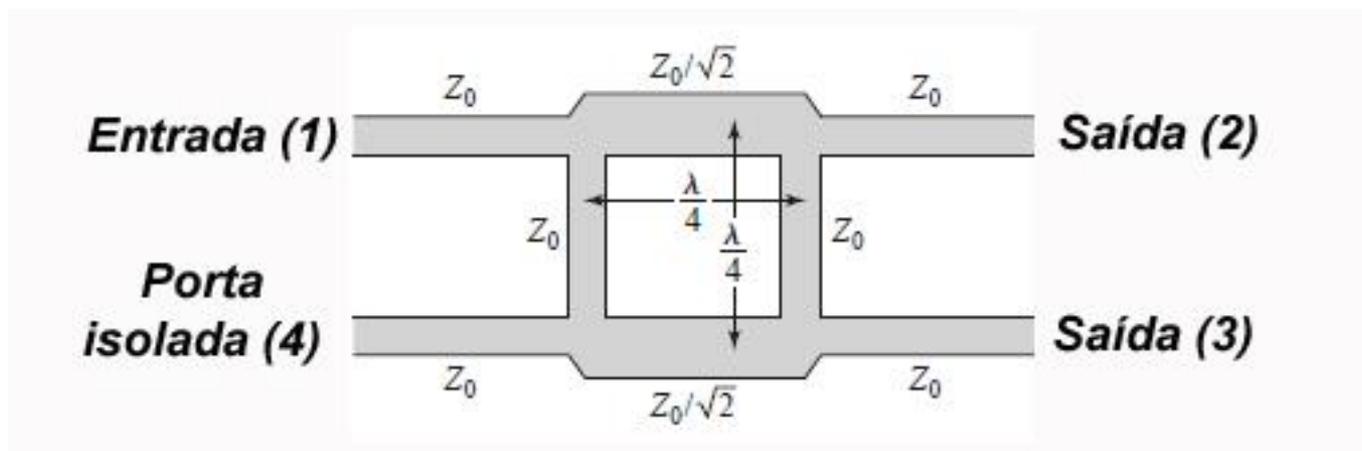
## Tipos de acopladores direcionais

- **Híbridos**
  - Acoplador Híbrido de  $90^\circ$
  - Acoplador Híbrido de  $180^\circ$
- **Linhas acopladas**
  - Acoplador Direcional de Linhas Acopladas
  - Acoplador de Lange
- **Característica em comum**
  - Existe direção preferencial de propagação do sinal de micro-ondas
  - Possuem uma “porta isolada”

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de $90^\circ$

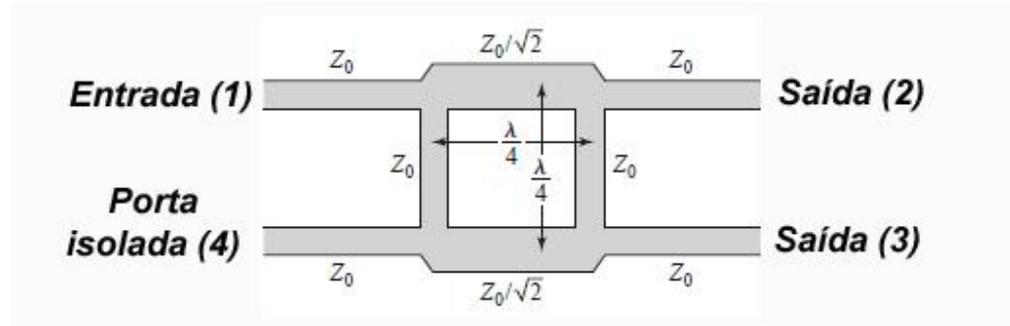
- Acoplador direcional
  - Divide igualmente a potência de entrada entre duas portas de saída
  - Tem uma porta isolada, que não recebe potência da entrada



Híbrido de  $90^\circ$ , ou acoplador de quadratura, ou *branch-line coupler*

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de 90°



Considerando as quatro portas terminadas por  $Z_0$

- A potência de entrada é igualmente dividida entre as saídas (2) e (3)
- Sinais de saídas defasados de 90°
- A porta isolada (4) não recebe potência

$$P_2 = P_3 = P_1 / 2 \quad \text{e} \quad P_4 = 0$$

Considerando as portas de saída (2) e (3) terminadas por  $Z_1 \neq Z_0$

- A potência refletida nas saídas (2) e (3) vai para a porta isolada
- A porta de entrada não é afetada por essa reflexão

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de 90°

### Características

- Operação em banda estreita\*
- Bom casamento de impedância nos 4 acessos
- Alta isolação
  - Entre a porta de entrada e a porta isolada
  - Entre as portas de saída

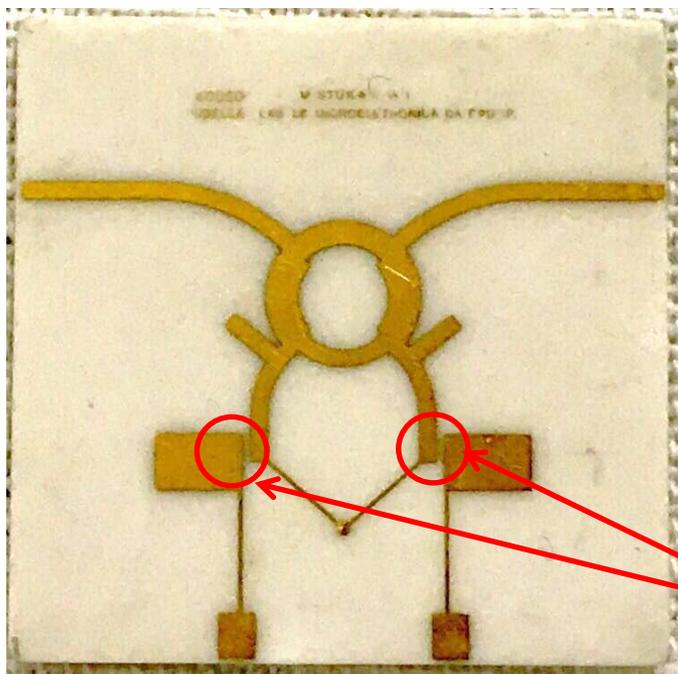
### Exemplos de aplicação

- Amplificadores de potência
- Conversores de frequência balanceados
- Redes de alimentação

---

\*Acopladores híbridos multi-seção permitem obter alargamento da banda de operação

# Circuitos usando Híbridos de 90°



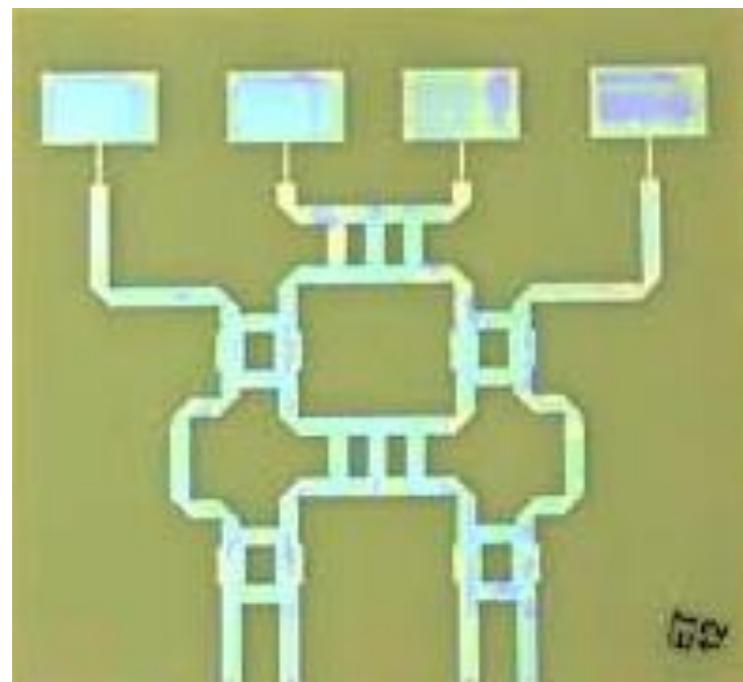
Entrada de RF

Entrada de OL

Posição dos diodos

Saídas balanceadas de FI

**Conversor de frequência balanceado**

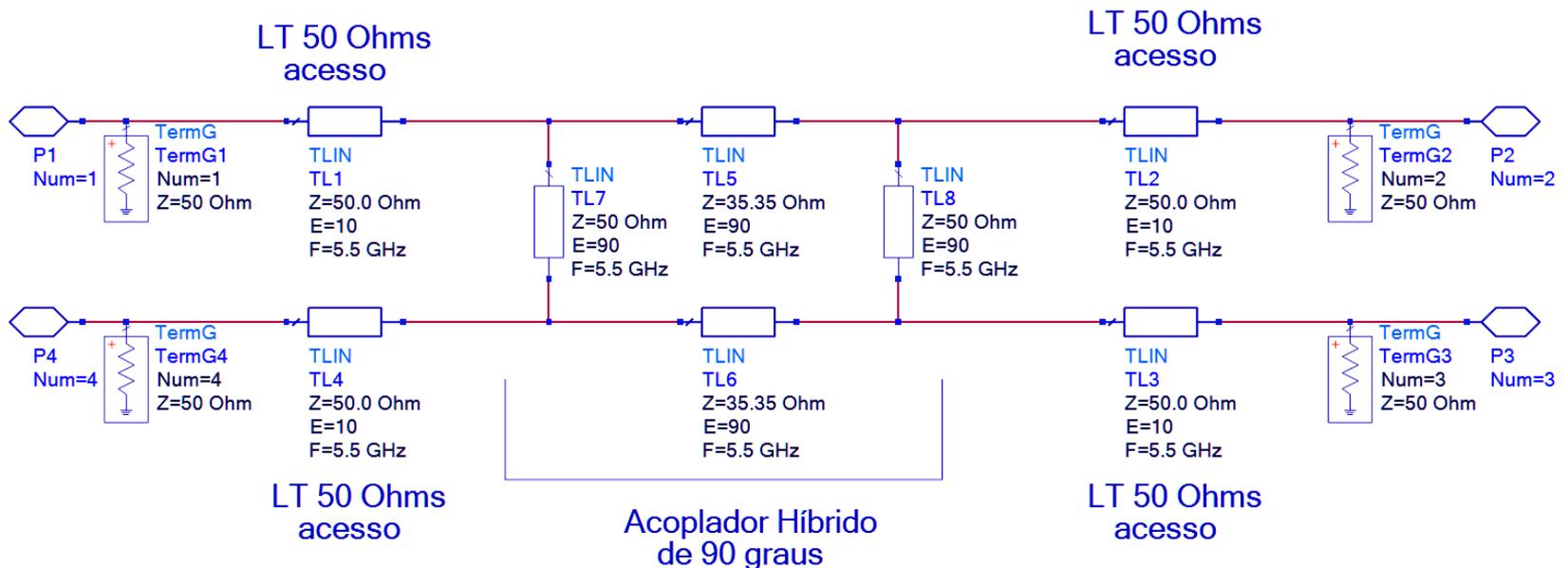


**Antena Butler**

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de 90°

- Circuito esquemático para simulação do acoplador Híbrido de 90° no ADS, frequência central de 5.5 GHz, com linhas de transmissão ideais. usando  $Z_0 = 50 \Omega$



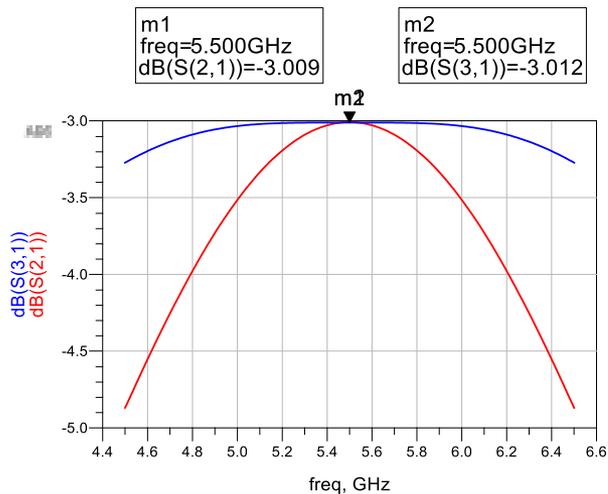
 S-PARAMETERS

S\_Param  
SP1  
Start=4.5 GHz  
Stop=6.5 GHz  
Step=10 MHz

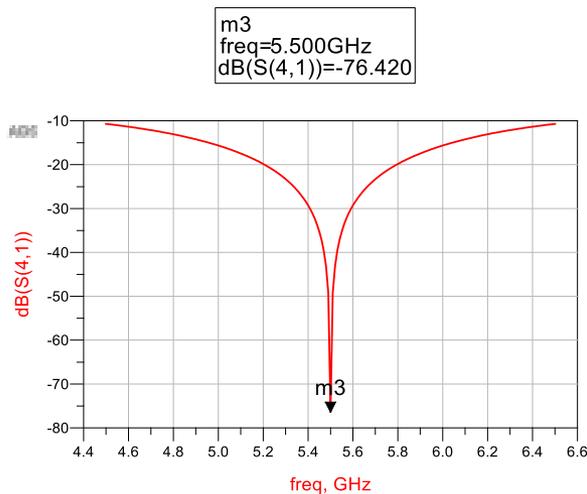
# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de 90°

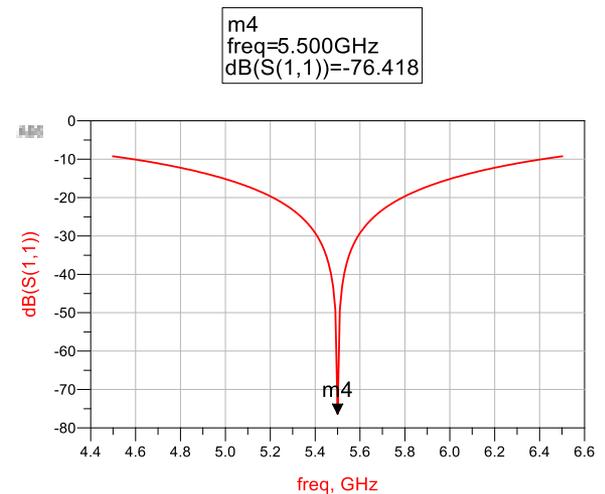
- Resultados da simulação do acoplador Híbrido de 90° de 5.5 GHz, com linhas de transmissão ideais



Transmissão da entrada para as saídas



Transmissão da entrada para a porta isolada

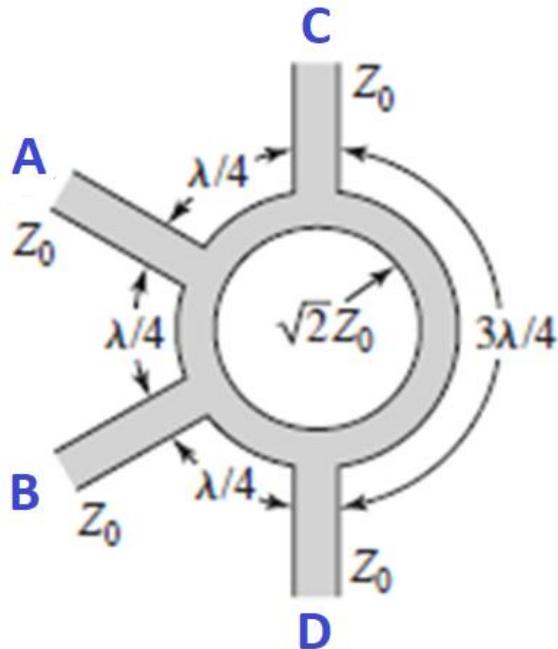


Retorno do sinal nas portas

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de 180°

- Acopladores direcionais
  - Dividem igualmente a potência de entrada entre duas portas de saída
  - Tem uma porta isolada, que não recebe potência da entrada



### Operação - depende da porta de entrada

- Entrada: porta **A**
- Saídas: portas **B** e **C**, em fase
- Porta **D**: isolada
- Entrada: porta **D**
- Saídas: portas **B** e **C**, defasadas de 180°
- Porta **A**: isolada

**Denominações:** Híbrido de 180° Acoplador em anel *Rat-race coupler*

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador Híbrido de 180°

### Anel

- 4 trechos de linhas de transmissão
- Impedância característica

$$Z_{anel} = \sqrt{2} \cdot Z_0 = 70,7 \Omega$$

- Comprimentos elétricos

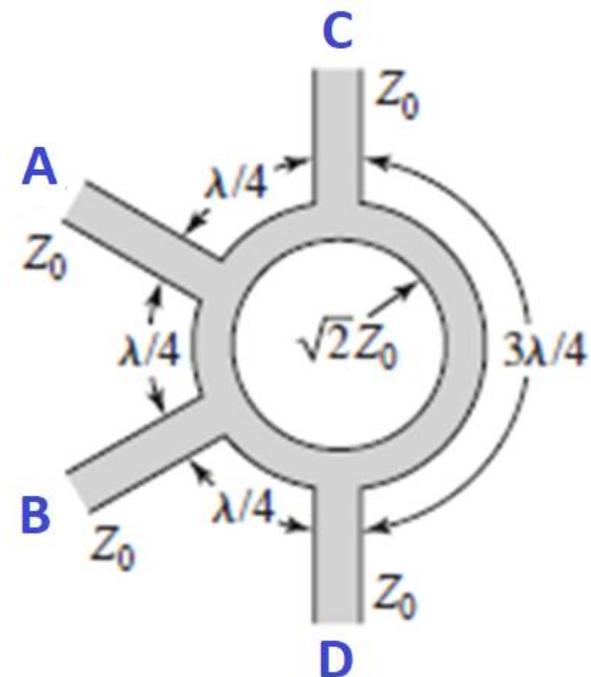
$$\lambda/4, \lambda/4, \lambda/4 \text{ e } 3\lambda/4$$

### Acessos

- 4 trechos de linhas de transmissão
- Impedância característica

$$Z_{acessos} = Z_0 = 50 \Omega$$

- Comprimento – o que for requerido para conectar o acoplador aos demais circuitos

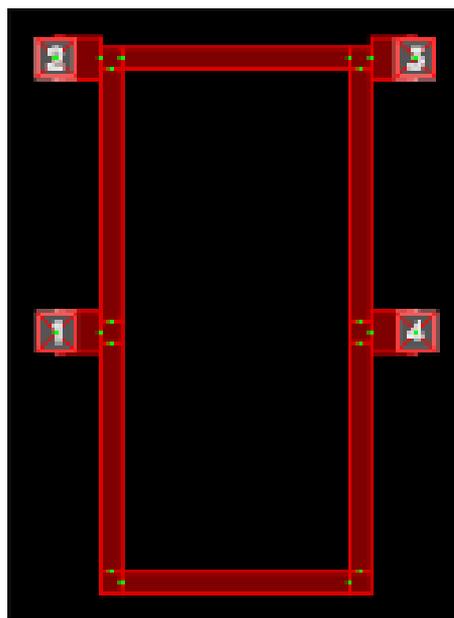
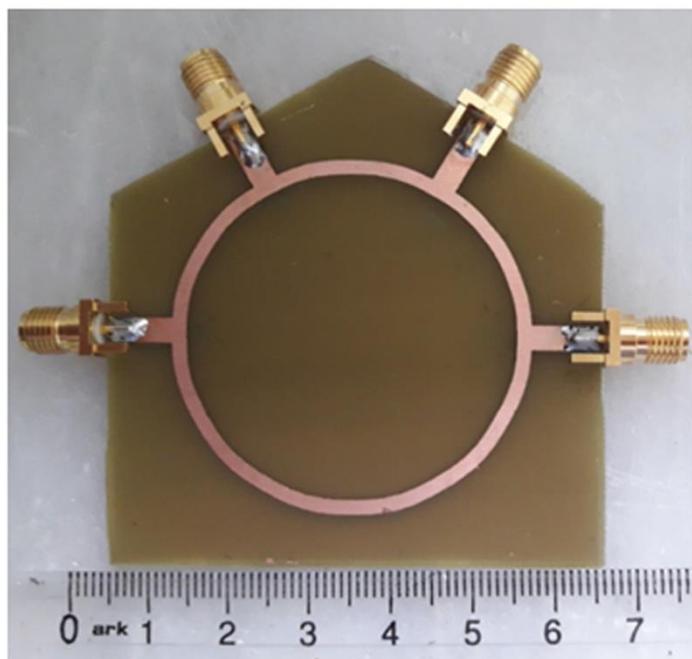


# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

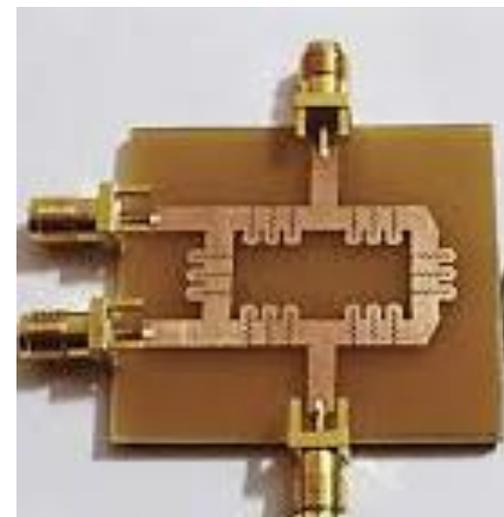
## Acoplador Híbrido de 180°

### Leiaute tradicional

<https://onlinelibrary-wiley.ez67.periodicos.capes.gov.br/doi/full/10.1002/mmce.21621>



### Leiaute retangular



### Leiaute compactado

<https://www.tandfonline.com/doi/pdf/10.1080/02726343.2018.1446712>

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Exercício – Projeto de Acopladores híbridos de 90° e de 180°

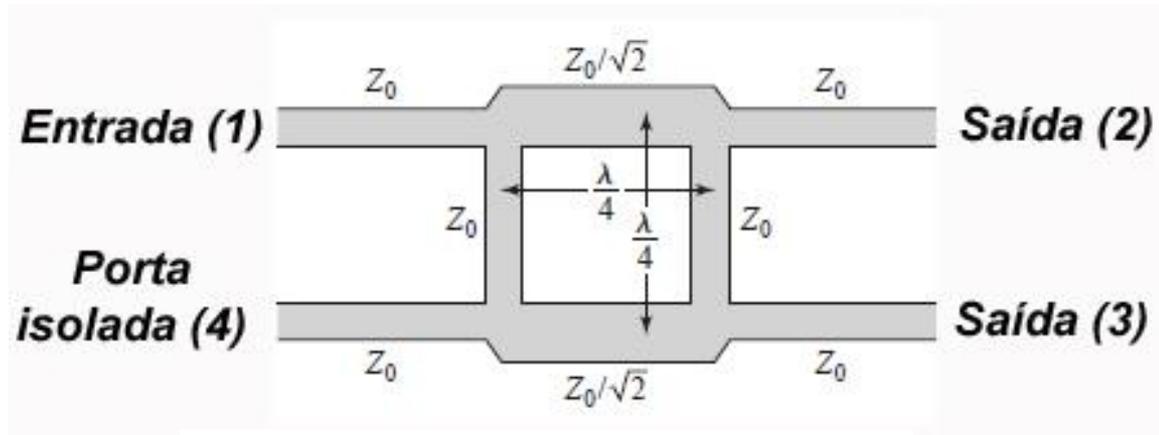
- Frequência central: 5.5 GHz
- Tecnologia: linha de microfita  
(*microstrip line*)
- Substrato - Alumina
  - Er = 10
  - tg(delta)=0.0002
  - H = 0.635 mm
- Metalização do substrato - Ouro
  - Sigma = 4.1E+07 S/m
  - T = 5 microns
- Projete os dois acopladores
- Gere o circuito esquemático dos acopladores
- Simule os parâmetros S
- Trace as curvas de cada acoplador
  - $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  e  $S_{44}$  em dB
  - $S_{21}$ ,  $S_{31}$  e  $S_{41}$  em dB
  - em função da frequência

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

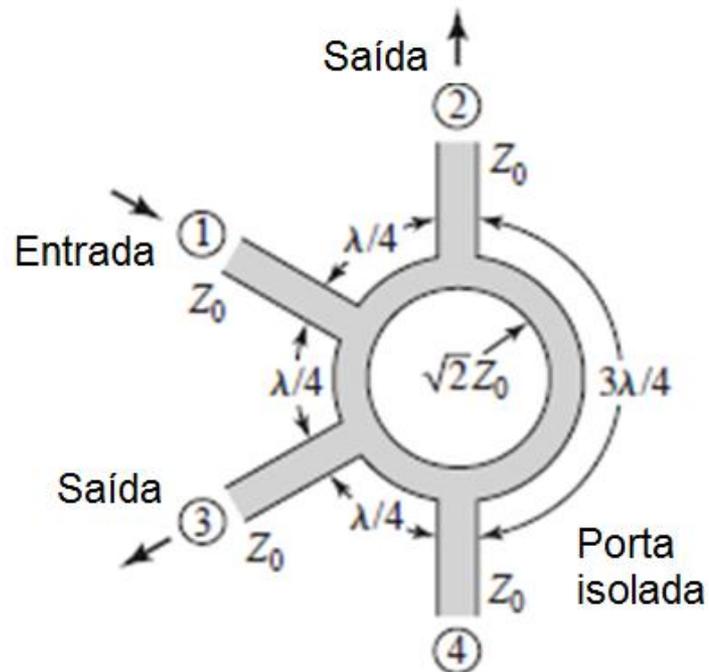
## Exercício – Projeto de Acopladores híbridos de 90° e de 180°

- Inclua no esquemático elementos que representem as junções entre as linhas de transmissão de microfita dos acopladores (MTEE – microstrip “T”)
- Simule os acopladores e observe o efeito das junções na resposta dos acopladores
- Ajuste os acopladores usando o recurso “Tuning” – altere o comprimento das linhas de transmissão de modo a otimizar o desempenho dos acopladores
- Trace as curvas de  $S_{21}$  e  $S_{31}$  em dB dos dois acopladores no mesmo gráfico e compare suas bandas de operação.
- Faça o leiaute dos dois acopladores
- Realize a simulação eletromagnética dos acopladores usando o simulador Momentum do ADS.

