

# EN3624 – Sistemas de Micro-ondas

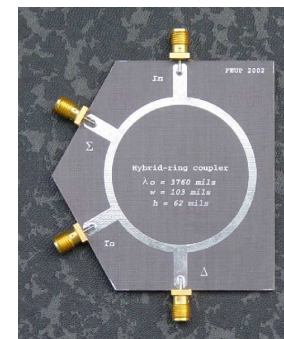
## Dispositivos Passivos

## Dispositivos passivos em Micro-ondas

➤ Divisores e Combinadores de potência



➤ Acopladores

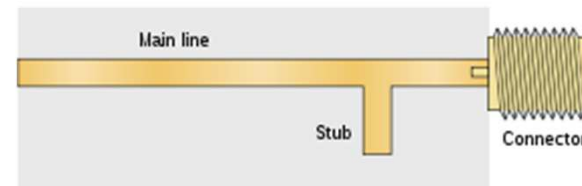
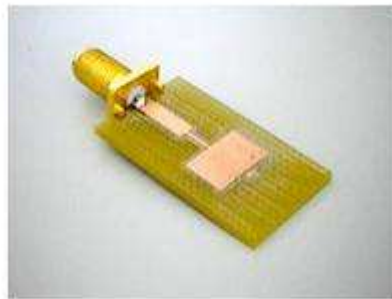


➤ Circuladores e Isoladores

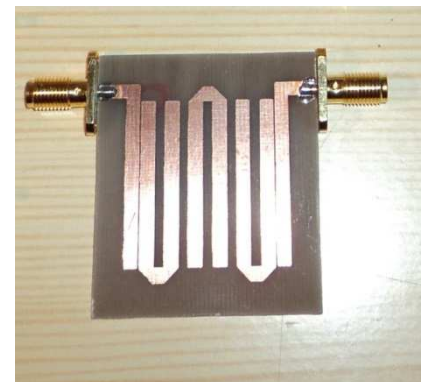
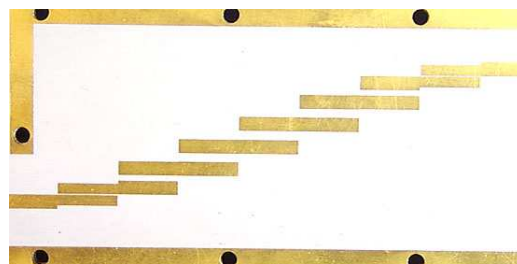


## Dispositivos passivos em Micro-ondas

### ➤ Adaptadores (casadores) de impedância

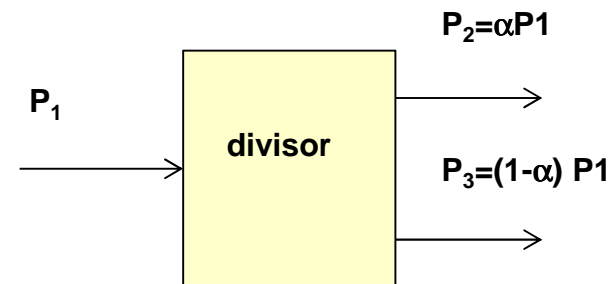


### ➤ Filtros

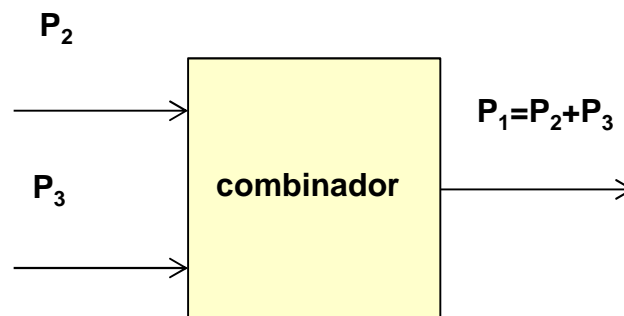


## Divisores e Combinadores de potência

- Redes de três portas



$\alpha$  = relação de divisão



## Redes de três portas

- Matriz S: 
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$
 (se as três portas forem casadas, é impossível que a rede seja recíproca e sem perdas simultaneamente)

- 3 portas **casadas** e rede **recíproca**:

$$\begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

- Rede **sem perdas** →

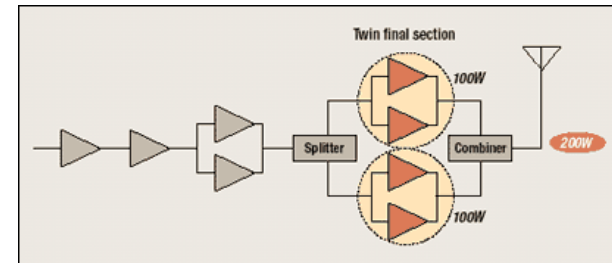
$$\text{I} \left\{ \begin{array}{l} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \end{array} \right. \text{ e } \text{II} \left\{ \begin{array}{l} S_{13}^* S_{23} = 0 \\ S_{23}^* S_{12} = 0 \\ S_{12}^* S_{13} = 0 \end{array} \right.$$

II → Ao menos dois parâmetros devem ser nulos ⇒ I não podem ser satisfeitas.

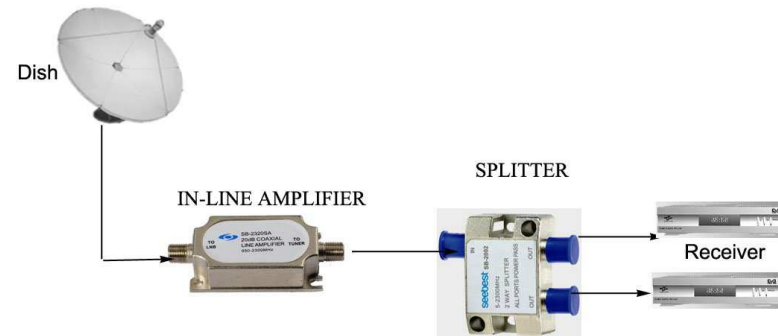
É impossível que uma rede de 3 portas seja sem perdas e recíproca, tendo as 3 portas casadas. Apenas 2 destas propriedades podem ocorrer simultaneamente numa rede real.

## Divisores e Combinadores de potência

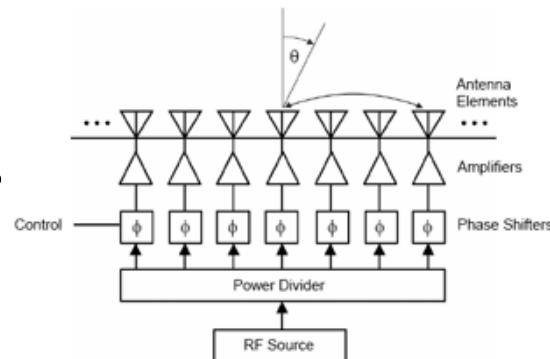
- Aplicações:
  - Combinação de potência de saída de vários amplificadores



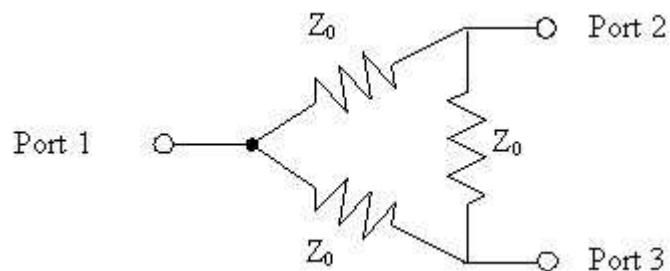
- Distribuição de sinal entre dois acessos de um sistema



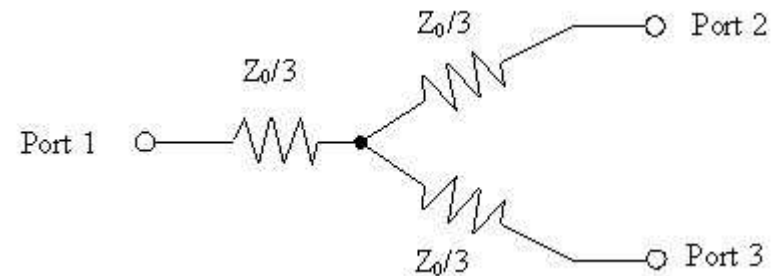
- Redes de antenas



## Divisores Resistivos



Tipo Delta (ou triângulo)



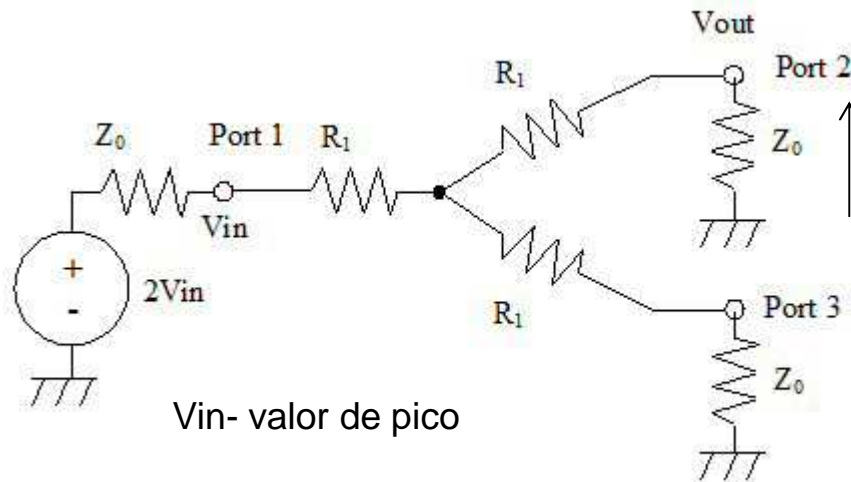
Tipo Y (ou estrela)

Matriz S:

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

- Apresentam perdas nos resistores (3dB)
- Simétricos
- Denominados divisores de **6dB**
- Banda larga, operam desde DC
- **Recíprocos, portas casadas e perdas!**

## Análise do Divisor Resistivo em Y



$V_{in}$ - valor de pico

Na porta 1:

$$Z_{in} = R_1 + ((R_1 + Z_0) // (R_1 + Z_0))$$

Impondo-se:  $Z_{in} = Z_0$  ( $S_{11} = 0$ )

obtem-se:

$$R_1 = Z_0 / 3$$

$$S_{21} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{in} / 2}{V_{in}} = \frac{1}{2}$$

Potências:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}^2}{Z_0}$$

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} \frac{(V_{in} / 2)^2}{Z_0} = \frac{1}{4} P_{in}$$

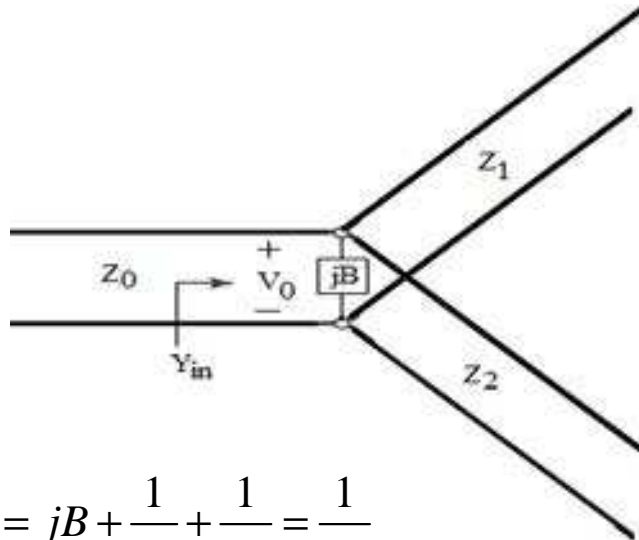
Perda de inserção:

$$P.I. = 20 \log |S_{21}| = 20 \log \frac{1}{2} = -6dB$$

**Metade da potência é dissipada nos resistores  $R_1$**



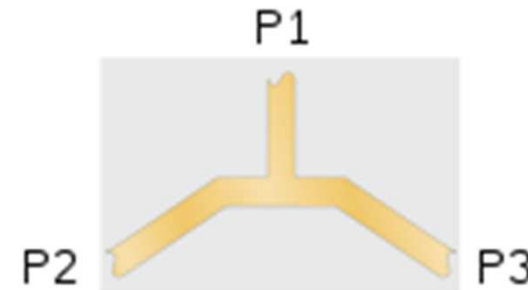
## Divisores em junção T



$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}$$

Se  $B=0$ :

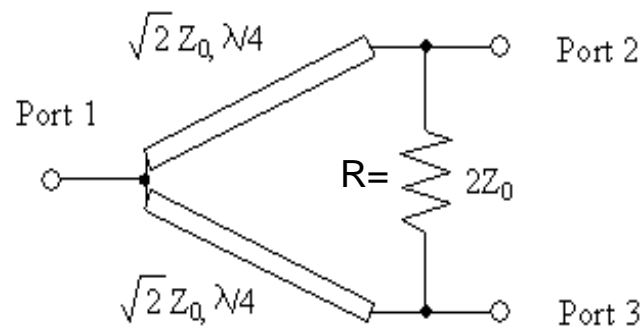
$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}$$



- Entrada casada, mas portas de saída descasadas
- Portas 2 e 3 não isoladas
- Efeito capacitivo parasita na junção das 3 linhas

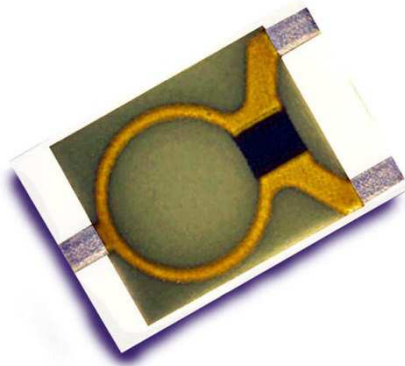
Para divisão de potência igual (-3dB):  $Z_1 = Z_2 = 2Z_0$

## Divisor de Potência Wilkinson (1960)



Matriz S:

$$\frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



- Implementação com cabos coaxiais, microlinhas, etc...)
- Mesma impedância de referência  $Z_0$  nos 3 acessos
- Divisão de potência igual nas portas 2 e 3 (mesma amplitude e mesma fase).
- **Portas 2 e 3 isoladas**
- **Apenas a potência refletida nestas portas é dissipada no resistor**

Perda de inserção:

$$P.I. = 20 \log |S_{21}| = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3dB$$

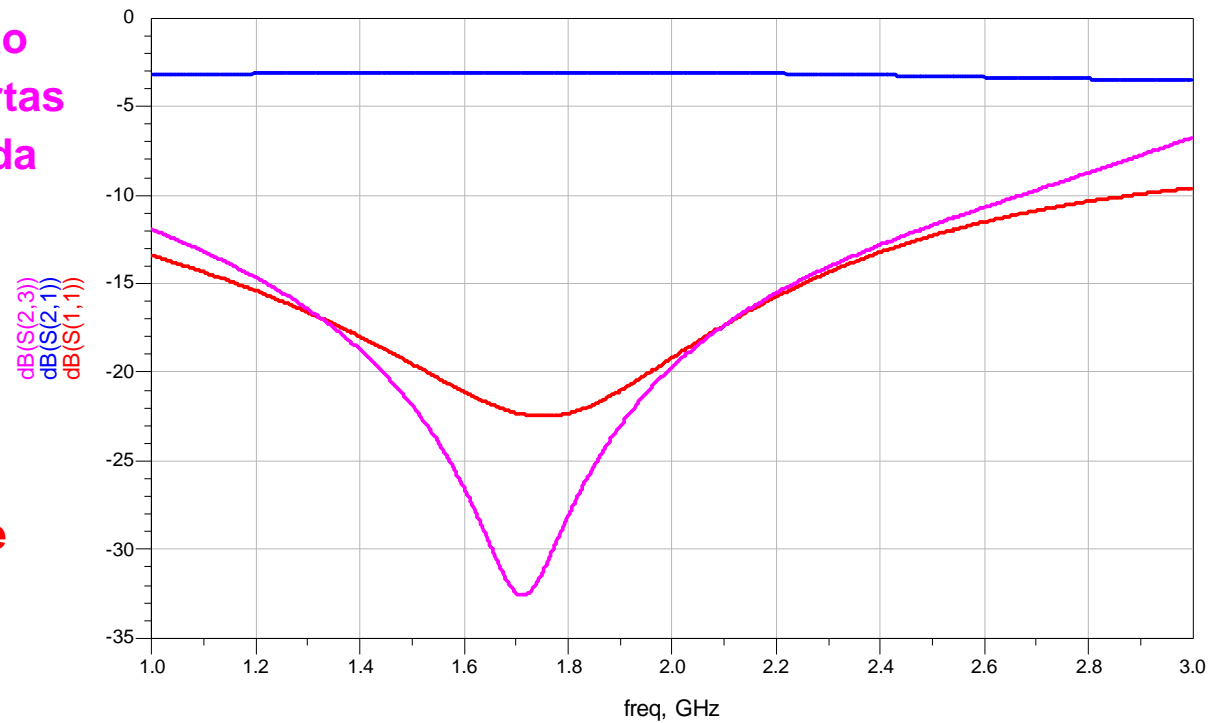
somente na frequência central !

## Características do Divisor de Potência real

$S_{21}$  e  $S_{31} \approx -3$  dB  
(divisão de potência por 2)

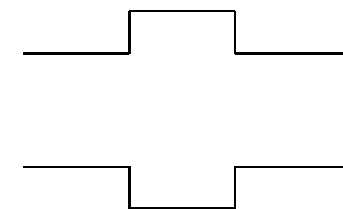
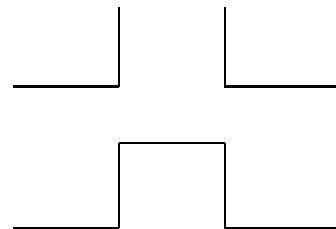
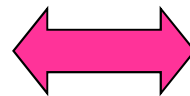
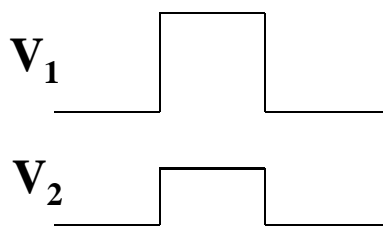
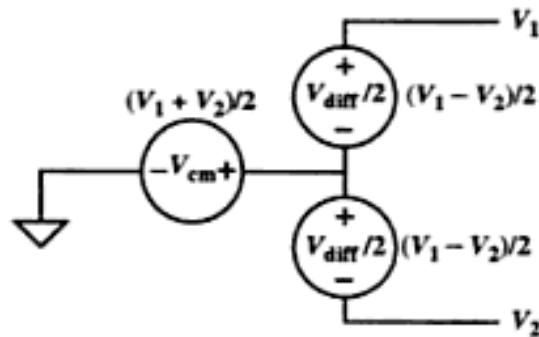
$S_{23}$  : isolamento  
entre as portas  
2 e 3 de saída

