

# Projeto de Amplificadores de Micro-ondas

Profa. Dra. Fatima Salete Correra

# Amplificadores de micro-ondas

## Primeiros amplificadores

- Amplificadores a válvula
  - Válvula Klystron
  - Válvula TWT e outras
- Amplificadores a estado sólido de reflexão
  - Dispositivos com resistência diferencial negativa
    - Diodo Tunnel
    - Diodo Varactor
    - Diodo IMPATT

# Amplificadores de micro-ondas

## Amplificadores atuais

- Amplificadores a transistor (em sua maioria)
  - Operando até acima de 100 GHz
  - Usam diversos tipos de transistores desenvolvidos a partir de 1970
  - BJT de silício, HBT, MESFET de GaAs, HEMT, PHEMT, MOSFET de silício
- Método de projeto aqui apresentado
  - Características dos terminais do transistor
  - Parâmetros S ou modelo de circuito equivalente de pequenos sinais
  - Projeto de **amplificadores de um estágio**, de **pequenos sinais**, visando

Máximo Ganho

ou

Ganho Especificado

ou

Baixo Ruído

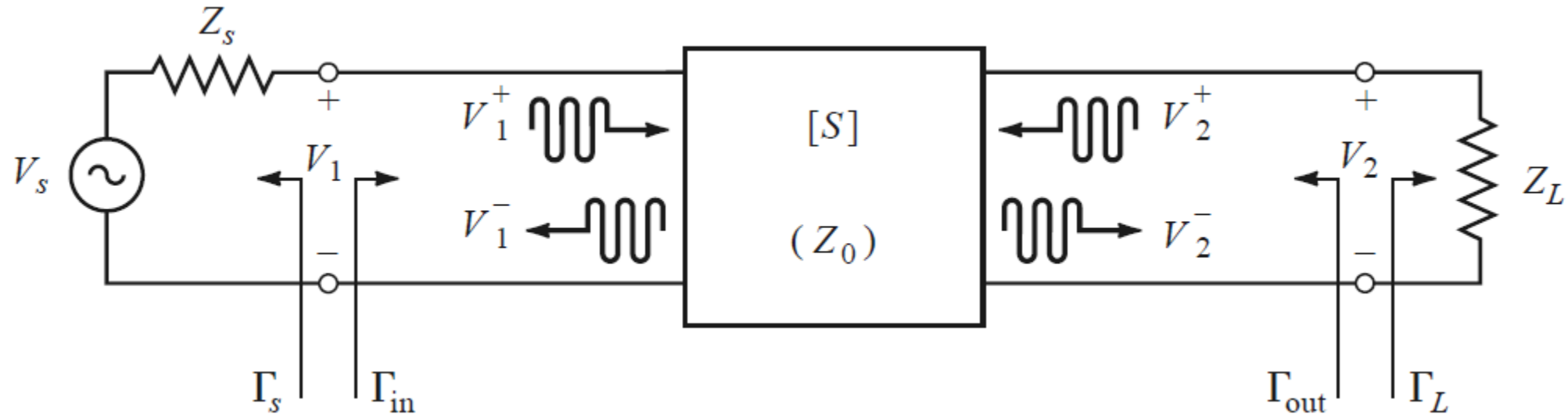
# Amplificadores de micro-ondas

## Estrutura da Apresentação

- Definições gerais de ganho de potência de redes de dois acessos
- Discussão de estabilidade de redes
  - Critérios de estabilidade
  - Círculos de estabilidade
- Projeto de amplificadores visando máximo ganho
- Projeto de amplificadores de ganho com valor especificado
- Projeto de amplificadores de baixo ruído
  
- Bibliografia – *Microwave Engineering*, de David M. Pozar

# Ganho de potência de redes de dois acessos

- Rede de duas portas com impedâncias de fonte e carga arbitrárias



## Representação da Rede

- Matriz  $S \rightarrow Z_0$ 

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}$$

## Fonte (gerador)

- Impedância  $Z_s$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}$$

## Carga

- Impedância  $Z_L$

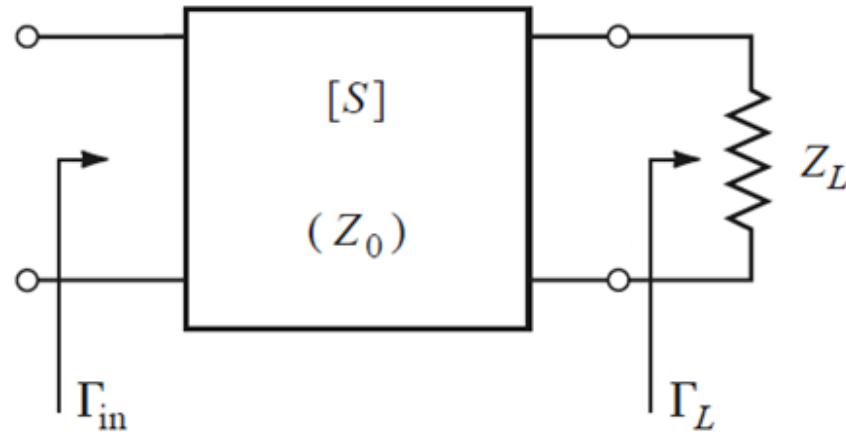
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

## Impedâncias dos acessos da rede

- Entrada  $\rightarrow Z_{in}$
- Saída  $\rightarrow Z_{out}$

# Ganho de potência de redes de dois acessos

$Z_{in}$  – Impedância de entrada da rede, com saída terminada por  $Z_L$  genérico



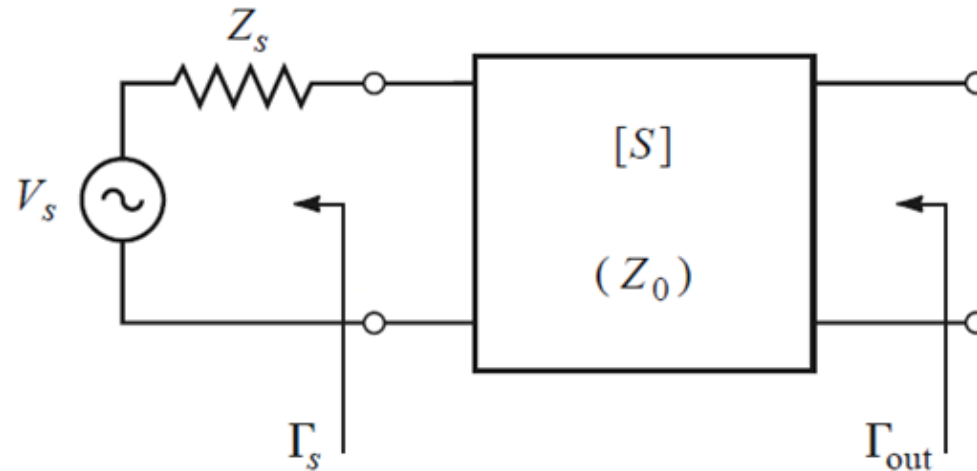
- $Z_{in}$  é função: Matriz S da rede  $\rightarrow S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$  (para  $Z_s = Z_L = Z_0$ )

Impedância de carga  $Z_L \rightarrow$  coeficiente de reflexão  $\Gamma$

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad \bullet \text{ Quando } Z_L = Z_0 \rightarrow \Gamma_L = 0 \rightarrow \Gamma_{in} = S_{11}$$

# Ganho de potência de redes de dois acessos

$Z_{out}$  – Impedância de saída da rede, com entrada terminada por  $Z_s$  genérico



- $Z_{out}$  é função: Matriz S da rede  $\rightarrow S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$  (para  $Z_s = Z_L = Z_0$ )  
Impedância de carga  $Z_s \rightarrow$  coeficiente de reflexão  $\Gamma_s$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{22}\Gamma_s} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0}$$