Acoplador Híbrido de  $90^\circ$



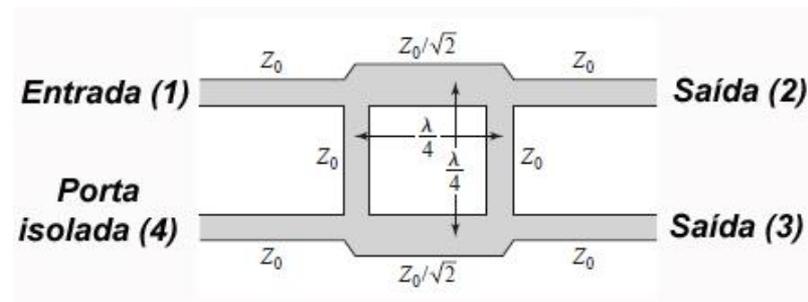
Acoplador Híbrido de  $180^\circ$



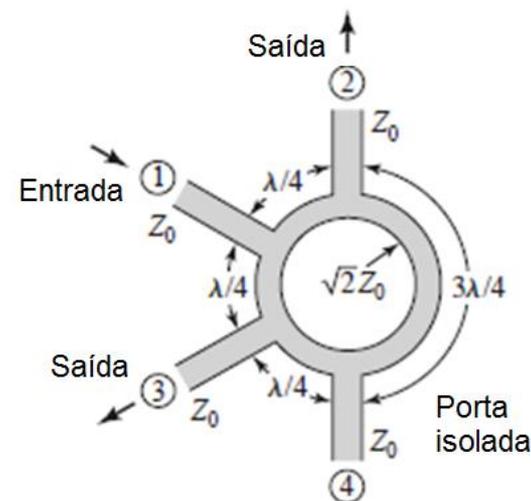
# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acopladores Híbridos de $90^\circ$ e de $180^\circ$

- Na frequência de projeto
  - Acoplam sinais micro-ondas de forma direcional
    - Portas de saída de sinal
    - Porta isolada
- Em DC
  - Todas as portas estão interconectadas
  - Devido à continuidade das trilhas metálicas



Acoplador Híbrido de  $90^\circ$

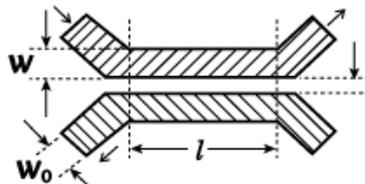


Acoplador Híbrido de  $180^\circ$

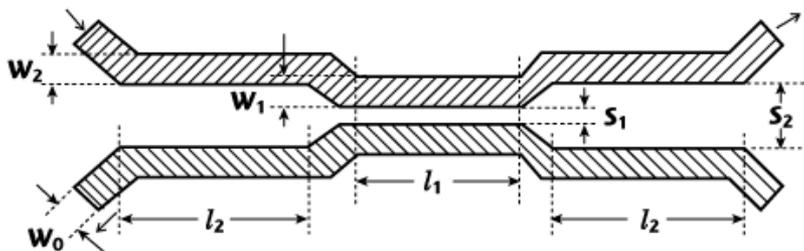
# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acopladores Empregando Linhas Acopladas

- Acoplador Direcional de Linhas Acopladas

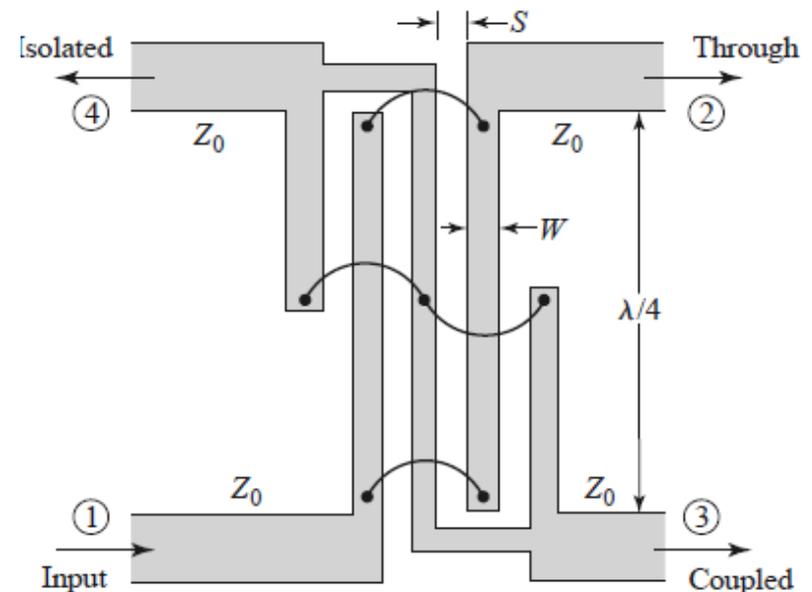


Acoplador de uma seção acoplada em linha de microfita



Acoplador multi-seção em linha de microfita

- Acoplador de Lange



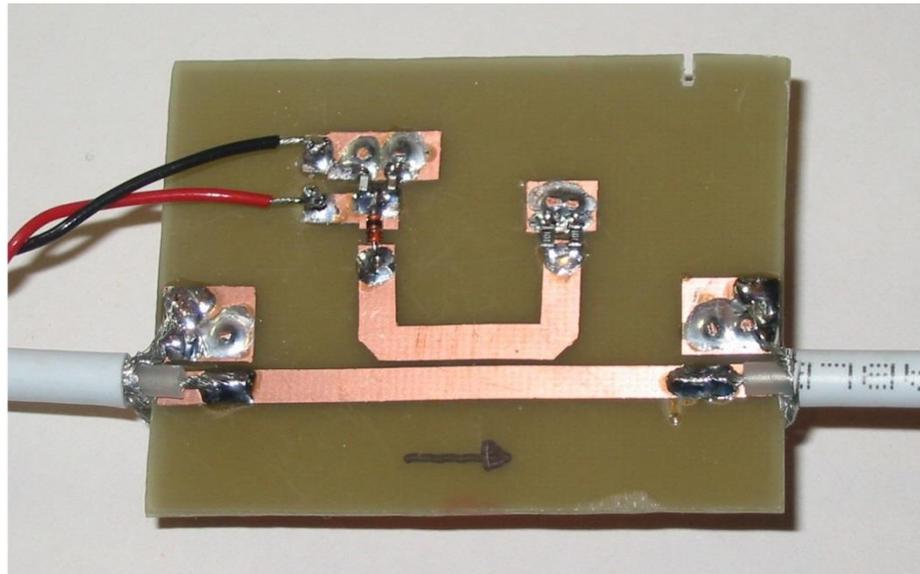
**Elemento básico** → Linhas de transmissão acopladas

# Linhas de transmissão acopladas

- **Linhas de transmissão (LTs) acopladas**
  - Duas ou mais linhas de transmissão não-blindadas
  - Bem próximas entre si, tal que
    - Há interação entre campos EM das LTs
    - Há acoplamento de potência entre as LTs
- **Tipos de linhas acopladas em tecnologias planar**
  - Triplaca (*Stripline*)
  - Microfita (*Microstrip line*)
  - Linha de fenda (*Slotline*)
  - Guia de ondas coplanar (*coplanar waveguide*)

# Linhas de transmissão acopladas

Exemplo de aplicação – acopladores direcionais em linha de microfita



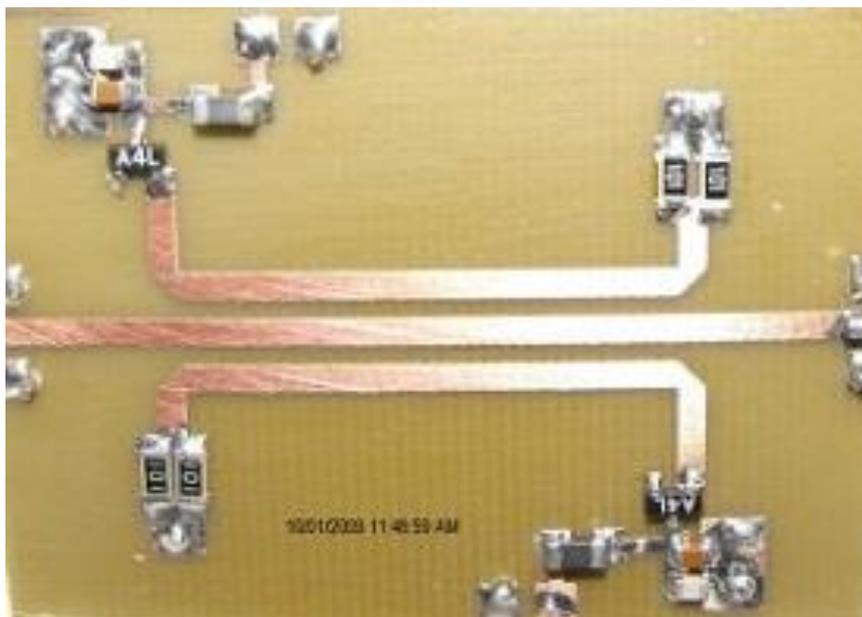
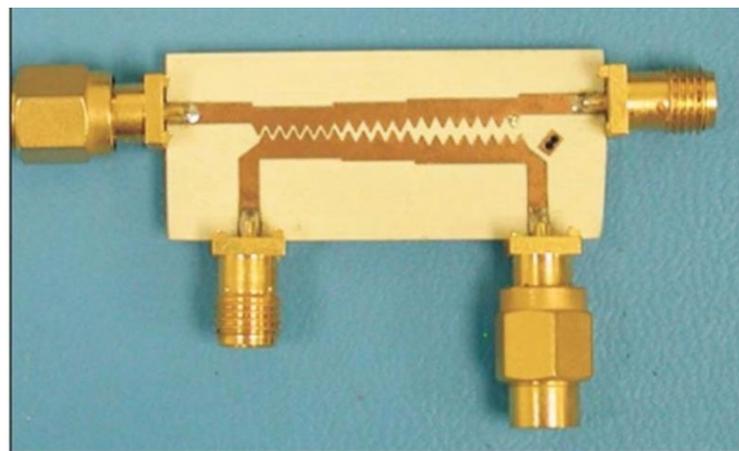
## Acoplador com retificador se sinais

- Uma amostra de sinal é alimentada ao retificador a diodo
- A saída do retificador é uma tensão contínua, proporcional à potência que passa pela linha direta

# Linhas de transmissão acopladas

Exemplos de aplicação – acopladores direcionais em linha de microfita

Acoplador banda larga e alta diretividade

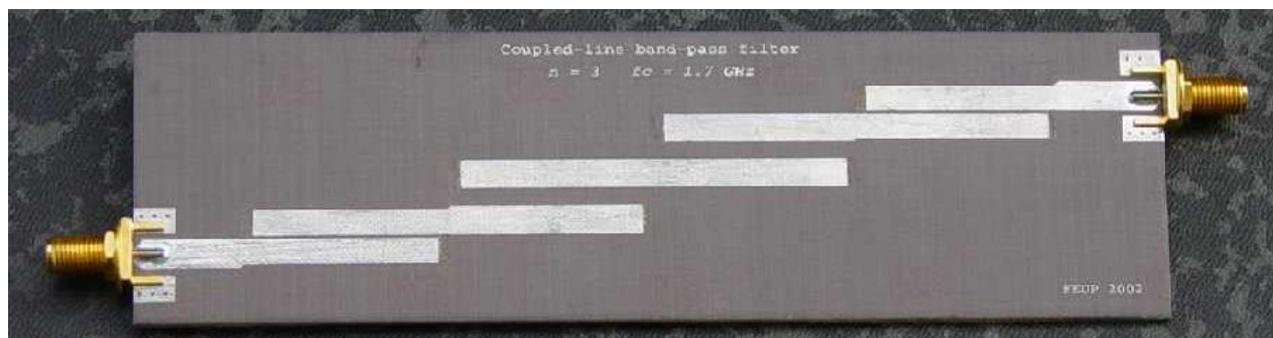
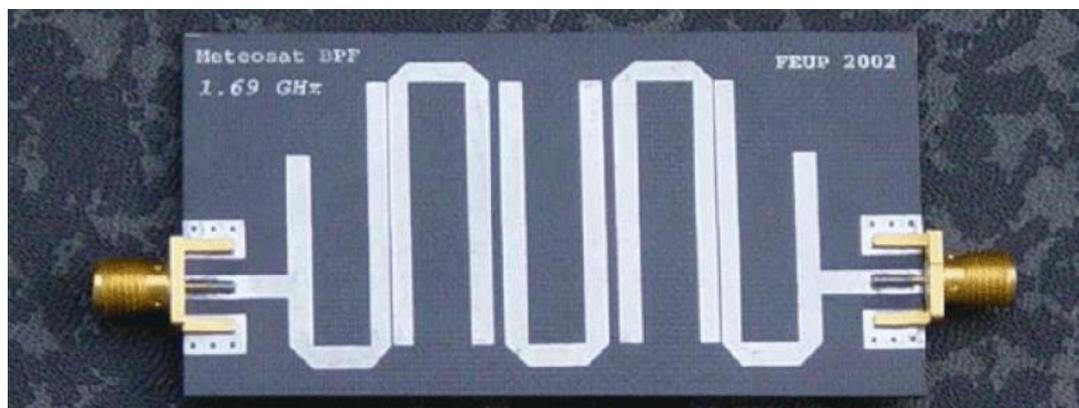


Acoplador duplo com retificador de sinais

- Amostra sinais incidente e refletido na linha de microfita central
- Retifica ambas as amostras

# Linhas de transmissão acopladas

Exemplos de aplicação - filtros passa-faixa de micro-ondas usando linhas de microfita acopladas



# Linhas de transmissão acopladas

- Seção transversal de linha de microfita acoplada simétrica



## Parâmetros físicos da estrutura

- Características do substrato
  - Altura do substrato -  $d$
  - Constante dielétrica -  $\epsilon_r$
- Características das microfitas
  - Largura -  $W$
  - Espaçamento -  $S$

## Parâmetros elétricos da linha acoplada

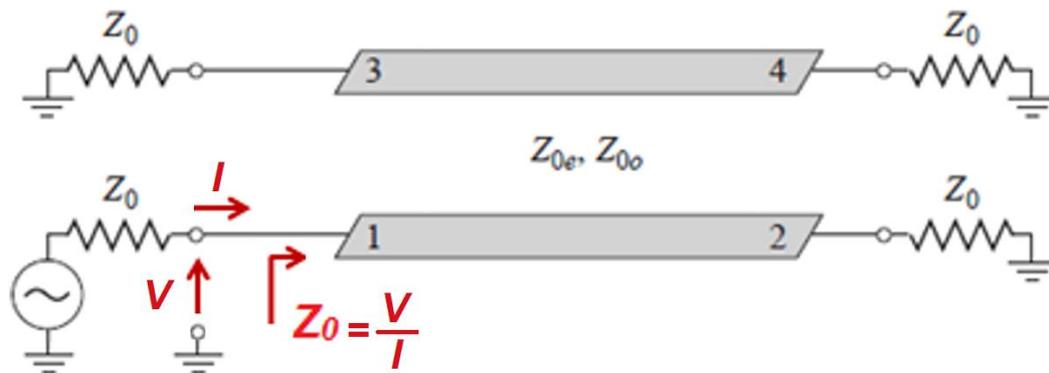
- Impedância característica  $Z_0$
  - Acoplamento -  $C$
- ➔**
- Funções de  $S$ ,  $W$ ,  $d$  e  $\epsilon_r$

# Linhas de transmissão acopladas

## Análise de linhas acopladas

$Z_0$  - Impedância característica de linhas acopladas

- A impedância característica da linha acoplada é  $Z_0$ , tal que
  - Terminando-se 3 portas da linha acoplada por  $Z_0$
  - A quarta porta apresenta impedância  $Z_0$



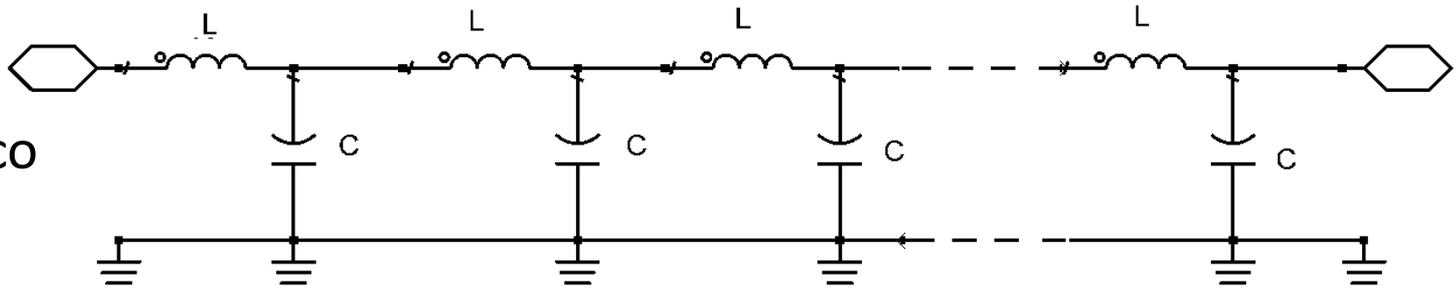
- Alimentando-se essa porta por um gerador com impedância interna  $Z_0$
- Não há reflexão de sinal para o gerador

# Linhas de transmissão acopladas

## Relembrando

- Linha de transmissão simples infinita sem perdas (não acoplada)

Modelo de  
circuito elétrico  
equivalente



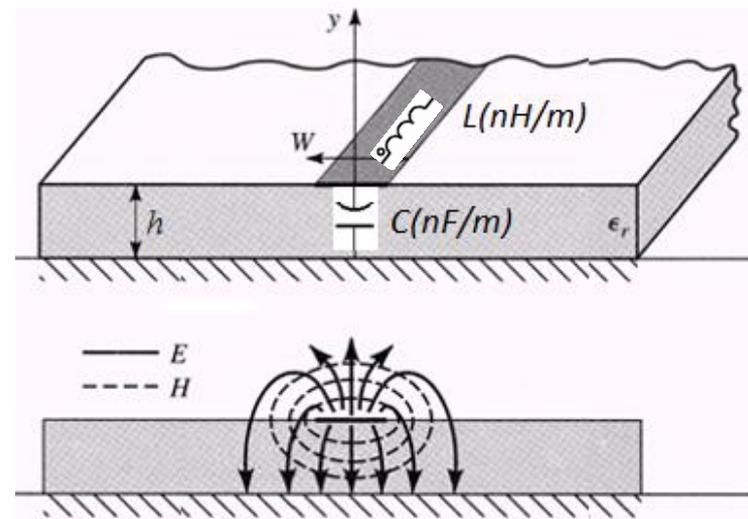
Sendo

C: capacitância por unidade de comprimento

L: indutância por unidade de comprimento

Impedância característica  
da linha de transmissão

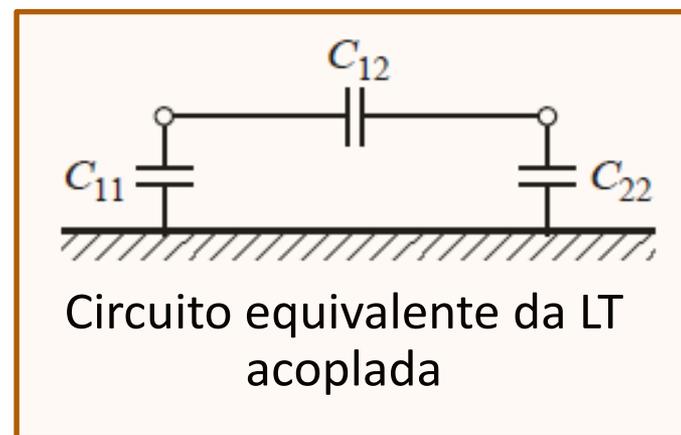
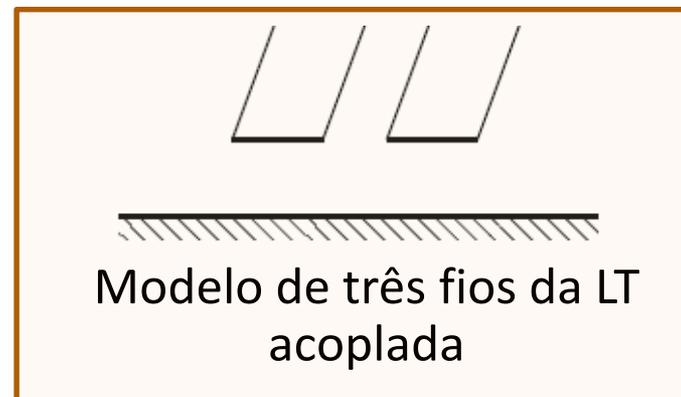
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$



# Linhas de transmissão acopladas

## Análise de linhas acopladas

- Linhas acopladas simétricas
  - Microfitas acopladas de mesma largura
  - Modelo de 3 fios
  - Circuito equivalente capacitivo
- Assumindo propagação no modo TEM
  - Características elétricas depende das capacitâncias
    - $C_{11}$  e  $C_{22}$  capacitâncias entre uma tira condutora e o plano de terra
    - $C_{12}$  capacitância entre as tiras condutoras



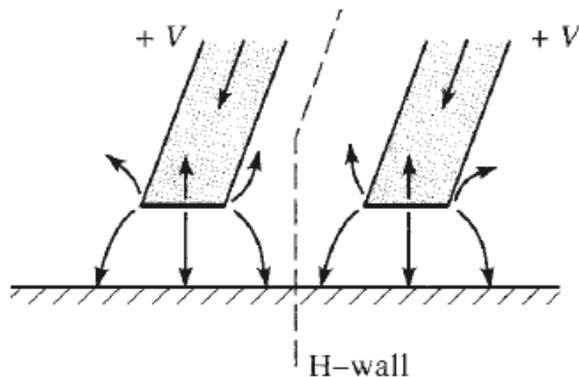
$C_{11}$ ,  $C_{22}$  e  $C_{12}$ : capacitâncias por unidade de comprimento

# Linhas de transmissão acopladas

## Análise de linhas acopladas

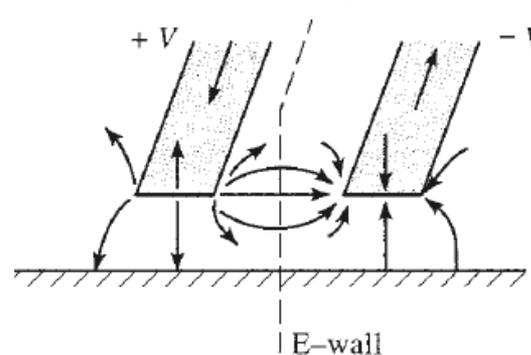
### Modo par

$Z_{0e}$  - Impedância característica de modo par



### Modo ímpar

$Z_{0o}$  - Impedância característica de modo ímpar



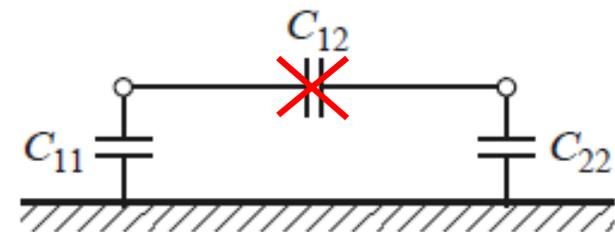
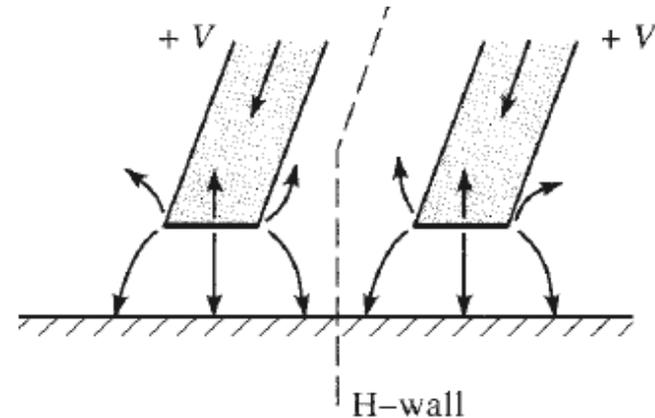
- Impedâncias características  $Z_{0e}$  e  $Z_{0o}$  são funções de
  - $C_{11}$ ,  $C_{22}$  e  $C_{12}$  - capacitâncias por unidade de comprimento
  - $L$  - indutância por unidade de comprimento