$S_{11}$  : reflexão  
na porta1 de  
entrada



## Componentes de modos comum e diferencial de sinal

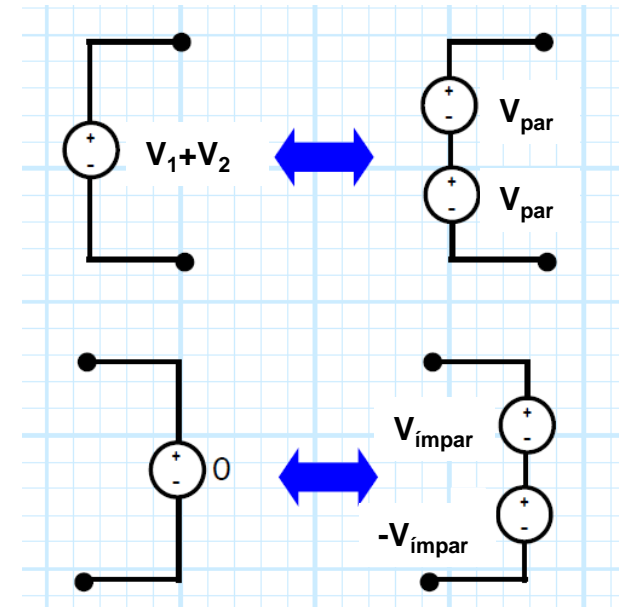
- Sinal imposto num par de terminais pode ser decomposto em suas componentes de modo comum  $V_{cm}$  (par) e modo diferencial  $V_{diff}$  (ímpar)



$$\begin{aligned} V_2 &= V_{par} + V_{impar} \\ V_1 &= V_{par} - V_{impar} \end{aligned}$$

$$V_{par} = \frac{1}{2}(V_1 + V_2)$$

$$V_{impar} = \frac{1}{2}(V_1 - V_2)$$

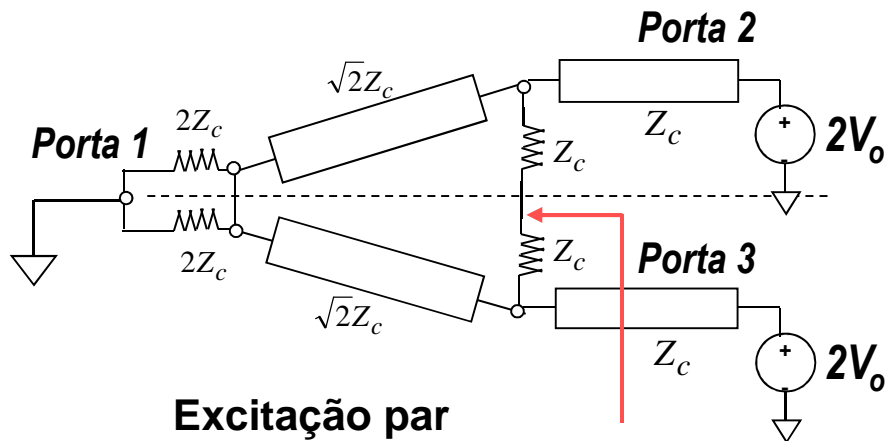
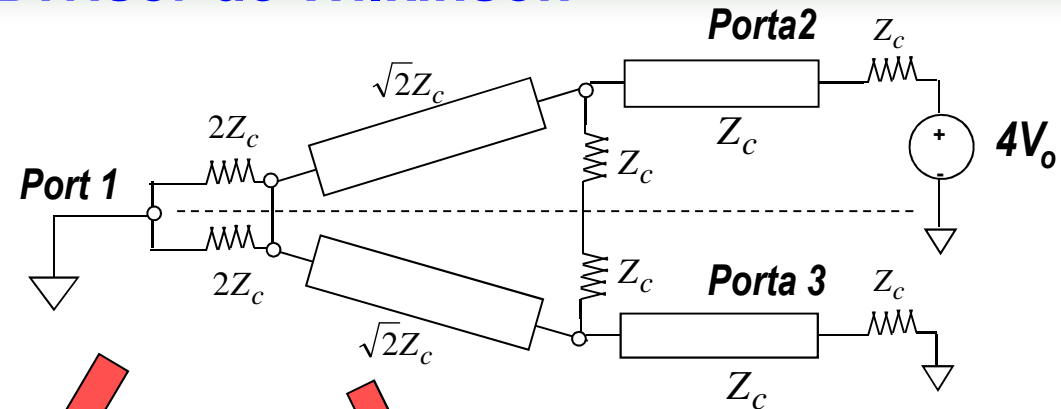


## Análise de Estruturas Simétricas

- Estruturas **Simétricas** → Análise de **Modo Par** e **Modo Ímpar**
- Sinal imposto num par de terminais pode ser decomposto em suas componentes de **modo comum (par)** e **modo diferencial (ímpar)**
- A análise é feita com apenas **metade da estrutura** (mais simples)
- Aplica-se o princípio da Superposição (excitação modo par + excitação modo ímpar) para obtenção da **matriz S**

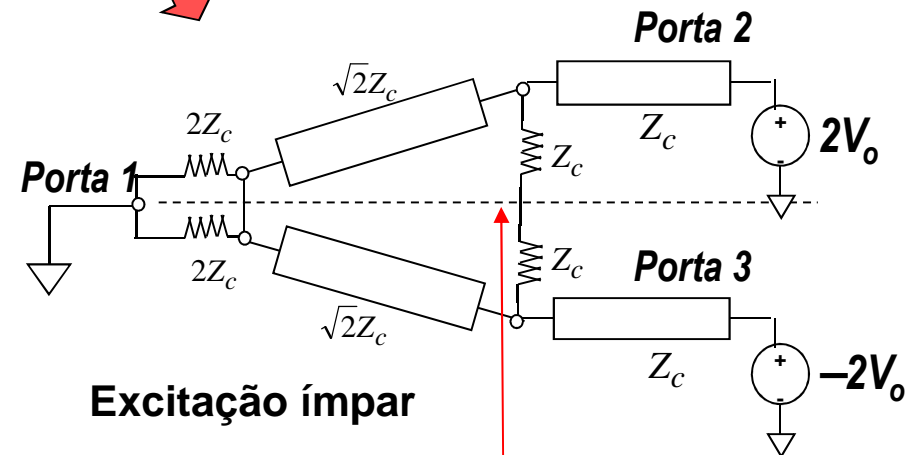
## Análise do Divisor de Wilkinson

- Por exemplo: Sinal aplicado à **porta 2** para cálculo de  $S_{22}$ ,  $S_{12}$  e  $S_{32}$
- Rede **simétrica**
- Separação **Modo par** e **Modo ímpar**



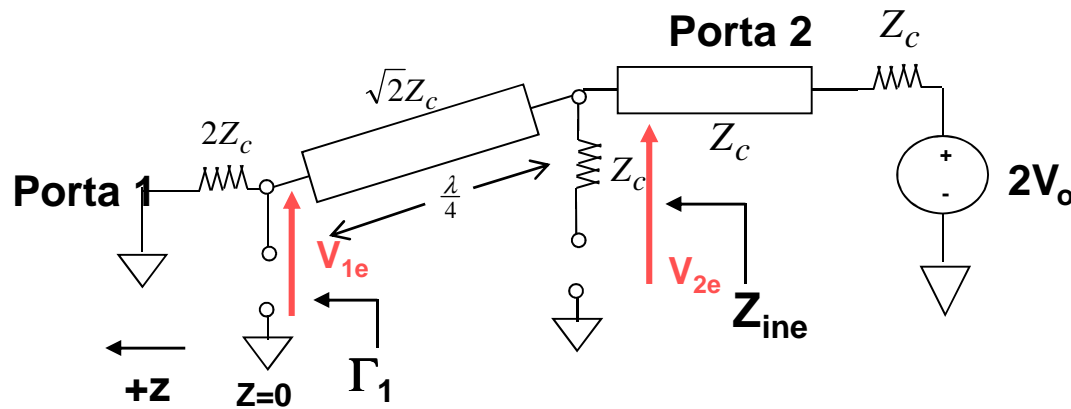
Correntes não passam por este ramo (pode ser desconectado)

+



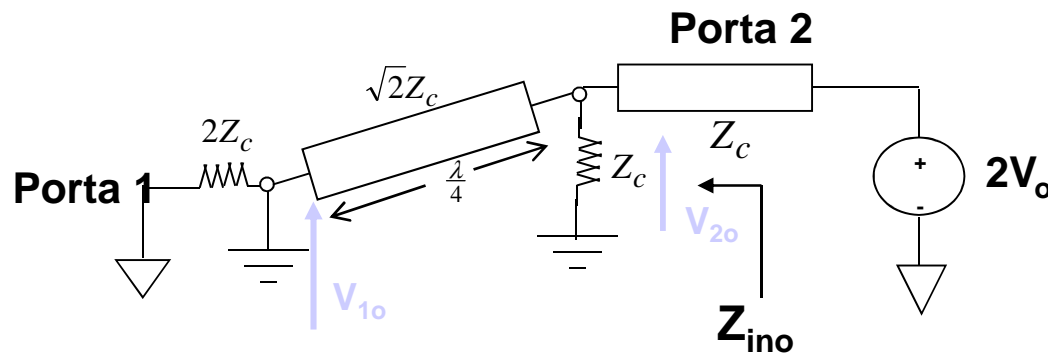
Terra virtual

- Devido à simetria da rede, apenas metade do circuito é utilizada na análise de cada modo.



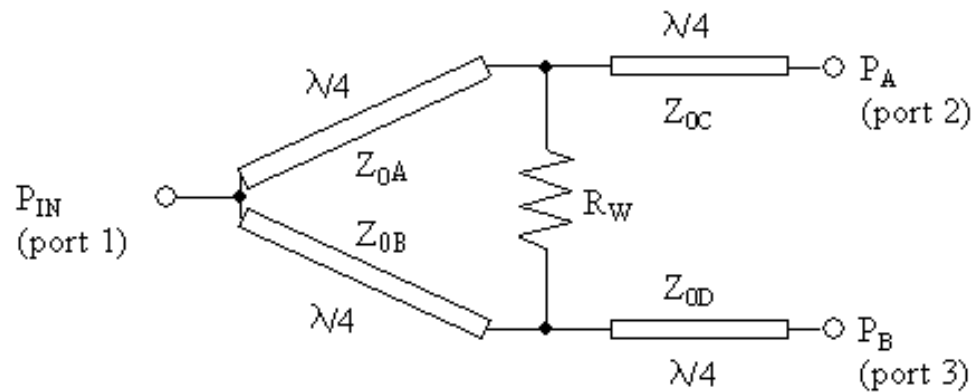
**Análise do  
Modo par**

+

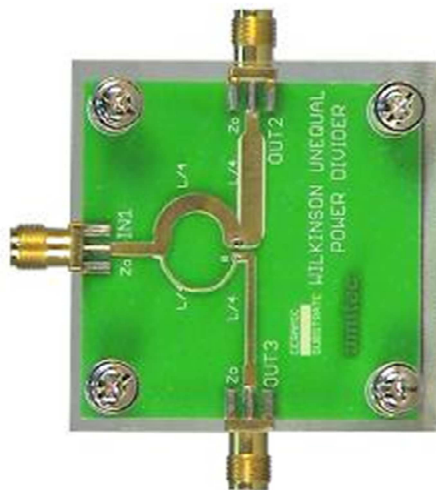


**Análise do  
Modo ímpar**

## Divisor de Potência desigual



- Inclusão de **transformadores de impedância** na saída para garantir o casamento de todas as portas na frequência central
- Portas 2 e 3 isoladas



$$K^2 = \frac{P_B}{P_A}$$

$$Z_{0B} = Z_0 \sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}}$$

$$Z_{0A} = K^2 Z_{0B} = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)}$$

$$Z_{0C} = Z_0 \sqrt{K}$$

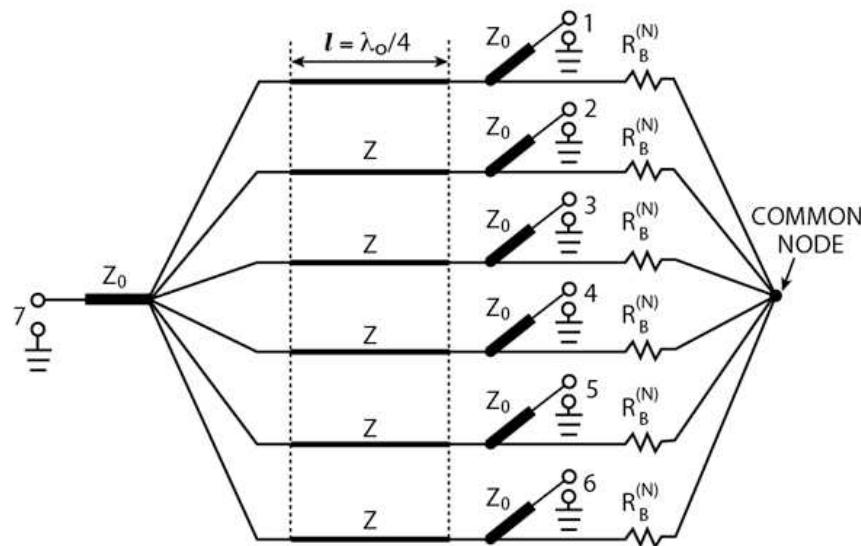
$$R_W = Z_0 \left( K + \frac{1}{K} \right)$$

$$Z_{0D} = \frac{Z_0}{\sqrt{K}}$$



# Divisor de Potência de n portas

- Implementação **não-planar** para  $n \geq 3$



$$Z = \sqrt{n} \cdot Z_0$$

$$R = Z_0$$

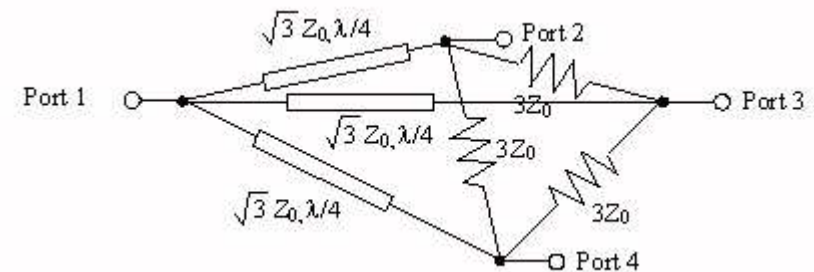
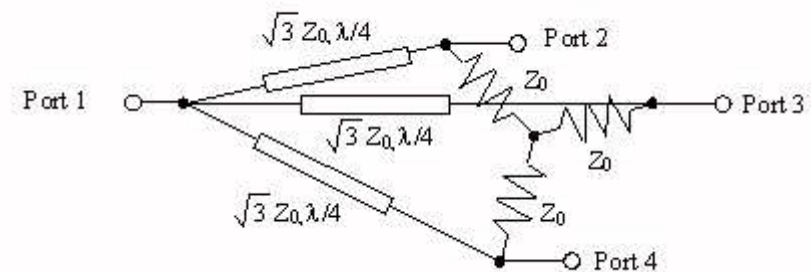
$$R = n \cdot Z_0$$

Configuração estrela (Y)

Configuração delta (triângulo)

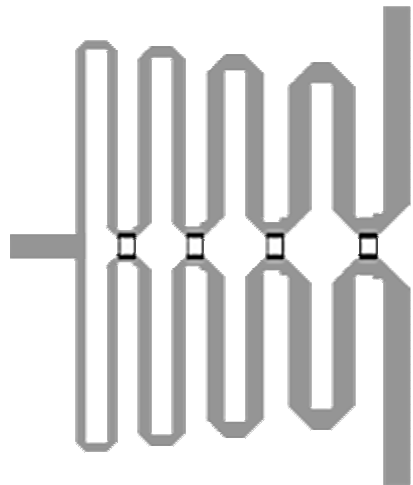
Caso  $n=3$

Configuração Y

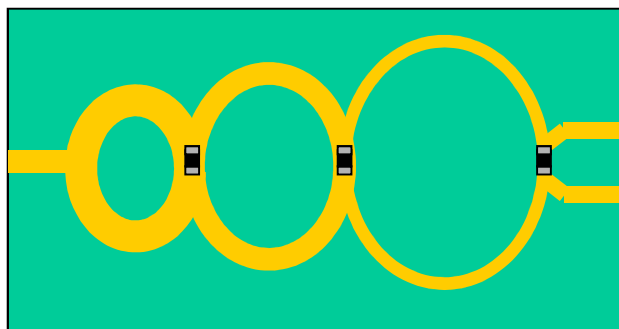


Configuração  $\Delta$

## Divisor de Potência multi-seção



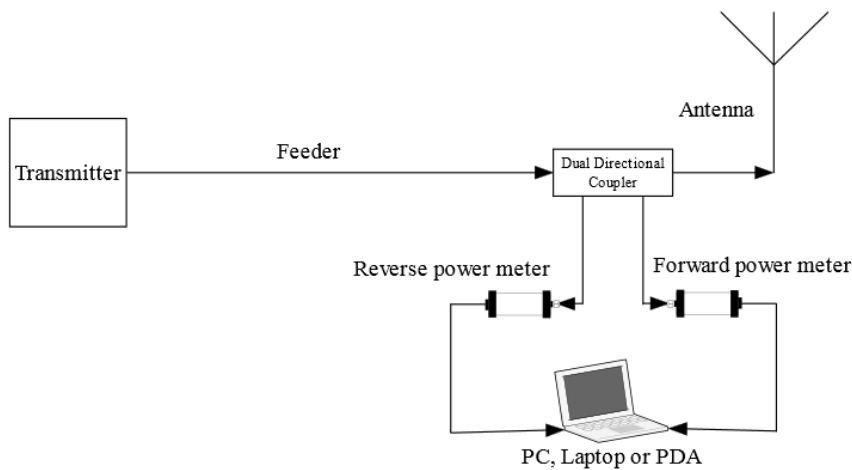
- Aplicação: operação em **banda larga**



- Lay-out para divisão de potência em várias portas (associado a operação banda larga)

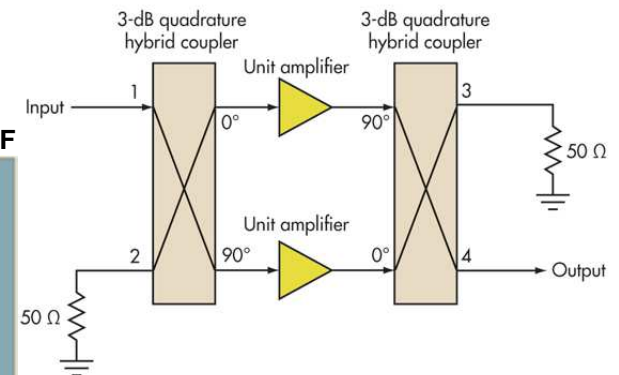
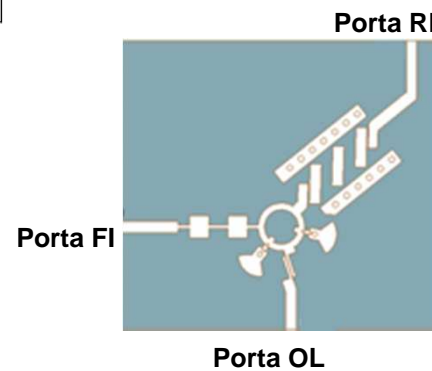
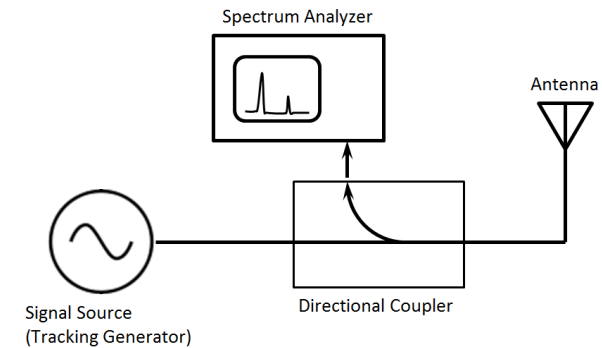
# Acopladores

## ➤ Aplicações:



- Medidas de potência e frequência
- Medidas de coeficiente de reflexão

- Amostragem de sinal



- Projetos de amplificadores balanceados e misturadores

# Acopladores

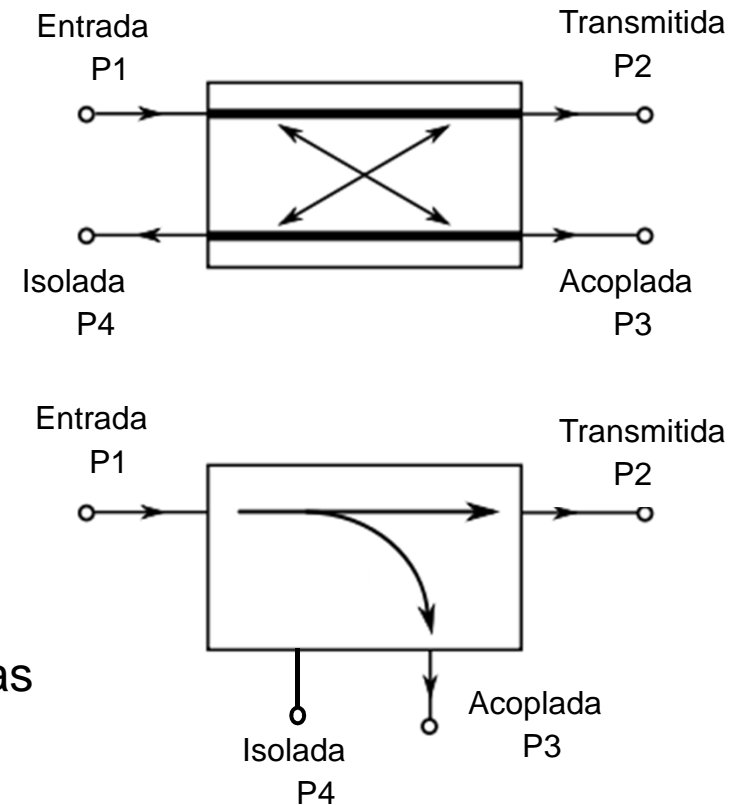
- Dispositivos de 4 portas

Matriz S:

$$\begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{42} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{43} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix}$$