- Quando  $Z_s = Z_0 \rightarrow \Gamma_s = 0 \rightarrow \Gamma_{out} = S_{22}$

# Definições de ganho de potência

Ganho de Potência

$$G = \frac{P_L}{P_{in}}$$

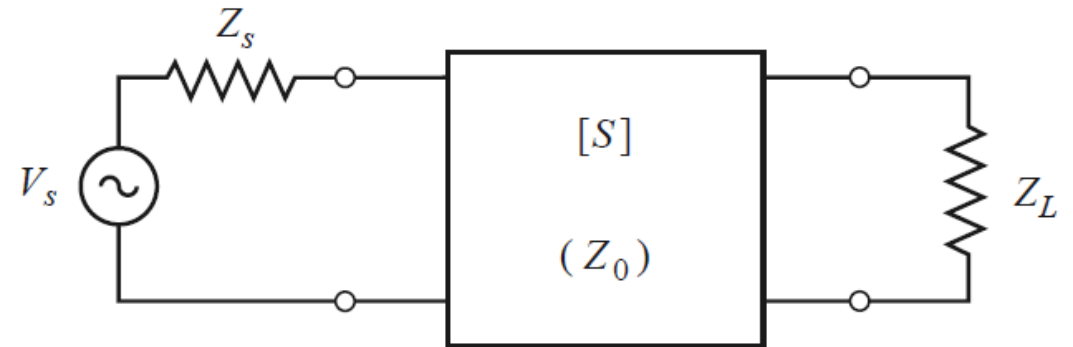
Ganho de Potência Disponível

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}}$$

Ganho de Potência de Transdução

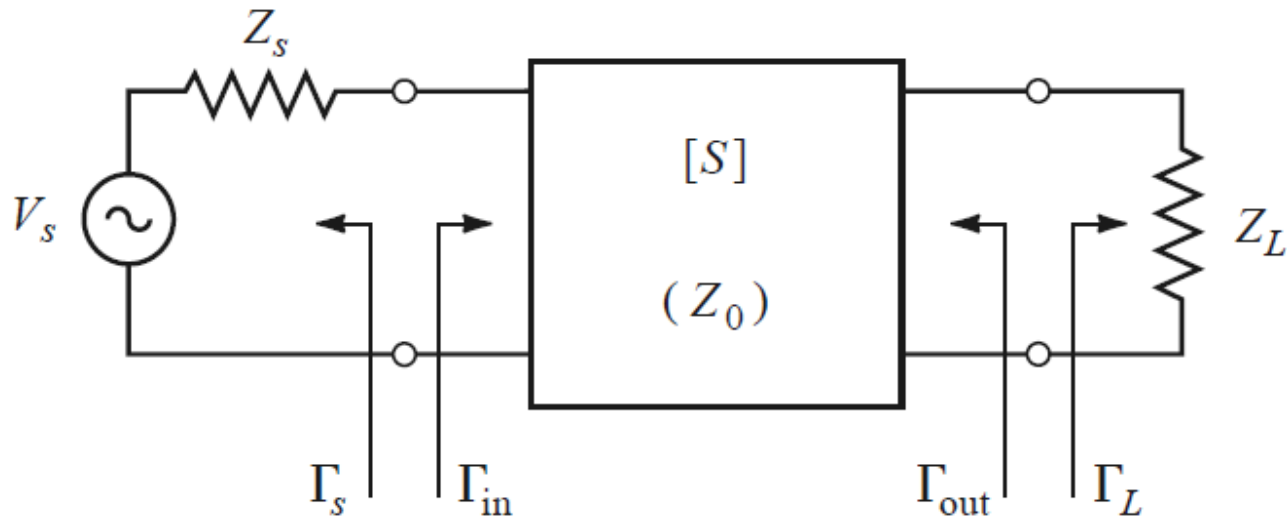
$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$$

- $P_L$  potência entre a carga  $Z_L$
- $P_{in}$  potência entregue na entrada do quadripolo
- $P_{avs}$  potência disponível na fonte, para uma carga conjugadamente casada
- $P_{avn}$  potência disponível na saída da rede para uma carga conjugadamente casada





# Definições de ganho de potência



Ganho de Potência

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

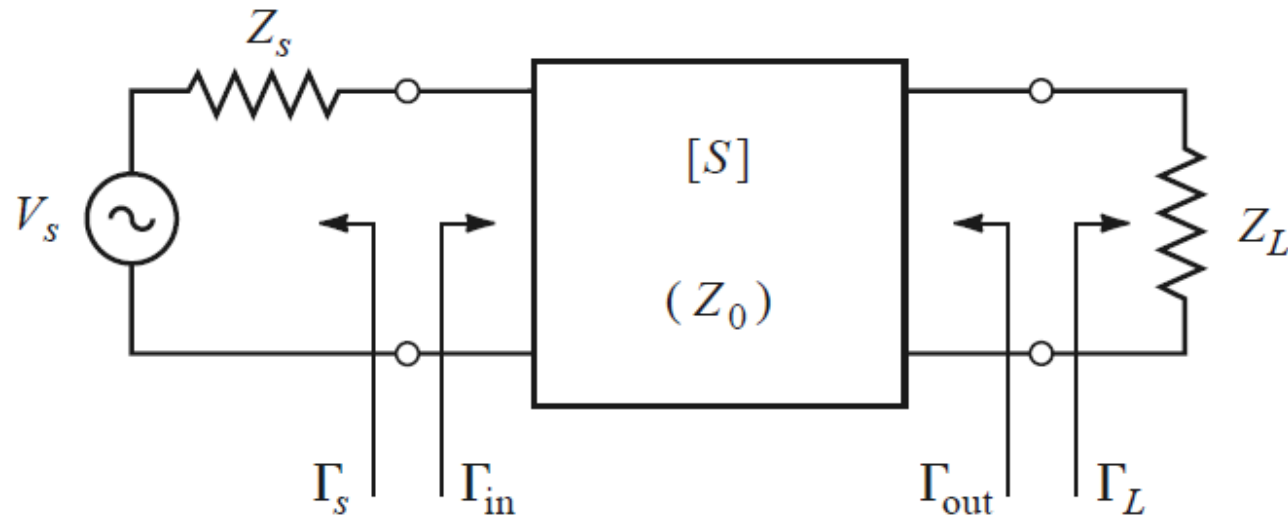
Ganho de Potência Disponível

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2(1 - |\Gamma_{out}|^2)}$$

Ganho de Potência de Transdução

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

# Definições de ganho de potência



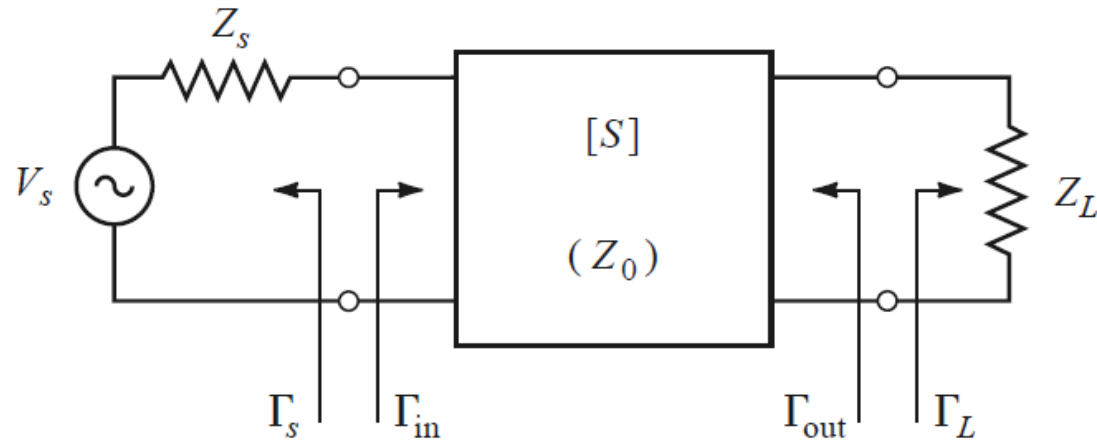
## Ganho máximo

- Condição de casamento conjugado de impedância simultâneo

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \quad \text{e} \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

$$G = G_A = G_T = G_{MAX}$$

# Ganho de potência de Transdução



$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

Quando ambas as portas estão terminadas em  $Z_0$

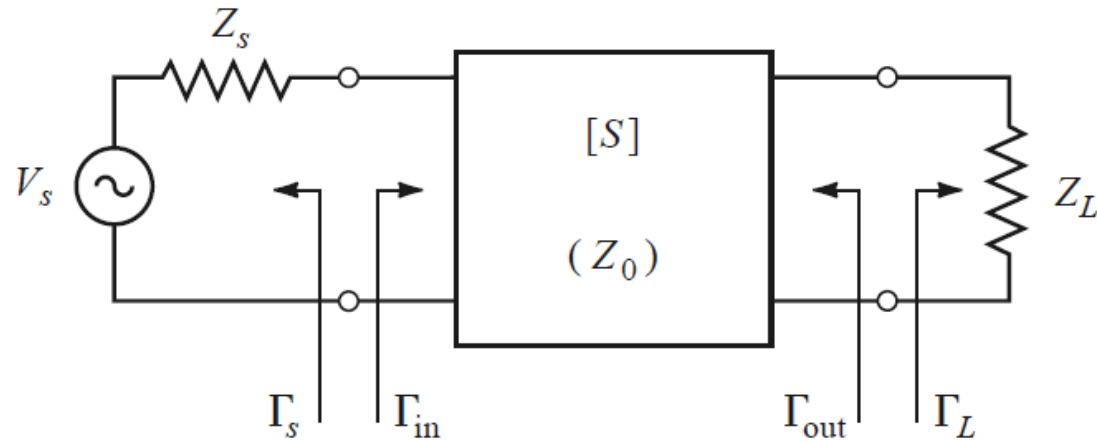
$$Z_S = Z_0 \rightarrow \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} = 0$$