# Linhas de transmissão acopladas

## Linhas acopladas simétricas no modo par

- Nas duas microfitas acopladas
  - Tensão e corrente com mesmo módulo e fase
  - Não há linhas de campo elétrico interligando as microfitas
- Circuito equivalente
  - Capacitâncias por unidade de comprimento (pF/m)  
 $C_{11} = C_{22} = C_{\text{par}}$  e  $C_{12} = 0$
  - Indutância por unidade de comprimento (nH/m)

$L$



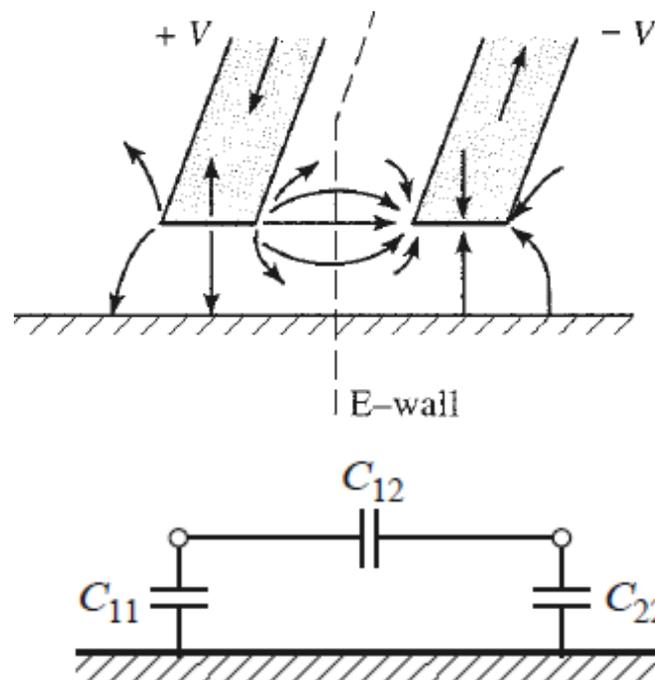
Circuito equivalente da LT acoplada – modo par

# Linhas de transmissão acopladas

## Linhas acopladas simétricas no modo impar

- Nas duas microfitas acopladas
  - Tensão e corrente com mesmo módulo e fases opostas
  - Há linhas de campo elétrico interligando as microfitas
- Circuito equivalente
  - Capacitâncias por unidade de comprimento (pF/m)  
 $C_{11} = C_{22} = C_{\text{impar}}$  e  $C_{12} \neq 0$
  - Indutância por unidade de comprimento (nH/m)

$L$



Circuito equivalente da LT acoplada – modo par

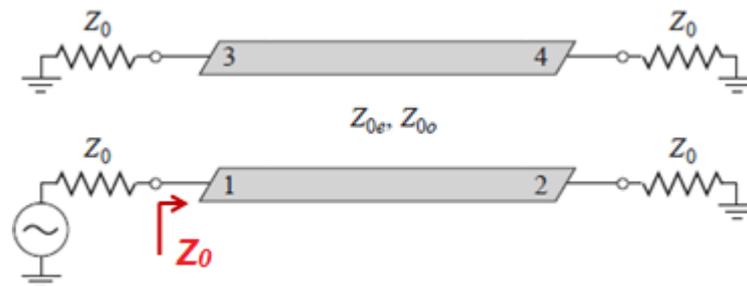
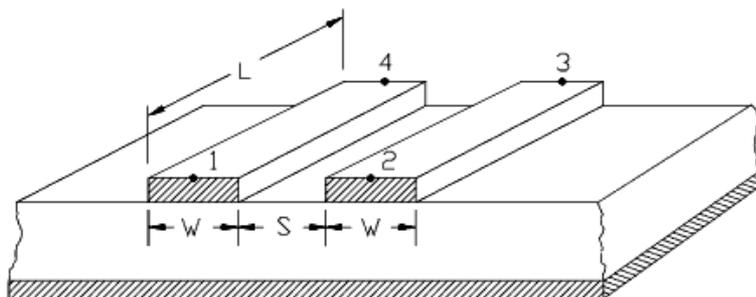
# Linhas de transmissão acopladas

## Análise de linhas acopladas

- Impedância característica  $Z_0$  da linha acoplada

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}}$$

- Terminando-se 3 portas da linha acoplada por  $Z_0$ 
  - A quarta porta apresenta impedância  $Z_0$
  - Alimentando-se essa porta por um gerador com impedância interna  $Z_0$
  - Não há reflexão de sinal para o gerador



# Linhas de transmissão acopladas

## Análise de linhas acopladas

$C_V$  - Acoplamento de tensão

$C(dB)$  - Acoplamento de potência em dB

$$C_V = \frac{V_{acoplada}}{V_{entrada}} = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$$

$$C(dB) = 20 \cdot \log \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$$

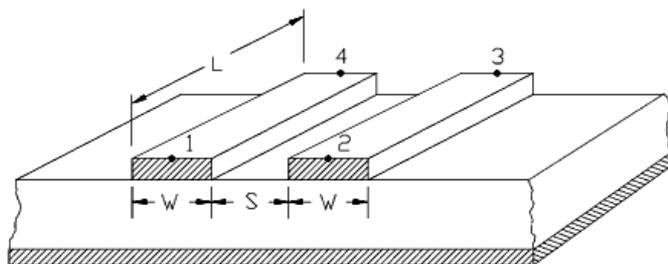
- Dimensionamento da linha acoplada (W e S)
  - $C_V$  e  $Z_0 \rightarrow$  funções de  $Z_{0e}$  e  $Z_{0o}$
  - Dados o **substrato** a ser usado, e **C** e **Z<sub>0</sub>** desejados, obtém-se
    - W – largura das fitas metálicas
    - S – espaçamento entre as fitas metálicas

# Linhas de transmissão acopladas

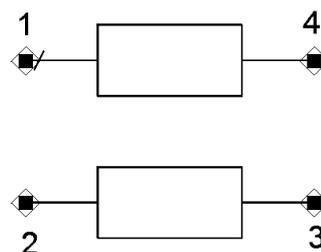
## Análise de linhas acopladas

- Equações de linhas de transmissão acoplada
  - Implementadas em ferramentas de CAD de micro-ondas
- Exemplo: ADS - Advanced Design System/Keysight
  - Linhas de microfita acopladas

MCLIN → *Microstrip Coupled Lines*



Estrutura das linhas de microfita acopladas



MCLIN

Símbolo no circuito esquemático



Leiaute correspondente

# Linhas de transmissão acopladas

## Análise de linhas acopladas

### Exercício

- Projete linhas de microfita acopladas usando o LineCalc.
- Calcule S e W para as condições a seguir

#### Substrato

$$\epsilon_r = 2.2 \quad \text{tg}(\delta) = 0.0005$$

$$h = 0.508 \text{ mm}$$

$$t = 17 \text{ microns de cobre}$$

$$\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$$

$$f = 3 \text{ GHz}$$

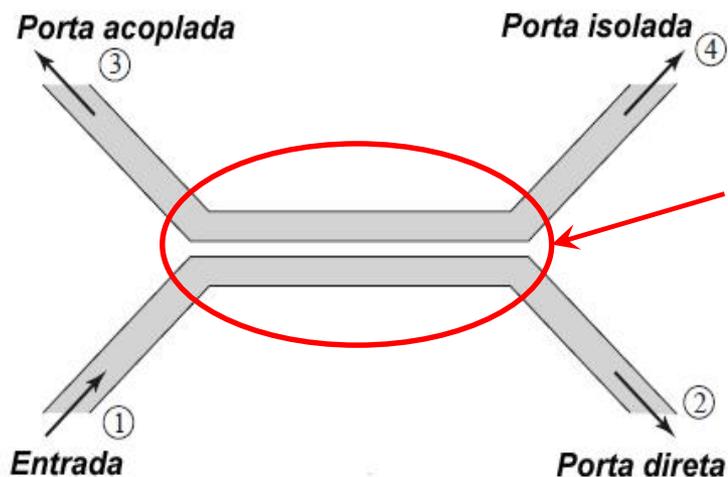
$$Z_0 = 50 \text{ Ohms}$$

Acoplamento	W(mm)	S(mm)
C = -10 dB	1.26	0.079
C = -13 dB	1.39	0.183
C = -16 dB	1.46	0.347
C = -20 dB	1.51	0.653

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador direcional de linhas acopladas

- Trecho de linhas acopladas
  - Impedância de modo par  $Z_{0e}$
  - Impedância de modo ímpar  $Z_{0o}$
- Acessos: linhas de transmissão com  $Z_0 = 50 \Omega$
- Terminação dos acessos em  $Z_0 = 50 \Omega$



*Trecho de  
linhas  
acopladas*

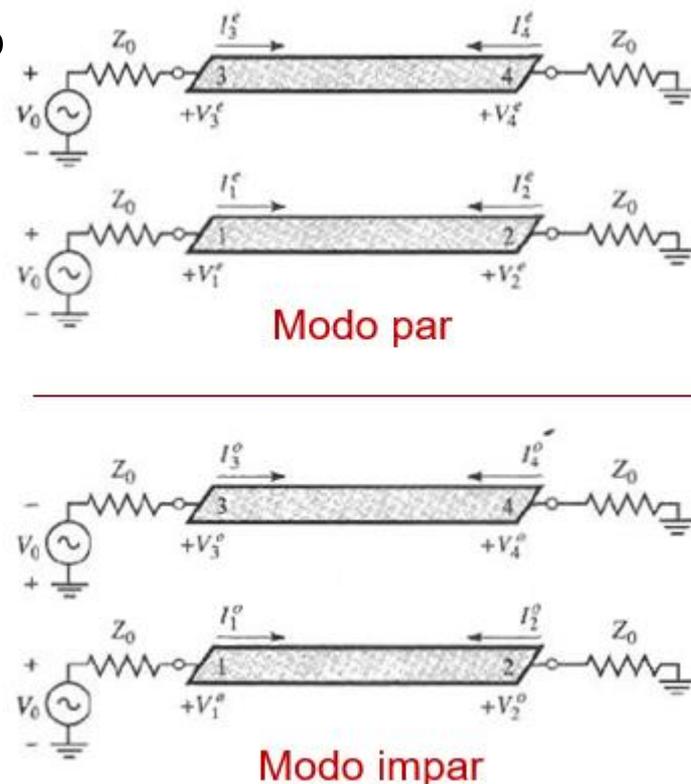
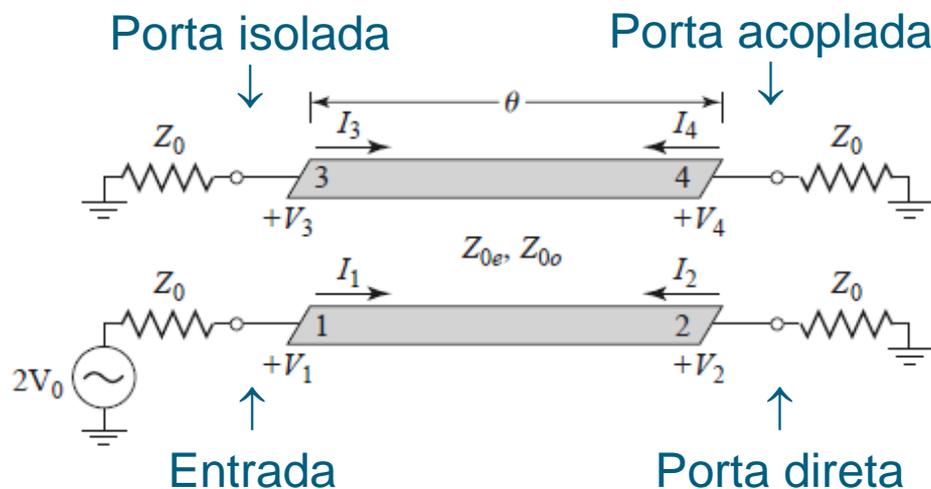
O sinal acoplado é função do comprimento elétrico do trecho de linhas acopladas

$$\theta = \beta \cdot l$$

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador direcional de linhas acopladas

- O acoplador é analisado para propagação de sinais em modos par e ímpar



- Calcula-se a tensão nas quatro portas do acoplador

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador direcional de linhas acopladas

- Análise do acoplador

- Sendo  $\theta$  o comprimento elétrico do trecho de linhas acopladas, obtém-se

- Acoplamento de tensão

$$C_V = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$$

- Tensão da porta acoplada

$$V_3 = V_0 \frac{j C_V \tan \theta}{\sqrt{1 - C_V^2} + j \tan \theta}$$

- Tensão da porta isolada

$$V_4 = V_4^e + V_4^o = V_2^e - V_2^o = 0,$$

- Tensão da porta direta

$$V_2 = V_2^e + V_2^o = V_0 \cdot \frac{\sqrt{1 - C_V^2}}{\sqrt{1 - C_V^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador direcional de linhas acopladas

- Máximo acoplamento

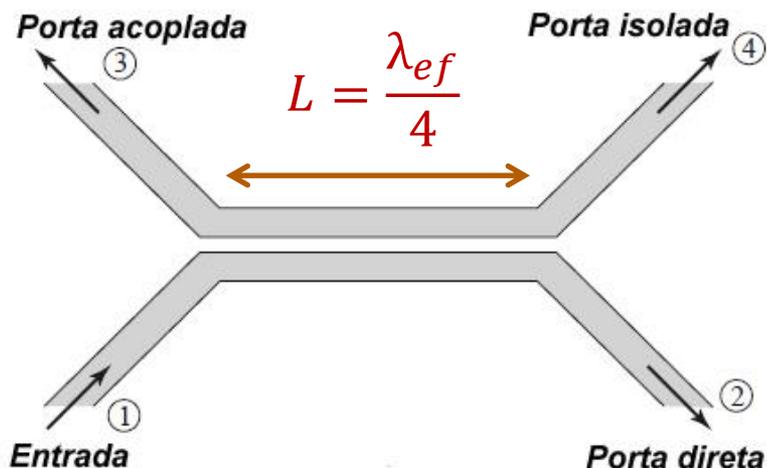
$$\theta = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots$$

- Usualmente

$$\theta = \frac{\pi}{2} \text{ rad ou } 90^\circ$$

$$\rightarrow L = \frac{\lambda_{ef}}{4}$$

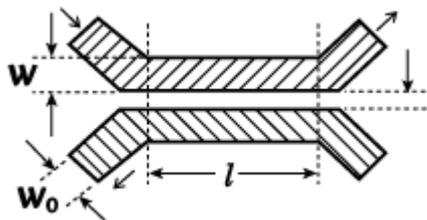
Porta acoplada	$\rightarrow$	$\frac{V_3}{V_0} = C_V$
Porta direta	$\rightarrow$	$\frac{V_2}{V_0} = -j\sqrt{1 - C_V^2}$
Porta isolada	$\rightarrow$	$\frac{V_4}{V_0} = 0$



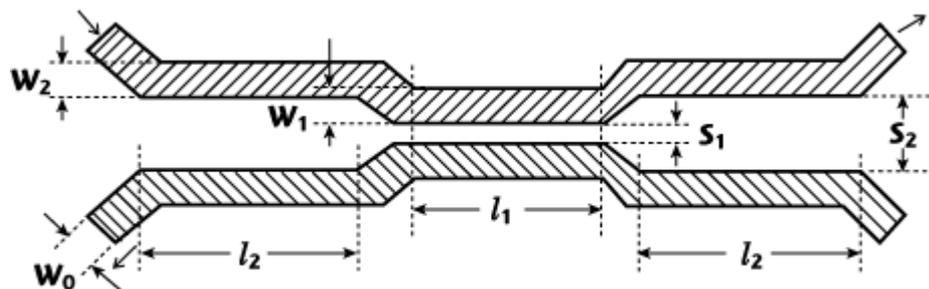
# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador direcional de linhas acopladas

- Observações
  - Acoplador adequado para acoplamentos fracos  
Por exemplo: 10 ou 20 dB
  - Acoplamentos fortes  
 $Z_{0e}$  e  $Z_{0o}$  que resultam em  $W$  e  $S$  não realizáveis



Acoplador com uma única seção acoplada  
Operação em banda estreita



Acoplador com diversas seções acopladas  
Banda de operação de uma oitava ou maior

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador direcional de linhas acopladas

### Exercício

- Projete o acoplador com as seguintes características

#### Especificações

Frequência central : 3 GHz

Acoplamento: -20 dB

1 seção acoplada

Linha de microfitas

#### Substrato

$\epsilon_r = 2.2$   $\text{tg}(\delta) = 0.0009$

$d = 0.508$  mm

$t = 17$  microns de cobre

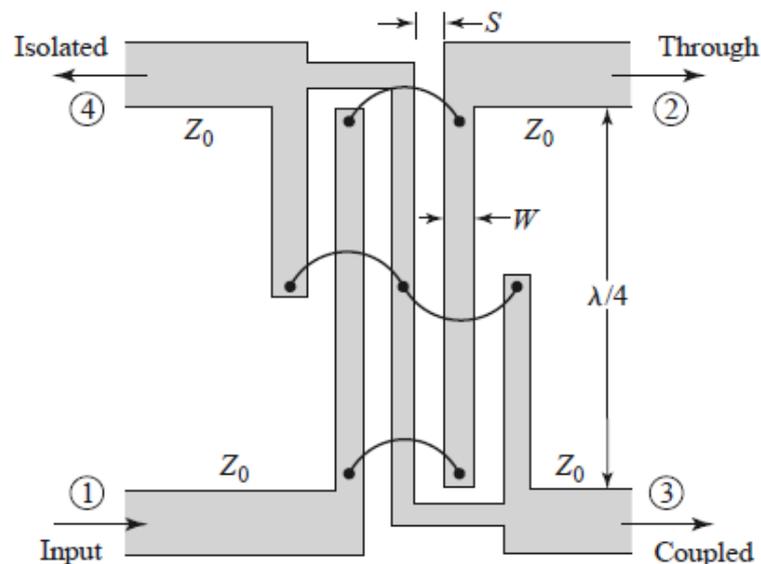
$\sigma = 5.8 \times 10^7$  S/m

- Simule o circuito de 1 a 5 GHz
- Compare os resultados obtidos com as especificações
- Gere o leiaute do acoplador e faça a simulação EM (com Momentum)

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acoplador de Lange

- Estrutura com várias linhas acopladas
- Adequado para acoplamentos fortes, geralmente 3 dB
- Banda de uma oitava ou maior
- Sendo a porta (1) a entrada, tem-se
  - Portas (2) e (3) são as saídas
  - Porta (4) está isolada
- É um tipo de Híbrido de Quadratura
  - Diferença de  $90^\circ$  entre sinais das saídas

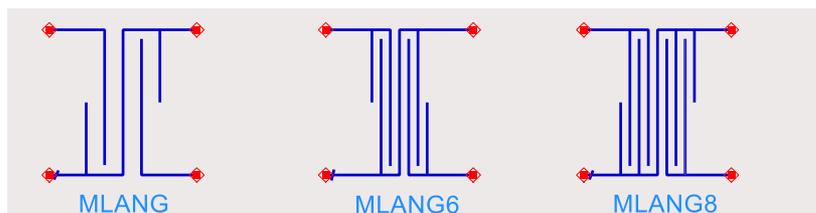


- Condição de projeto
  - Comprimento das linhas acoplada é  $\lambda_{ef}/4$  na frequência central

# Acopladores Direcionais de Micro-ondas

## Acopladores de Lange no ADS - exercício

- Abra uma janela de esquemático no ADS
- Abra a palheta Tlines-Microstrip
- Nessa palheta localize os ícones de Acopladores de Lange e coloque-os na janela de esquemático



- Verifique os parâmetros desses acopladores e a diferença entre os mesmos.
- Gere o leiaute dos acopladores e observe as camadas que os compõem.

# Filtros de Micro-ondas

## Acopladores e divisores de potência

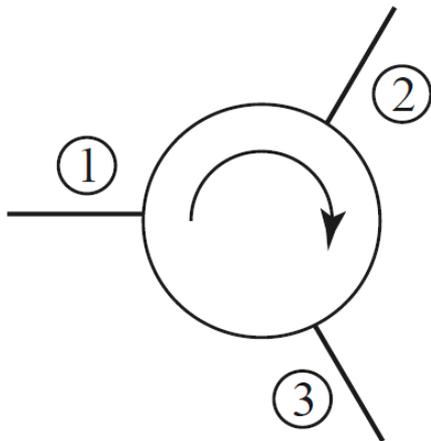
### Exercício – Usando o Design Guide do ADS

- Crie uma janela de esquemático no ADS
- Explore a palheta “Passive Circuits DG – Microstrip Circuits”, verificando os tipos de acopladores e divisores de potência disponíveis na mesma.
- Posicione o ícone do(s) circuito(s) na janela de esquemático e defina suas especificações.
- Insira o ícone do substrato na mesma janela, com as especificações padrão ou outra que deseje.
- Use a ferramenta “Design Guide – Passive Circuits” para projetar e simular um ou mais circuitos. Crie o leiaute do circuito projetado a partir de seu esquemático.