Características:

- Não há as **restrições** das redes de 3 portas
- Rede **recíproca e sem perdas**
- Casada** em todas as portas
- Nenhuma potência na porta isolada (P4)



# Acopladores

➤ Duas possíveis soluções:

❑ Acoplador simétrico ou 90°:

$$\begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

❑ Acoplador anti simétrico ou 180°:

$$\begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

- $\alpha$  = coeficiente de transmissão
- $\beta$  = coeficiente de acoplamento

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1$$

(perdas nulas)

## Características de Acopladores

➤ Acoplamento:

$$C(dB) = -10 \log \left( \frac{P_3}{P_1} \right)$$

➤ Isolação:

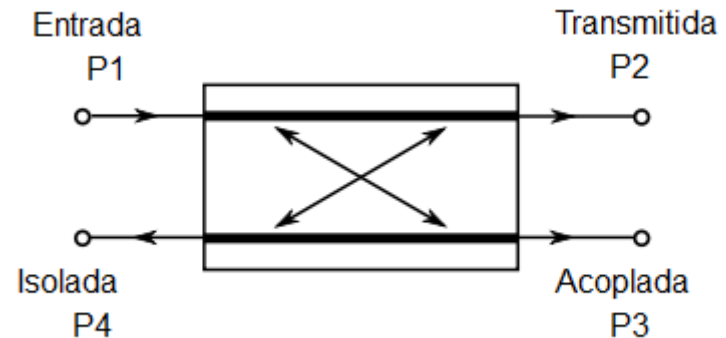
$$I(dB) = -10 \log \left( \frac{P_4}{P_1} \right)$$

➤ Diretividade:

$$D(dB) = -10 \log \left( \frac{P_3}{P_4} \right)$$

➤ Perda de inserção:

$$IL(dB) = -10 \log \left( \frac{P_2}{P_1} \right)$$



❖ **Em condições ideais:**

- Portas terminadas por  $Z_0$
- Sem perdas

$$C(dB) = -20 \log (|S_{31}|) = -20 \log \beta$$

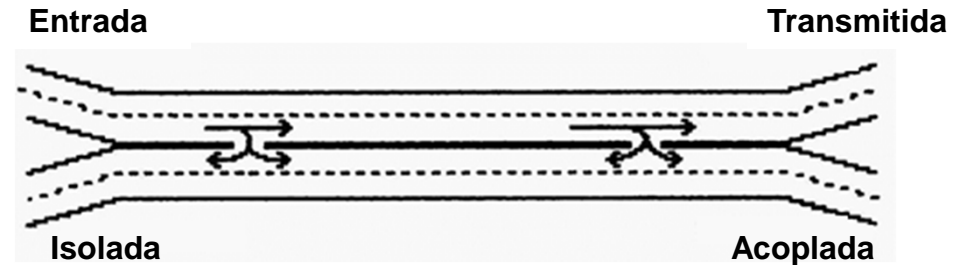
$$I(dB) = -20 \log (|S_{41}|) = -\infty$$

$$D(dB) = -20 \log \left( \frac{|S_{31}|}{|S_{41}|} \right) = I - C$$

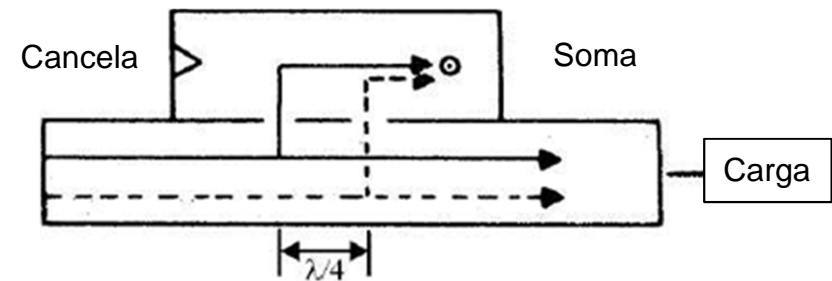
$$IL(dB) = -20 \log (|S_{21}|) = -20 \log \alpha$$

## Acopladores coaxiais ou em guia de onda

- Acoplamento do sinal EM através de dois ou mais furos na parede comum
- Separação da ondas incidente e refletida (progressivas) na carga
- Porta isolada pode ser terminada internamente por carga de  $50\Omega$



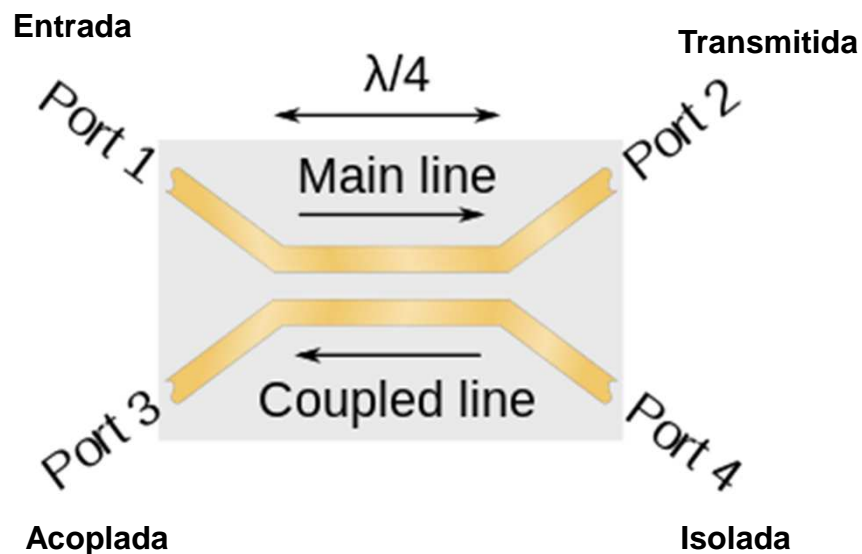
Amostragem da onda incidente



Amostragem da onda refletida



## Tipos de Acopladores: Linhas Acopladas

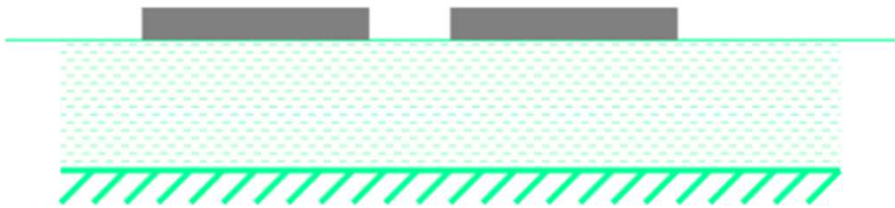


- Interação entre os campos EM em linhas próximas
- Acopladores com acoplamento fraco (devido à limitação no espaçamento entre as linhas) (ex. -10dB; -20dB).
- Aplicação: monitoramento de potência.
- Projeto realizado a partir dos valores das impedâncias características do modo par e do modo ímpar

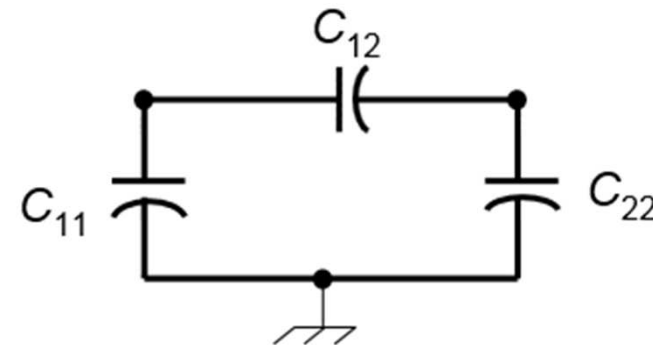


## Linhas Acopladas

- **3 eletrodos**: dois modos de propagação simultâneos: **modo par** e **modo ímpar**
- Análise através das capacitâncias equivalentes em cada modo
- Hipótese de propagação TEM (ou quase-TEM)
- Superposição dos dois modos de excitação



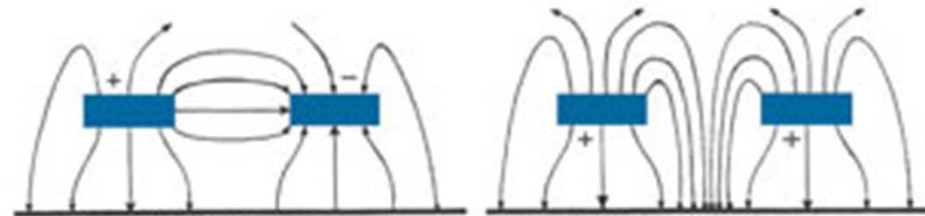
**Três eletrodos**



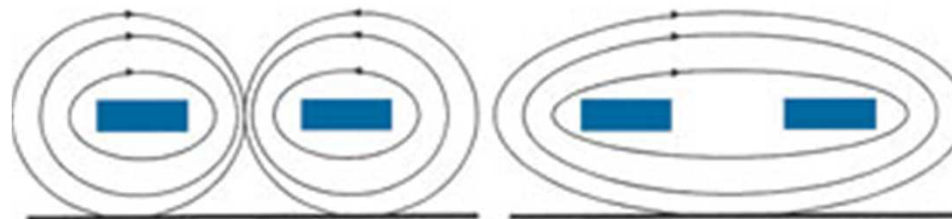
**Circuito equivalente**

# Linhas Acopladas

campo elétrico



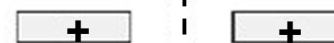
campo magnético



Parede elétrica ( $V=0$ )  
("terra virtual")



Parede magnética ( $I=0$ )

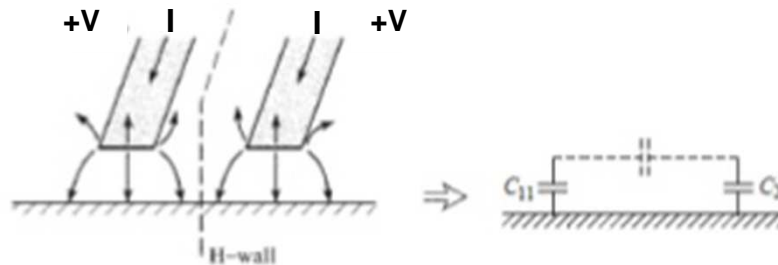


**Modo Ímpar**

**Modo Par**

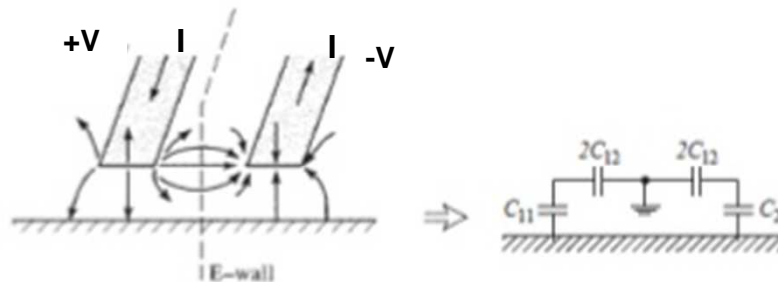
# Linhas Acopladas

**Modo Par**



Correntes  
no mesmo  
sentido

**Modo Ímpar**



Correntes  
em sentidos  
opostos

**Modo Par**

$$C_e = C_{11} = C_{22}$$

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e \cdot C_e}}{C_e} = \frac{1}{v_p \cdot C_e}$$

**Modo Ímpar**

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}$$

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o \cdot C_o}}{C_o} = \frac{1}{v_p \cdot C_o}$$

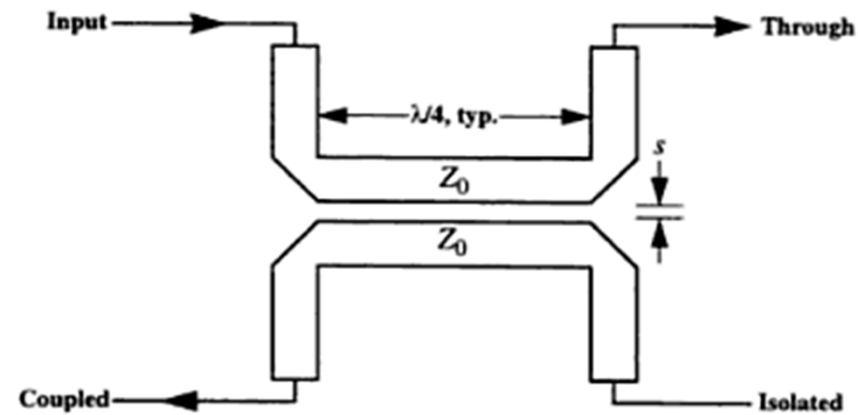
$$Z_{0o} < Z_{0e}$$

$$Z_{0e} > Z_0$$

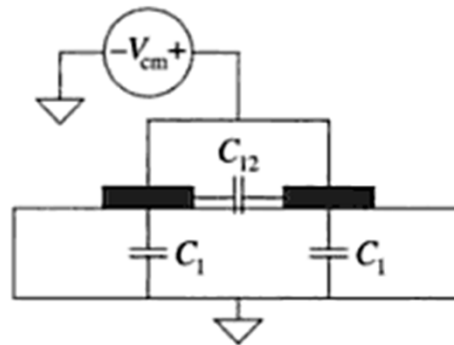
$$Z_{0o} < Z_0$$

**Impedâncias**

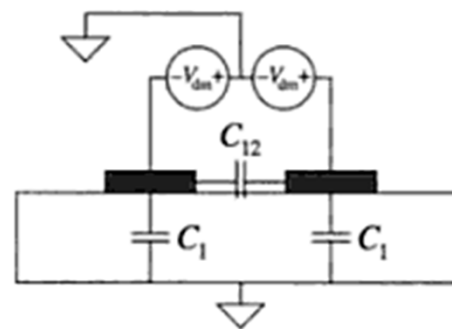
## Acoplador e Sinais de modos comum e diferencial



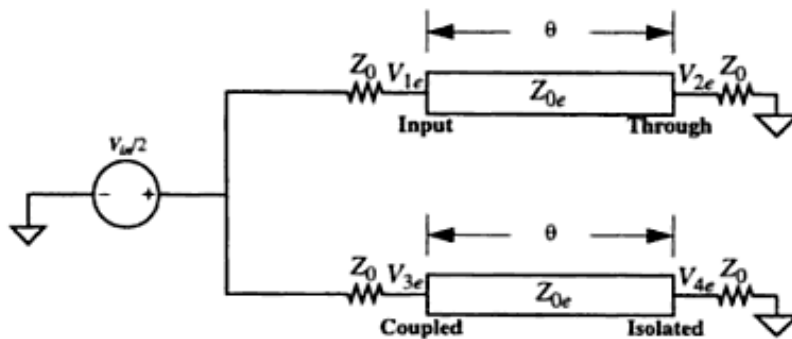
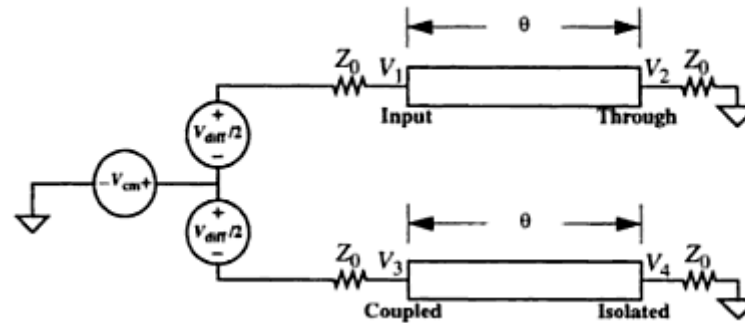
**Modo Comum  
(Par)**



**Modo Diferencial  
(Ímpar)**

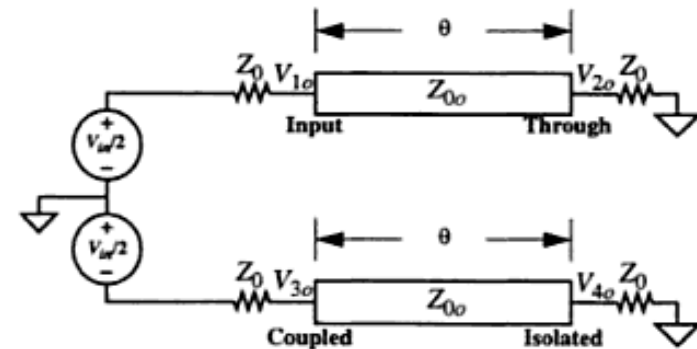


## Análise do Acoplador com excitações de modo par e ímpar



**Modo Comum (Par)**

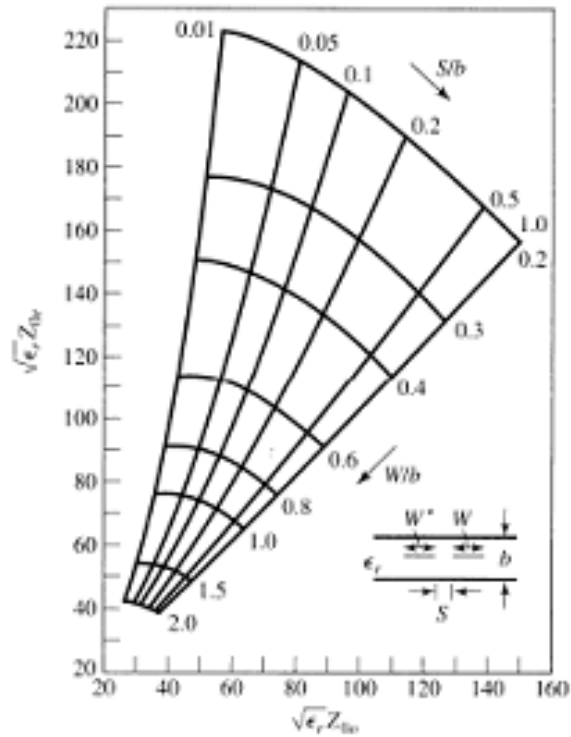
+



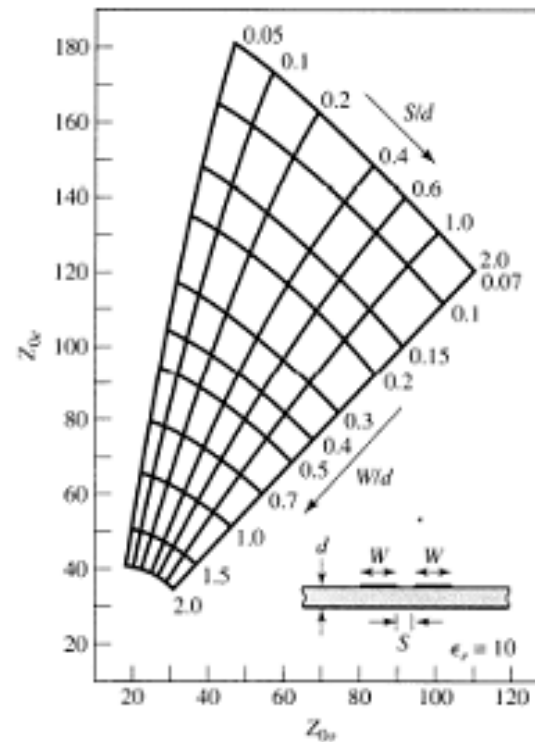
**Modo Diferencial (Ímpar)**

# Linhas Acopladas

Linha em fita

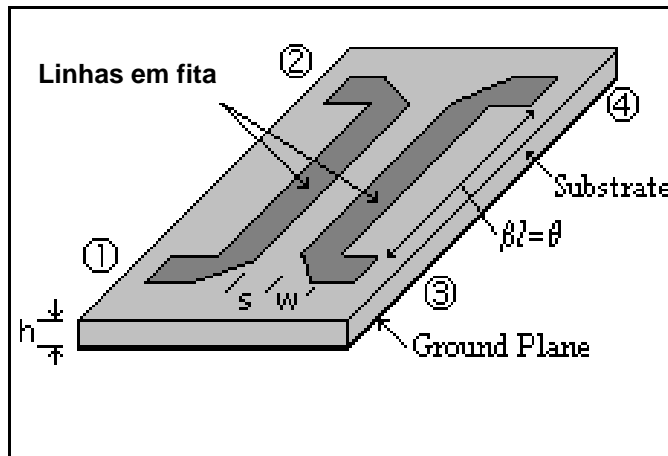


Microlinha



Impedâncias do modo par ( $Z_{0e}$ ) e do modo ímpar ( $Z_{0o}$ ) em função das dimensões das linhas

## Projeto do Acoplador de Linhas Acopladas



$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}} \rightarrow \text{condição de casamento nas portas}$$

$$\theta = \beta l = 90^\circ$$

C= coeficiente de acoplamento (tensão)