$$Z_L = Z_0 \rightarrow \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0$$



$$G_T = |S_{21}|^2$$

# Ganho de Transdução Unilateral - $G_{TU}$



$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

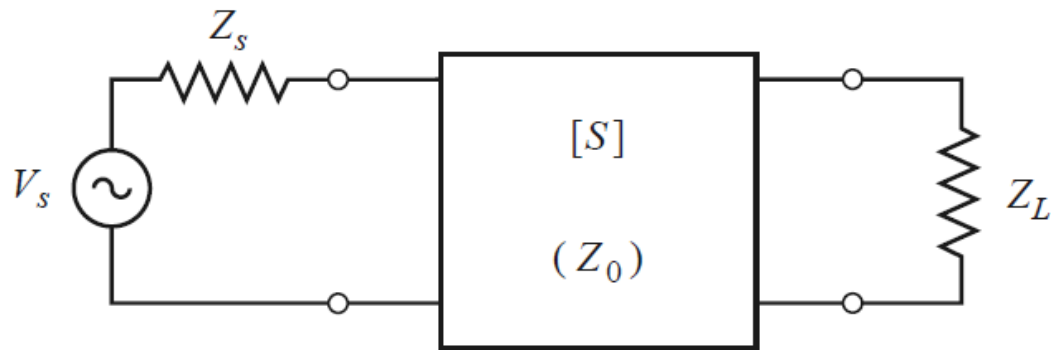
## Ganho de potência de transdução unilateral

- Definido quando  $S_{12} = 0$  ou suficiente pequeno para ser desprezado

$$S_{12} = 0 \rightarrow \Gamma_{in} = S_{11} \quad \rightarrow \quad G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

# Definições de ganho de potência

## Exemplo - Pozar



Parâmetros S de um transistor bipolar, em 1 GHz, impedância de referência  $Z_0 = 50 \Omega$

$$S_{11} = 0.38 \angle -158^\circ$$

$$S_{12} = 0.11 \angle 54^\circ$$

$$S_{21} = 3.50 \angle 80^\circ$$

$$S_{22} = 0.40 \angle -43^\circ$$

Impedâncias de fonte e carga

$$Z_s = 25 \Omega \quad \text{e} \quad Z_L = 40 \Omega$$



$$\Gamma_S = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = \frac{25 - 50}{25 + 50} = -0.333,$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{40 - 50}{40 + 50} = -0.111.$$

# Definições de ganho de potência

Coeficientes de reflexão de entrada e saída da rede

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = 0.365 \angle -152^\circ, \\ \Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = 0.545 \angle -43^\circ. \end{array} \right.$$

Ganho de Potência



$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = 13.1$$

Ganho de Potência Disponível



$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{\text{out}}|^2)} = 19.8$$

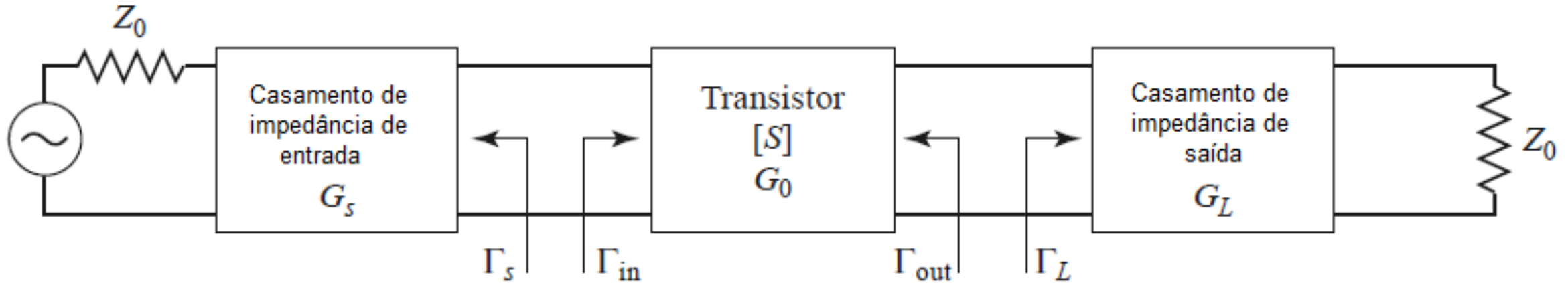
Ganho de Potência de Transdução



$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{\text{in}}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = 12.6$$

# Projeto de amplificador de um estágio

Diagrama de blocos do amplificador



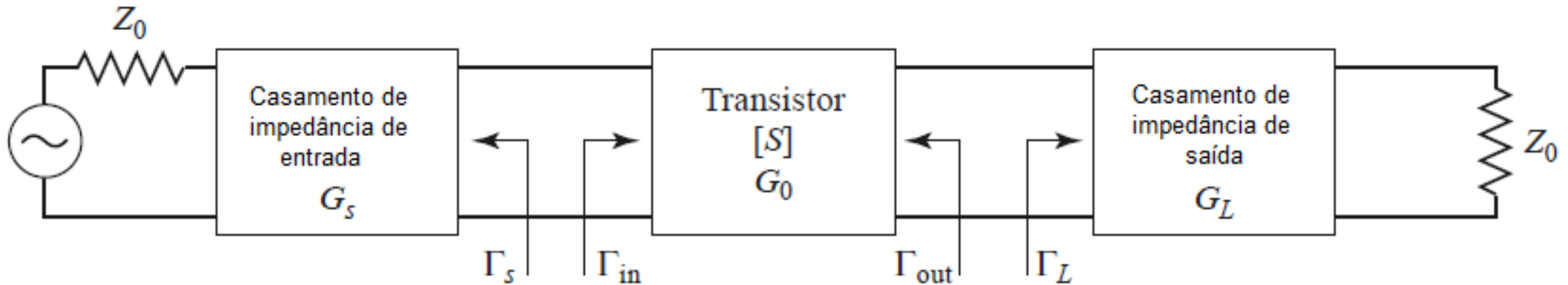
Ganho do amplificador  $\rightarrow$  depende de  $Z_S$  e  $Z_L$

Circuitos de casamento de impedância de entrada e de saída

- Transformam a impedância  $Z_0$  nas impedâncias  $Z_S$  e  $Z_L$

# Projeto de amplificador de um estágio

Diagrama de blocos do amplificador



Ganho de potência de transdução

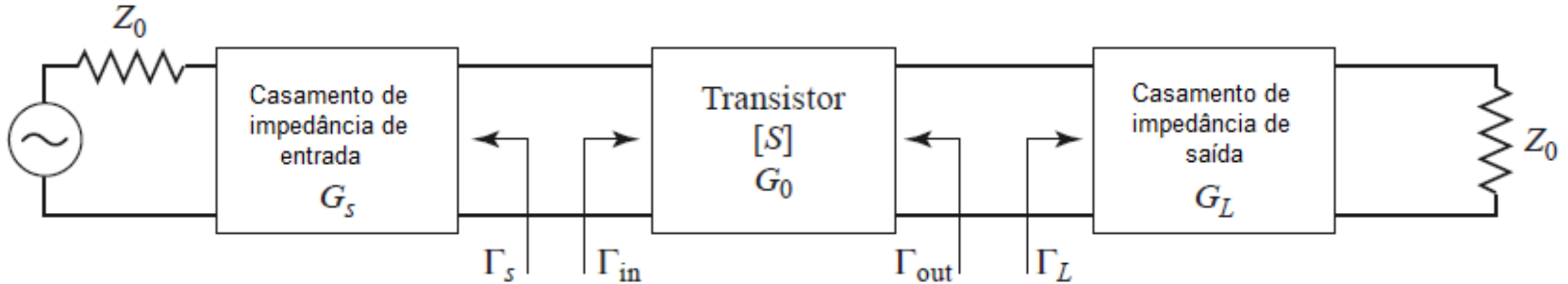
$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad \rightarrow \quad G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_T = G_S \cdot G_0 \cdot G_L$$



# Projeto de amplificador de um estágio

Diagrama de blocos do amplificador



Ganho de potência de transdução

$$G_T = G_S \cdot G_0 \cdot G_L$$

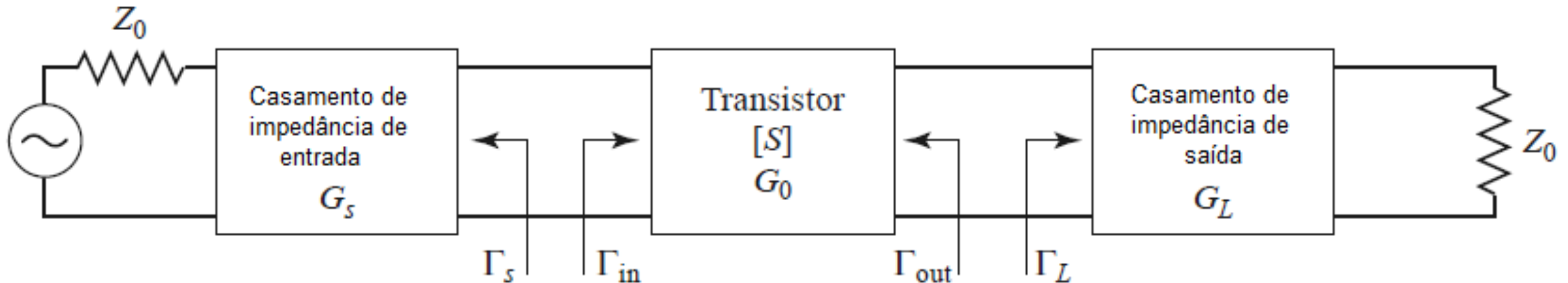
$$G_S = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2}$$

$$G_0 = |S_{21}|^2$$

$$G_L = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

# Projeto de amplificador de um estágio

- Amplificador de Ganho
- Projeto visa obter o máximo ganho do transistor
- Potência de saída e figura de ruído moderadas