# Circuladores e Isoladores

## Circuladores

- Dispositivos de três portas
- Sentido preferencial de propagação
  - Substrato ferromagnético
  - Polarizado por um campo magnético DC
- Símbolo



- Seta  
Indica direção de propagação dos campos eletromagnéticos

# Circuladores e Isoladores

## Circuladores

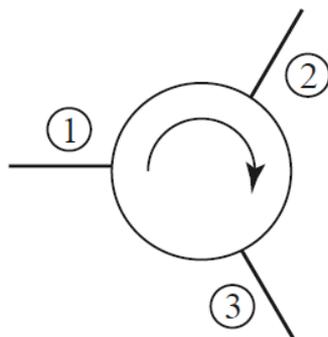
- Efeito direcional
  - Substratos ferromagnéticos → ferrites
    - Óxidos de ferro com outros materiais, como alumínio, cobalto, magnésio e níquel
    - Alta resistividade
  - Substrato polarizado por campo magnético DC
    - Ímã permanente
    - Eletroímã
  - Alinhamento dos dipolos magnéticos do substrato
    - Direção preferencial de propagação dos campos eletromagnéticos

# Circuladores e Isoladores

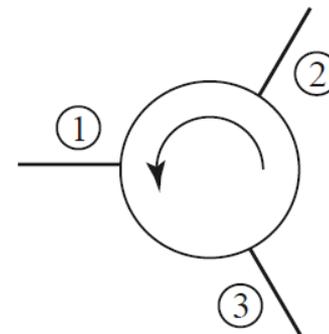
## Circuladores

- Sentido da propagação do sinal no circulador
  - Depende da direção do campo magnético DC de polarização

Polarização  
no sentido  
horário



Polarização  
no sentido  
anti-horário



Polarização no sentido horário

- Fluxo da onda EM



- Porta (1) → Porta (2)
- Porta (2) → Porta (3)
- Porta (3) → Porta (1)

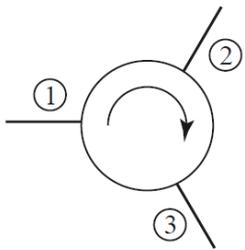
# Circuladores e Isoladores

## Circuladores

- Parâmetros S do circulador
- Assumindo
  - Circulador sem perdas
  - Casamento de impedância nas três portas do circulador

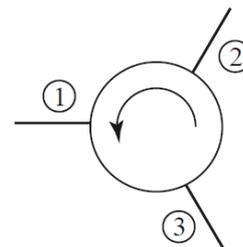
$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

### Polarização no sentido horário



$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

### Polarização no sentido anti-horário



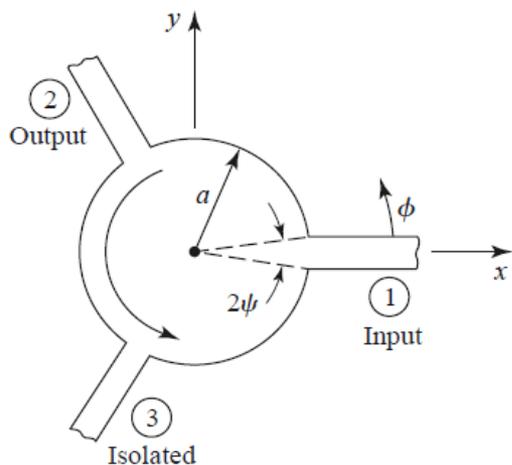
$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

# Circuladores e Isoladores

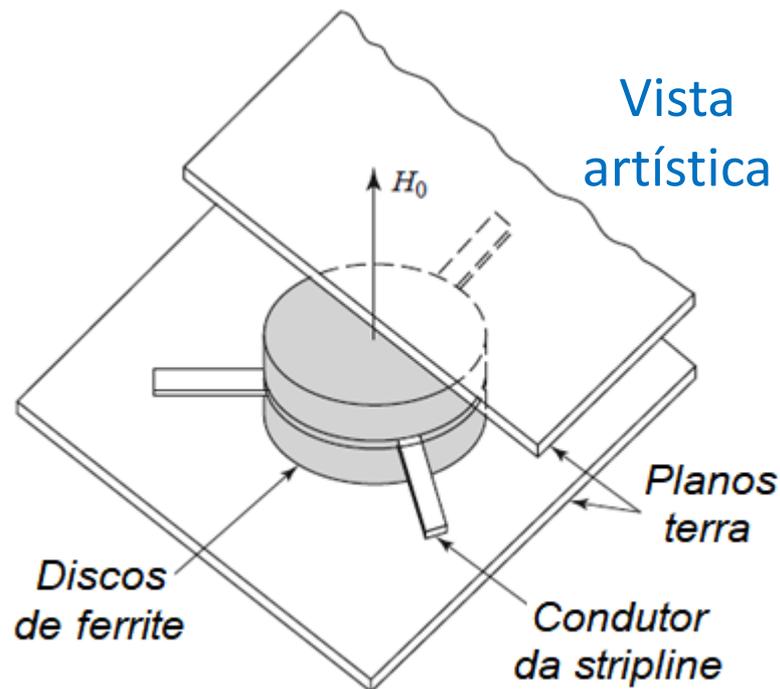
## Circuladores

- Tecnologias de fabricação
  - Guia de ondas
  - Microfita (*microstrip line*)
  - Triplaca (*stripline*)

## Circulador de junção triplaca



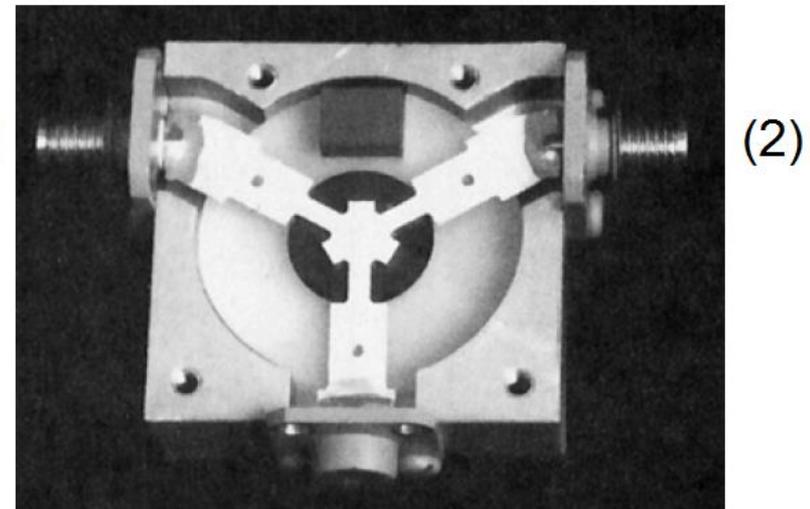
## Geometria



# Circuladores e Isoladores

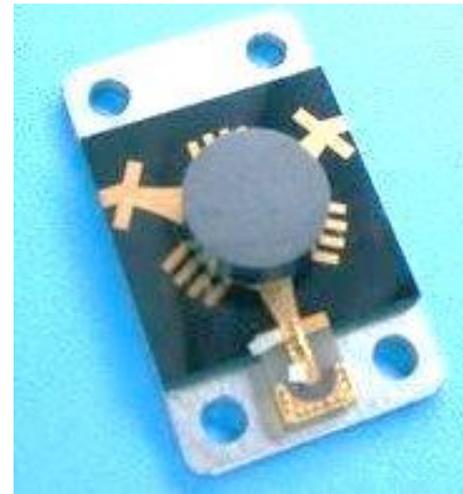
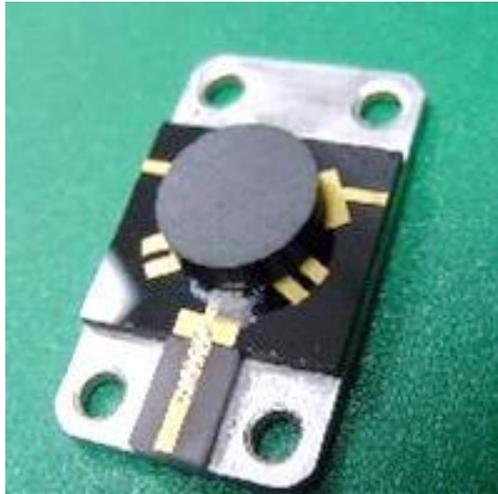
## Isolador

- Geometria
  - Circulador com uma das portas terminada por uma carga casada
- Função
  - Evita que sinais refletidos na saída retornem para a entrada
- Transmissão: Porta(1) → Porta(2)
- Isolação: Porta(2) → Carga (1)
- Sinais refletidos na Porta(2) por descasamento de impedância
  - Absorvidos na carga de  $50 \Omega$
  - Não retornam para a Porta(1)



↑ Carga de  $50 \Omega$

# Circuladores e Isoladores



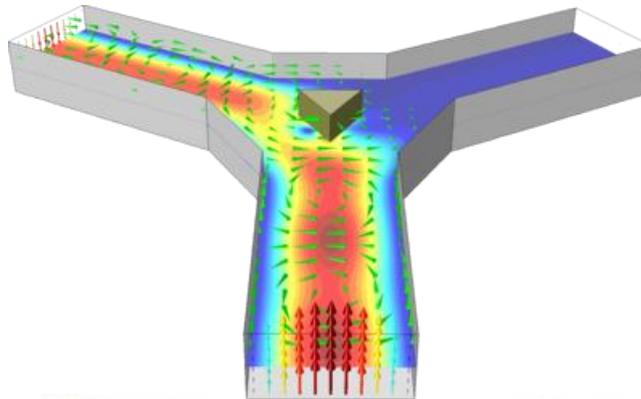
Circulador e isolador em linha de microfitas



Isolador de junção triplaca conectorizado

# Circuladores e Isoladores

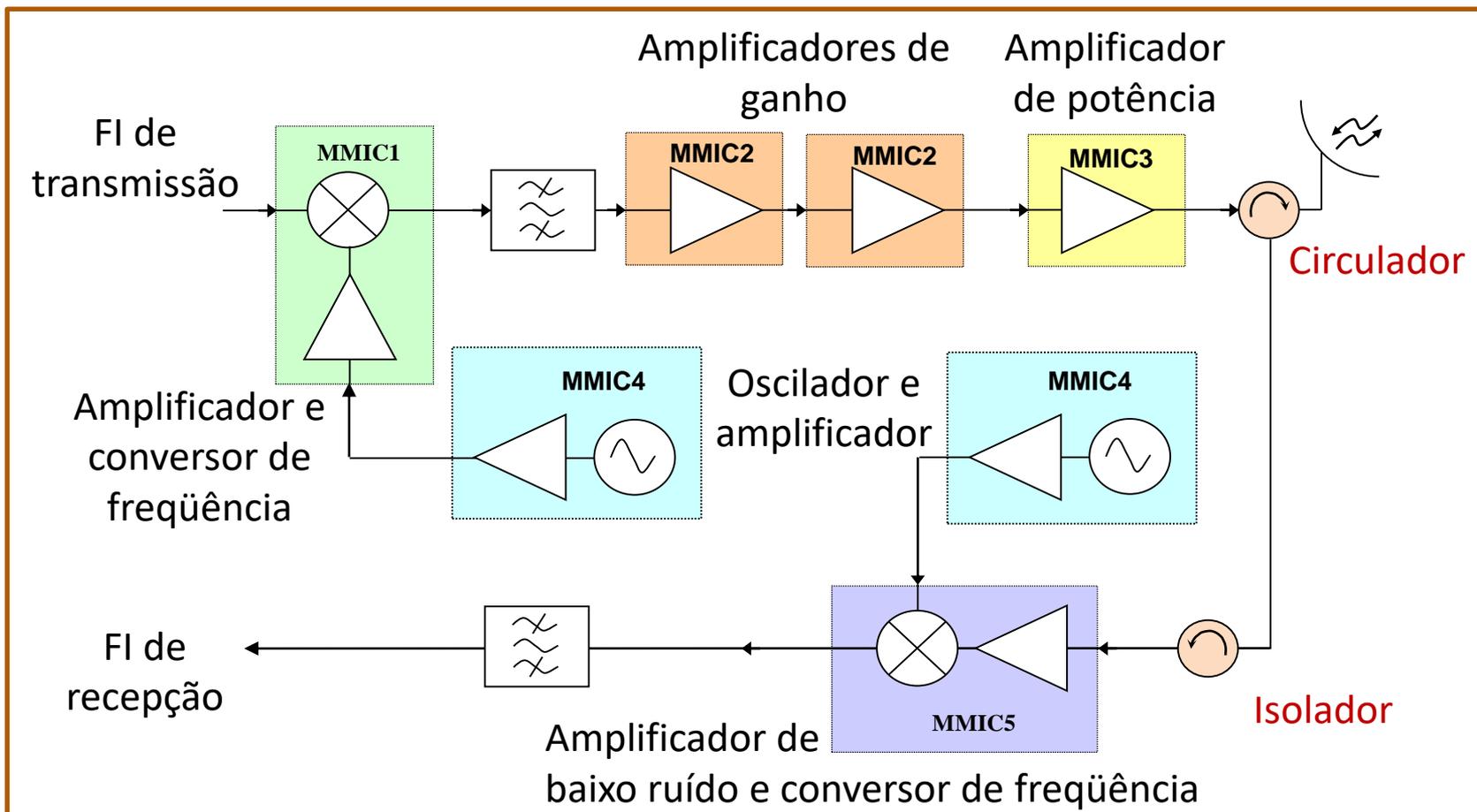
## Circuladores de junção em guia de ondas



# Circuladores e Isoladores

## Exemplo de aplicação em transceptor de micro-ondas

- Circulador separando sinais recebido e transmitido pela antena
- Isolador provendo casamento de impedância na entrada do LNA



# Filtros de Micro-ondas

- Utilizados em circuitos e sistemas de micro-ondas
- **Filtros LC**
  - Usam capacitores e indutores
  - Possuem dimensões reduzidas
  - Usados em MMICs
- **Filtros com linhas de transmissão**
  - Usam LTs simples ou acopladas
  - Maiores que filtros LC
  - Usados em MICs e MMICs
- **Filtros em guias de ondas**
  - Alto desempenho
  - Maiores e mais pesados
- **Tipos de filtros**
  - Passa-baixas
  - Passa-faixa
  - Passa-altas
  - Rejeita-faixa
- **Tipos de resposta**
  - Tchebyshev
  - Butterworth
  - Elíptico, etc.

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros

- Redes de duas portas
- Controlam a resposta em frequência em um dado ponto do sistema
- Provêm transmissão de frequências da banda de passagem com baixas perdas
- Provêm atenuação elevada de frequências na banda de rejeição do filtro

## Métodos de projeto de filtros

- Método do parâmetro imagem
- ☞ Método da perda de inserção

# Filtros de Micro-ondas

## Método da perda de inserção

- Técnica de síntese de redes
- Permite especificar a resposta em frequência completa do filtro a ser projetado → bandas de passagem e de rejeição

## Procedimento

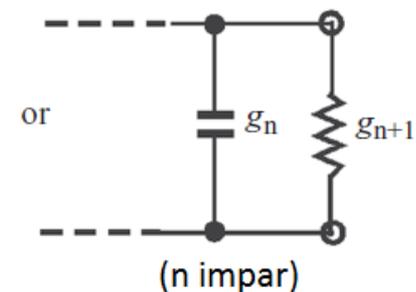
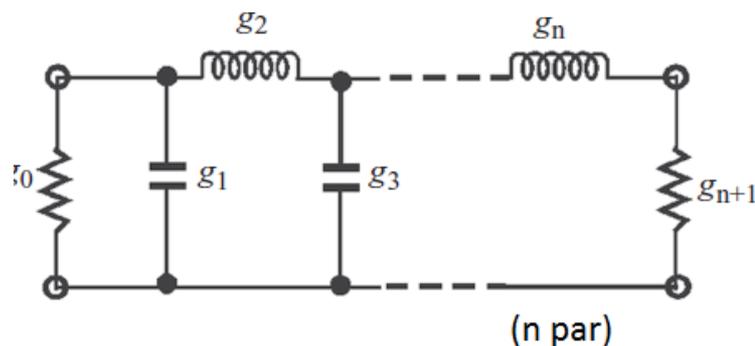
- Inicia com o projeto de protótipos de **filtros passa-baixa**
  - Normalizados em termos de frequência →  $\Omega_c = 1 \text{ rad/s}$
  - Normalizado em termos de impedância →  $R = 1 \Omega$
- Aplicam-se transformações para converter o protótipo para
  - Tipo desejado – passa-baixa, passa-alta, passa-faixa,...
  - Faixa de frequências desejada
  - Impedâncias de entrada e saída desejadas

# Filtros de Micro-ondas

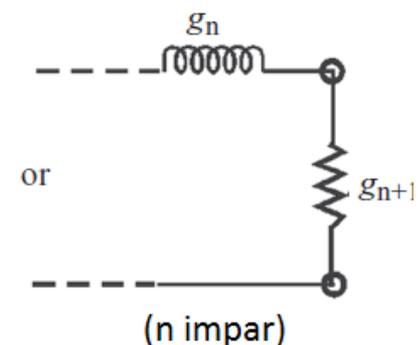
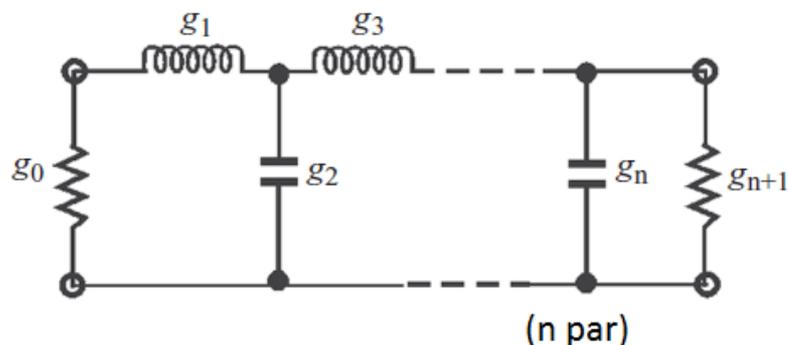
## Método da perda de inserção

- Filtro passa-baixa LC – estruturas da rede em escada

Iniciando com elemento em paralelo →



Iniciando com elemento em série →



- Ordem do filtro: **n**, número total de elementos **L** e **C**

# Filtros de Micro-ondas

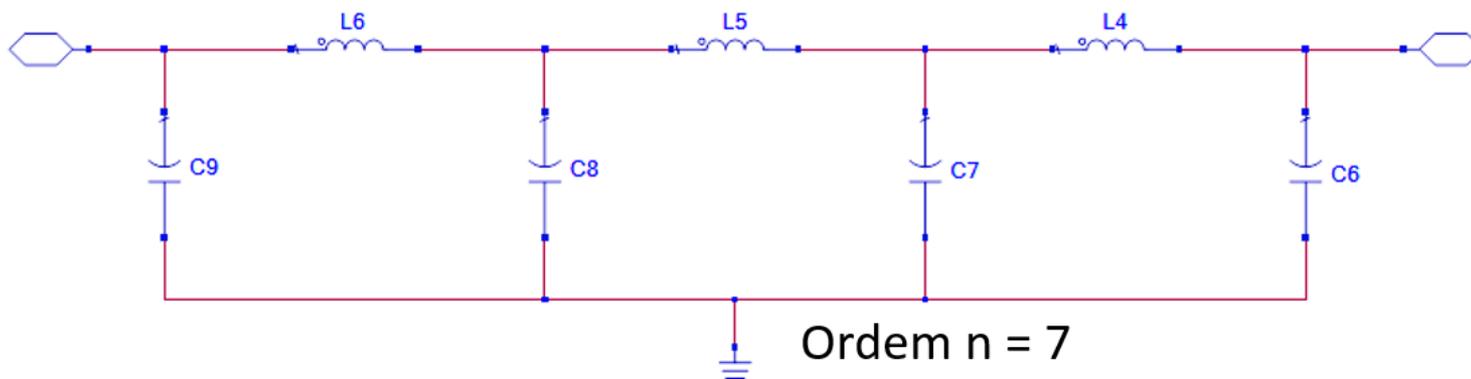
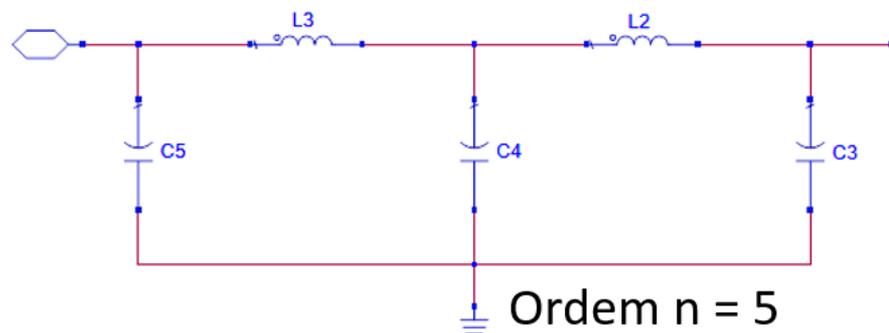
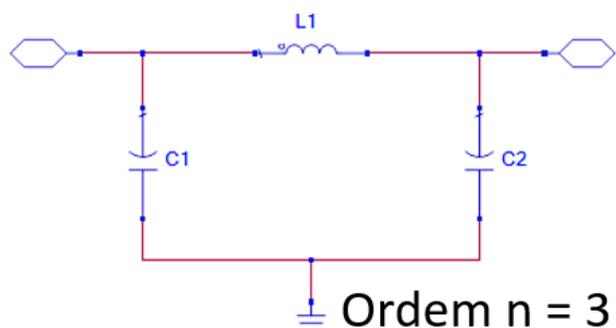
## Método da perda de inserção

- Principais tipos de resposta em frequência
  - Máxima planicidade na banda de passagem - Butterworth
  - Ondulação constante na banda de passagem - Chebyshev
  - Ondulação constante nas bandas de passagem e rejeição - Elíptico
  - Variação linear da fase com a frequência – Fase Linear
- Tabelas de valores dos componentes L e C para cada tipo de filtro
  - Frequência de corte angular  $\Omega_c = 1$  rad/s
  - Valores normalizados em relação a impedância de referência  $Z_0$

# Filtros de Micro-ondas

## Ordem de filtros LC passa-baixa com componentes ideais

- Filtro LC passa-baixa de ordem “n”
  - “n” é igual ao número de elementos do filtro



# Filtros de Micro-ondas

## Efeito da ordem do filtro na resposta em frequência

### Filtros Butterworth

Frequência de corte: 1 GHz

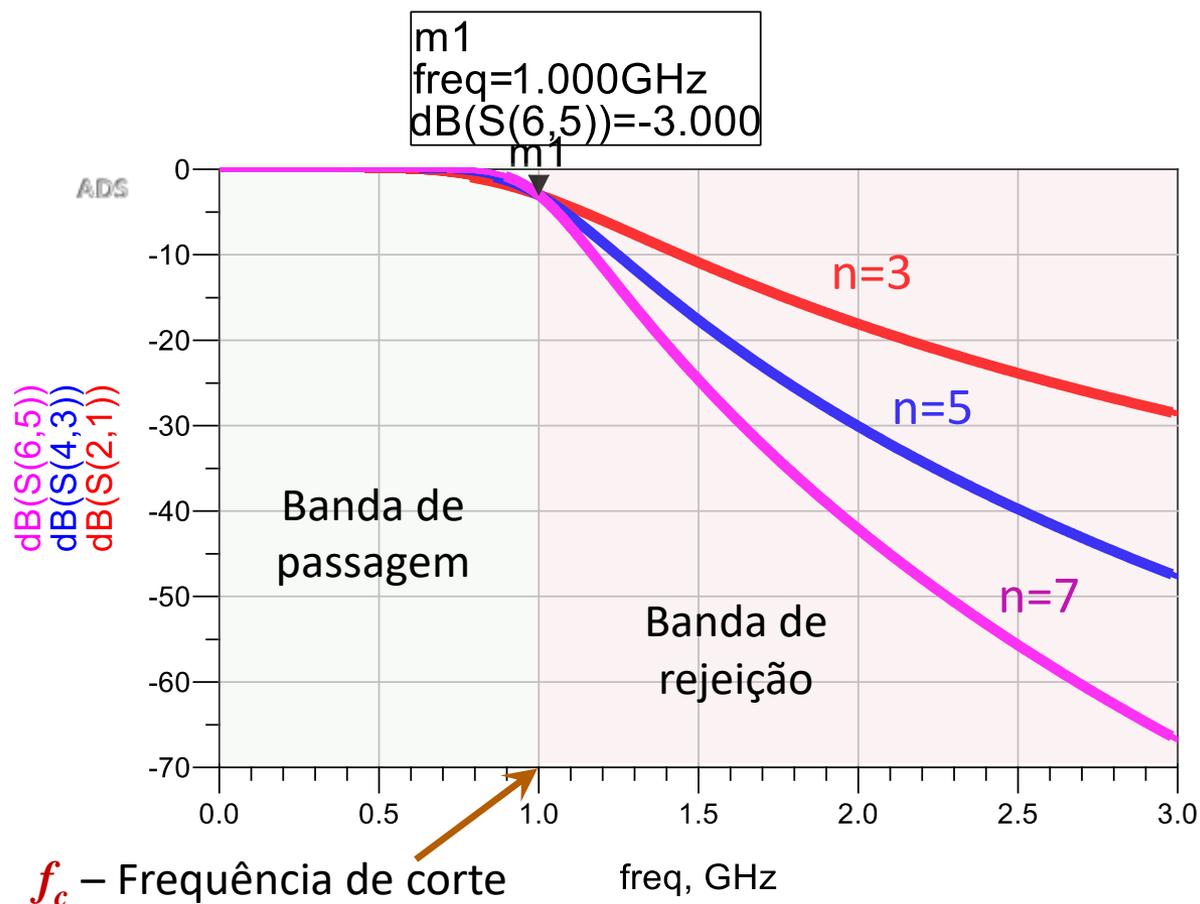
Ordem:  $n=3, 5$  e  $7$

- Aumento da ordem de filtros reais

- Aumento da rejeição
- Filtro mais seletivo

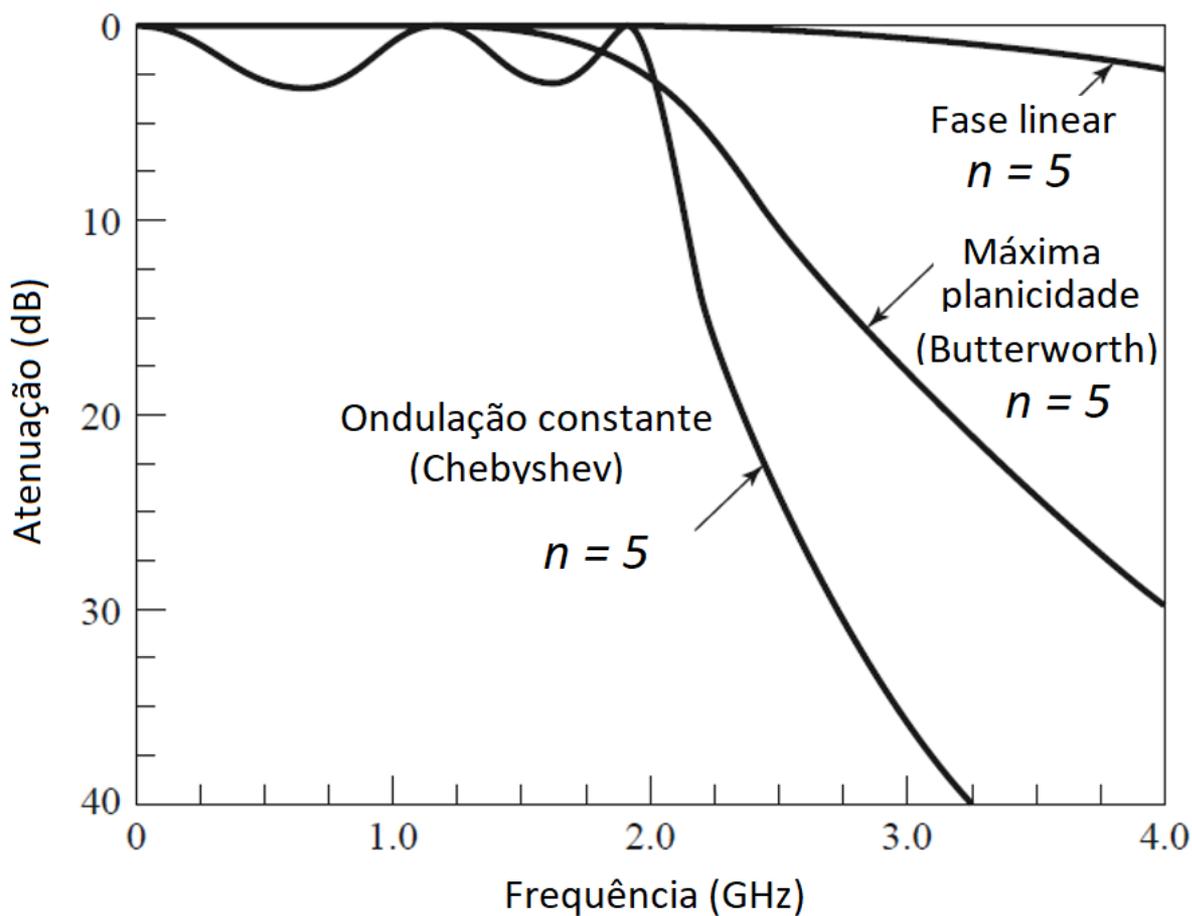
Mas...