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}$$

$$C = \frac{V_3}{V_1} = \sqrt{\frac{P_3}{P_1}}$$

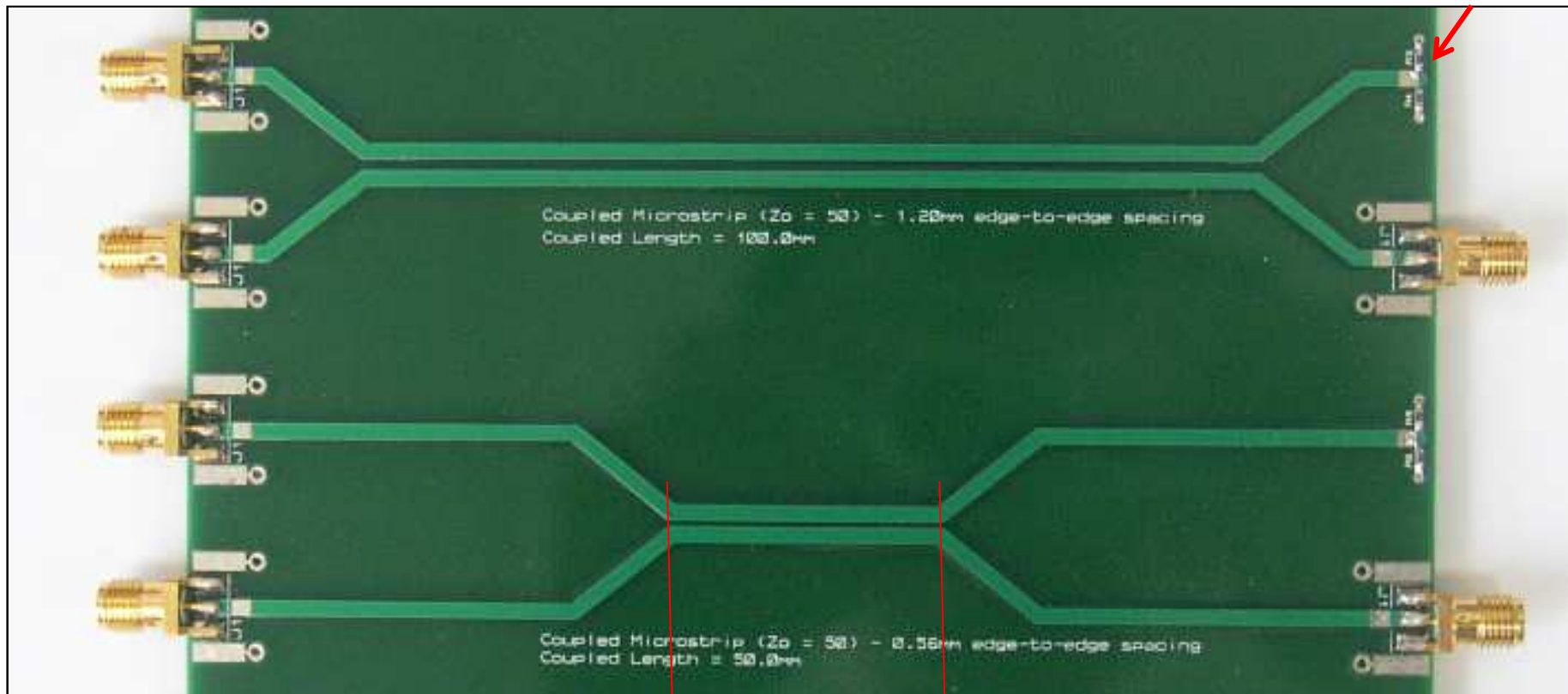
### ➤ Exemplo:

Para  $C(\text{dB}) = -20 \log C = 20 \text{ dB}$ ;  $Z_0 = 50 \Omega$ ;  $f_0 = 3 \text{ GHz}$ , linha em fita,  $\epsilon_r = 2,56$ ,  $b = 2h = 0,158 \text{ cm}$  resulta:

$$Z_{0e} = 55,3 \Omega \quad Z_{0o} = 45,2 \Omega \quad \rightarrow \quad W = 0,114 \text{ cm} \quad S = 0,054 \text{ cm} \quad \frac{\lambda}{4} = 1,56 \text{ cm}$$

## Acopladores de Linhas Acopladas em Microlinha

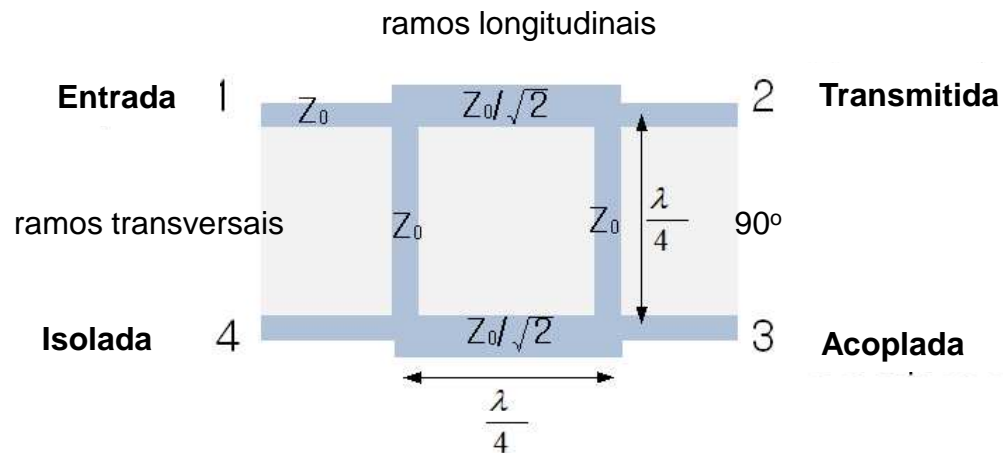
terminação de 50Ω



$\lambda/4$



## Tipos de Acopladores: Híbrido em quadratura (*Branch-Line*)

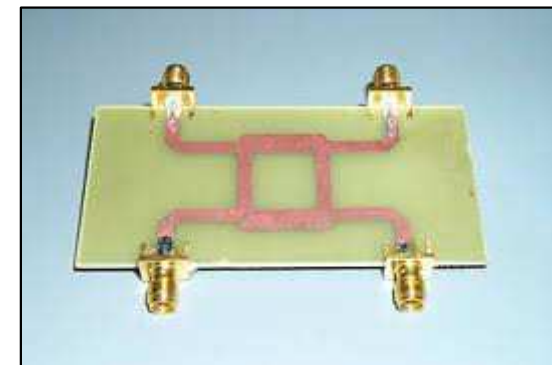


- Acoplador simétrico
- Acoplador de **3 dB** (acoplamento e inserção = 3dB)
- Diferença de  $90^\circ$  entre os sinais das portas de saída (2 e 3)
- Banda 10 a 20%

Matriz S:

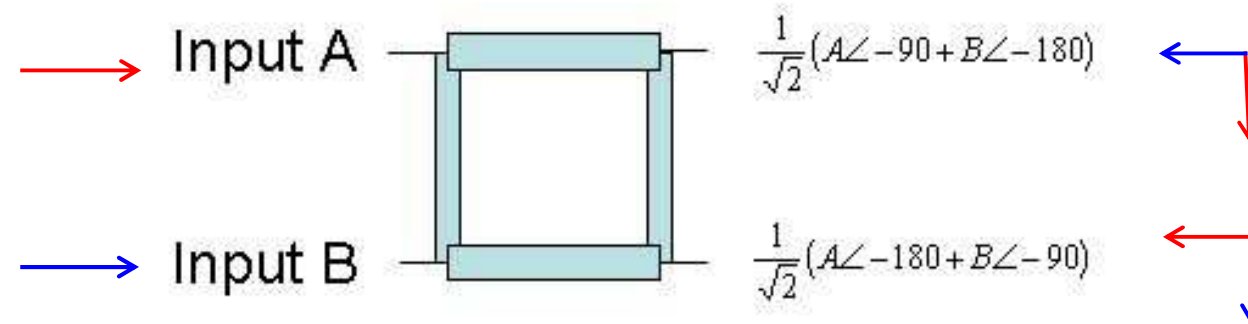
$$\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$$

$$\frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$



## Propriedade do Acoplador *branch-line*

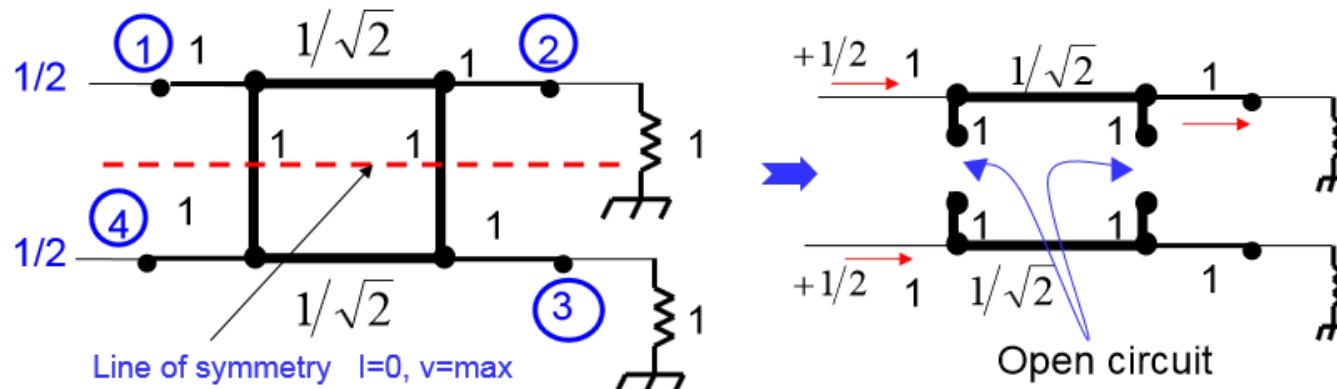
- Aplicação como **combinador**:



A e B – tensões dos sinais de entrada

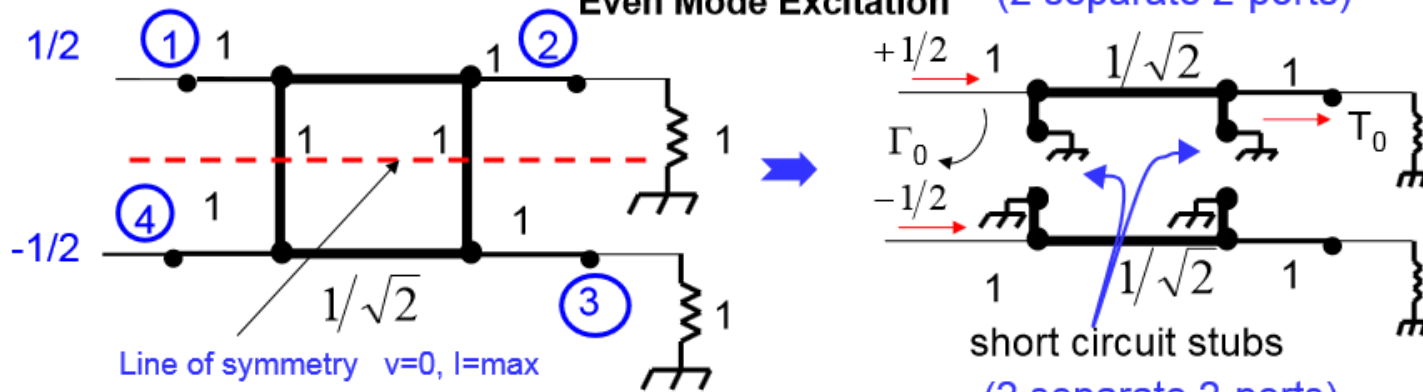
## Análise do Acoplador *branch-line* através da simetria e da superposição dos modos de excitação par e ímpar

Modo Par



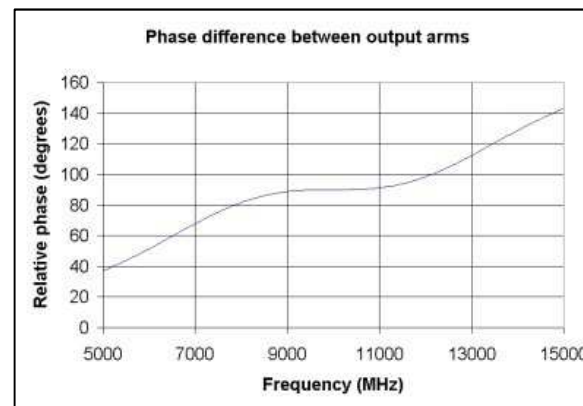
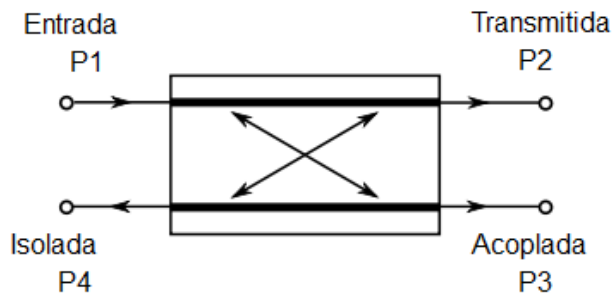
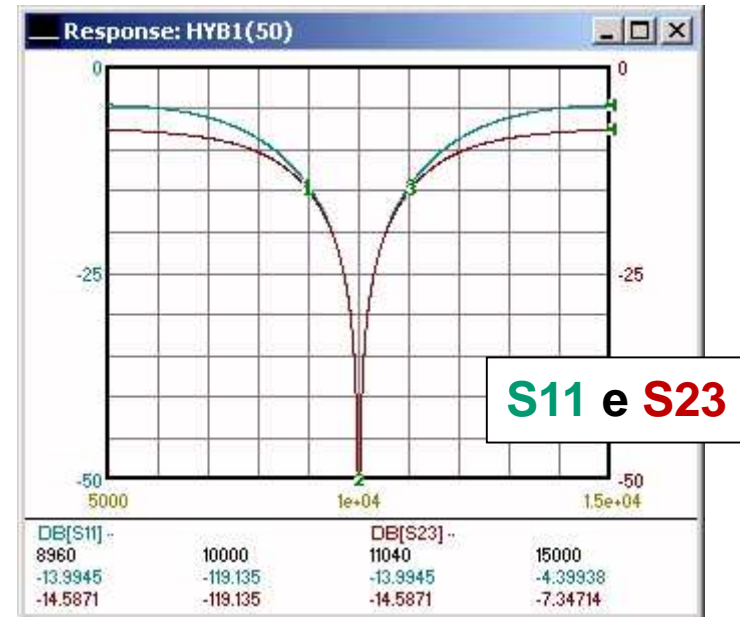
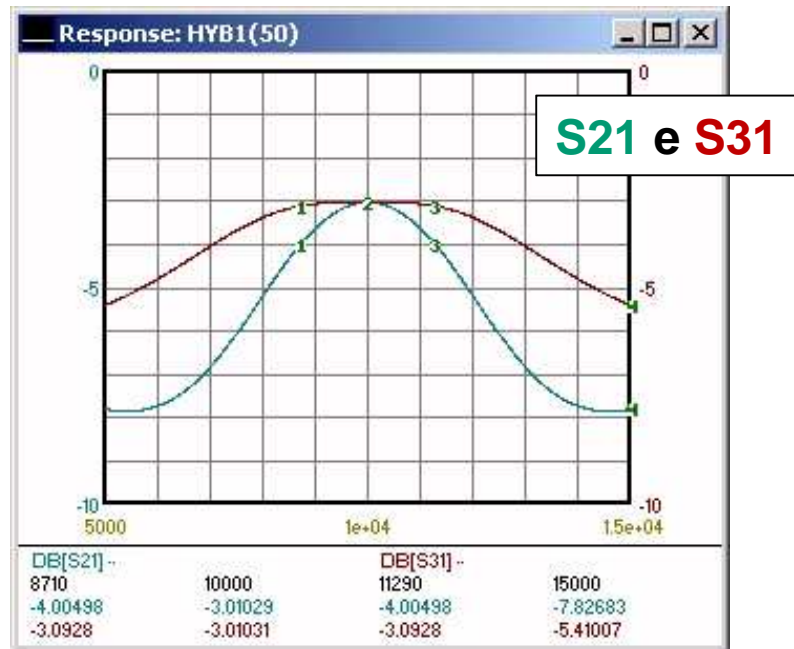
Even Mode Excitation (2 separate 2-ports)

Modo Ímpar



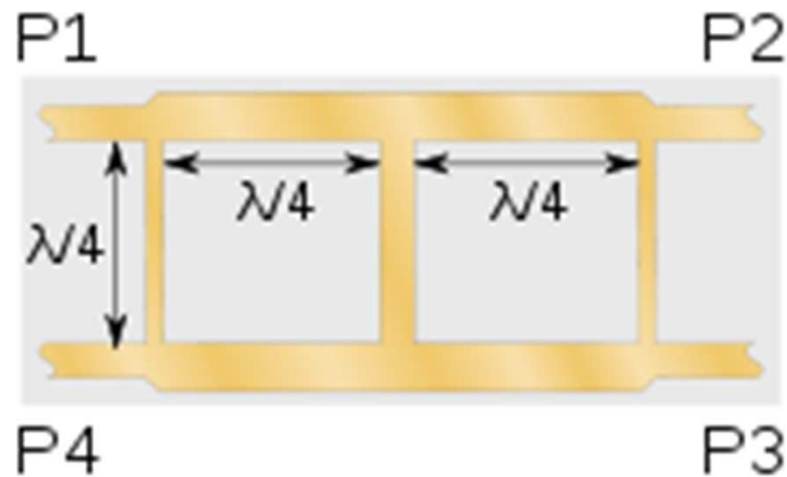
Odd Mode Excitation

## Características do Acoplador *branch-line*



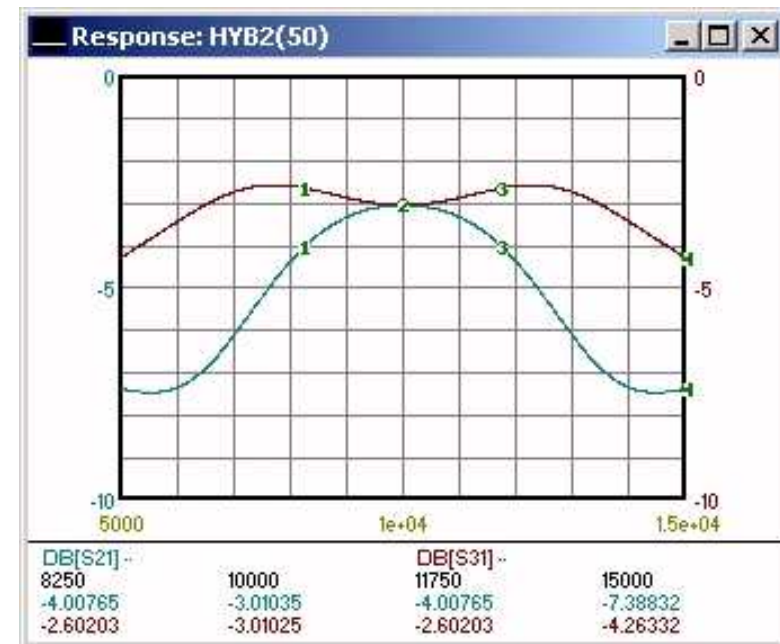
Diferença de fase entre portas 2 e 3

## Acoplador *branch-line* de dupla seção

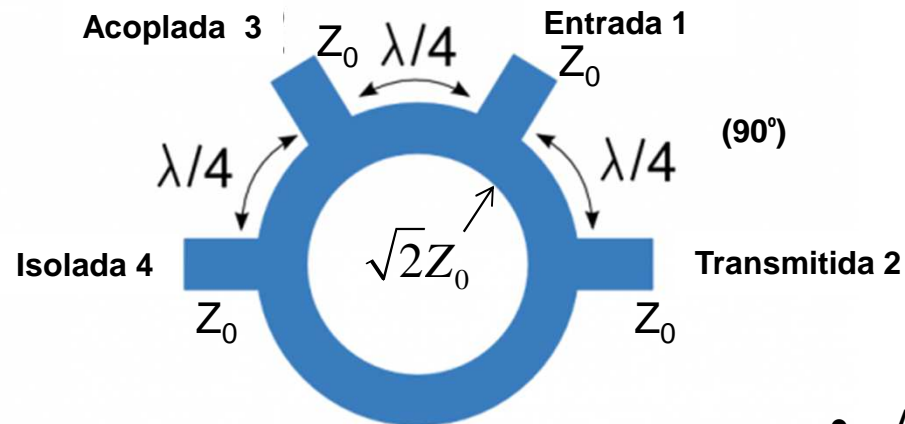


Operação em banda mais larga

**S21 e S31**



## Tipos de Acopladores: Híbrido *rat-race* (ou acoplador em anel)



Matriz S:

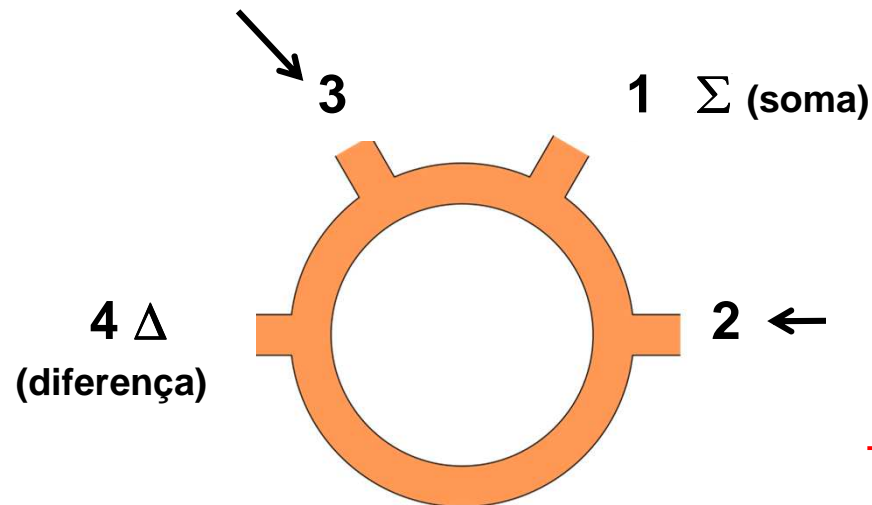
$$\frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$$

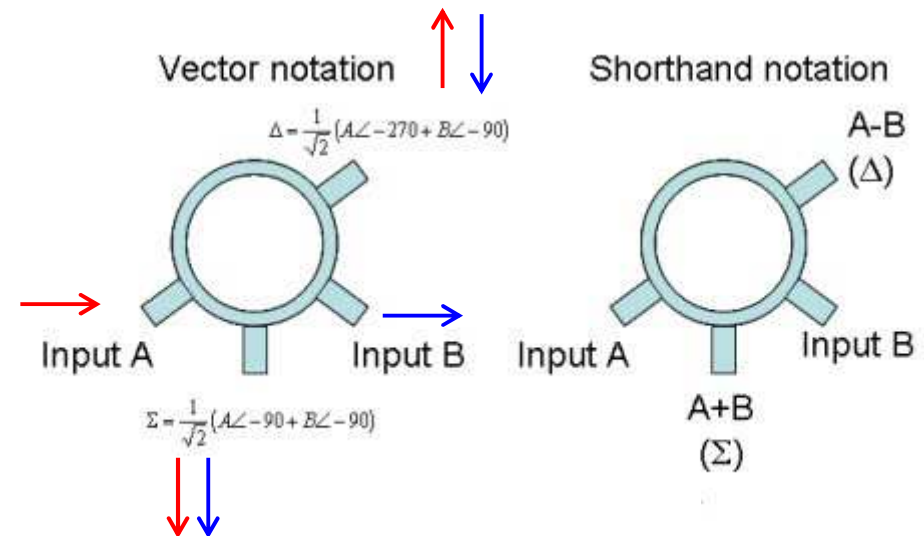
- Acoplador anti simétrico
- Acoplador de **3 dB** (acoplamento e inserção= 3dB)
- Diferença de  $0^\circ$  entre os sinais das portas de saída (2 e 3), com entrada em 1 (porta 4 isolada)
- Diferença de  $180^\circ$  entre os sinais das portas de saída (2 e 3), com entrada em 4 (porta 1 isolada)

## Propriedade do Híbrido *rat-race*

- Aplicação como **combinador**:

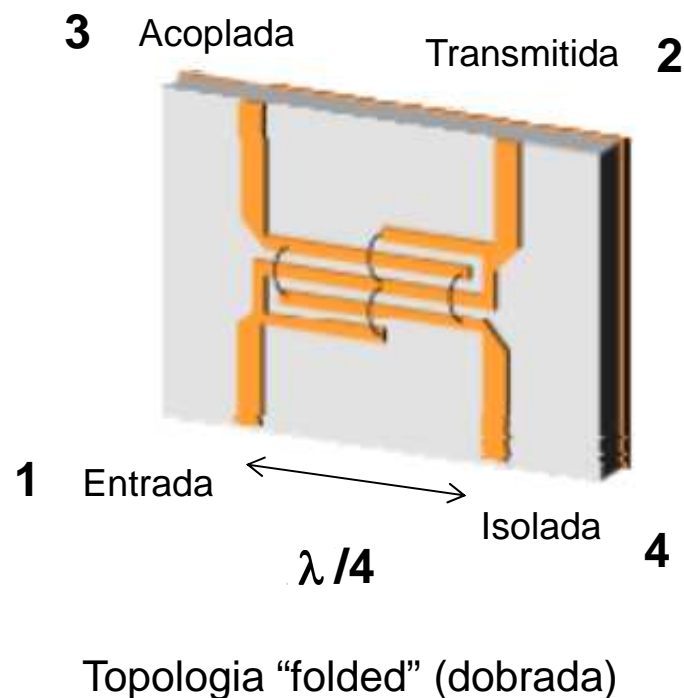


- Se sinais são aplicados nas portas 2 e 3, sua soma aparecerá na porta 1 e sua subtração aparecerá na porta 4 (multiplicadas por  $(-j/\sqrt{2})$ )



A e B – tensões dos sinais de entrada

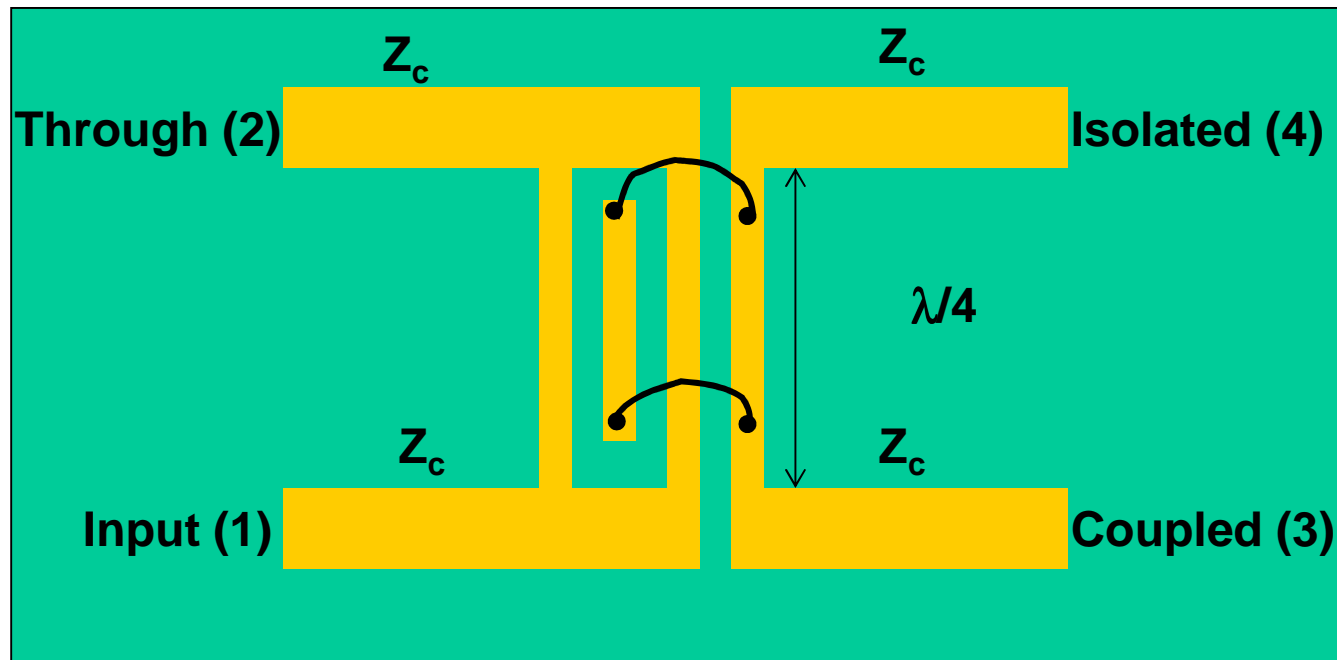
## Tipos de Acopladores: Acoplador Lange



- Acoplador de **3 ou 6 dB**
- Diferença de fase de **90°** entre as portas de saída (2 e 3)
- Baixas perdas
- Dimensões reduzidas
- Estrutura interdigital de linhas acopladas (dificuldades para implementar fios de ligação)
- Operação em **banda larga** (uma oitava ou mais)
- Aplicação em circuitos monolíticos



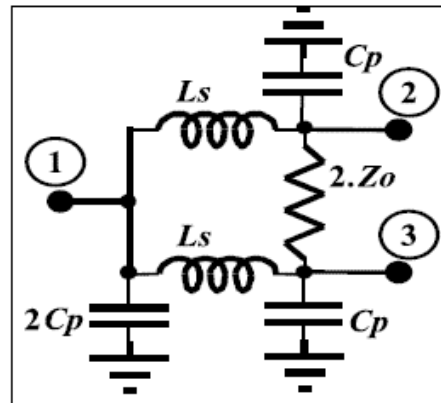
## Acoplador Lange: Topologia alternativa



Topologia “unfolded” (desdobrada)

Vantagem: menor número de fios de ligação

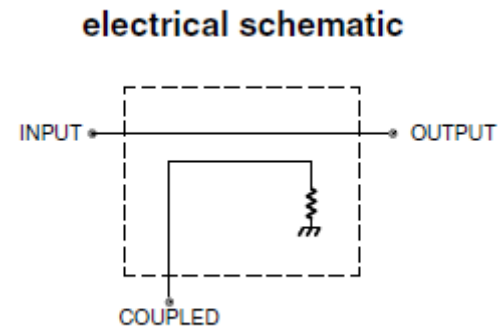
## Divisores e Acopladores a elementos concentrados



**Divisor de potência de Wilkinson**

- Dimensões reduzidas
- Aplicação em banda larga (não há repetição nas harmônicas da frequência central)
- Aplicação em circuitos monolíticos (MMICs)

### Acoplador direcional



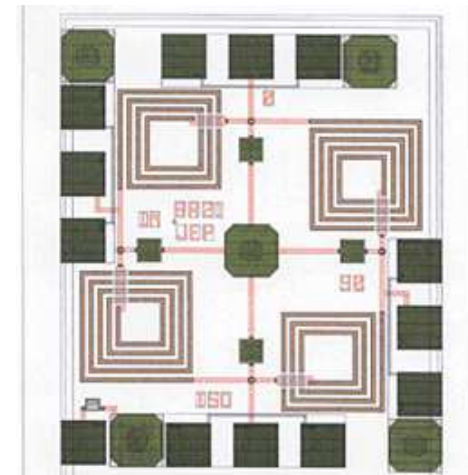
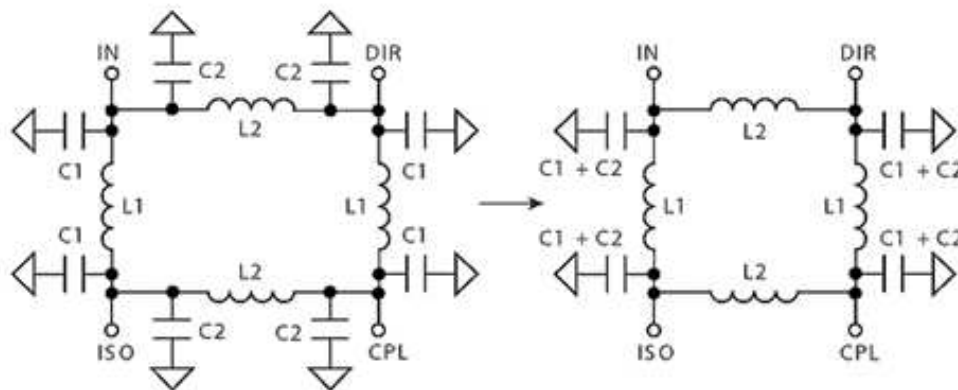
C= 7dB

10-1500MHz

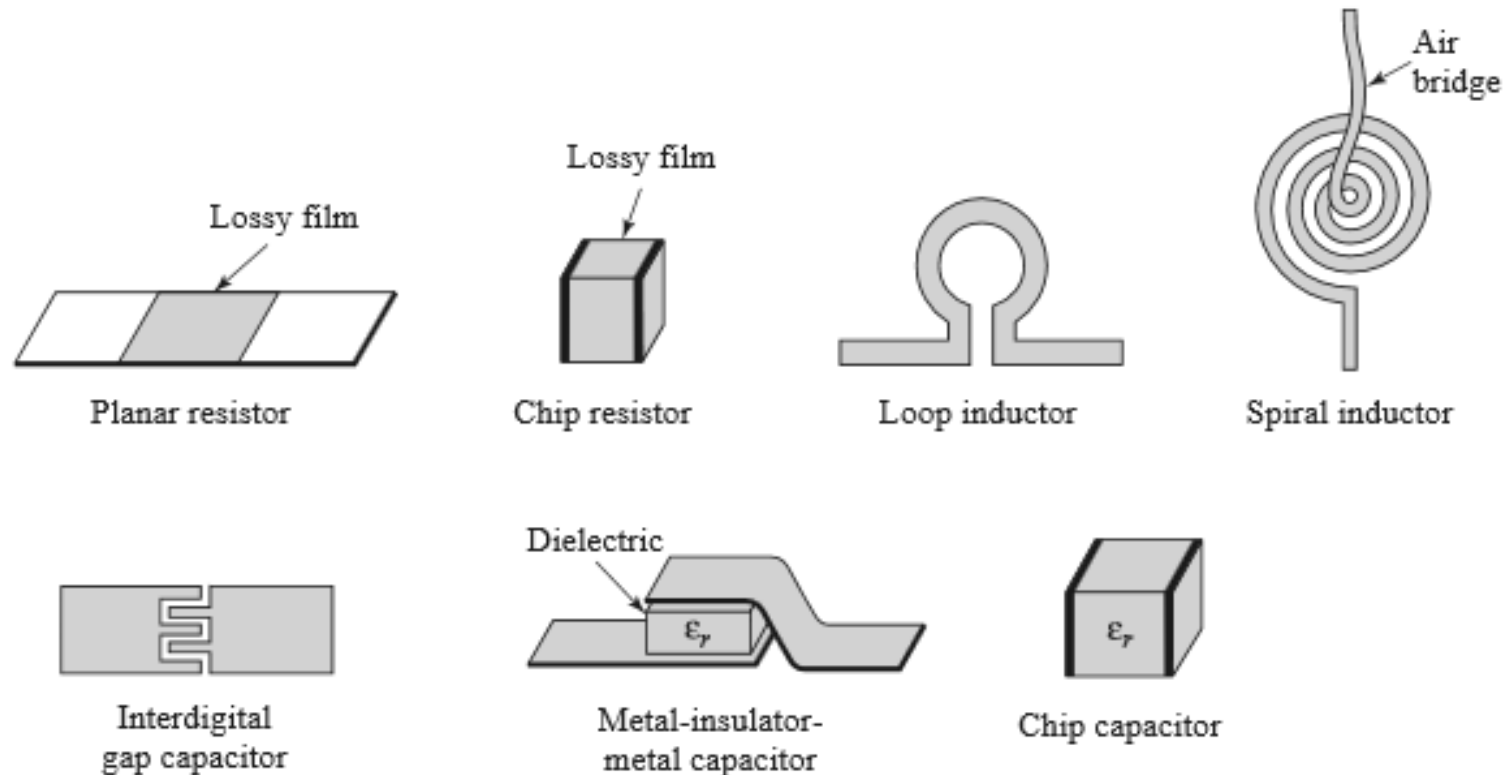


## Divisores e Acopladores a elementos concentrados

### Acoplador *Branch-Line*



## Elementos Concentrados para Circuitos Integrados de Micro-ondas (MICs)



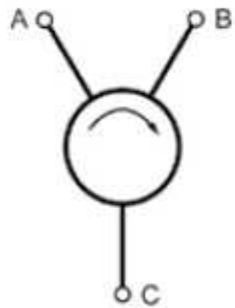
## Comparação entre Divisores e Acopladores

	Resistive Power Divider	Wilkinson Power Divider	Directional Coupler	Quadrature Hybrid
<b>Physics of Operation</b>	Resistive voltage divider circuit	Quarter-wave transformer separates even and odd mode signals with an isolation resistor	Weakly coupled quarter-wave transmission line sections	Strongly coupled quarter-wave transmission line sections
<b>Low Frequency Range</b>	DC	100s of MHz	100s of MHz	100s of MHz
<b>High Frequency Range</b>	10s of GHz	10s of GHz	10s of GHz	10s of GHz
<b>Maximum Practical Bandwidth Ratios</b>	Operates to DC	65:1	65:1	13:1
<b>Insertion Loss (Nominal)</b>	6 dB (assuming 2 outputs)	$10 \log(N)$ (where N = # of outputs)	$10 \log(1/(1-10^{-(CPL/10)}))$	3 dB
<b>Coupling Ratio</b>	Equal Power (6 dB)	Equal Power (3dB)	6 dB to 30 dB	Equal Power (3dB)
<b>Isolation</b>	6 dB	20 dB (typical)	30 dB to 40 dB	20 dB (typical)
<b>Directivity</b>	NA	NA	20 dB (typical)	NA
<b>Phase Shift @ Outputs</b>	0° (In Phase)	0° (In Phase)	90° (usually not specified)	90°

## Circuladores e Isoladores

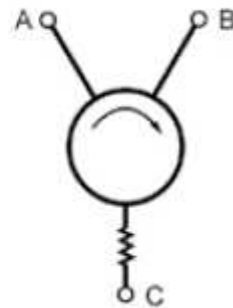
Dispositivos de 3 portas

Circulador



Potência incidente na porta A é totalmente direcionada para a porta B, e a que entra em B vai para a porta C.