Para  $G = G_{MAX}$ , **transistor incondicionalmente estável**

- Casamento de impedância conjugado simultâneo na entrada e saída do transistor

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad \text{e} \quad \Gamma_{out} = \Gamma_L^*$$

# Projeto de amplificador de um estágio

- Para  $G = G_{MAX} \rightarrow$  resolução do sistema de equações

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S}$$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$$

# Projeto de amplificador de um estágio

- Para  $G = G_{\text{MAX}} \rightarrow$  resolução do sistema de equações

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

sendo

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2,$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2,$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*,$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*.$$

- Ganho de potência de transdução máximo

$$G_{T_{\text{max}}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

# Projeto de amplificador de um estágio

Ganho de potência de transdução máximo

- Só é definido para transistor incondicionalmente estável,  $K > 1$

$$G_{T_{\max}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad \text{ou}$$

$$G_{T_{\max}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

- Transistor é condicionalmente estável,  $K < 1$ , define-se
- Máximo ganho estável –  $G_{msg}$

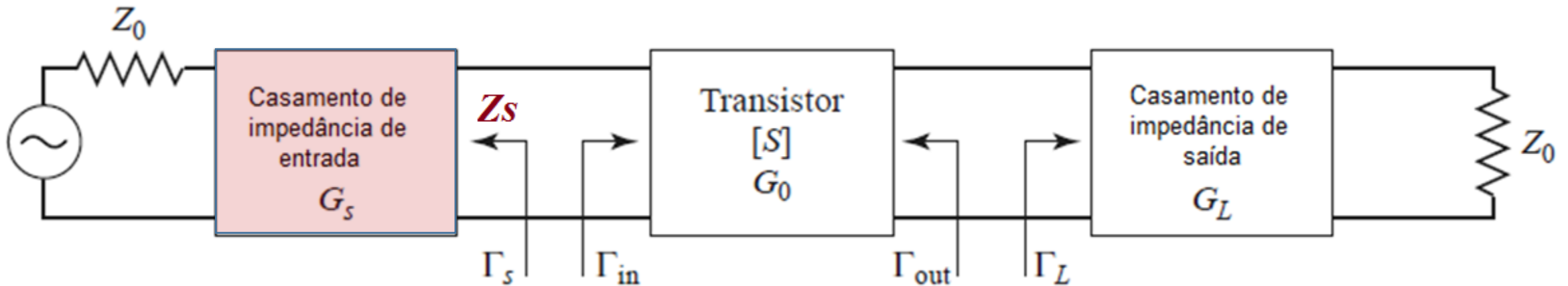
- Para  $K = 1$
- Útil para comparar transistores
- Na prática  $G < G_{msg}$

$$G_{msg} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

# Projeto de amplificador de um estágio

Uma vez conhecidos  $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$  para  $\mathbf{G} = \mathbf{G}_{TMAX}$ , é necessário projetar

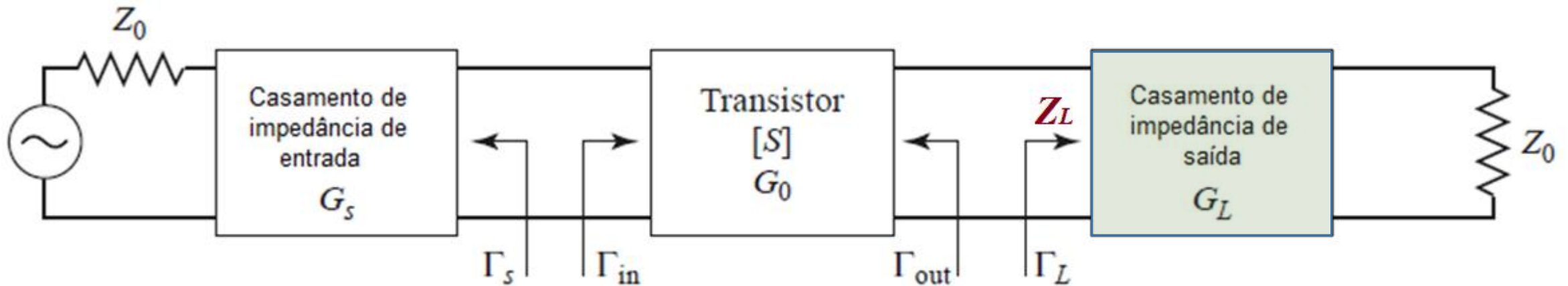
- Rede de casamento de impedância de entrada
  - Transforma a impedância interna do gerador  $Z_0$  em  $Z_S$
  - Sendo  $Z_S$  tal que  $\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$



# Projeto de amplificador de um estágio

Uma vez conhecidos  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$  para  $\mathbf{G} = \mathbf{G}_{TMAX}$ , é necessário projetar

- Rede de casamento de impedância de saída
  - Transforma a impedância de carga  $\mathbf{Z}_0$  em  $\mathbf{Z}_L$
  - Sendo  $\mathbf{Z}_L$  tal que 
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$



# Projeto de amplificador de um estágio

## Exemplo - Pozar

- Projetar um amplificador de um estágio, em 4 GHz
- Dados do transistor
  - MESFET de GaAs
  - Parâmetros S para impedância de referência  $Z_0 = 50 \Omega$

| $f(\text{GHz})$ | $S_{11}$                 | $S_{12}$               | $S_{21}$               | $S_{22}$                |
|-----------------|--------------------------|------------------------|------------------------|-------------------------|
| 3.0             | $0.80 \angle -89^\circ$  | $0.03 \angle 56^\circ$ | $2.86 \angle 99^\circ$ | $0.76 \angle -41^\circ$ |
| 4.0             | $0.72 \angle -116^\circ$ | $0.03 \angle 57^\circ$ | $2.60 \angle 76^\circ$ | $0.73 \angle -54^\circ$ |
| 5.0             | $0.66 \angle -142^\circ$ | $0.03 \angle 62^\circ$ | $2.39 \angle 54^\circ$ | $0.72 \angle -68^\circ$ |



# Projeto de amplificador de um estágio

- Análise da estabilidade do transistor
- Cálculo de  $k$  e  $\Delta$

| $f(\text{GHz})$ | $K$  | $\Delta$ | Teste de estabilidade do transistor                             |
|-----------------|------|----------|---|
| 3.0             | 0.77 | 0.592    | $k < 1$ e $ \Delta  < 1 \rightarrow$ Condicionalmente estável   |
| 4.0             | 1.19 | 0.487    | $k > 1$ e $ \Delta  < 1 \rightarrow$ Incondicionalmente estável |
| 5.0             | 1.53 | 0.418    |   |

- Opção do projeto: não usar circuito de estabilização
- Teste posterior da estabilidade em 3 GHz

# Projeto de amplificador de um estágio

- Cálculo de  $\Gamma_S = \Gamma_L$

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = 0.872 \angle 123^\circ \quad \Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = 0.876 \angle 61^\circ$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2,$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2,$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*,$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*.$$