- Aumenta perda na de banda de passagem
- Aumenta o custo



# Filtros de Micro-ondas

Comparação da resposta em frequência de filtros de ordem 5



# Filtros de Micro-ondas

## Método da perda de inserção

- Elementos normalizados do filtro passa-baixa
  - Resposta em frequência → Butterworth ou máxima planicidade

TABLE 3.1 Element Values for Butterworth Lowpass Prototype Filters ( $g_0 = 1.0$ ,  $\Omega_c = 1$ ,  $L_{Ar} = 3.01$  dB at  $\Omega_c$ )

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

# Filtros de Micro-ondas

## Método da perda de inserção

- Resposta em frequência → Chebyshev, ondulação de 0,5 dB

**TABLE 8.4** Element Values for Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototypes ( $g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$  to 10, 0.5 dB ripple)

$N$	0.5 dB Ripple									
	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.6986	1.0000								
2	1.4029	0.7071	1.9841							
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000						
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841					
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000				
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841			
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000		
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841	
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000

# Filtros de Micro-ondas

## Método da perda de inserção

- Projeto de filtro LC passa-baixa
  - Especificações do filtro
    - Frequência de corte:  $f_c$  (Hz)  $\rightarrow \omega_c = 2\pi \cdot f_c$  (rad/s)
    - Impedância de entrada e saída:  $Z_0 = 50 \Omega$  em micro-ondas
    - Tipo de resposta em frequência: *Butterworth, Chebyshev,...*
  - Valores dos indutores e capacitores do protótipo normalizado
    - Obtidos da tabela da resposta de frequência de interesse
- Valores dos indutores e capacitores do filtro especificado
  - Equações de desnormalização que consideram
    - A frequência de corte  $\omega_c$
    - A impedância de referência  $Z_0$

# Filtros de Micro-ondas

## Conceitos básicos de filtros LC

$$Z_0 = 50 (\Omega)$$

- Projeto de filtro passa-baixa
- Equações desnormalização

$$L = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g \quad \text{para } g \text{ que representa a indutância}$$

$$C = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{para } g \text{ que representa a capacitância}$$

Sendo

$\omega_c$  : frequência angular de corte do filtro (rad/s)       $\Omega_c = 1 \text{ rad/seg}$

$$\gamma_0 = \left\{ \begin{array}{l} Z_0/g_0 \quad \text{para } g_0 \text{ sendo a resistência} \\ g_0/Y_0 \quad \text{para } g_0 \text{ sendo a condutância} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \rightarrow \gamma_0 = 50/g_0 \quad (\Omega) \\ \rightarrow \gamma_0 = g_0/0,02 \quad (S) \end{array}$$

$Z_0 = 50 \Omega$

# Filtros de Micro-ondas

## Conceitos básicos de filtros LC

- Exemplo de projeto de filtro passa-baixa
  - Projeto de filtro Chebyshev, ondulação 0,5 dB
  - Ordem 3 ,  $\Omega_c = 2\pi f_c = 1 \frac{rad}{s} \rightarrow f_c = 0,16 \text{ Hz}$

Element Values for Equal-Ripple  
Low-Pass Filter Prototypes  
( $g_0 = 1, \omega_c = 1, 0.5 \text{ dB ripple}$ )

	0.5 dB Ripple			
<b>N</b>	<b>g1</b>	<b>g2</b>	<b>g3</b>	<b>g4</b>
1	0.6986	1.0000		
2	1.4029	0.7071	1.9841	
<b>3</b>	<b>1.5963</b>	<b>1.0967</b>	<b>1.5963</b>	<b>1.0000</b>



Var  
Eqn

**VAR**

**VAR1**

**g0=1.0**

**g1=1.5963**

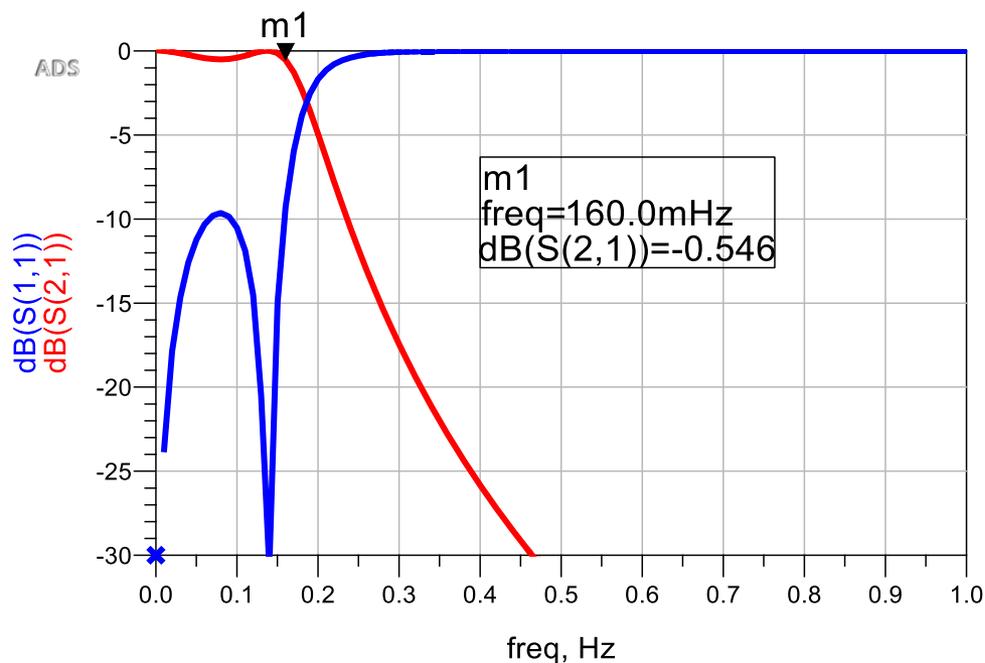
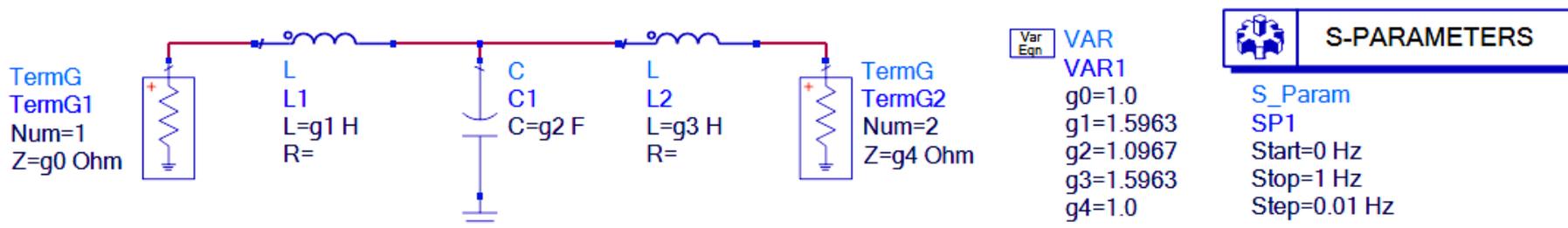
**g2=1.0967**

**g3=1.5963**

**g4=1.0**

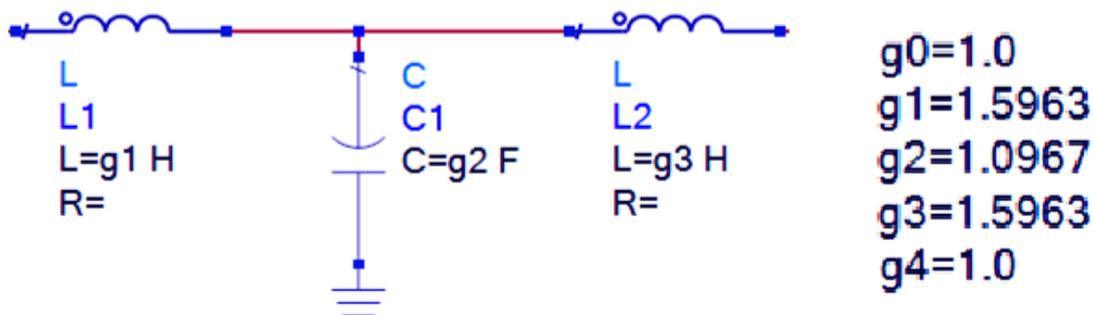
# Filtros de Micro-ondas

- Exemplo de projeto de filtro passa-baixa –  $\Omega_c = 1 \text{ rad/s}$



# Filtros de Micro-ondas

- Exemplo de projeto de filtro passa-baixa –  $f_c = 2 \text{ GHz}$



- Desnormalização:  $Z_0 = 50 \Omega$

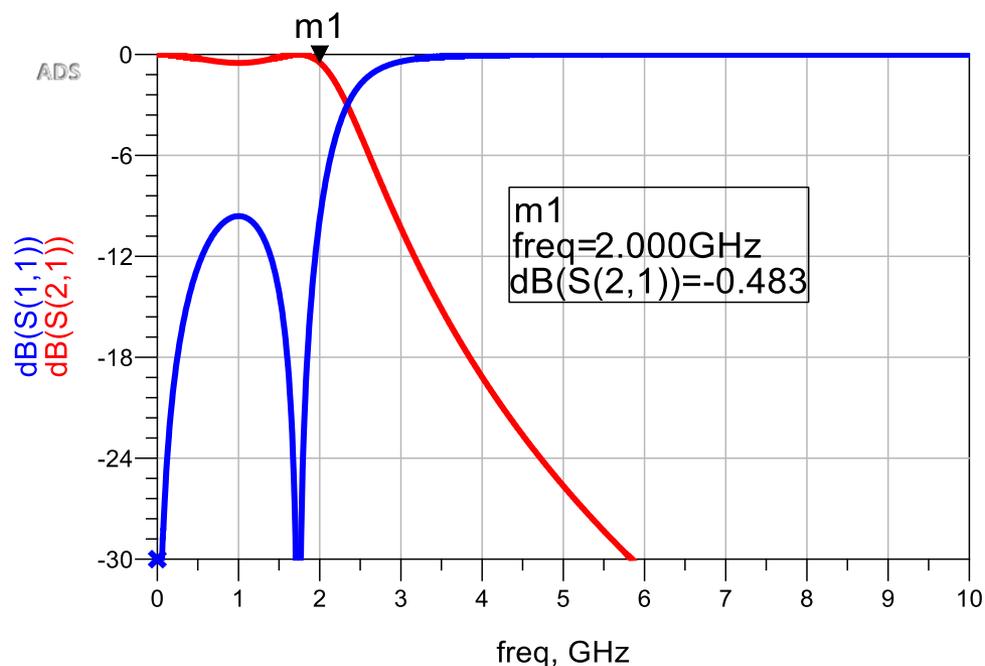
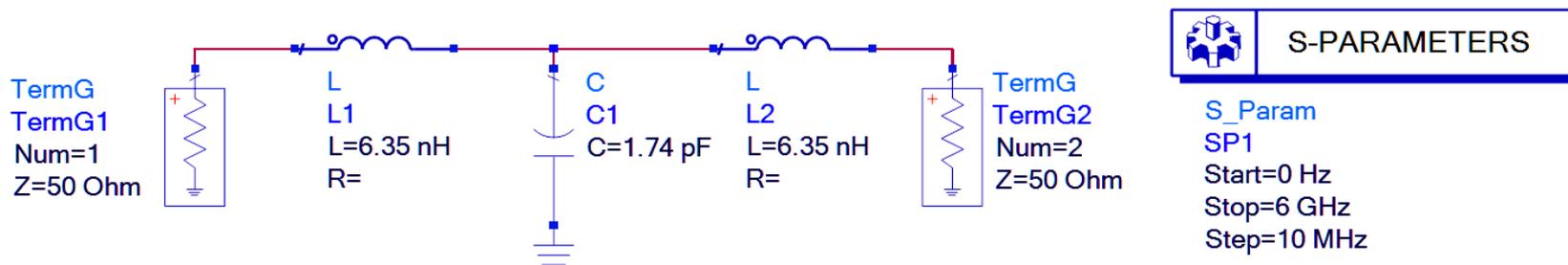
$$f_c = 2 \text{ GHz} \rightarrow \omega_c = 2\pi f_c = 12,57 \cdot 10^9 \text{ rad/s}$$

$$L_i = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{Z_0}{g_0} g_i \quad L_1 = L_3 = \left( \frac{1}{12,57 \cdot 10^9} \right) \frac{50}{1} 1,5963 = 6,35 \text{ nH}$$

$$C_i = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g_0}{Z_0} g_i \quad C_2 = \left( \frac{1}{12,57 \cdot 10^9} \right) \frac{1}{50} 1,0967 = 1,74 \text{ pF}$$

# Filtros de Micro-ondas

- Exemplo de projeto de filtro passa-baixa –  $f_c = 2 \text{ GHz}$

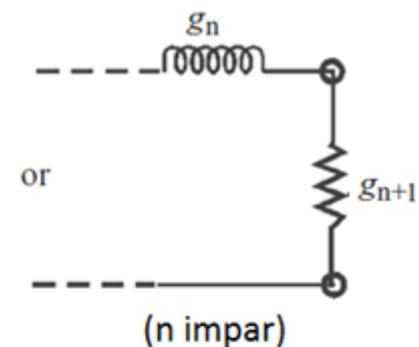
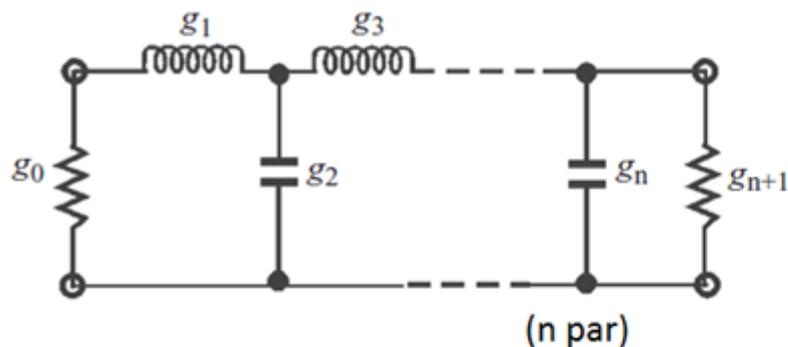


# Filtros de Micro-ondas

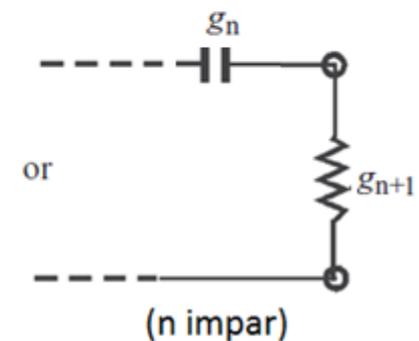
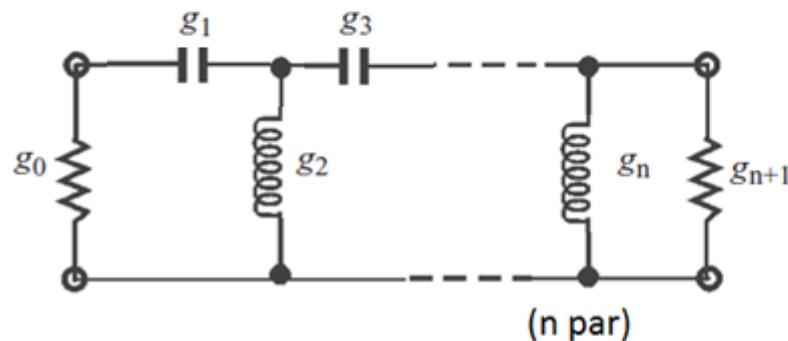
## Conceitos básicos de filtros LC

- Projeto de filtros passa-alta

- Filtro passa-baixa



- Filtro passa-alta

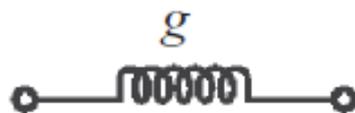


# Filtros de Micro-ondas

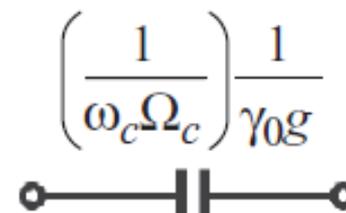
## Conceitos básicos de filtros LC

- Projeto de filtros passa-alta – frequência centra  $\omega_0$

Elemento do filtro  
passa-baixa



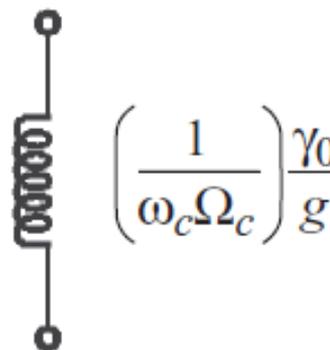
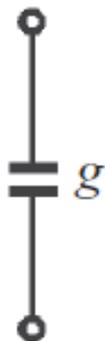
Elemento do filtro  
passa-alta



- Realiza-se transformação de elementos



- Calcula-se os elementos desnormalizados

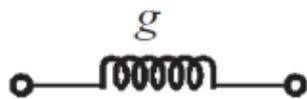


# Filtros de Micro-ondas

## Conceitos básicos de filtros LC

- Projeto de filtros passa-faixa

Elementos do filtro  
passa-baixa



Elementos do filtro  
passa-faixa

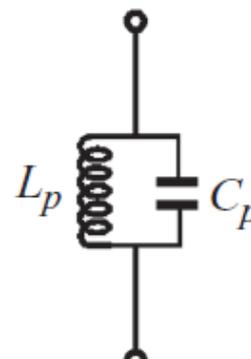
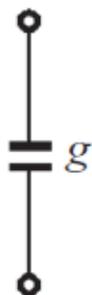


$$L_s = \left( \frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_s = 1/(\omega_0^2 L_s)$$

- Realiza-se transformação de elementos

- Calcula-se os elementos desnormalizados



$$C_p = \left( \frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}$$

$$L_p = 1/(\omega_0^2 C_p)$$

Banda de passagem do filtro  $\rightarrow BW$

Frequência central do filtro  $\rightarrow f_0$

Banda de passagem fracionária do filtro  $\rightarrow FBW = \frac{BW}{f_0}$

# Filtros de Micro-ondas

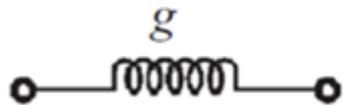
## Conceitos básicos de filtros LC

- Projeto de filtros rejeita-faixa

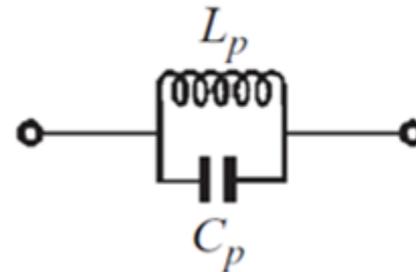
- Realiza-se transformação de elementos

- Calcula-se os elementos desnormalizados

Elementos do filtro  
passa-baixa

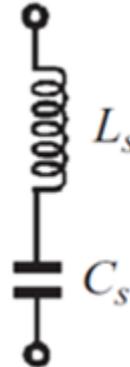
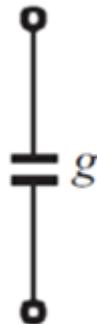


Elementos do filtro  
rejeita-faixa



$$L_p = \left( \frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_p = 1 / (\omega_0^2 L_p)$$



$$L_s = 1 / (\omega_0^2 C_s)$$

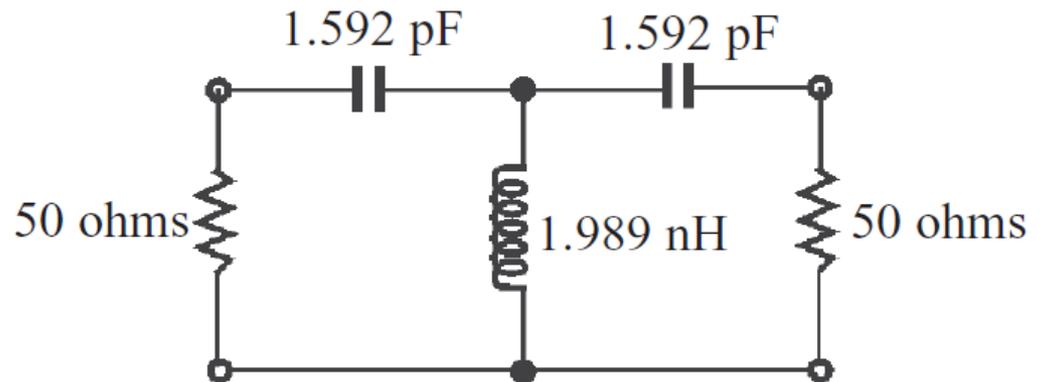
$$C_s = \left( \frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}$$