Isolador



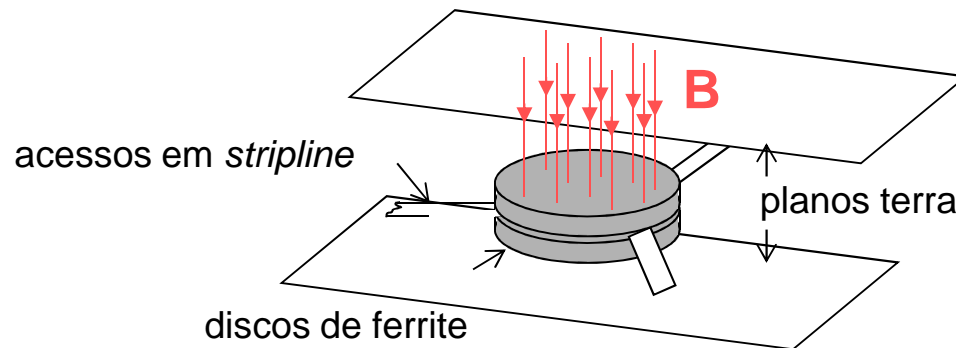
Porta C terminada com carga casada



circulador



isolador



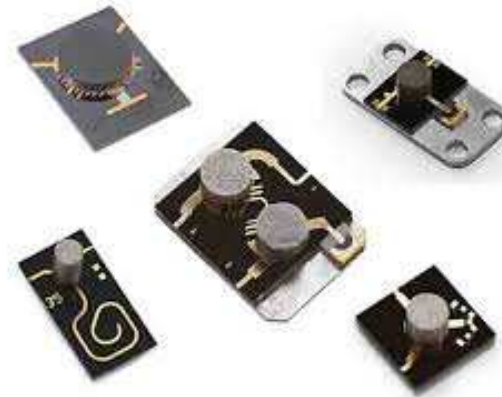
campo magnético DC para polarizar a ferrite (ímã permanente ou eletroímã)

## Circuladores e Isoladores

- Três portas **casadas**; **sem perdas**
- **Não-recíproco** (potência é totalmente acoplada em uma porta e a outra porta é isolada)
- Fluxo de potência é unidirecional
- Comportamento anisotrópico
- Podem ser combinados para criar dispositivos com mais de 3 portas

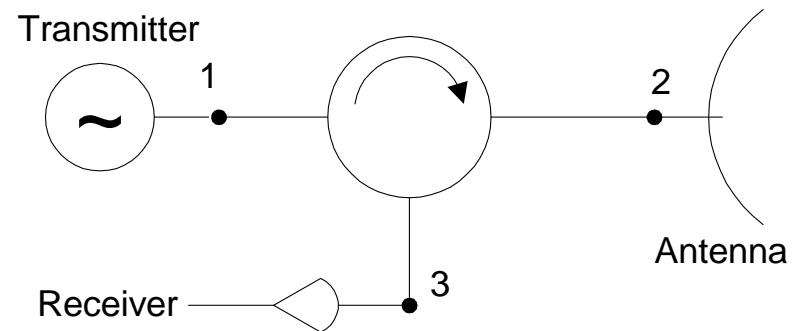
Matriz S:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

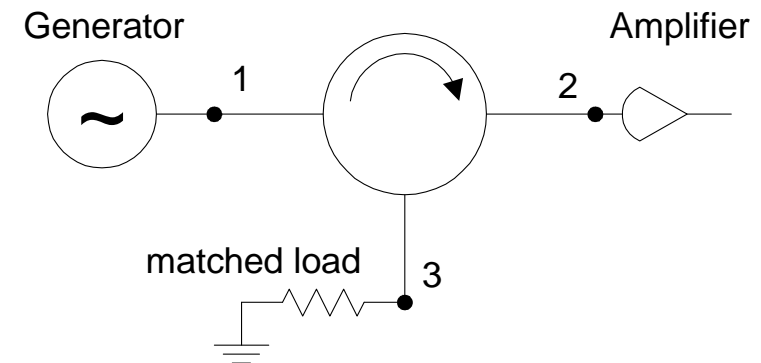


## Circuladores e Isoladores

### ➤ Principais Aplicações:



- **Duplexer:** Transmissor e Receptor compartilhando uma mesma antena



- Proteção de geradores contra sinais refletidos na carga

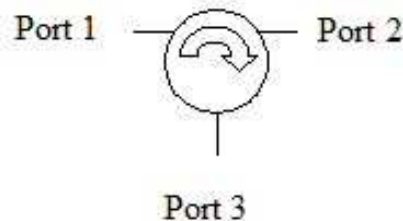


## Circuladores e Isoladores Reais

### Características

Matriz S:

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



Para entrada na Porta 1:

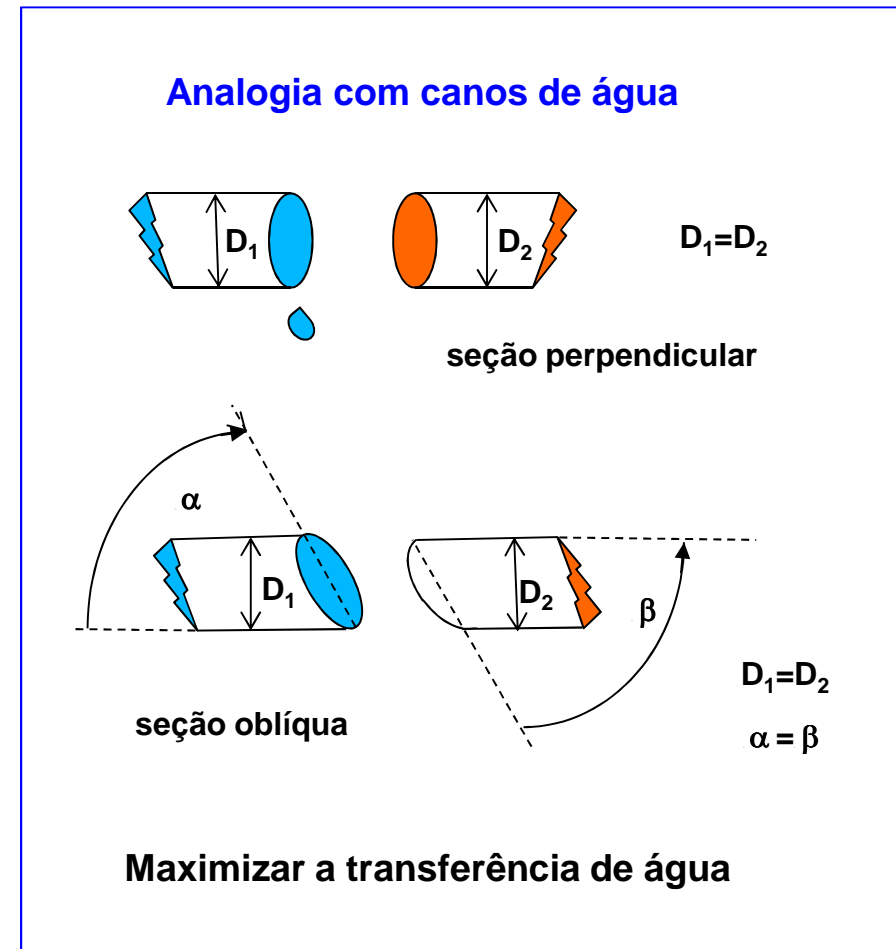
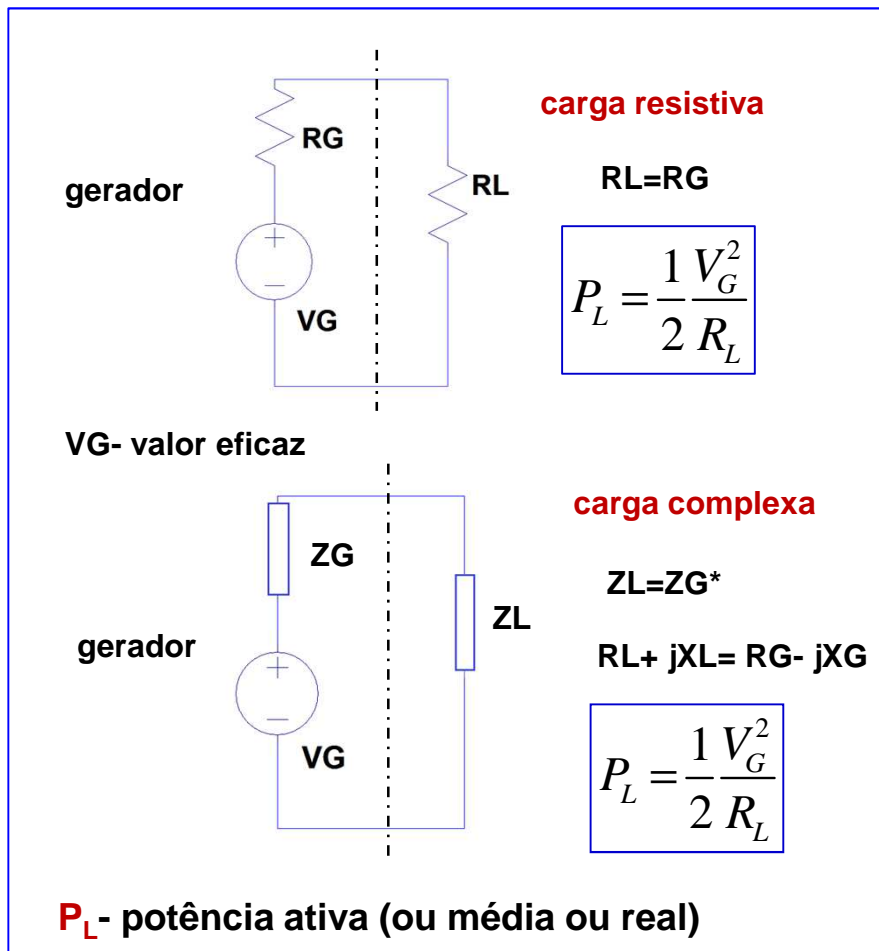
- Perda de inserção: **IL** (dB) =  $-20\log(|S_{21}|)$   
(idealmente = 0 dB)
- Isolação: **I** (dB) =  $-20\log(|S_{31}|)$   
(idealmente:  $\infty$ )
- Perda de retorno: **PR** (dB) =  $-20\log(|S_{11}|)$   
(idealmente:  $\infty$ )

Dispositivo simétrico:

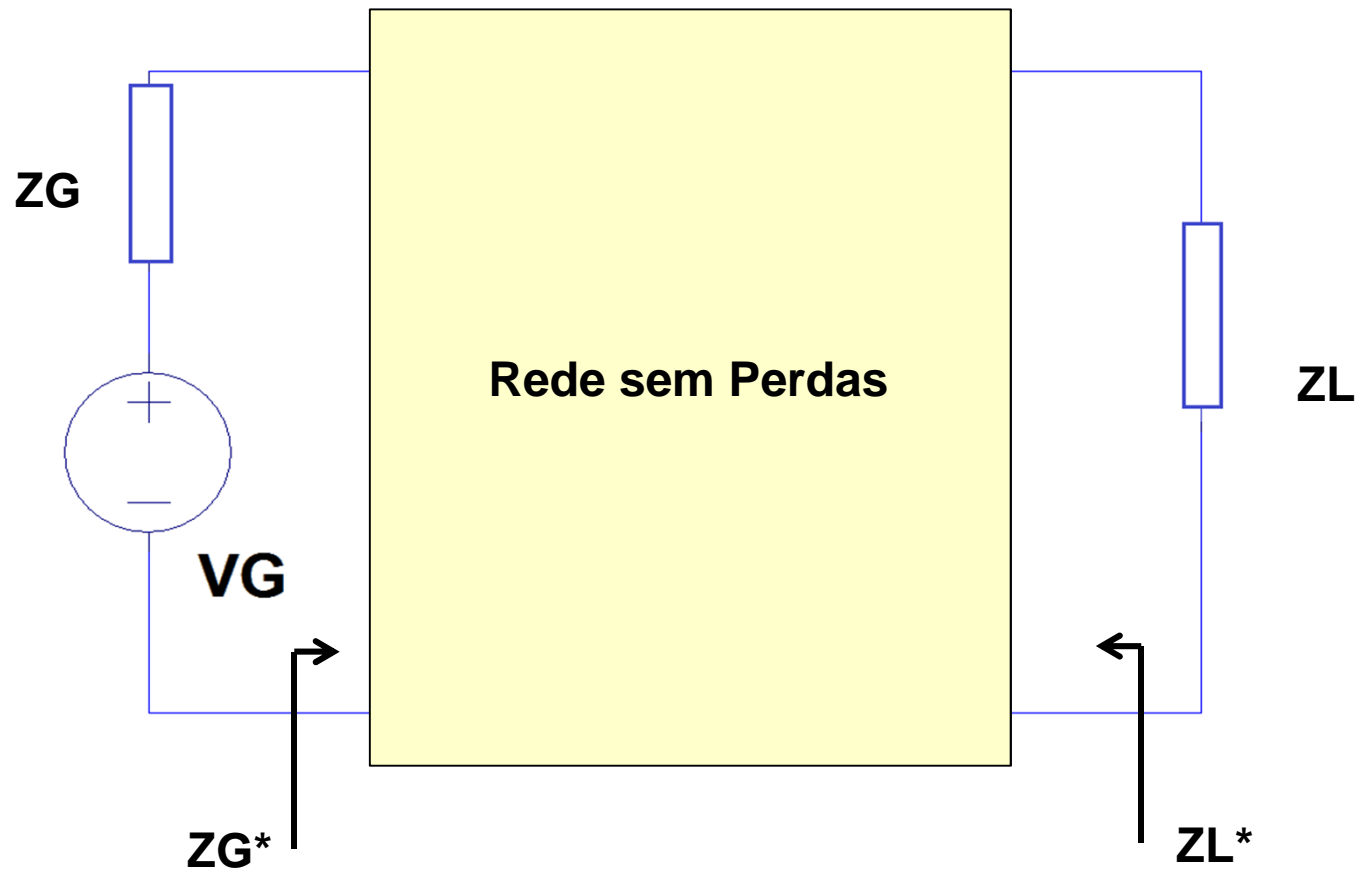
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{31} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} & S_{31} \\ S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix}$$

## Adaptadores (casadores) de impedância

- Importância do Casamento de impedâncias : **Máxima transferência de Potência**

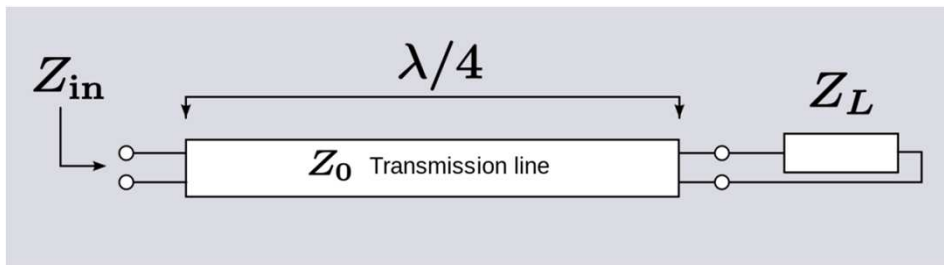


## Adaptadores (casadores) de impedância

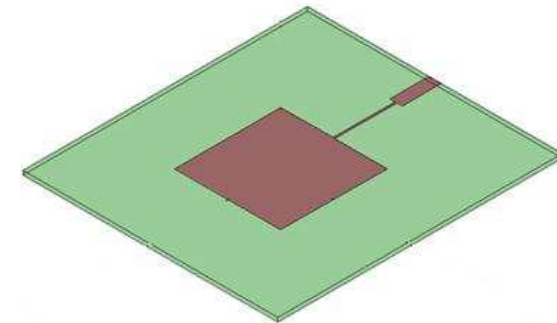


## Adaptadores (casadores) de impedância

- **Transformador  $\lambda/4$**  : normalmente utilizado para adaptar impedâncias reais



$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_L}$$



Antena de microlinha

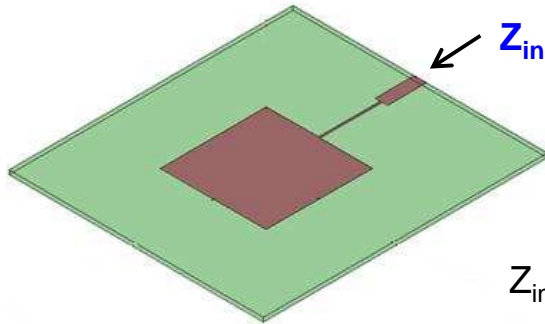
Exemplo:

$$Z_{in} = 50\Omega ; Z_L = 200\Omega$$

$$Z_0 = 100\Omega$$

## Adaptadores (casadores) de impedância

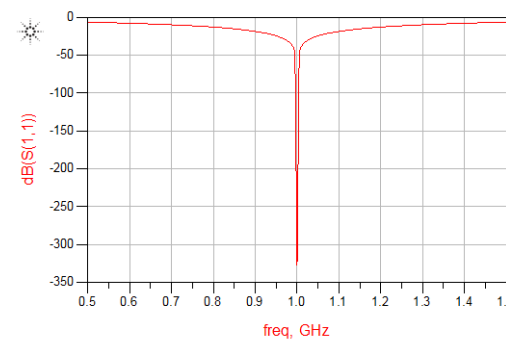
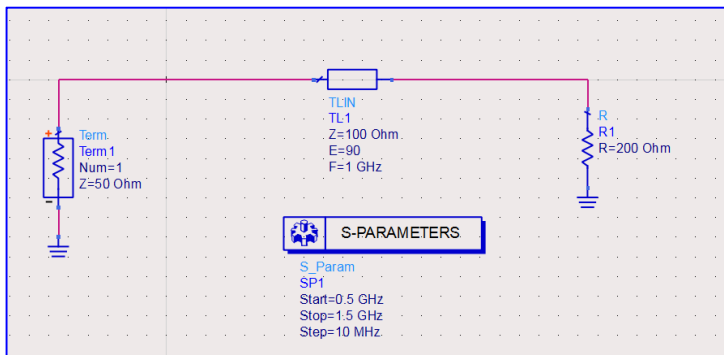
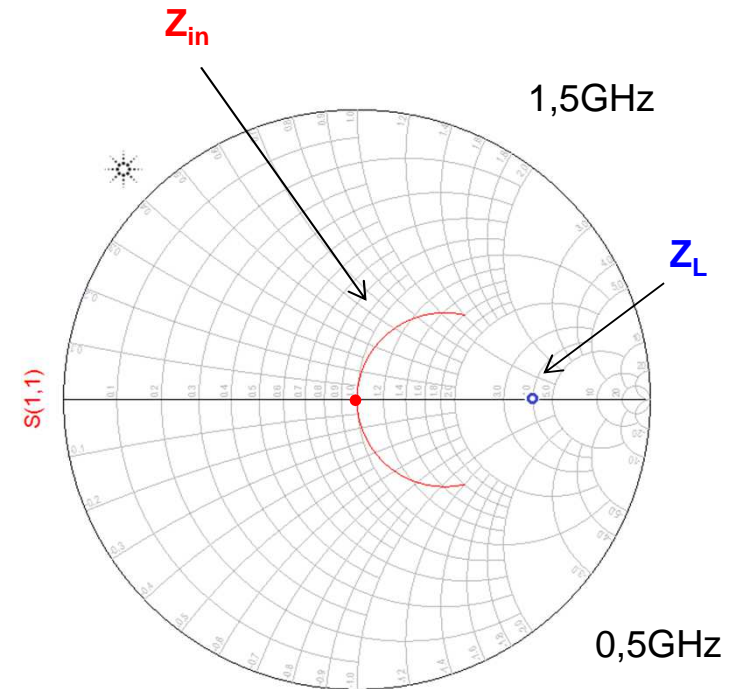
### ➤ Transformador $\lambda/4$ - Exemplo



Antena de microlinha

$$Z_{in} = 50\Omega ; Z_L = 200\Omega$$

$$Z_0 = 100\Omega$$



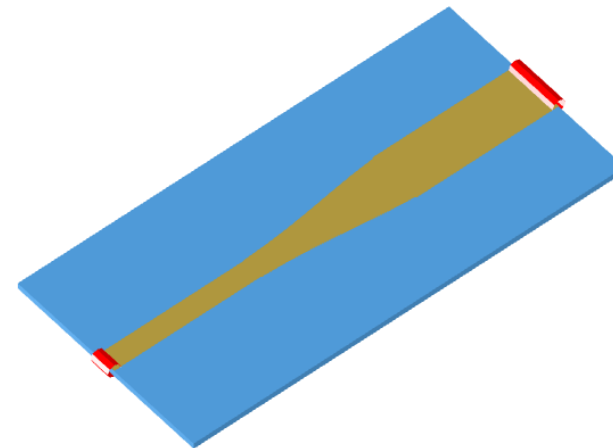
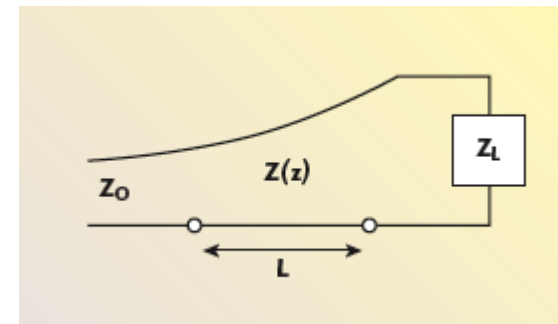
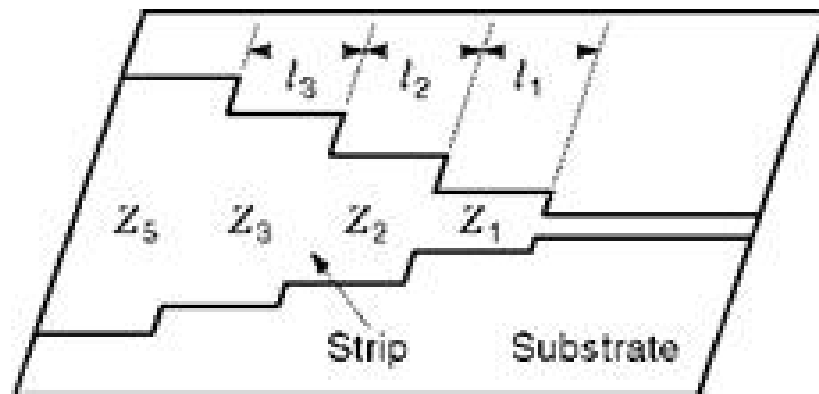
freq (500.0MHz to 1.500GHz)

operação em  
banda estreita

## Adaptadores (casadores) de impedância

### ➤ Transformador multi-seção $\lambda/4$ :

Operação em banda larga

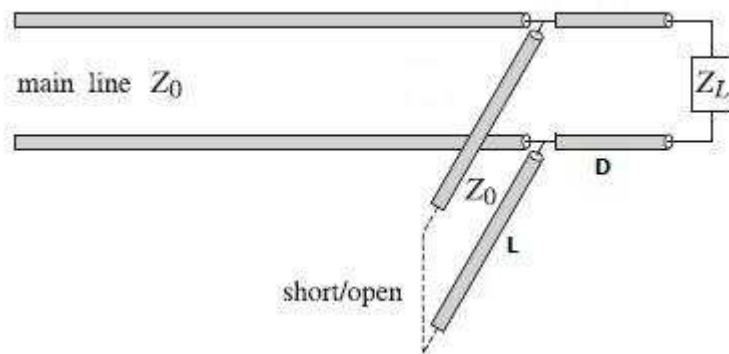


Variação contínua gradual da impedância da linha (Ex: formato exponencial)