# Projeto de amplificador de um estágio

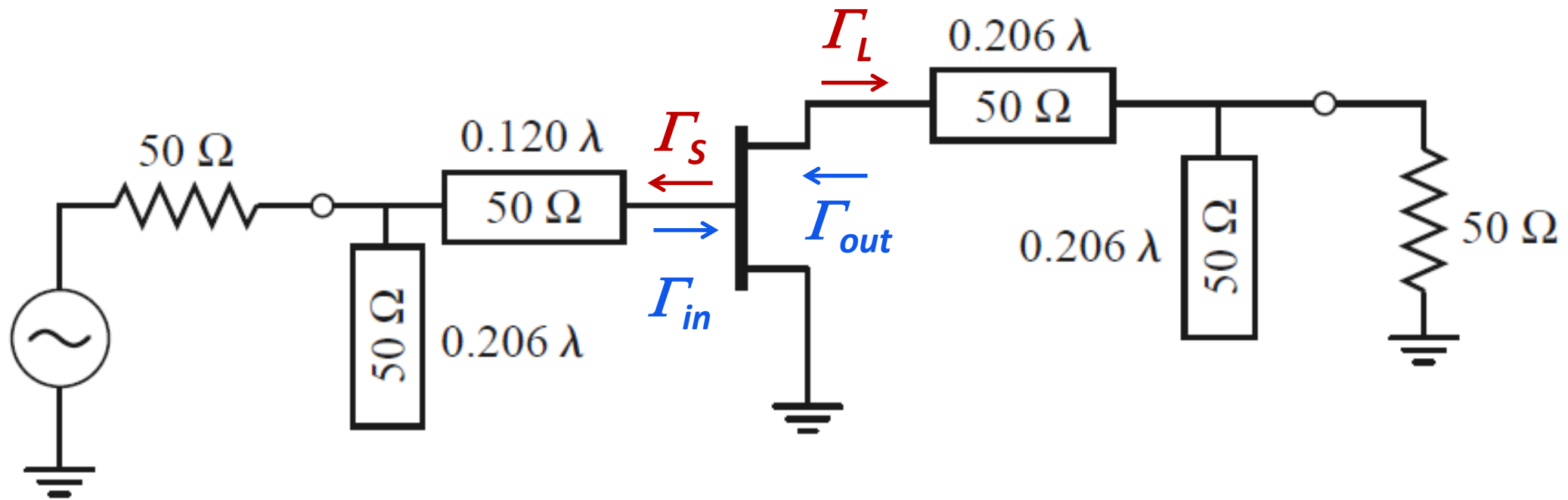
- Cálculo do ganho -  $G_{TMAX}$

$$\left. \begin{aligned} G_{TMAX} &= G_S \cdot G_0 \cdot G_L \\ G_{TMAX}(dB) &= 10 \cdot \log(G_{TMAX}) \end{aligned} \right\} G_{TMAX}(dB) = G_S(dB) + G_0(dB) + G_L(dB)$$

$$\left. \begin{aligned} G_S &= \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} = 4.17 = 6.20 \text{ dB} \\ G_0 &= |S_{21}|^2 = 6.76 = 8.30 \text{ dB} \\ G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = 1.67 = 2.22 \text{ dB} \end{aligned} \right\} G_{T_{max}} = 6.20 + 8.30 + 2.22 = 16.7 \text{ dB.}$$

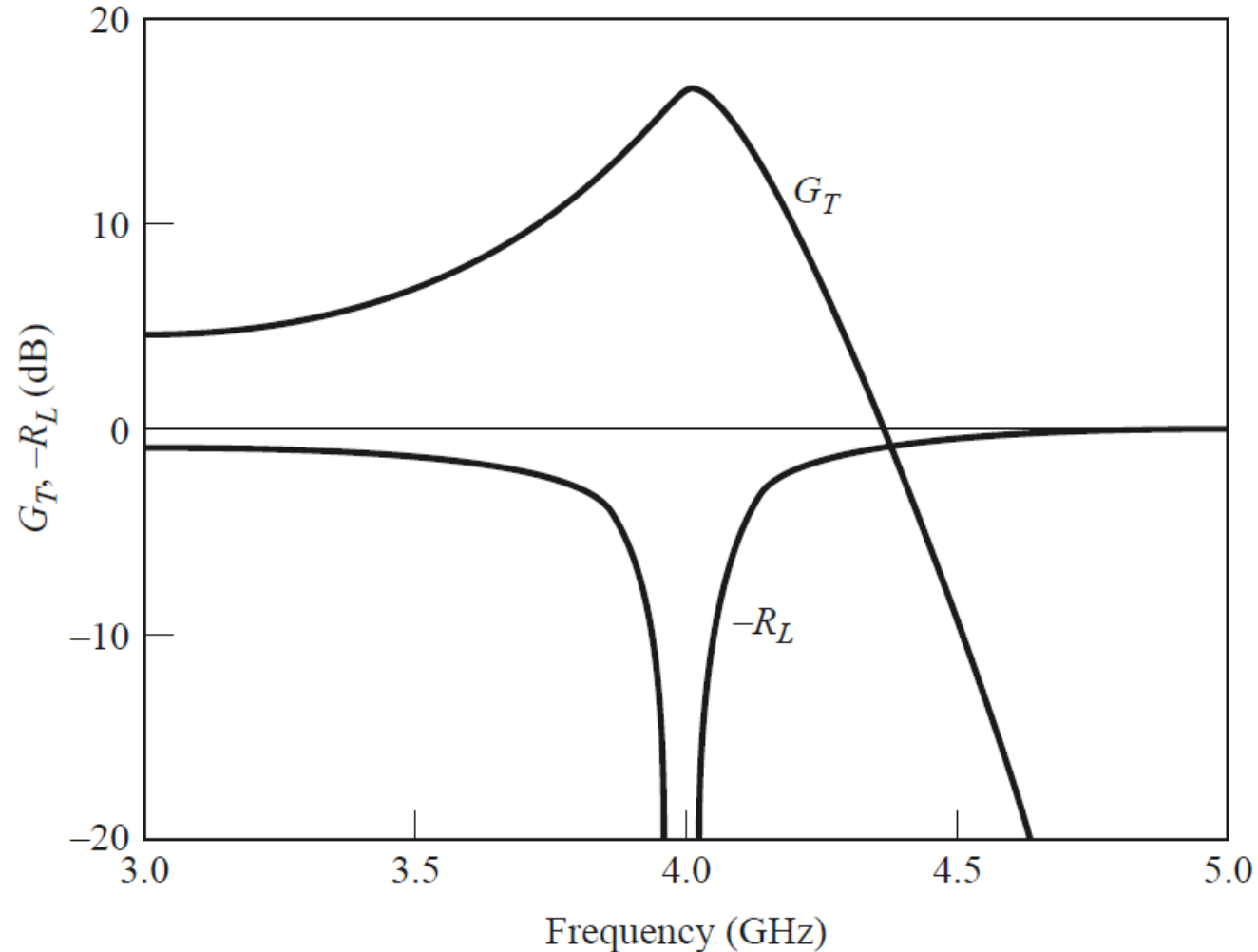
# Projeto de amplificador de um estágio

- Projeto das redes de casamento de impedância
- Linhas de transmissão e carta de Smith



# Projeto de amplificador de um estágio

- Resposta em frequência do amplificador simulada



(Redes de casamento de impedância)

# Projeto UNILATERAL de amplificador

- Projeto unilateral do amplificador
  - Método simplificado de projeto
  - Considera que o transistor tem  $|S_{12}| \approx 0$ 
    - $S_{11}$  não é afetado pela impedância de carga
    - $S_{22}$  não é afetado pela impedância do gerador
- Vantagem
  - Mais simples que o projeto bilateral que considera o valor real de  $|S_{12}| \neq 0$
- Desvantagem
  - Menos preciso que o projeto bilateral
  - Exige interações do processo ou otimização manual

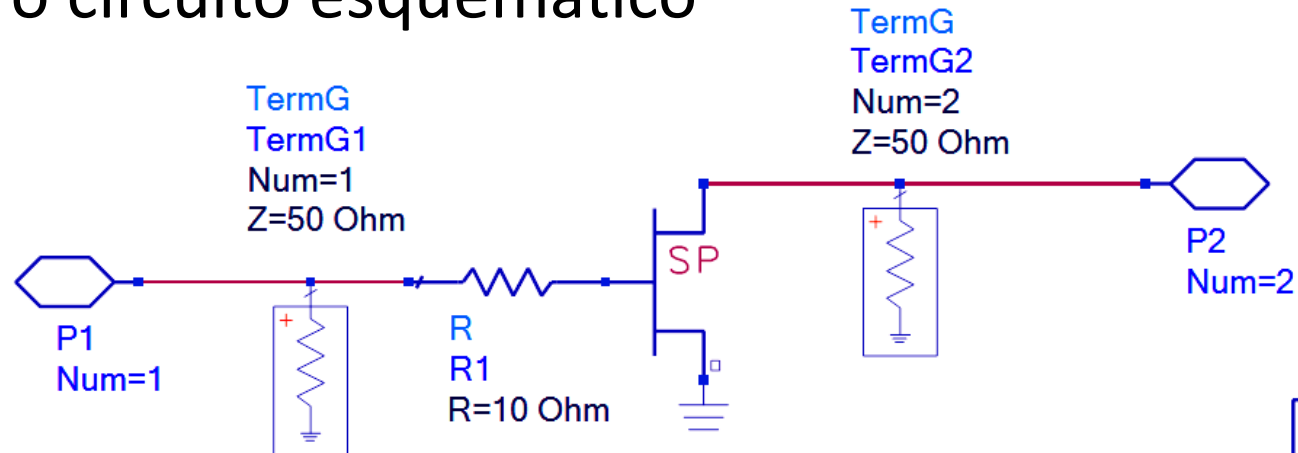
# Projeto UNILATERAL de amplificador


- Procedimento de projeto
  - Escolha e estabilização do transistor
  - Projeto do casamento de impedância de entrada considerando  $S_{11}$
  - Circuito de casamento de entrada: transforma a impedância do gerador ( $50 \Omega$ ) para  $S_{11}^*$
  - Circuito de casamento de saída: transforma a impedância de carga ( $50 \Omega$ ) para  $S_{22}^*$
  - O processo é iterativamente até obter-se bom casamento de impedância na entrada e na saída do amplificador
  - Ou realiza-se ajustes manualmente nos parâmetros dos circuitos de casamento de impedância, otimizando o desempenho do amplificador.