# Filtros de Micro-ondas

## Conceitos básicos de filtros LC

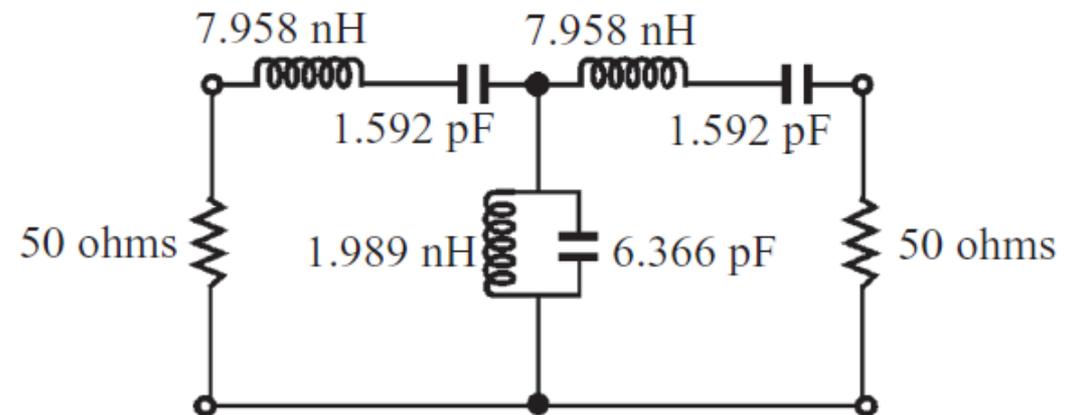
### Filtro passa-altas de 3ª ordem

- Frequência de corte de 2 GHz



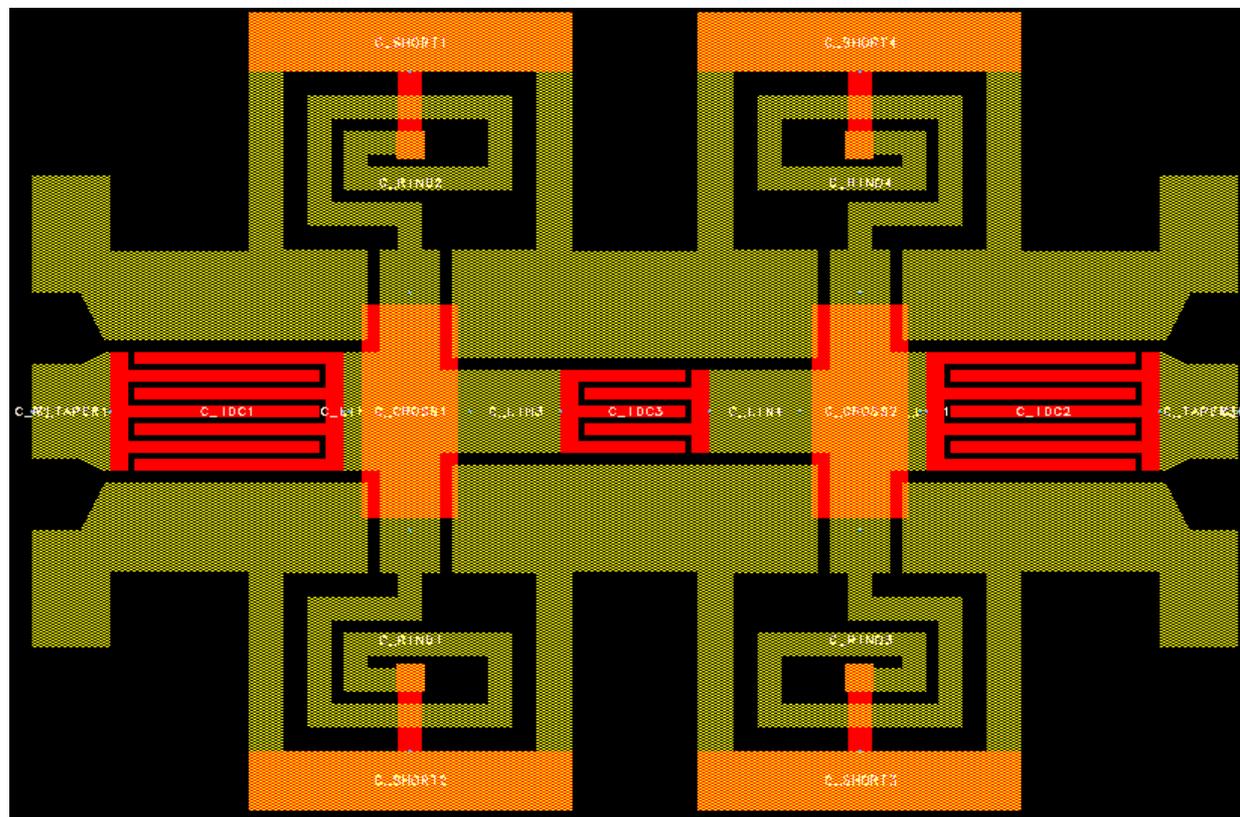
### Filtro passa-faixas de 3ª ordem

- Banda de passagem de 1 a 2 GHz



# Filtros de Micro-ondas

## Filtro LC monolítico de micro-ondas (tecnologia MMIC)

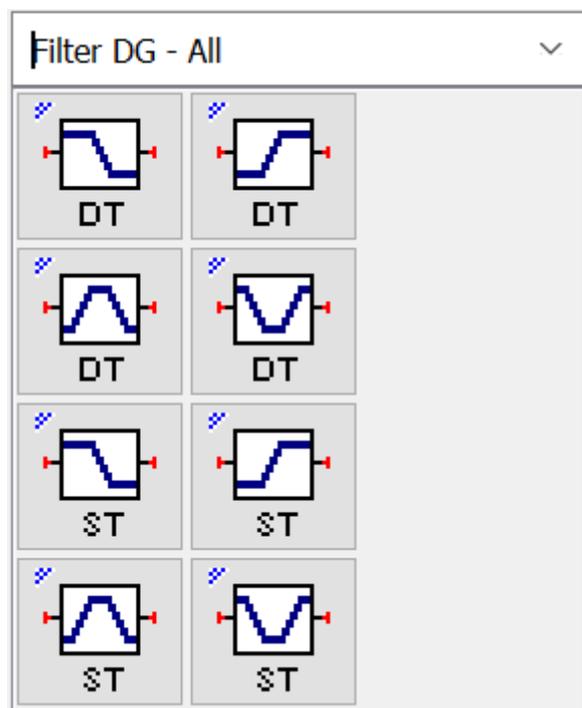


Filtro passa-alta coplanar usando capacitores interdigitais

# Filtros de Micro-ondas

## Projeto de filtros LC usando Design Guide do ADS

- Insere-se na janela de esquemático ícone do tipo de filtro desejado da palheta *Filter DG - all*



- Defina as especificações do filtro editando os parâmetros do ícone do mesmo
- No menu superior da janela de esquemático selecione:
  - *DesignGuide* → *Filter* (abre nova janela)
  - Selecione *Filter Control Window* e proceda à síntese do filtro
  - Sintetize (*Design*) e simule o filtro

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros LC em frequências de micro-ondas

- Fabricação em tecnologia MMIC
  - Capacitores e indutores fabricados e integrados no substrato
  - Possuem efeitos parasitas reduzidos
  - Opção viável para filtros LC em micro-ondas
- Fabricação usando componentes discretos
  - Capacitores e indutores são montados sobre o substrato
  - Valores comercialmente disponíveis limitados
  - Apresentam efeitos parasitas significativos
  - Opção viável para filtros LC no início da faixa de micro-ondas (por exemplo – até 2 GHz)

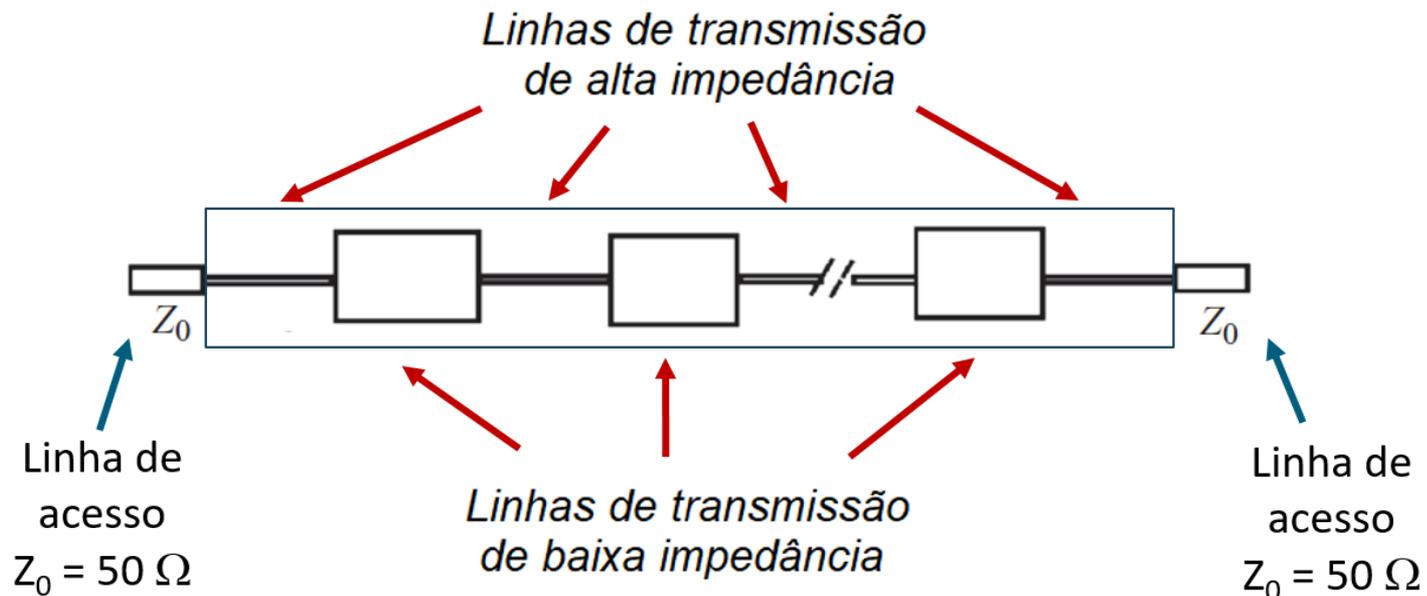
**Opção usual → filtros usando linhas de transmissão**

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro *Step impedance*

- Filtro passa-baixa
- Alterna linhas de transmissão de alta e de baixa impedância em cascata



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtros passa-baixa *Step Impedance*

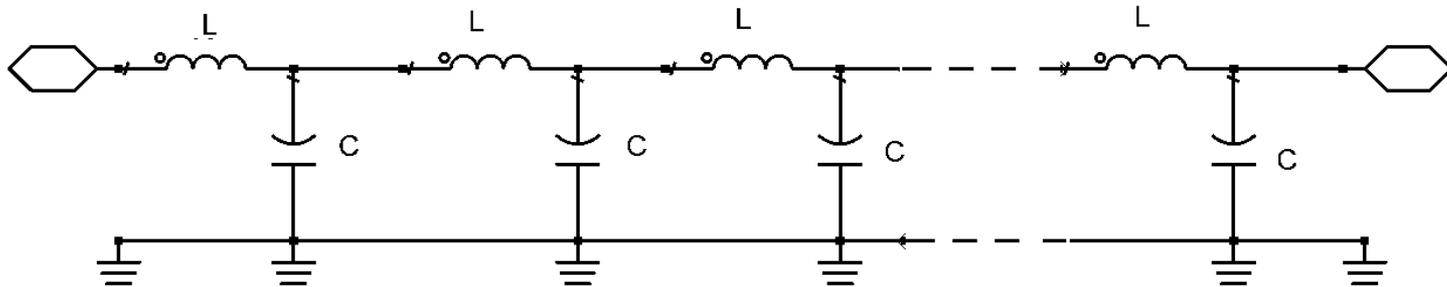
- Trechos curtos de linhas de transmissão de baixa e alta impedância → “capacitores” e “indutores”, respectivamente
- Indutores série do filtro LC
  - Substituídos por trechos de linha de alta impedância
  - Comprimento: proporcional à indutância desejada
- Capacitores para o plano de terra do filtros LC
  - Substituídos por trechos de linha de baixa impedância
  - Comprimento: proporcional à capacitância desejada

# Filtros de Micro-ondas

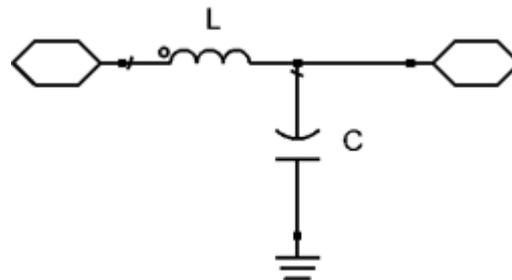
## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance*

Modelo de circuito elétrico equivalente de linha de transmissão



Modelo simplificado de um trecho curto de linha de transmissão

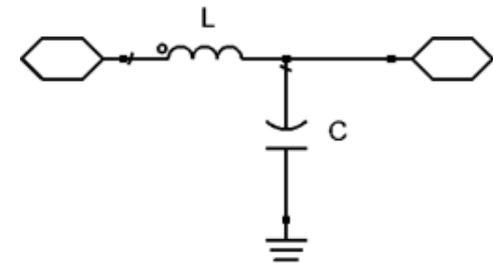


# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

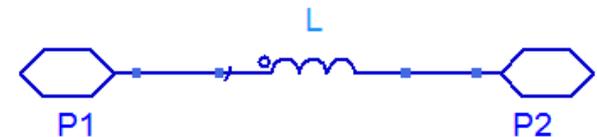
### Projeto de filtro *Step Impedance*

Modelo simplificado de um trecho curto de linha de transmissão



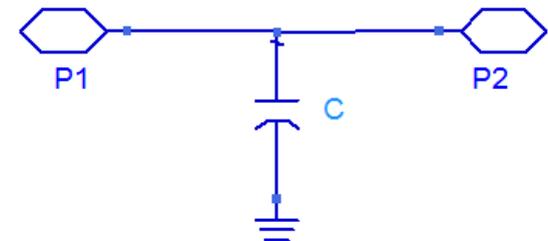
Linha de transmissão com **alta impedância** característica

- Efeito predominante **indutivo**
- Modelo simplificado de trecho curto



Linha de transmissão com **baixa impedância** característica

- Efeito predominante **capacitivo**
- Modelo simplificado

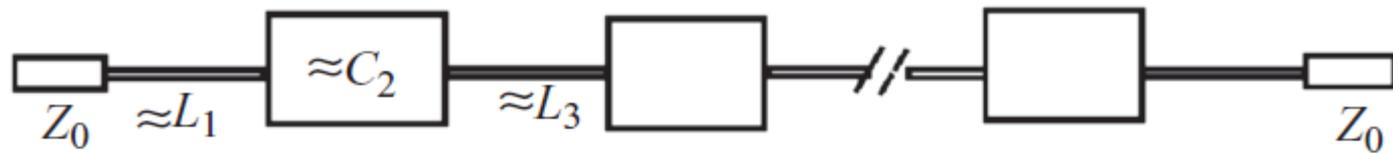


# Filtros de Micro-ondas

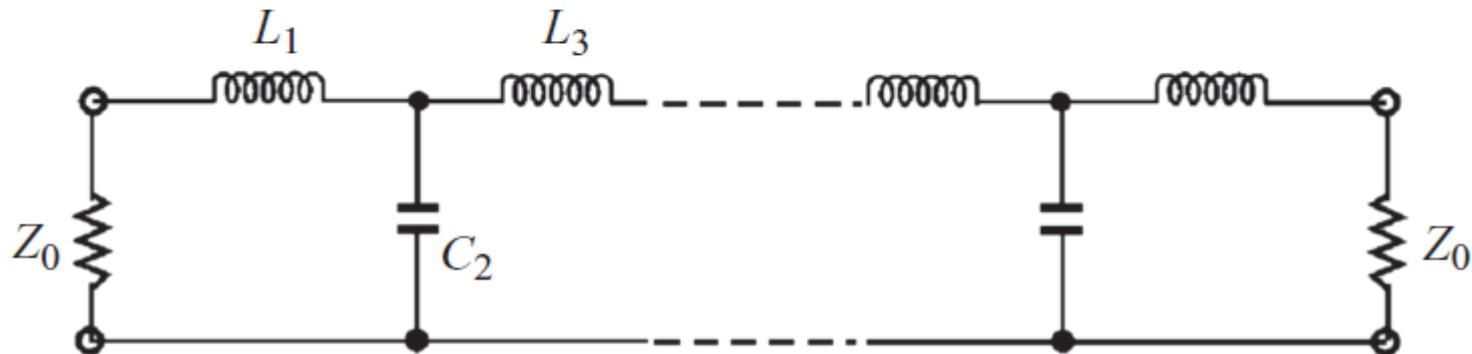
## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro *Step impedance*

- Geometria e correspondência com elementos do filtro LC passa-baixa



(a)



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance*



- Escolhe-se as impedâncias características das linhas de transmissão que substituem os  $L_i$  e  $C_i$  do filtro LC
  - Linhas de transmissão de alta impedância ( $L_i$ )
$$Z_{0L} > Z_0$$
  - Linhas de transmissão de baixa impedância ( $C_i$ )
$$Z_{0C} < Z_0$$
- Calcula-se os comprimentos das linhas de transmissão considerando os valores dos componentes do filtro LC

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance*

- Indutores série
  - Substituídos por trechos de linha de transmissão com **Impedância característica:  $Z_{0L} > Z_0$**

- Comprimento 
$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \right)$$

- Critérios para escolha de  **$Z_{0L} > Z_0$**

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \right) \rightarrow 0 < \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \leq 1 \rightarrow Z_{0L} \geq \omega_c \cdot L$$

- Alta impedância  $\rightarrow$  microfita estreita, mas  **$W$**  deve ser fabricável pela tecnologia utilizada

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance*

- Capacitores para o plano de terra
  - Substituídos por trechos de linha transmissão em aberto com **impedância característica arbitrária**:  $Z_{0C} < Z_0$

- Comprimento  $l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1}(\omega_c C Z_{0C})$

- Critérios para escolha de  $Z_{0C} < Z_0$

$$0 < \omega_c C Z_{0C} \leq 1 \rightarrow Z_{0C} \leq \frac{1}{\omega_c \cdot C}$$

- Baixa impedância  $\rightarrow$  microfita larga, mas  $W$  tal que só se propague o modo quase-TEM nas frequências de interesse

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance* - exemplo

- Especificações
  - Frequência de corte:  $f_c = 1$  GHz  
→  $\omega_c = 2\pi f_c = 6,28 \times 10^9$  rad/s
  - Ondulação na banda de passagem: 0,1 dB
  - Impedância de fonte e de carga:  $Z_0 = 50 \Omega$
- Da tabela de Filtro Passa baixa Chebyshev, ordem 3

$$g_0 = g_4 = 1$$

$$g_1 = g_3 = 1,0317 \quad \rightarrow$$

$$g_2 = 1,1474$$

$$L_1 = L_3 = \left( \frac{Z_0}{g_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_1 = 8.209 \times 10^{-9} \text{ H}$$

$$C_2 = \left( \frac{g_0}{Z_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_2 = 3.652 \times 10^{-12} \text{ F}$$

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance* - exemplo

- Tabela de Filtro Passa baixa Chebyshev, ordem 3

**Element Values for Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototypes  
( $g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$  to 10, 0.1 dB ripple)**

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
3	1.0317	1.1474	1.0317	1.0000			

$$\begin{aligned} g_0 = g_4 = 1 & \quad L_1 = L_3 = \left( \frac{Z_0}{g_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_1 = 8.209 \times 10^{-9} \text{ H} \\ g_1 = g_3 = 1,0317 & \quad \longrightarrow C_2 = \left( \frac{g_0}{Z_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_2 = 3.652 \times 10^{-12} \text{ F} \\ g_2 = 1,1474 & \end{aligned}$$

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Projeto de filtro *Step Impedance* - exemplo

- Realização em linha de transmissão
  - Adotando-se  $Z_{0C} = 24 \Omega$  e  $Z_{0L} = 93 \Omega$
  - Considerando linhas de microfita
  - Substrato com  $\epsilon_r = 10,7$  e  $h = 1,27$  mm
  - Frequência de 1 GHz

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \right)$$

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega_c C Z_{0C})$$

---

Impedância característica ( $\Omega$ )	$Z_{0C} = 24$	$Z_0 = 50$	$Z_{0L} = 93$
Comprimento de onda guiado (mm)	$\lambda_{gC} = 105$	$\lambda_{g0} = 112$	$\lambda_{gL} = 118$
Largura da microfita (mm)	$W_C = 4.0$	$W_0 = 1.1$	$W_L = 0.2$

---

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

- Calcula-se os valores iniciais do comprimento linhas de transmissão

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \right) \quad l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega_c C Z_{0C})$$

- Valores mais precisos são obtidos considerando
  - Efeito da reatância capacitiva das LTs de alta impedância
  - Efeito da reatância indutiva das LTs de baixa impedância

Resolve-se o sistema de equações

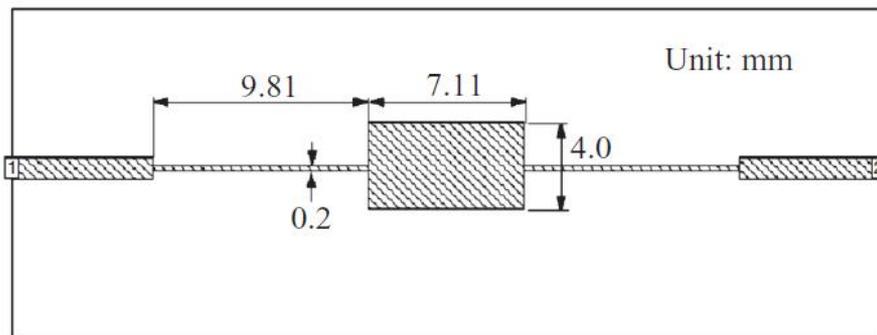
$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_c L = Z_{0L} \sin \left( \frac{2\pi l_L}{\lambda_{gL}} \right) + Z_{0C} \tan \left( \frac{\pi l_C}{\lambda_{gC}} \right) \\ \omega_c C = \frac{1}{Z_{0C}} \sin \left( \frac{2\pi l_C}{\lambda_{gC}} \right) + 2 \times \frac{1}{Z_{0L}} \tan \left( \frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}} \right) \end{array} \right.$$

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

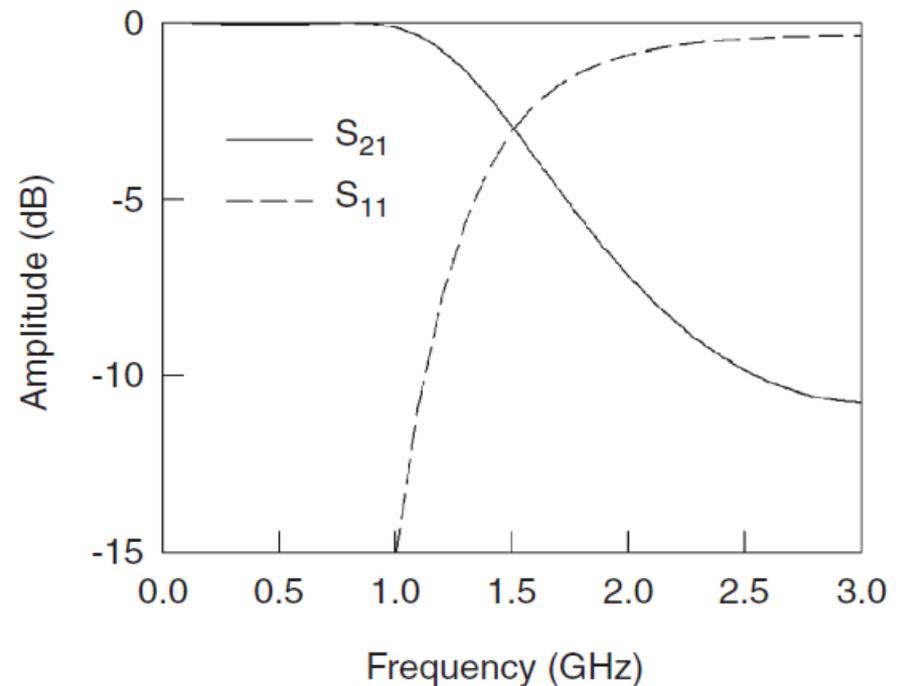
### Projeto de filtro *Step Impedance* - exemplo

- Leiaute do filtro



Substrato com  $\epsilon_r = 10,7$  e  $h = 1,27$  mm

- Resposta em frequência



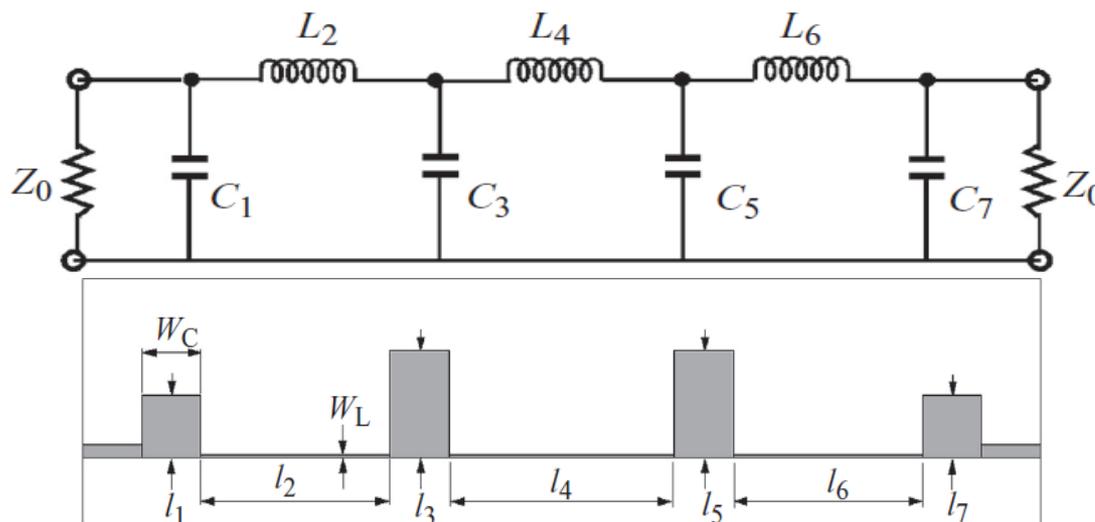
# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro passa-baixa usando tocos (*stubs*)

- Indutores
  - Linhas de transmissão em série com alta impedância característica
- Capacitores
  - Trechos de linha de transmissão de baixa impedância, em paralelo, terminados em circuito-aberto → *open stubs*

- Protótipo do filtro LC



- Leitura do filtro em linha de microfita

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro passa-baixa usando tocos (*stubs*)