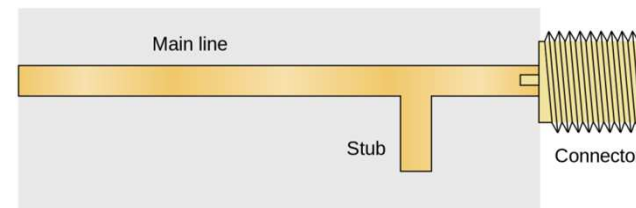
## Adaptadores (casadores) de impedância

### ➤ Redes em L:

Toco em aberto ou curto:



Ex.:  $Z_L = (150 + j100) \Omega$

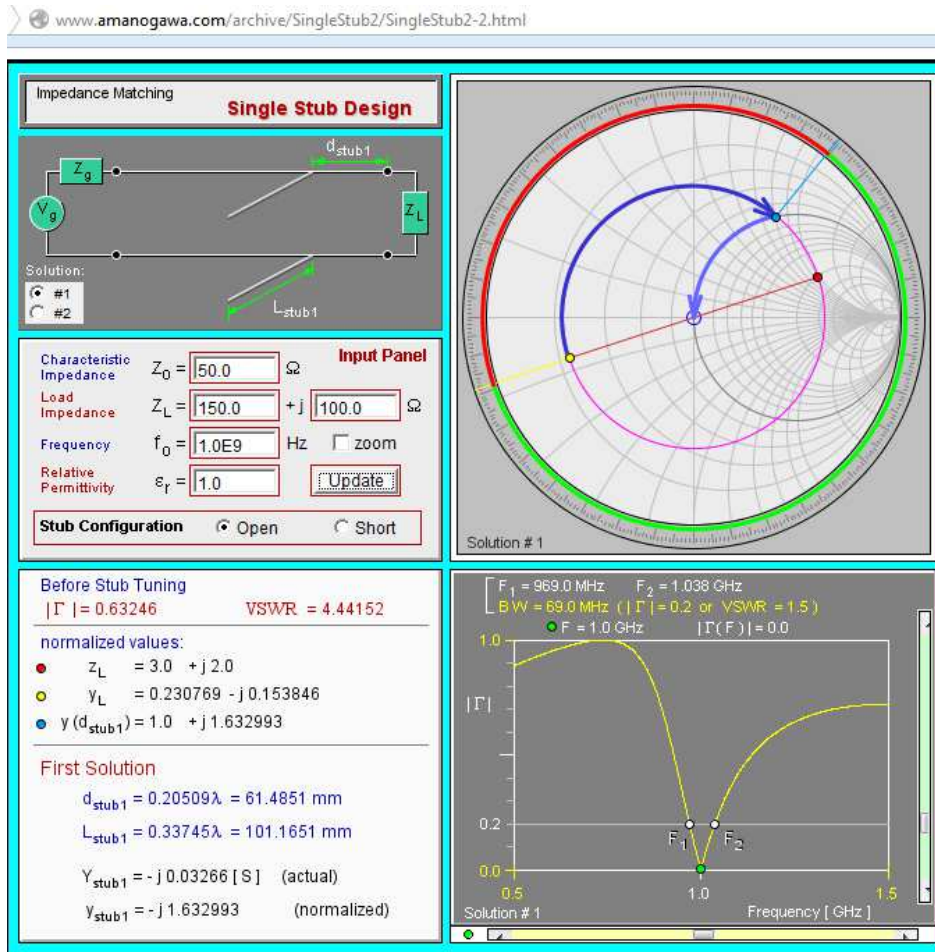


4 soluções possíveis:

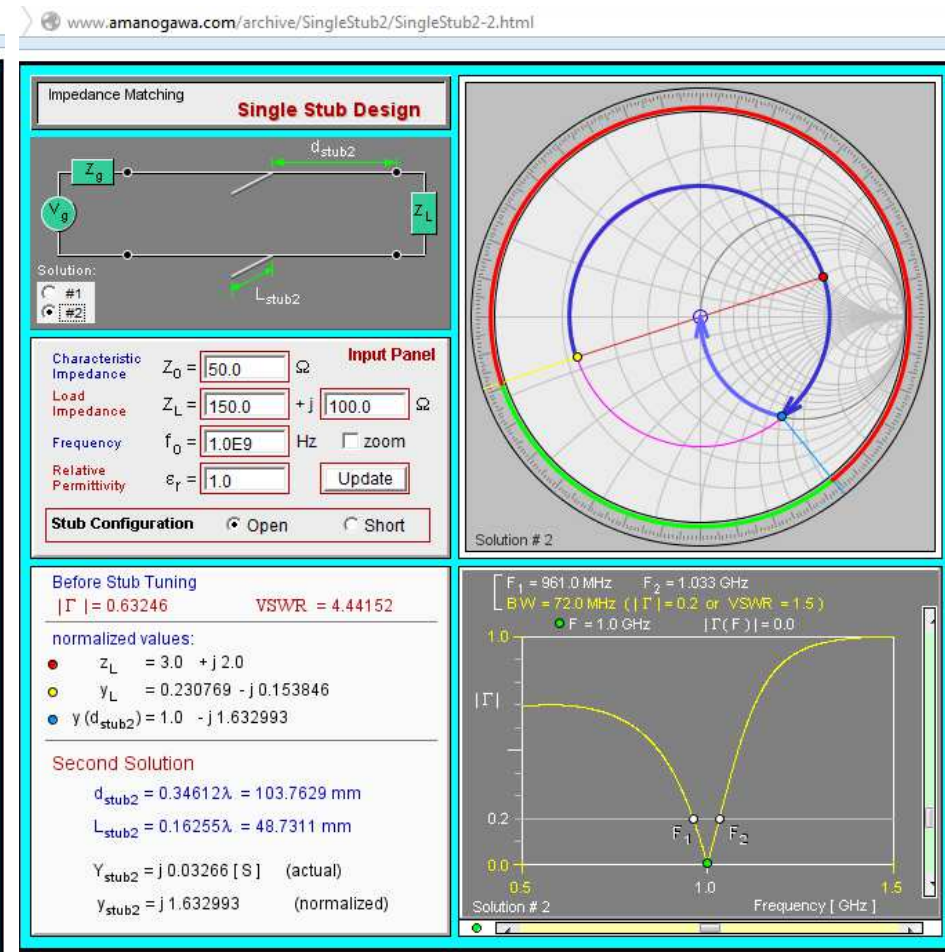
- 2 com toco em aberto
- 2 com toco em curto

## Redes em L

$Z_L = (150 + j100) \Omega$   
Toco em aberto (2 possíveis soluções)



$$d_1 = 0,205 \lambda ; l_1 = 0,337 \lambda$$



$$BW_1 < BW_2$$

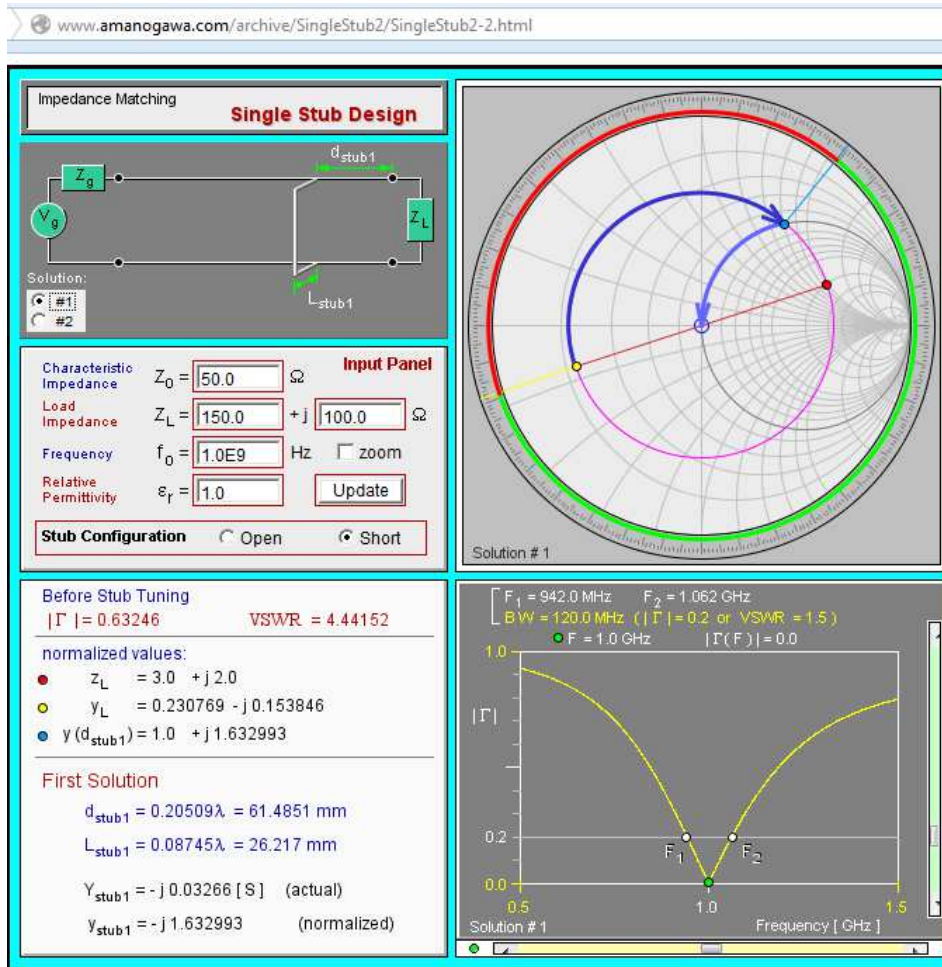
$$d_2 = 0,346 \lambda ; l_2 = 0,163 \lambda$$



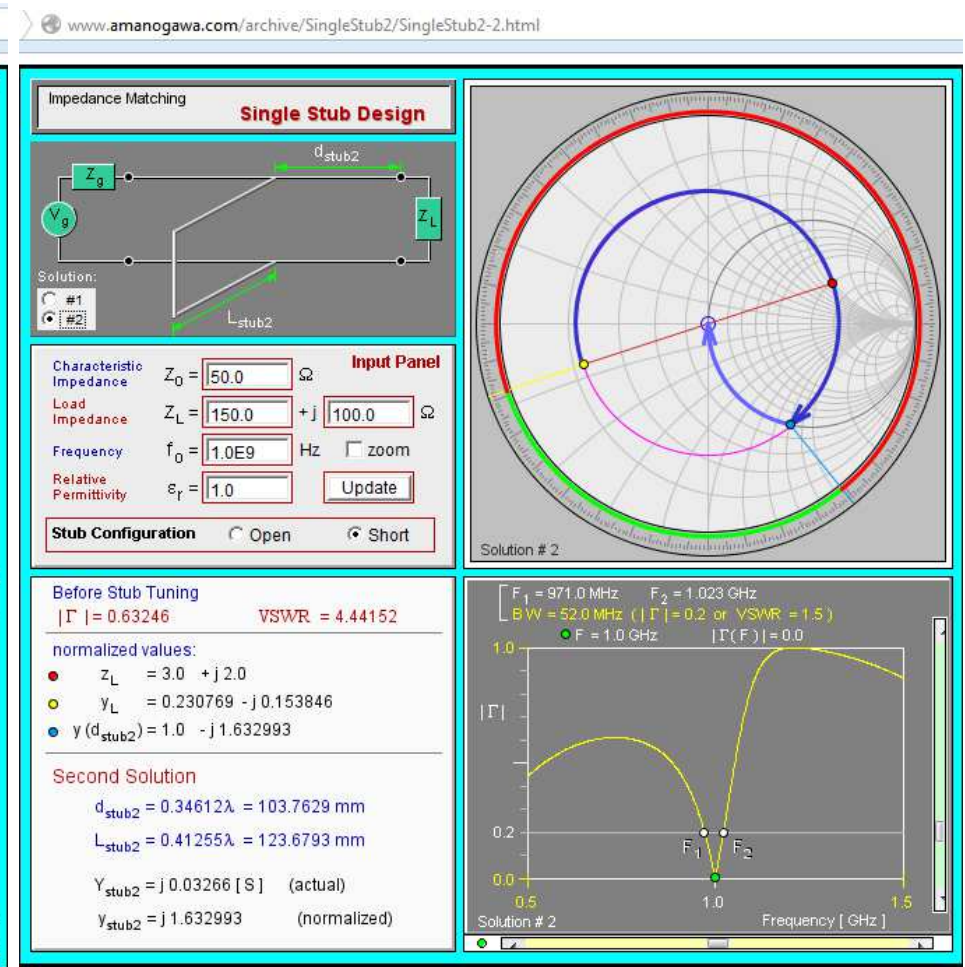
## Redes em L

$$Z_L = (150 + j100) \Omega$$

Toco em curto (2 possíveis soluções)



$$d_1 = 0,205 \lambda ; l_1 = 0,087 \lambda$$



© Amanogawa, 2015 - All Rights Reserved

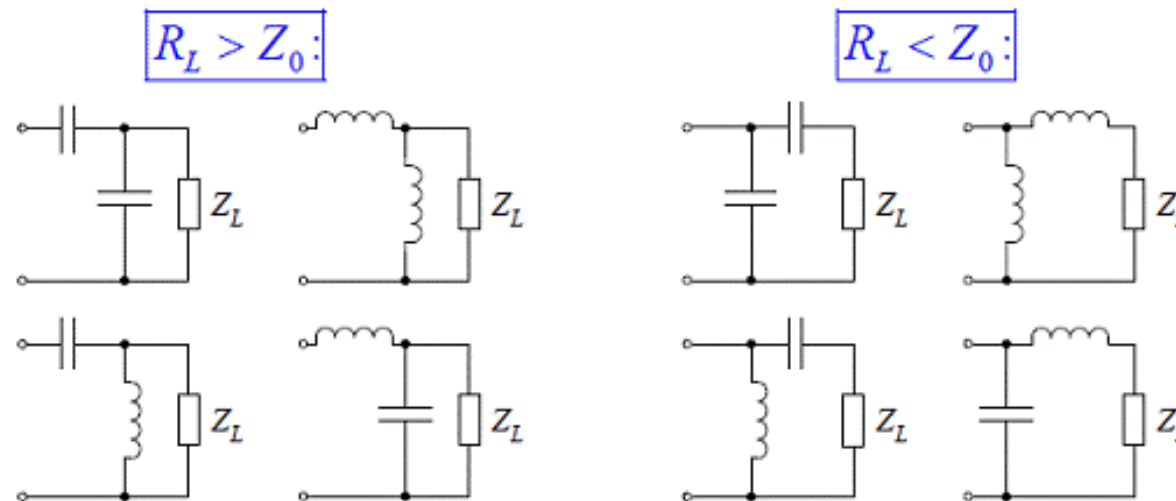
$$BW_1 > BW_2$$

$$d_2 = 0,346 \lambda ; l_2 = 0,413 \lambda$$

## Adaptadores (casadores) de impedância

### ➤ Redes em L:

#### Elementos concentrados:



# Redes em L

$Z_L = (150 + j100) \Omega$      $f = 1\text{GHz}$      $R_L > Z_0$

www.amanogawa.com/archive/LMatch/LMatch-2.html

**Impedance Matching L Network Matching**

$Z_L = 150.0 + j100.0 \Omega$   
 $f_o = 1.0 \text{ GHz}$   
 $\lambda = 0.2998 \text{ m}$   
 $Z_0 = 50.0 \Omega$   
 $\epsilon_r = 1.0$

Go Back    Next Step    Back to Start

**Step 5 - First Solution**

Then, a series inductance is added to match the load and reach the center of the chart.

$L_2 = 14.5288 \times 10^{-9} \text{ H}$   
 $j\omega L_2 = jX_2 = j91.287093 \Omega$   
 $Z_S = 50.0 - j91.287093 \Omega$   
 $jX_2 + Z_S = 50.0 - j0.0 \Omega = Z_{in} = Z_0$

- $z_L = 3.0 + j2.0$
- $\Gamma_L = 0.63246 \angle 18.43495^\circ$
- $y_L = 0.23077 - j0.15385$
- $z(d) = 1.0 + j0.0$
- $\Gamma(d) = 0.0 \angle 0.0^\circ$
- $y(d) = 1.0 + j0.0$

- 🔄  $d = 0.0\lambda \mid 2\beta d = 0.0 \text{ rad} = 0.0^\circ$
- 🔄  $0.5\lambda - d = 0.5\lambda \mid 2\beta (0.5\lambda - d) = 6.2832 \text{ rad} = 360.0^\circ$

Impedance Grid     Admittance Grid

www.amanogawa.com/archive/LMatch/LMatch-2.html

**Impedance Matching L Network Matching**

$Z_L = 150.0 + j100.0 \Omega$   
 $f_o = 1.0 \text{ GHz}$   
 $\lambda = 0.2998 \text{ m}$   
 $Z_0 = 50.0 \Omega$   
 $\epsilon_r = 1.0$

Go Back    Summary    Back to Start

**Steps 5 - Second Solution**

Then, a series capacitance is added to match the load and reach the center of the chart.