# Projeto UNILATERAL de amplificador

- Simule o circuito esquemático



 **S-PARAMETERS**

S\_Param  
SP1  
Start=1 GHz  
Stop=16 GHz  
Step=1 GHz


 **LStabCircle**

L\_StabCircle  
L\_StabCircle1  
L\_StabCircle1=l\_stab\_circle(S,51)

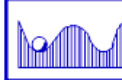
sp\_fuj\_FSX52WF\_19920501  
SNP1  
Bias="Fet: Vds=8V Ids=75mA"  
Frequency="{0.10 - 16.00} GHz"

 **SStabCircle**

S\_StabCircle  
S\_StabCircle1  
S\_StabCircle1=s\_stab\_circle(S,51)

 **MaxGain**

MaxGain  
MaxGain1  
MaxGain1=max\_gain(S)

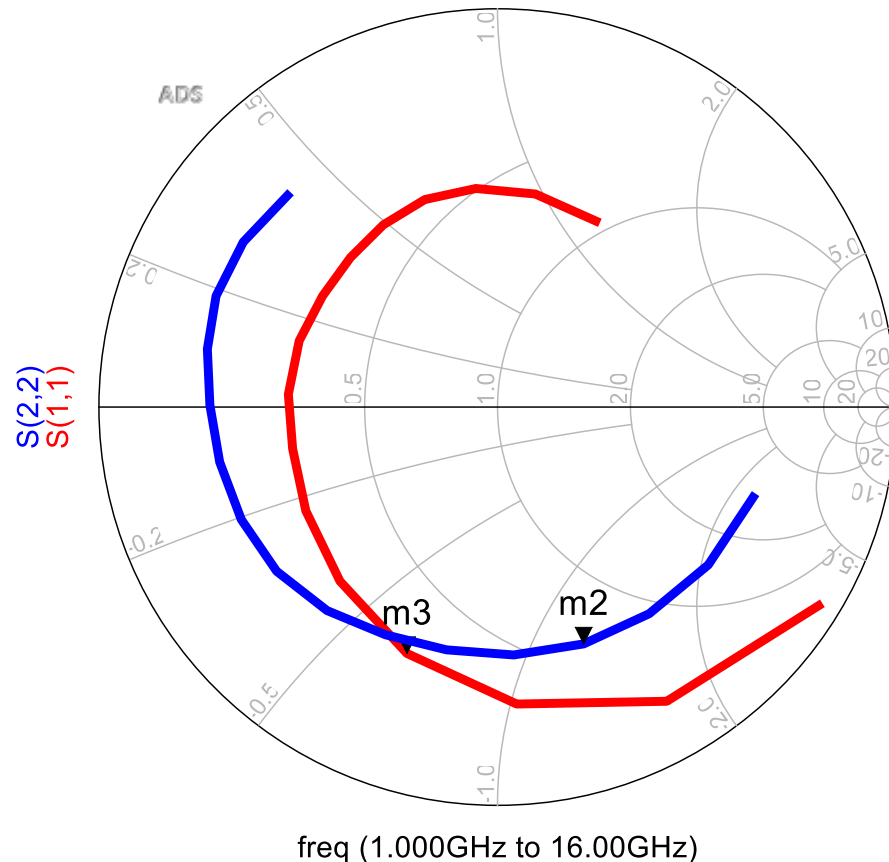
 **Mu**

Mu  
Mu1  
Mu1=mu(S)

# Projeto UNILATERAL de amplificador

- Em 4 GHz, frequência de projeto,
  - Verifique a estabilidade do transistor
  - Ganho máximo
- Circuito de casamento de impedância de entrada em 4 GHz
  - Projete o casamento de entrada considerando  $S_{11}$  ( $Z_1$ )
- Circuito de casamento de impedância de saída em 4 GHz
  - Projete o casamento de entrada considerando  $S_{22}$  ( $Z_2$ )
- Simulação e otimização do amplificador em
  - Monte o esquemProjete o casamento de entrada considerando  $S_{22}$  ( $Z_2$ )

# Projeto UNILATERAL de amplificador



## S11 e S22 simulados em 4 GHz

- $S_{11} \rightarrow Z_1 = 50 \cdot (0,300 - j0,655) \Omega$   
 $Z_1 = 15,00 - j32,75 \Omega$
- $S_{22} \rightarrow Z_2 = 50 \cdot (0,619 - j1,228) \Omega$   
 $Z_2 = 30,95 - j61,40 \Omega$

m3  
freq=4.000GHz  
 $S(1,1)=0.659 / -110.186$   
impedance =  $Z_0 \cdot (0.300 - j0.655)$

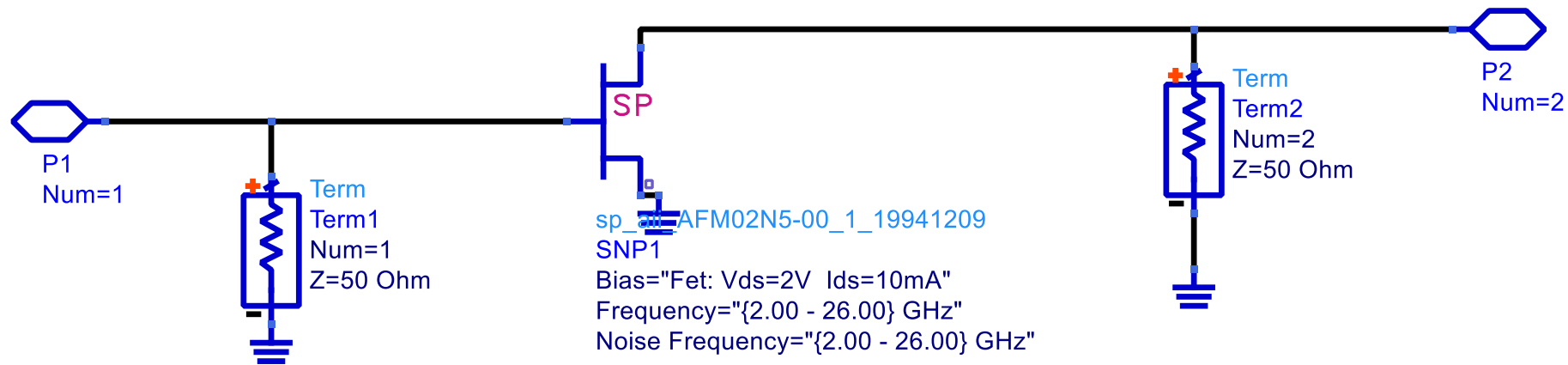
m2  
freq=4.000GHz  
 $S(2,2)=0.633 / -70.048$   
impedance =  $Z_0 \cdot (0.619 - j1.228)$

# Projeto UNILATERAL de amplificador

- Simulação do amplificador
  - Monte o esquemático do amplificador, cascadeando
    - Circuito de casamento de impedância de entrada
    - Transistor
    - Circuito de casamento de impedância de saída
  - Simule o amplificador e verifique seu desempenho em 4 GHz
    - Simulação de 3,5 a 4,5 GHz, com passo de 10 MHz
- Otimização do amplificador
  - Ajuste os circuitos de casamento de impedância, visando
  - Maximizar o ganho do amplificador →  $\text{dB}(S_{21})$
  - Minimizar reflexão na entrada e saída do amplificador →  $\text{dB}(S_{11})$  e  $\text{dB}(S_{22})$

# Projeto BILATERAL de amplificador

- Estudo da estabilidade do transistor na faixa de 12 a 22 GHz



S\_Param  
SP1  
Start=12 GHz  
Stop=22 GHz  
Step=1 GHz



StabFact  
StabFact1=stab\_fact(S)