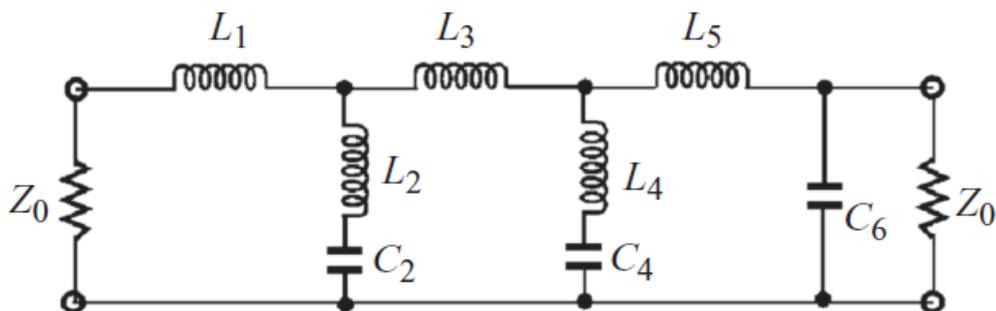
- Projeta-se o protótipo LC do filtro especificado
- Cálculo dos indutores
  - Substituídos por trechos de linha de transmissão com **Impedância característica arbitrária:  $Z_{0L} > Z_0$**
  - Comprimento aproximado 
$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \right)$$
- Capacitores
  - Substituídos por tocos de linha de transmissão de baixa impedância, terminados em circuito-aberto com **Impedância característica arbitrária:  $Z_{0C} < Z_0$**
  - Comprimento aproximado 
$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \tan^{-1} (\omega_c C Z_{0C})$$

# Filtros de Micro-ondas

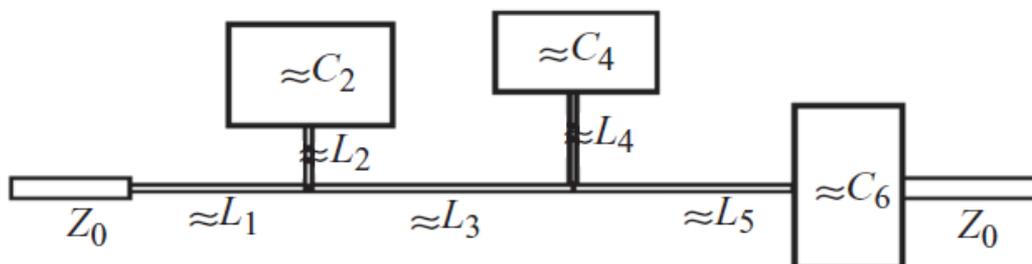
## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro passa-baixa com zeros de transmissão

- Protótipo do filtro LC



- Leiaute do filtro em linha de microfita

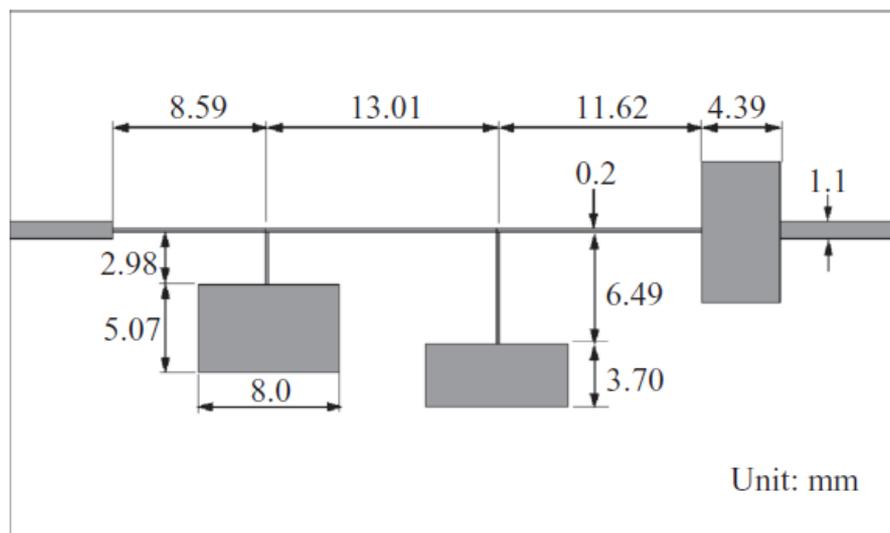


# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

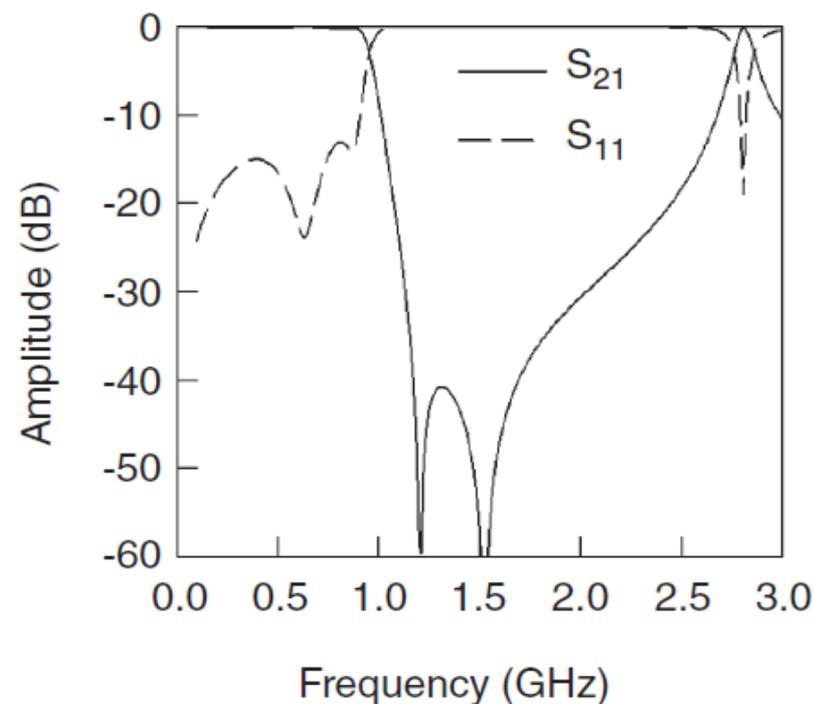
### Filtro passa-baixa com zeros de transmissão

- Leiaute do filtro em linha de microfita



Substrato com  $\epsilon_r=10,8$  e  $h = 1,27$  mm

- Resposta em frequência



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtros passa-faixa

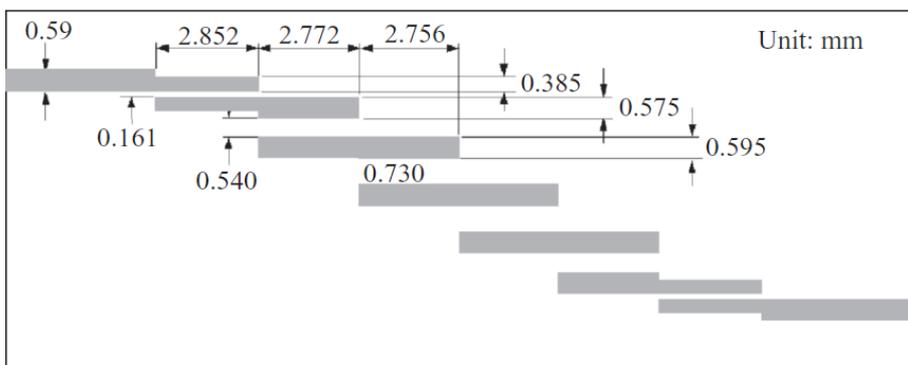
- Utilizam linhas acopladas
- Acoplamento é calculado em função dos elementos das tabelas de filtros em escada:  $g_1, g_2, g_3, \dots, g_{n-1}$
- Cada tipo de filtro tem procedimento próprio de projeto
- Tipos usuais de filtros passa-faixa
  - Filtro de linhas de microfita paralelas acopladas pela borda
  - Filtro Hairpin
  - Filtro passa-faixa interdigital
  - Filtro Compline
  - Filtro de ressoadores acoplados

# Filtros de Micro-ondas

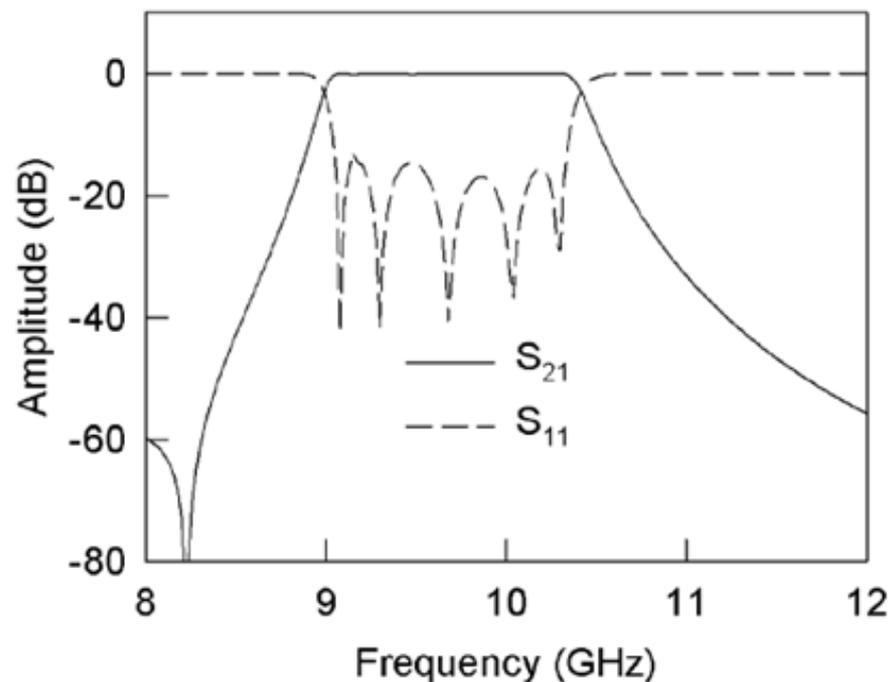
## Filtros usando linhas de transmissão

Filtro de linhas de microfita paralelas acopladas pela borda

- Leiaute de filtro em microfita
  - Substrato:  
 $\epsilon_r = 10,2$  e  $h = 0,635$  mm



- Resposta em frequência



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

#### Ressonadores acoplados

- Trechos de linha de transmissão
- Terminados em aberto nos duas extremidades
- Dobrados em forma de “U”

#### Resposta em frequência

- É função do acoplamento entre os ressoadores
- Da posição da entrada e da saída



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

#### Projeto do filtro em linha de microfita

- Projeta-se o ressoador em “U” para ressoar na frequência central de operação do filtro
  - Impedância característica arbitrária  $\rightarrow W$ , largura da microfita
  - Comprimento total da microfita  $\rightarrow \lambda g/2$  na frequência central
- Das tabelas de filtro obtém-se os parâmetros  $g_1, g_2, g_3$  do protótipo de filtro passa-baixas normalizado



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

- Calcula-se o acoplamento entre os  $n$  ressoadores em “U”

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{for } i = 1 \text{ to } n - 1$$

- Calcula-se os índices de mérito de entrada e de saída

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

FBW Banda de passagem fracionária  $\rightarrow FBW = BW / f_0$

BW Banda de passagem do filtro

$f_0$  Frequência central da banda de passagem

$n$  Número de ressoadores em “U”

$g_i$  Elementos do protótipo de filtro passa-baixas normalizado

# Filtros de Micro-ondas

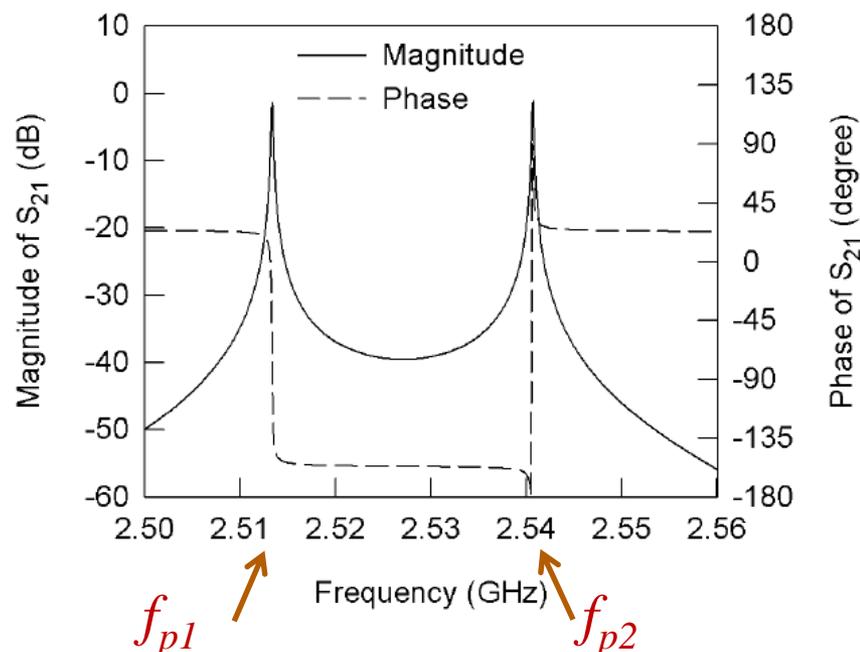
## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

- Acoplamento versus espaçamento entre ressoadores



Layout a ser simulado



Acoplamento  $M_{ij} \rightarrow$

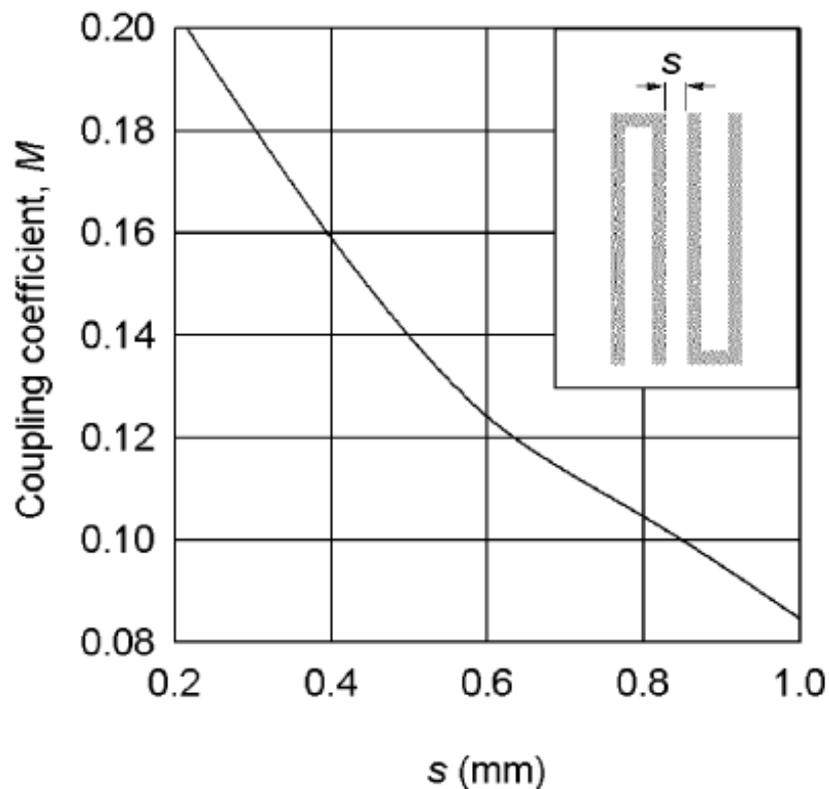
$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}$$

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

- Acoplamento entre os ressoadores em “U”
  - Função da distância entre ressoadores  $\rightarrow s$
  - Depende do substrato utilizado
  - Obtido usando simulação eletromagnética

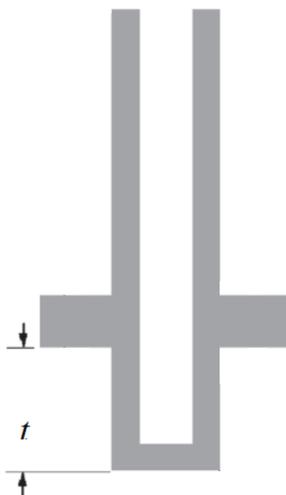


# Filtros de Micro-ondas

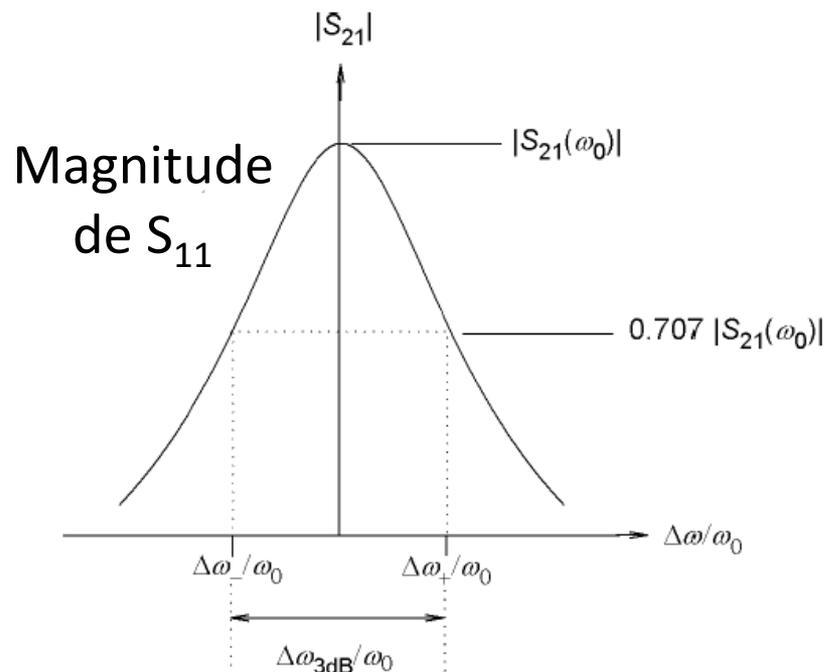
## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

- Índice de mérito versus a posição da entrada e da saída ( $t$ )



Layout a ser simulado



Índice de mérito externo

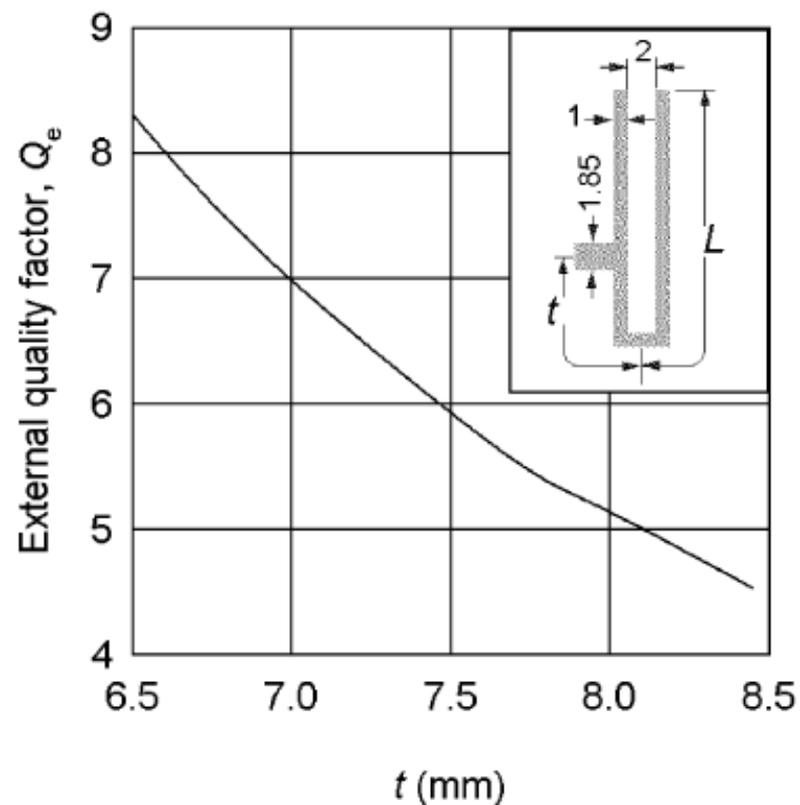
$$Q_e = 2 \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3dB}}$$

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

- índices de mérito de entrada e de saída
  - Função da ponto de conexão das linhas de entrada e de saída →  $t$
  - Depende do substrato utilizado
  - Obtido usando simulação eletromagnética

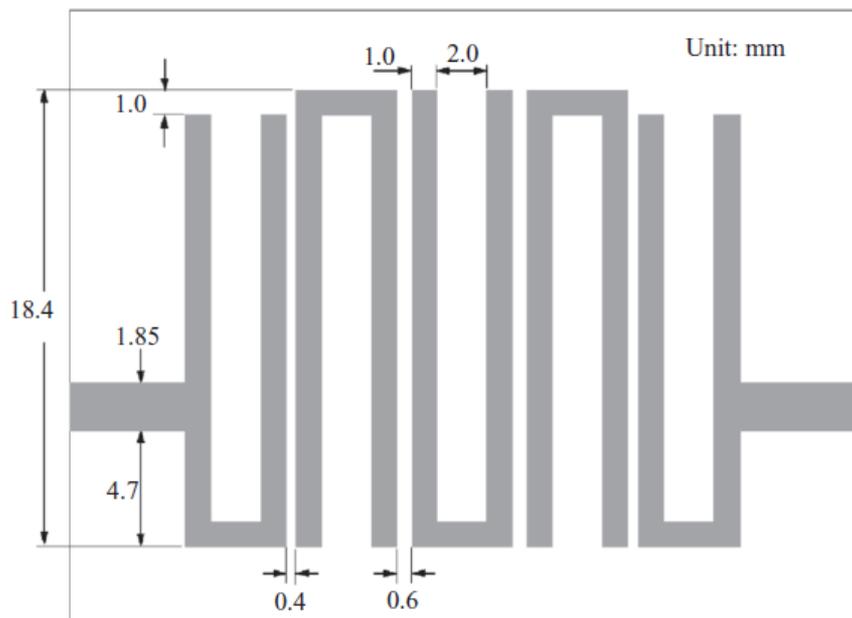


# Filtros de Micro-ondas

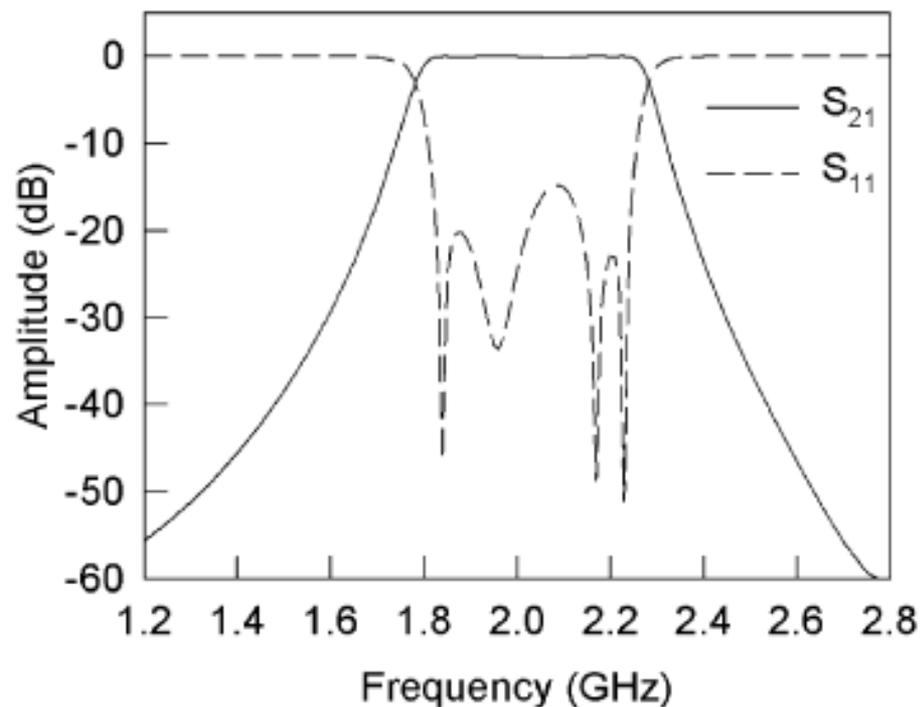
## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtro Hairpin

- Leiaute de filtro em microfita
  - Substrato:  
 $\epsilon_r = 10,2$  e  $h = 1,27$  mm