$C_2 = 1.7435 \times 10^{-12} \text{ F}$   
 $(j\omega C_2)^{-1} = jX_2 = -j91.287093 \Omega$   
 $Z_S = 50.0 + j91.287093 \Omega$   
 $jX_2 + Z_S = 50.0 + j0.0 \Omega = Z_{in} = Z_0$

- $z_L = 3.0 + j2.0$
- $\Gamma_L = 0.63246 \angle 18.43495^\circ$
- $y_L = 0.23077 - j0.15385$
- $z(d) = 1.0 + j0.0$
- $\Gamma(d) = 0.0 \angle 0.0^\circ$
- $y(d) = 1.0 + j0.0$

- 🔄  $d = 0.0\lambda \mid 2\beta d = 0.0 \text{ rad} = 0.0^\circ$
- 🔄  $0.5\lambda - d = 0.5\lambda \mid 2\beta (0.5\lambda - d) = 6.2832 \text{ rad} = 360.0^\circ$

Impedance Grid     Admittance Grid

## 2 possíveis soluções

$C = 1,83\text{pF}; L = 14,53\text{nH}$

$L = 29,75\text{nH}; C = 1,74\text{pF}$




# Redes em L

$$Z_L = (150 + j100) \Omega \quad f = 1 \text{ GHz}$$

2 possíveis soluções - Comparação

www.amanogawa.com/archive/LMatch/LMatch-2.html

**Impedance Matching L Network Matching**



$Z_L = 150.0 + j100.0 \Omega$   
 $f_0 = 1.0 \text{ GHz}$   
 $\lambda = 0.2998 \text{ m}$   
 $Z_0 = 50.0 \Omega$   
 $\epsilon_r = 1.0$

Go Back   Summary   Back to Start

**SUMMARY**

First Solution

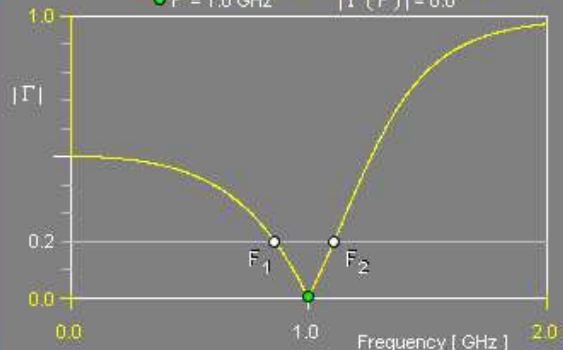
- $B_1 = 0.011503 \text{ S}$
- $C_1 = 1.8308 \times 10^{-12} \text{ F}$
- $X_1 = 91.287093 \Omega$
- $L_1 = 14.5288 \times 10^{-9} \text{ H}$

Second Solution

- $B_2 = -0.00535 \text{ S}$
- $L_2 = 29.7509 \times 10^{-9} \text{ H}$
- $X_2 = -91.287093 \Omega$
- $C_2 = 1.7435 \times 10^{-12} \text{ F}$

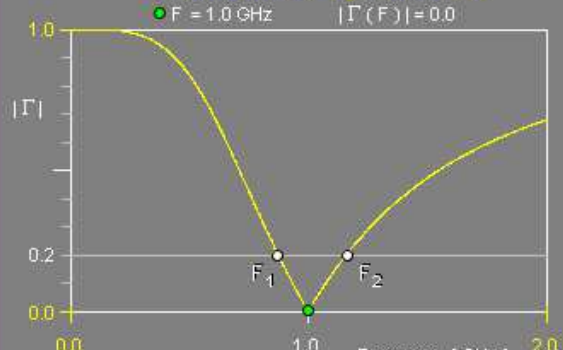
**Solution # 1**

- $F_1 = 858.0 \text{ MHz}$
- $F_2 = 1.11 \text{ GHz}$
- $BW = 252.0 \text{ MHz}$  (@ VSWR < 1.5)
- $F = 1.0 \text{ GHz}$
- $|\Gamma(F)| = 0.0$



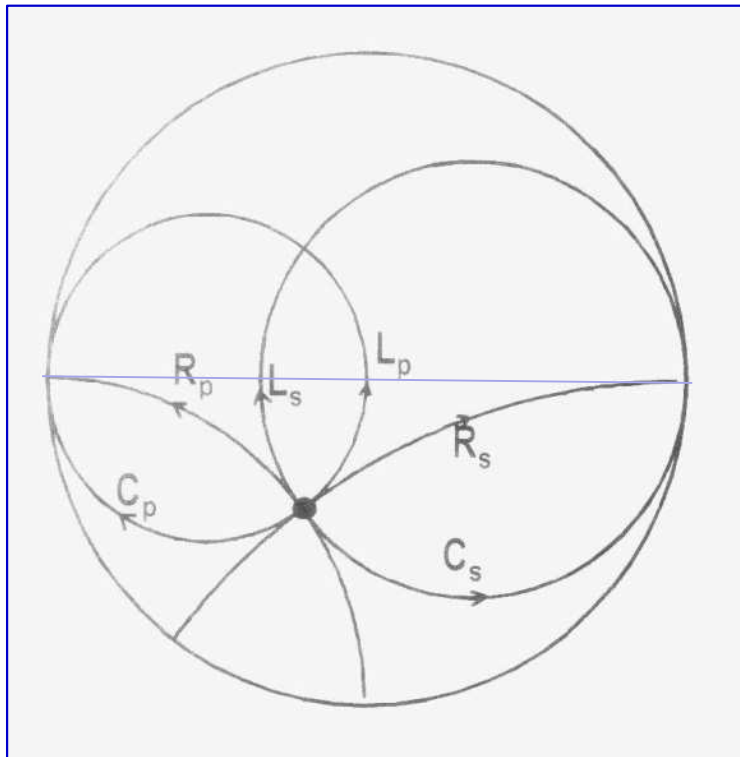
**Solution # 2**

- $F_1 = 872.0 \text{ MHz}$
- $F_2 = 1.162 \text{ GHz}$
- $BW = 290.0 \text{ MHz}$  (@ VSWR < 1.5)
- $F = 1.0 \text{ GHz}$
- $|\Gamma(F)| = 0.0$



$BW_1 < BW_2$

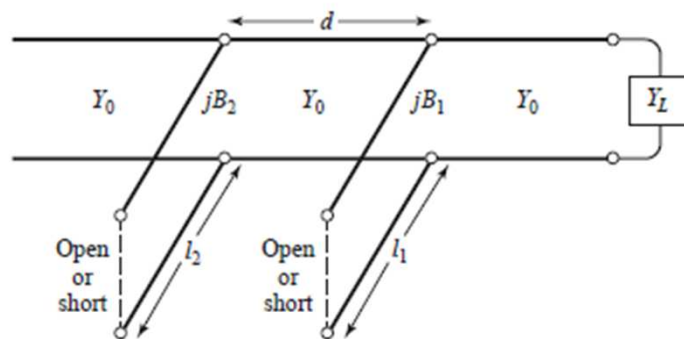
## Efeitos dos elementos concentrados



Tipo de elemento	Série ou Paralelo	Círculo constante	Movimento em direção a
Resistor	série	<b>x</b>	$r=\infty$
	paralelo	<b>b</b>	$g=\infty$
Indutor	série	<b>r</b>	$jx=+j\infty$
	paralelo	<b>g</b>	$jb=-j\infty$
Capacitor	série	<b>r</b>	$jx=-j\infty$
	paralelo	<b>g</b>	$jb=+j\infty$

## Adaptadores (casadores) de impedância

### ➤ Casamento com dois tocos:



- Dois tocos em paralelo (em curto ou em aberto) afastados por distância fixa
- Possibilidade de adaptação de cargas variáveis (variando apenas o comprimento dos tocos)



Sintonizador coaxial com dois tocos de comprimento variável

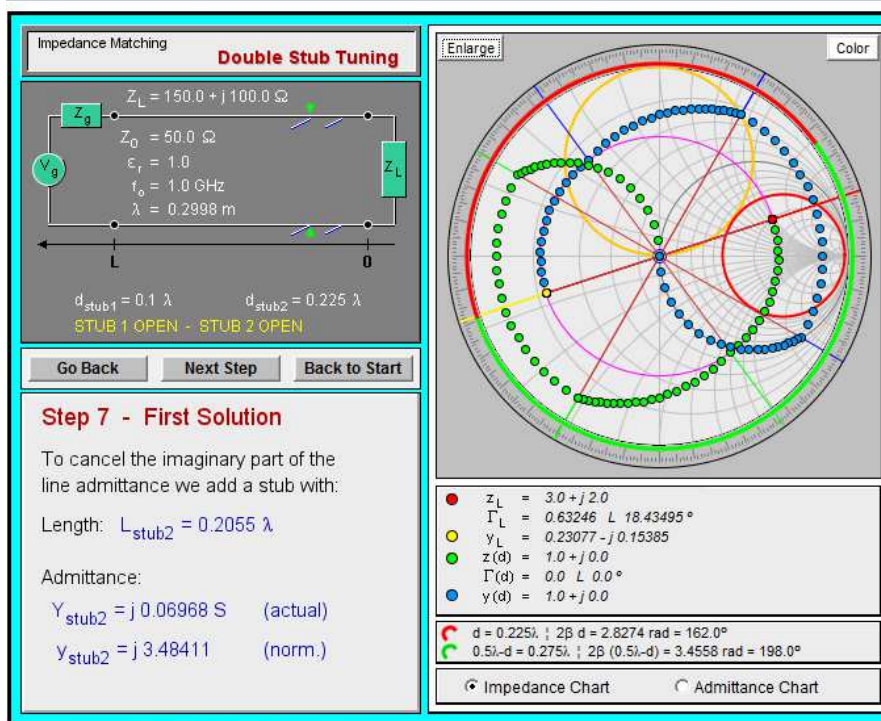


Sintonizador com três tocos

# Casamento com dois tocos (em aberto)

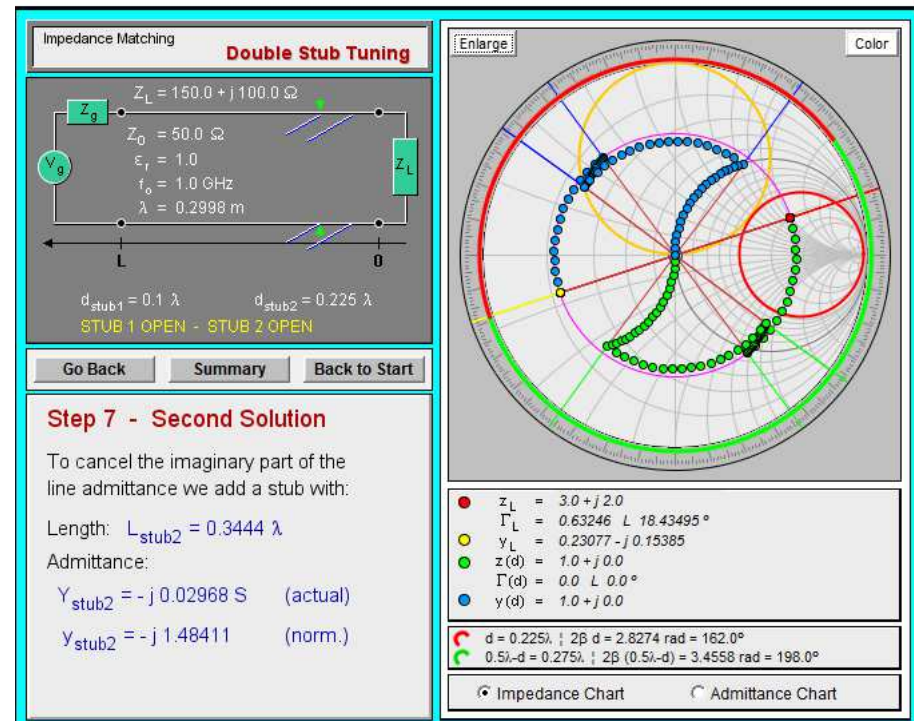
$$Z_L = (150 + j100) \Omega \quad f = 1\text{GHz}$$

www.amanogawa.com/archive/DoubleStub/DoubleStub-2.html



© Amanogawa, 2015 - All Rights Reserved

www.amanogawa.com/archive/DoubleStub/DoubleStub-2.html



© Amanogawa, 2015 - All Rights Reserved

**2 possíveis soluções**

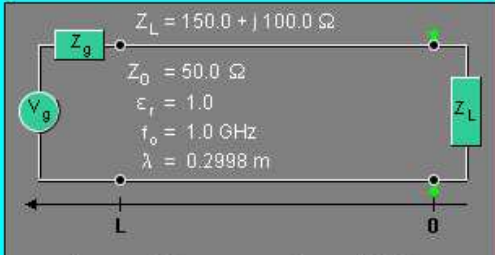
Distância entre os tocos =  $\lambda/8$

# Casamento com dois tocos

2 possíveis soluções - Comparação

www.amanogawa.com/archive/DoubleStub/DoubleStub-2.html

**Impedance Matching Double Stub Tuning**

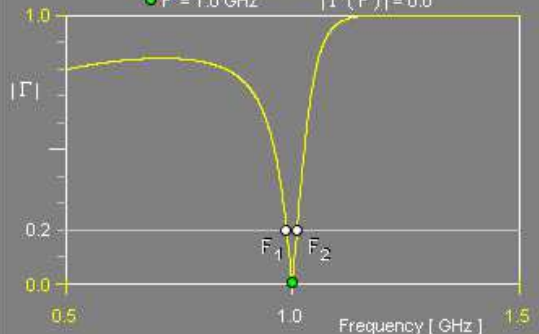


$Z_L = 150.0 + j100.0 \Omega$   
 $Z_0 = 50.0 \Omega$   
 $\epsilon_r = 1.0$   
 $f_0 = 1.0 \text{ GHz}$   
 $\lambda = 0.2998 \text{ m}$

$d_{\text{stub1}} = 0.1 \lambda$       $d_{\text{stub2}} = 0.225 \lambda$   
**STUB 1 OPEN - STUB 2 OPEN**

Solution # 1

$F_1 = 987.0 \text{ MHz}$       $F_2 = 1.011 \text{ GHz}$   
 $BW = 24.0 \text{ MHz}$  (@ VSWR < 1.5)  
 $F = 1.0 \text{ GHz}$       $|\Gamma(F)| = 0.0$



Go Back     **Summary**     Back to Start

**Summary**

Stub Locations:

$d_{\text{stub1}} = 0.1 \lambda = 29.9792 \text{ mm}$   
 $d_{\text{stub2}} = 0.225 \lambda = 67.4533 \text{ mm}$

First Solution - Stub Lengths

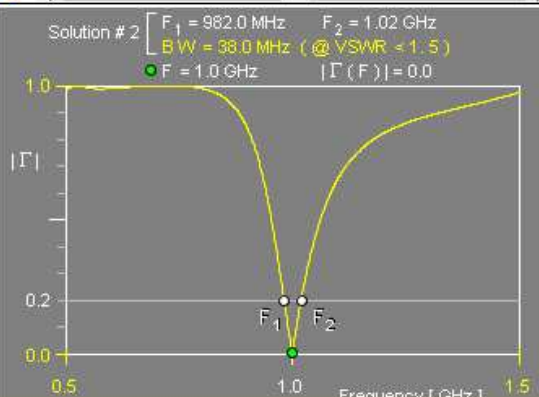
$L_{\text{stub1}} = 0.14071 \lambda = 42.1829 \text{ mm}$   
 $L_{\text{stub2}} = 0.20552 \lambda = 61.612 \text{ mm}$

Second Solution - Stub Lengths

$L_{\text{stub1}} = 0.47383 \lambda = 142.0521 \text{ mm}$   
 $L_{\text{stub2}} = 0.34437 \lambda = 103.2387 \text{ mm}$

Solution # 2

$F_1 = 982.0 \text{ MHz}$       $F_2 = 1.02 \text{ GHz}$   
 $BW = 38.0 \text{ MHz}$  (@ VSWR < 1.5)  
 $F = 1.0 \text{ GHz}$       $|\Gamma(F)| = 0.0$



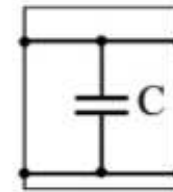
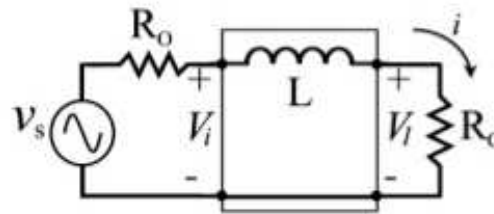
$BW_1 < BW_2$



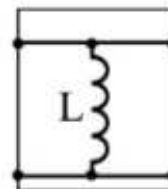
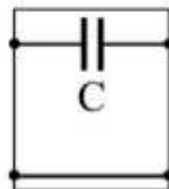
# Filtros

➤ Filtros simples a elementos concentrados:

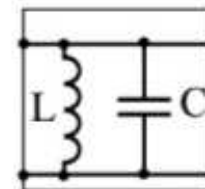
passa-baixas



passa-altas

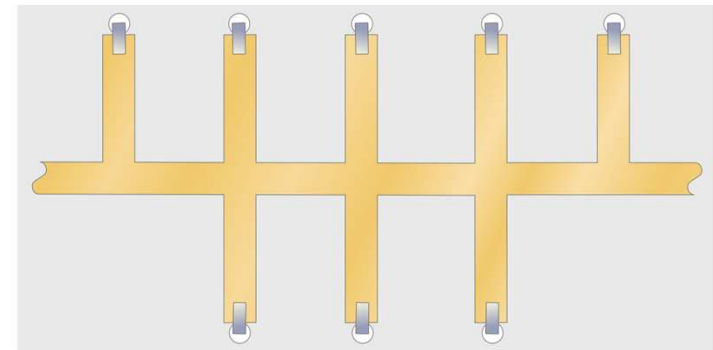
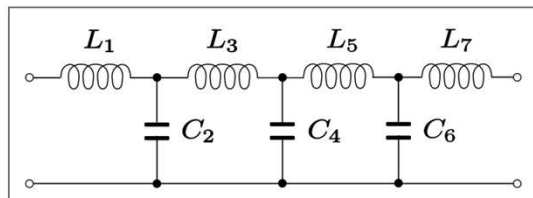
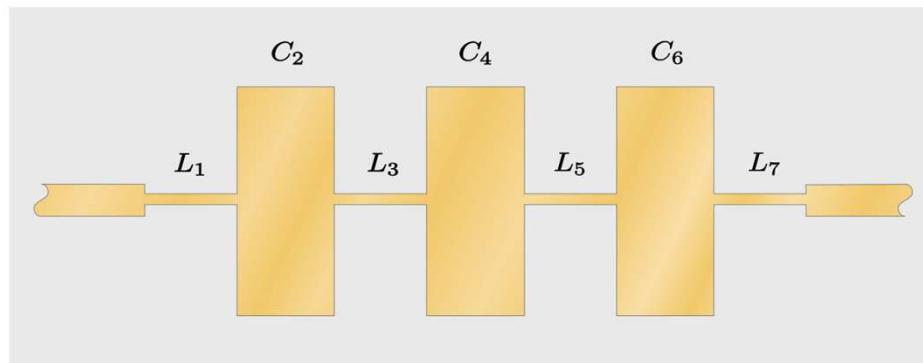


passa-banda



# Filtros

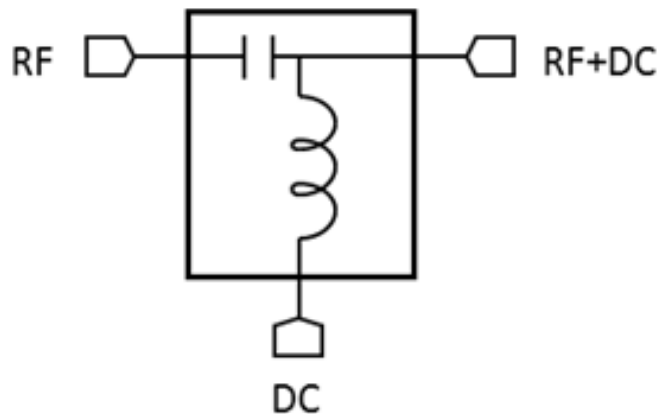
➤ Filtros com elementos distribuídos:



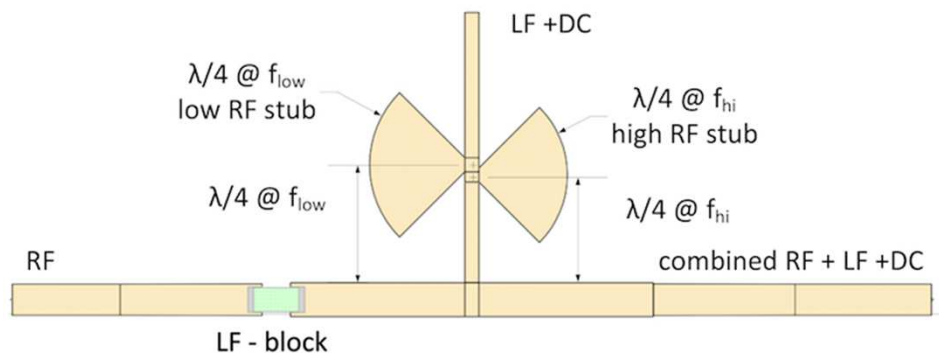
Operação em banda larga

# Filtros

- Filtros para polarização de dispositivos ativos (*bias T/ diplexer*):



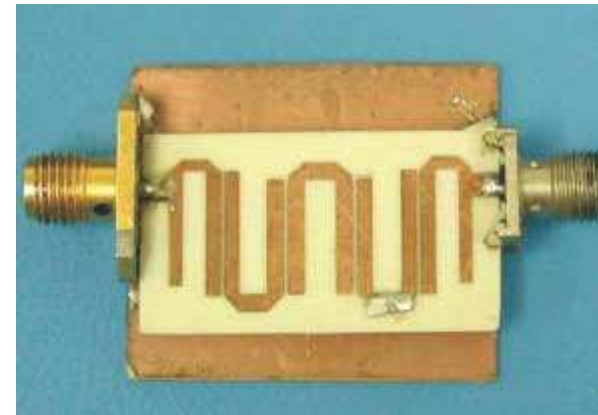
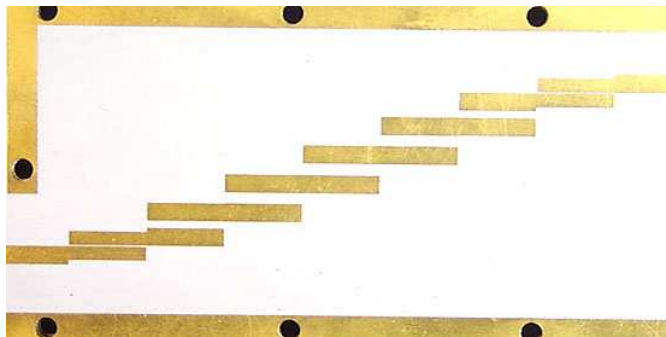
elementos discretos



elementos distribuídos

# Filtros

➤ Filtros com linhas acopladas:



Filtro *hairpin*



Acoplamento por *gap* capacitivo