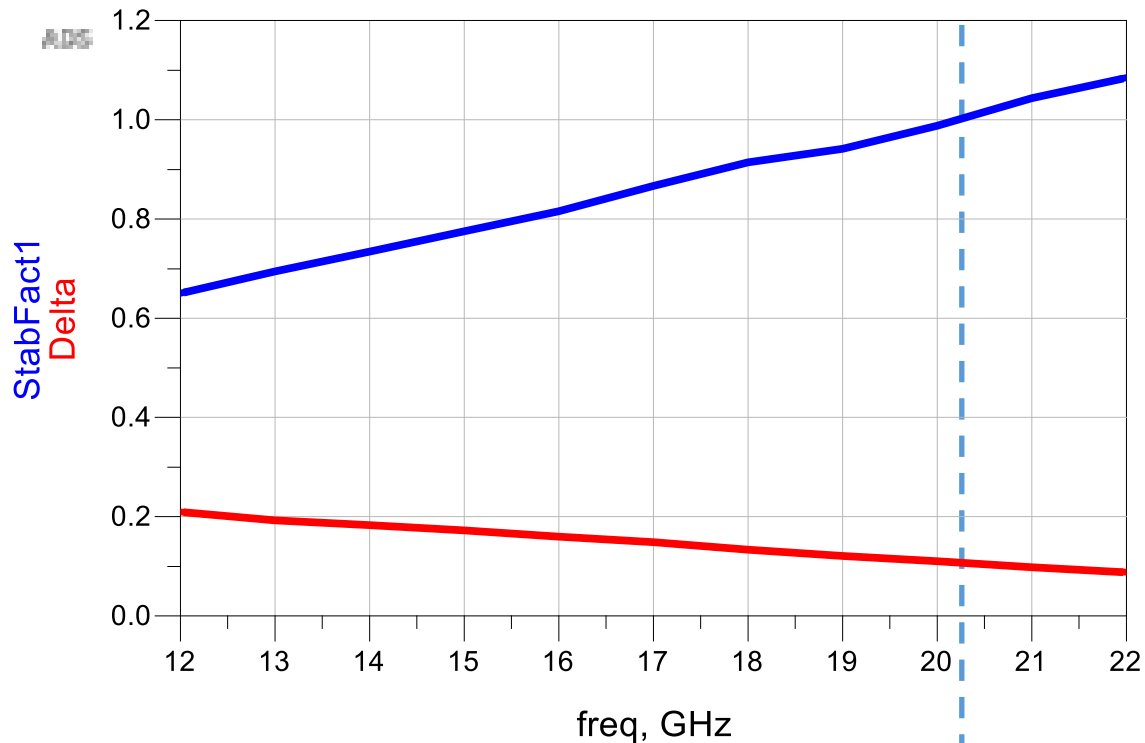
Mu  
Mu1=mu(S)



MeasEqn  
Meas1  
Delta=mag(S11\*S22-S21\*S12)  
GammaIN=conj(SmGamma1)  
GammaOUT=conj(SmGamma2)

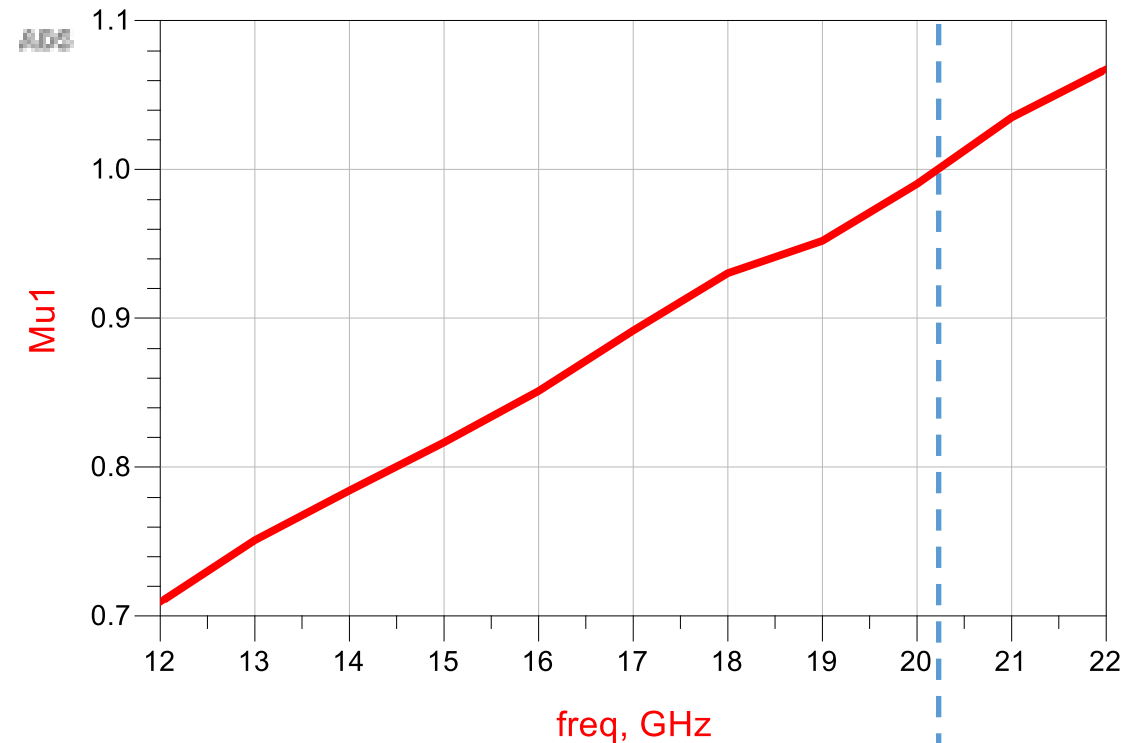
# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