- Resposta em frequência

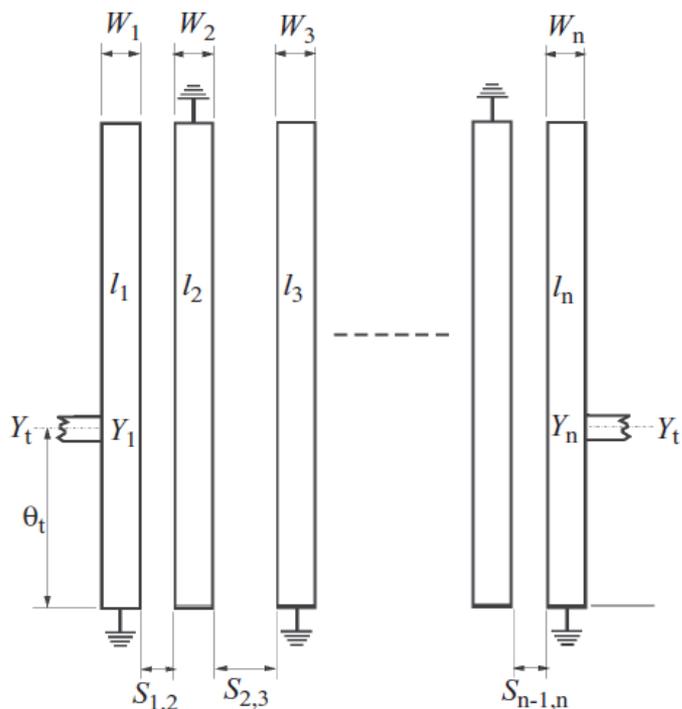


# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

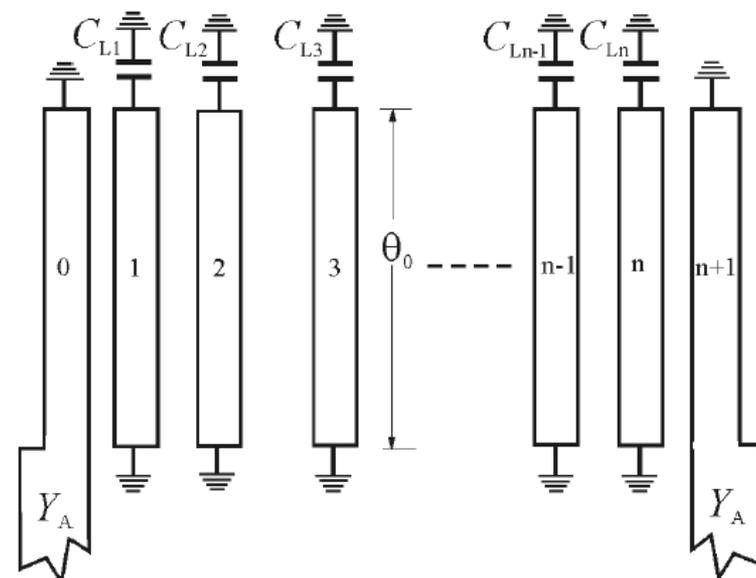
### Estrutura de Filtro Interdigital

- Linhas acopladas terminadas em curto e aberto nas extremidades



### Estrutura de Filtro Combline

- Linhas acopladas terminadas em curto e por capacitâncias aterradas em suas extremidades

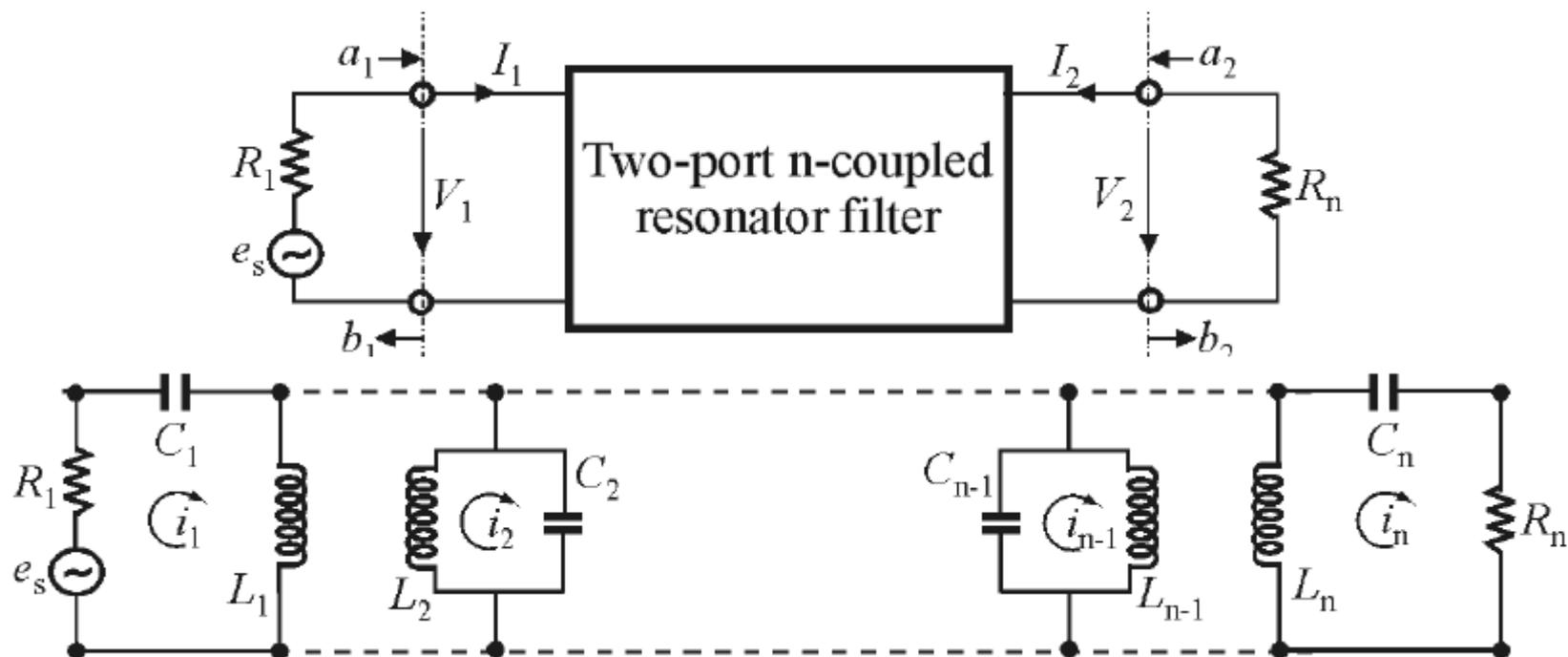


# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Filtros de ressoadores acoplados

- Emprega teoria de ressoadores acoplados



- Aplicável a diversos tipos de ressoadores

# Filtros de Micro-ondas

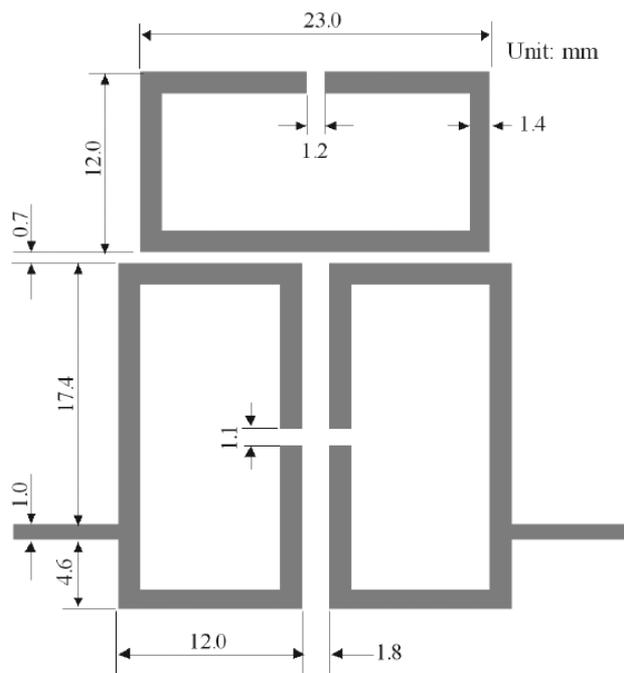
## Filtros usando linhas de transmissão

Filtros de três secções usando ressoadores em anel aberto acoplados

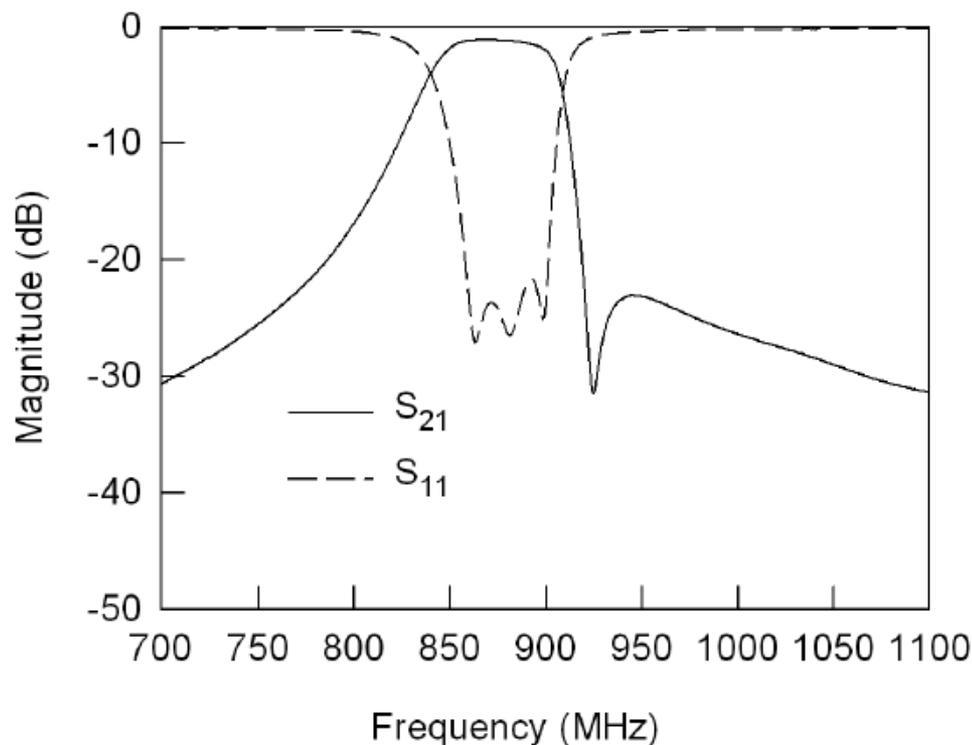
- Leiaute de filtro em microfita

- Substrato:

$\epsilon_r = 10,2$  e  $h = 1,27$  mm



- Resposta em frequência



# Filtros de Micro-ondas

## Filtros usando linhas de transmissão

### Exercício

- Crie uma janela de esquemático no ADS
- Explore a palheta “**Passive Circuits DG – Microstrip Circuits**”, verificando os tipos de filtro e outros circuitos disponíveis na mesma
- Posicione o ícone de um dos filtros na janela de esquemático, defina suas especificações.
- Insira o ícone do substrato na mesma janela, com as especificações padrão ou outra que deseje
- Use a ferramenta “**Design Guide – Passive Circuits**” para projetar e simular o filtro
- Crie o layout do filtro projetado a partir de seu esquemático.

# Filtros de Micro-ondas

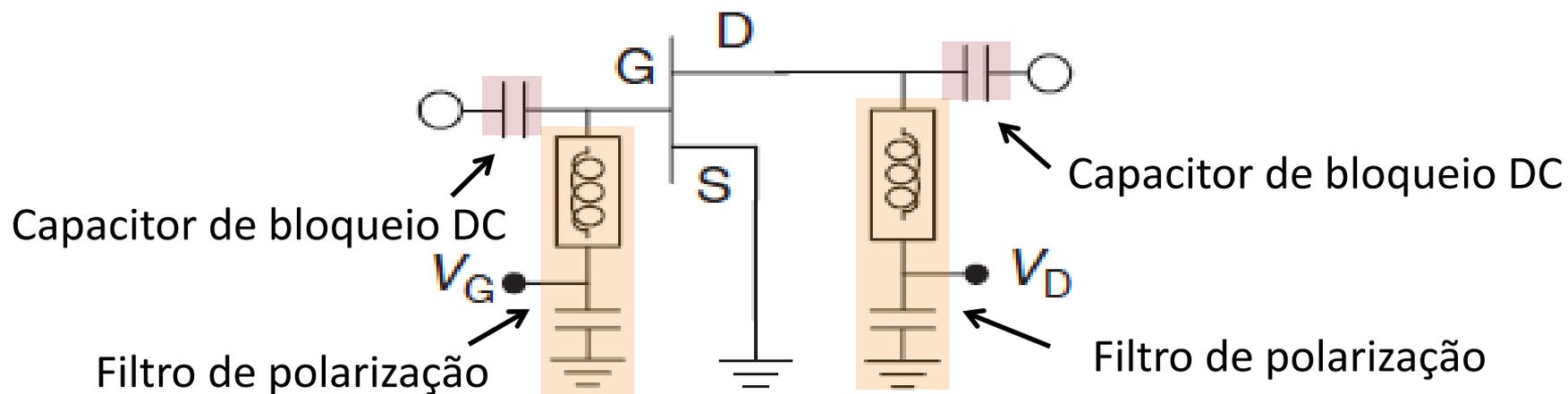
## Filtros de polarização

- Usados em circuitos ativos
  - Amplificadores
  - Osciladores
  - Conversores de frequência ativos
  - Multiplicadores de frequência
- Função
  - Conectar tensões ou correntes DC aos terminais do transistor para que operem no ponto quiescente projetado
  - Rejeitar o sinal de micro-ondas, para que o mesmo não se propague para as fontes de alimentação DC.
  - Portas de entrada e saída do circuito sem nível DC

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros de polarização

- Filtro de polarização com elementos concentrados



- Na faixa de frequência de operação do amplificador

**L** tal que  $X_L = 2\pi.f.L \rightarrow \infty$

**C** tal que  $X_C = 1/(2\pi.f.C) \rightarrow 0$

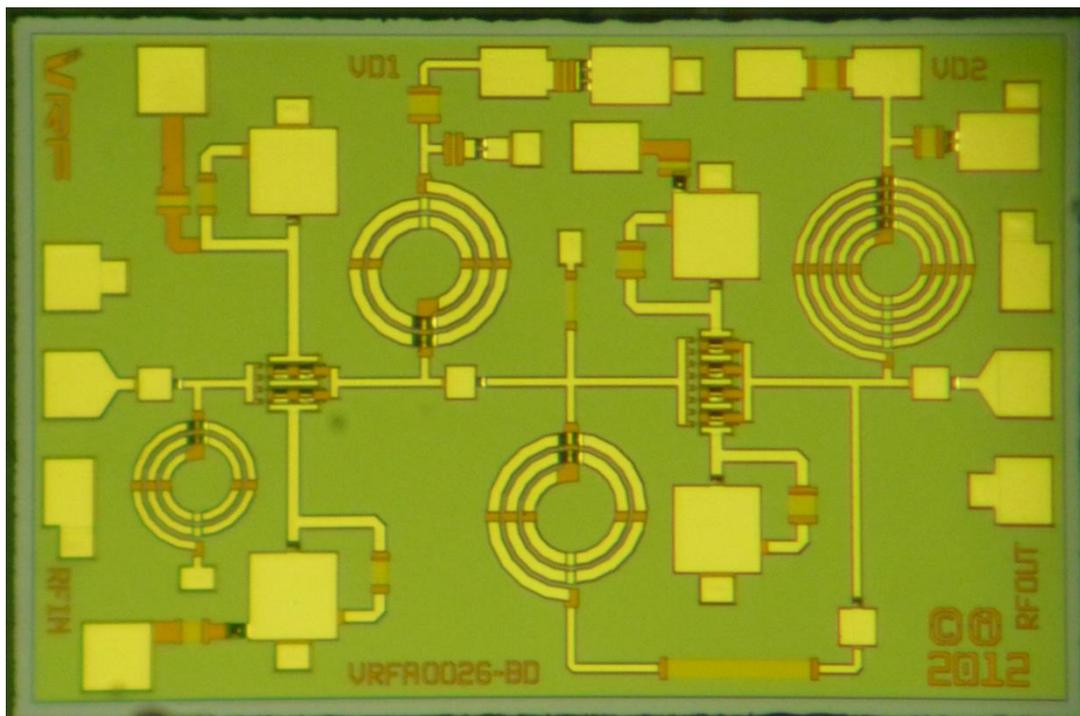
# Filtros de Micro-ondas

## Filtros de polarização

- Exemplo de filtro de polarização com elementos concentrados

### **VRFA00026BD - Viper RF**

- Amplificador de baixo ruído
- Monolítico
- GaAs PHEMT
- Banda X – 7 a 11 GHz
- Dois estágios



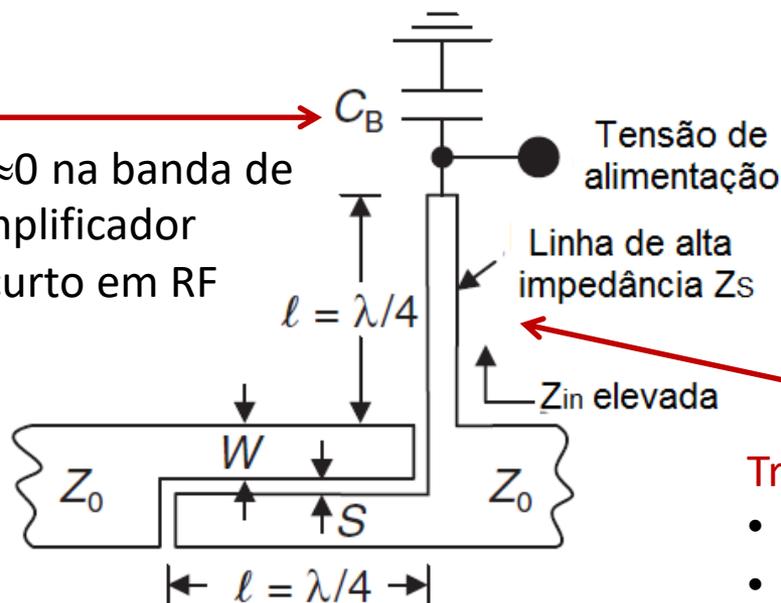
# Filtros de Micro-ondas

## Filtros de polarização

- Exemplos de filtros de polarização com linhas de transmissão

### Capacitor $C_B$

- $X_{CB} = 1/(2\pi \cdot f \cdot C_B) \approx 0$  na banda de passagem do amplificador
- Atua como um curto em RF



### Capacitor interdigital

- Reatância  $X_C \approx 0$  na banda de passagem do amplificador
- Atua como capacitor de bloqueio DC

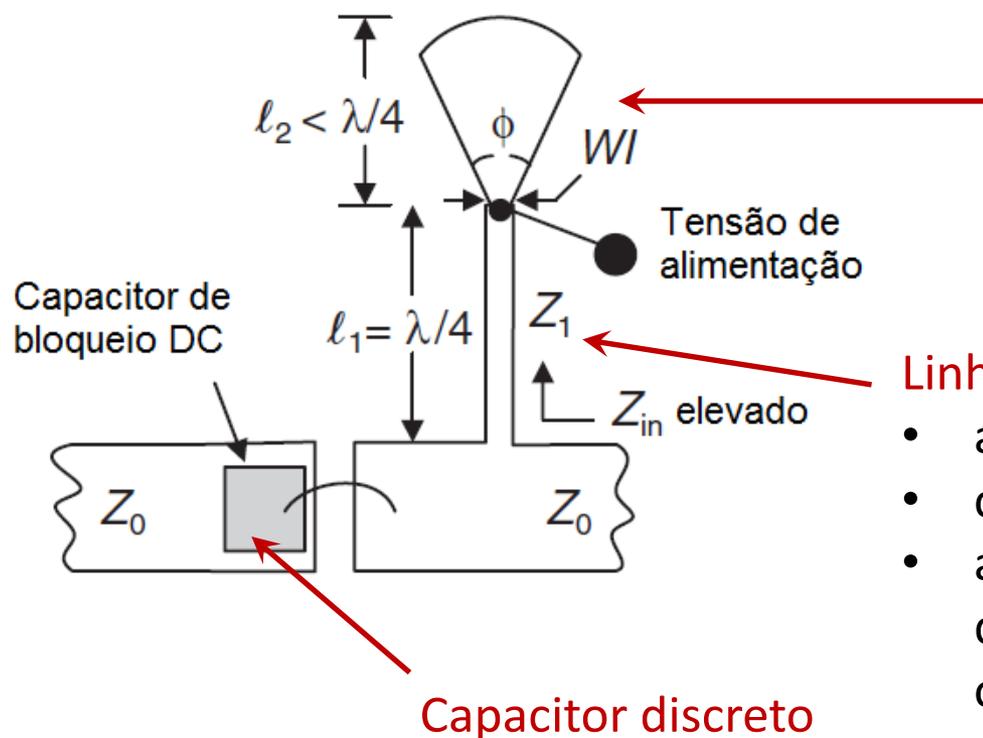
### Trecho de linha de microfitas

- alta impedância
- comprimento  $l = \lambda/4$
- Apresenta alta impedância  $Z_s$  no ponto de conexão o circuito de micro-ondas

# Filtros de Micro-ondas

## Filtros de polarização

- Exemplo de filtro de polarização com linhas de transmissão de microfita



### Setor radial em aberto

- baixa impedância
- comprimento  $l = \lambda/4$
- apresenta curto virtual no ponto de conexão da tensão de alimentação

### Linha de microfita

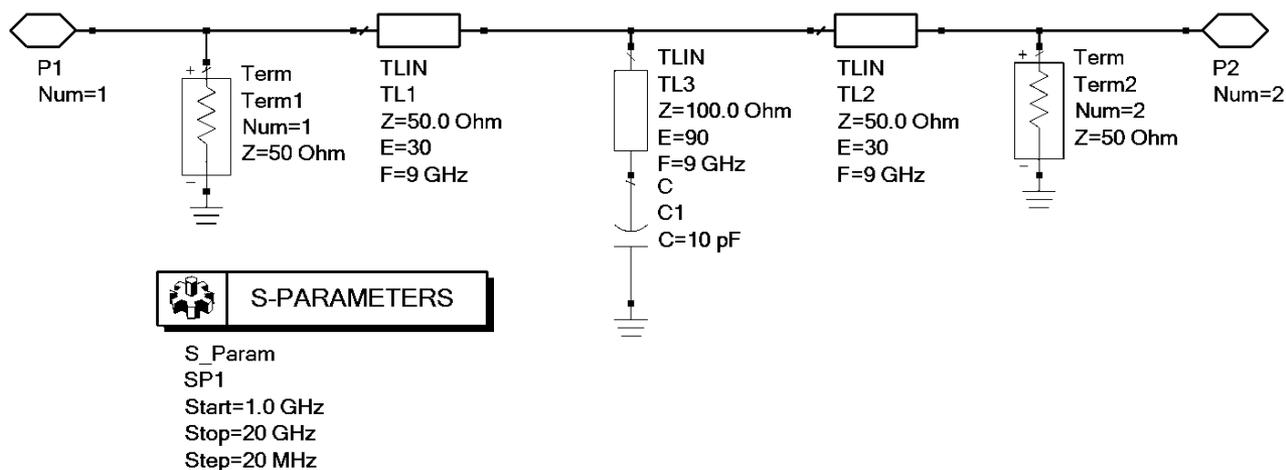
- alta impedância
- comprimento  $l = \lambda/4$
- apresenta alta impedância no ponto de conexão no circuito de micro-ondas

- Reatância  $X_C \approx 0$  na banda de passagem do amplificador
- Atua como capacitor de bloqueio DC

# Filtros de Micro-ondas

## Exercício - Filtro de polarização em linha de microfita

- Em uma janela de esquemático do ADS crie o circuito abaixo usando componentes ideais.

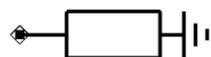


- Simule, trace a curva de  $S_{21}$ (dB) e analise o funcionamento do circuito
- Troque o capacitor por um trecho de linha de transmissão ideal de impedância característica de  $30 \Omega$  e comprimento elétrico de 90 graus.
- Simule o circuito e compare com o filtro usando capacitor

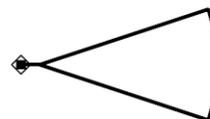
# Filtros de Micro-ondas

## Exercício - Filtro de polarização em linha de microfita

- Crie um circuito esquemático do filtro de polarização do slide anterior, operando na frequência de 9 GHz, usando linhas de microfita.
- Considere que o substrato tem  $\epsilon_r = 2,2$  e  $H = 0,635$  mm, sendo revestido com cobre de 17 microns de espessura e condutividade  $5,8 \cdot 10^7$  S/m.
- Analise duas circunstâncias, usando
  - linha de microfita de baixa impedância em aberto (MLSC)
  - setor radial de microfita, em lugar da linha de baixa impedância (MRSTUB)



MLSC  
TL4  
Subst="MSub1"  
W=  
L=



MRSTUB  
Stub1  
Subst="MSub1"  
Wi=  
L=  
Angle=