Estudo da estabilidade do transistor 18 a 22 GHz



$K < 1$  e  $|\Delta| < 1$   
Estabilidade  
condicional

$K > 1$  e  $|\Delta| < 1$   
Estabilidade  
incondicional

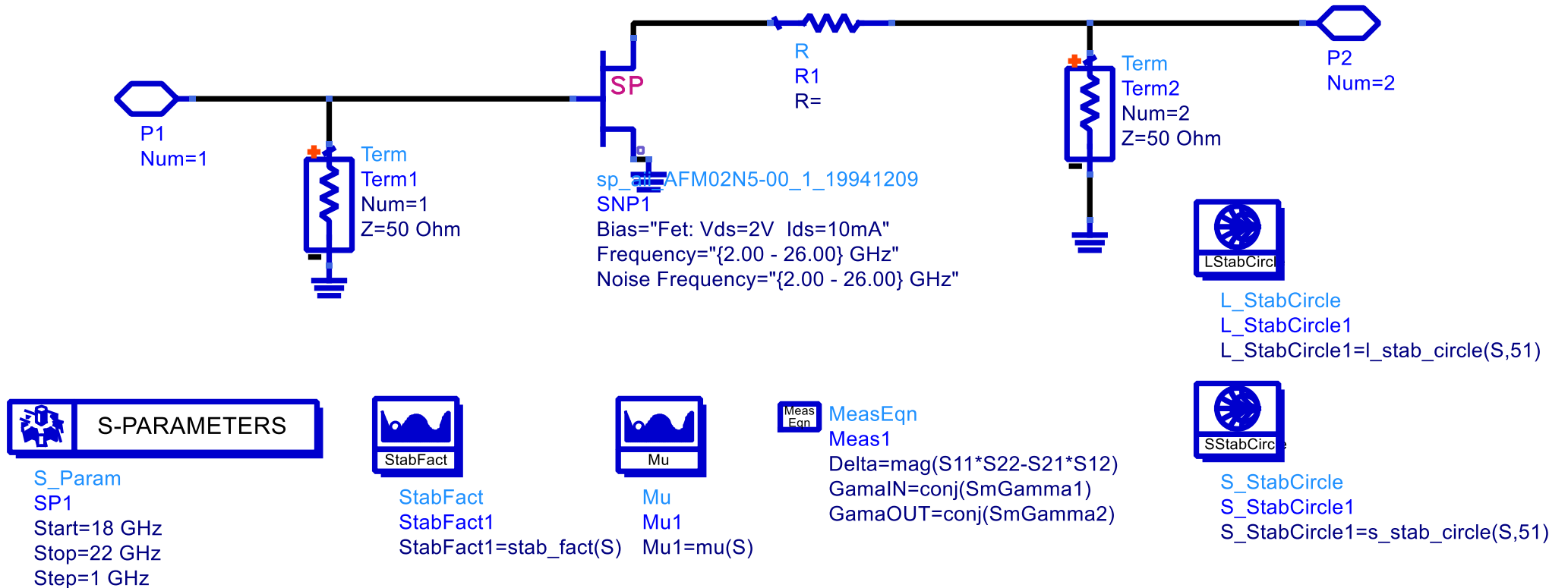


$\mu < 1$   
Estabilidade  
condicional

$\mu > 1$   
Estabilidade  
incondicional

# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

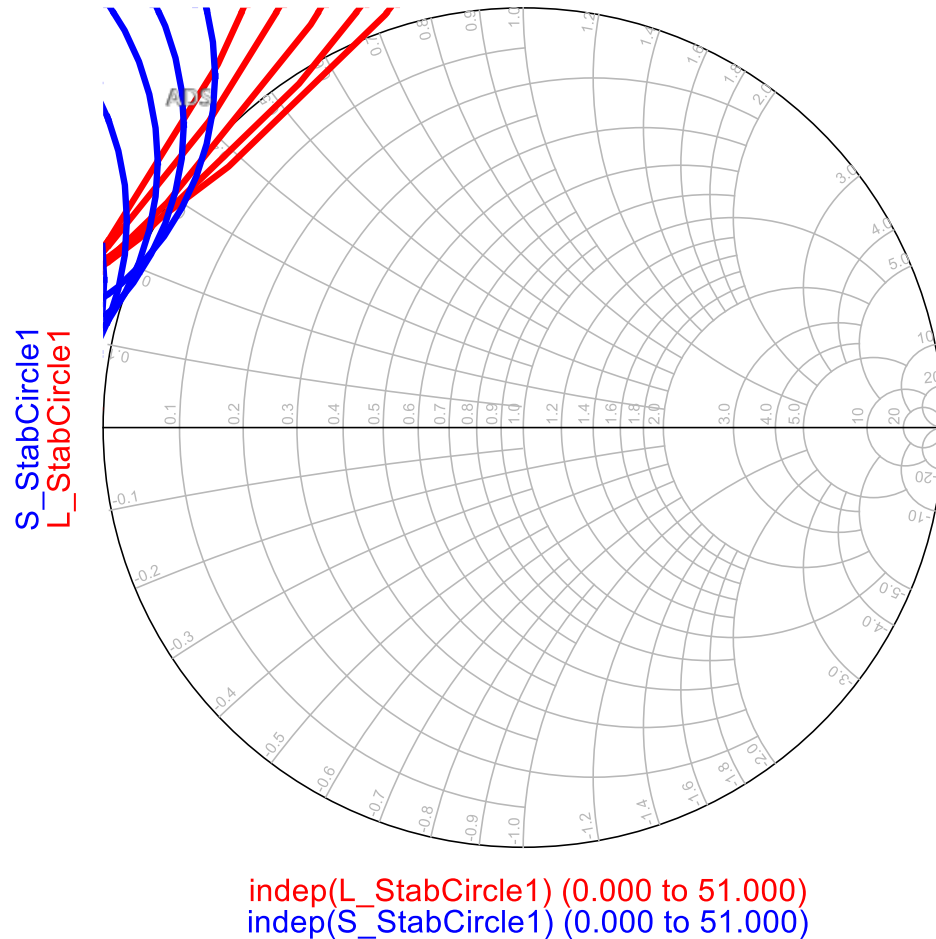
- Trace os círculos de estabilidade de entrada e saída
- Estabilize o transistor na faixa de 18 a 22 GHz usando uma resistência em série no dreno



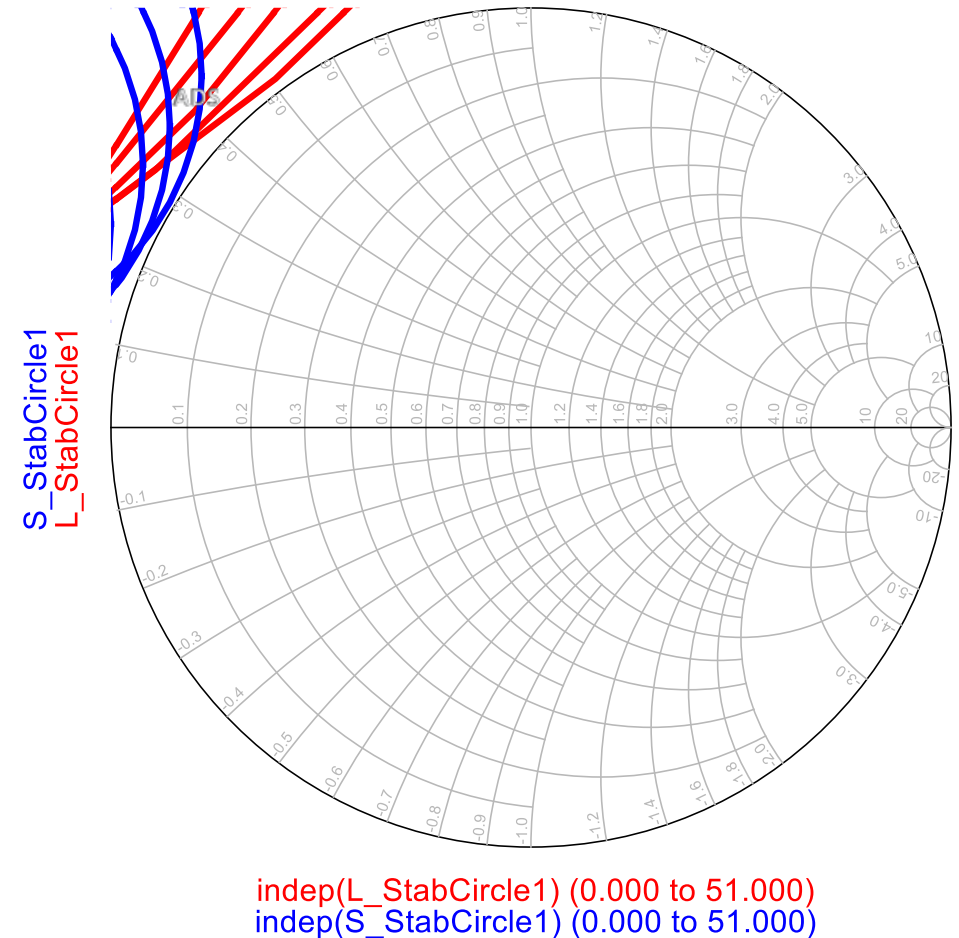
# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

Círculos de estabilidade de 18 a 22 GHz

Transistor



Transistor com R=3 Ohms





# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

- Projeto das redes de casamento de impedância
- Adicione ao esquemático os ícones

## **MaxGain**

Ganho Máximo, se  $K > 1$

Máximo Ganho Estável, se  $k < 1$  (adota-se  $k=1$  nas fórmulas de ganho)

## **SmGamma1**

Coeficiente de reflexão de entrada na condição de casamento de impedância conjugado

## **SmGamma2**

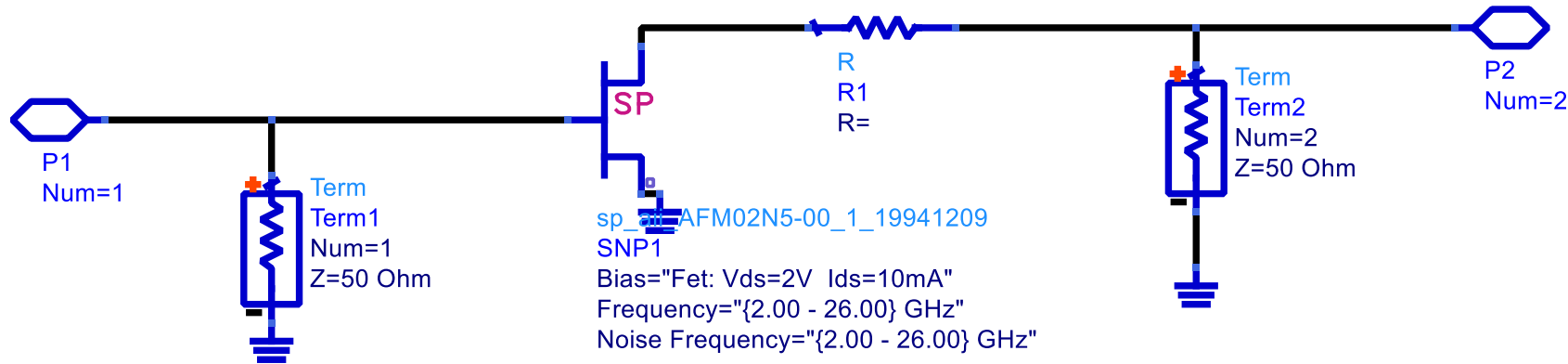
Coeficiente de reflexão de saída na condição de casamento de impedância conjugado

## **GaCircle**

Círculos de ganho de potência disponível constante

# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

- Projeto das redes de casamento de impedância



**S-PARAMETERS**

S\_Param  
SP1  
Start=18 GHz  
Stop=22 GHz  
Step=1 GHz

**SmGamma1**

SmGamma1  
SmGamma1  
SmGamma1=sm\_gamma1(S)

**SmGamma2**

SmGamma2  
SmGamma2  
SmGamma2=sm\_gamma2(S)

**MaxGain**

MaxGain  
MaxGain1  
MaxGain1=max\_gain(S)

**GaCircle**

GaCircle  
GaCircle1  
GaCircle1=ga\_circle(S,2,51)

**StabFact**

StabFact  
StabFact1  
StabFact1=stab\_fact(S)

**Mu**

Mu  
Mu1  
Mu1=mu(S)

**MeasEqn**

Meas1  
Delta=mag(S11\*S22-S21\*S12)  
GamaIN=conj(SmGamma1)  
GamaOUT=conj(SmGamma2)

**LStabCirc**

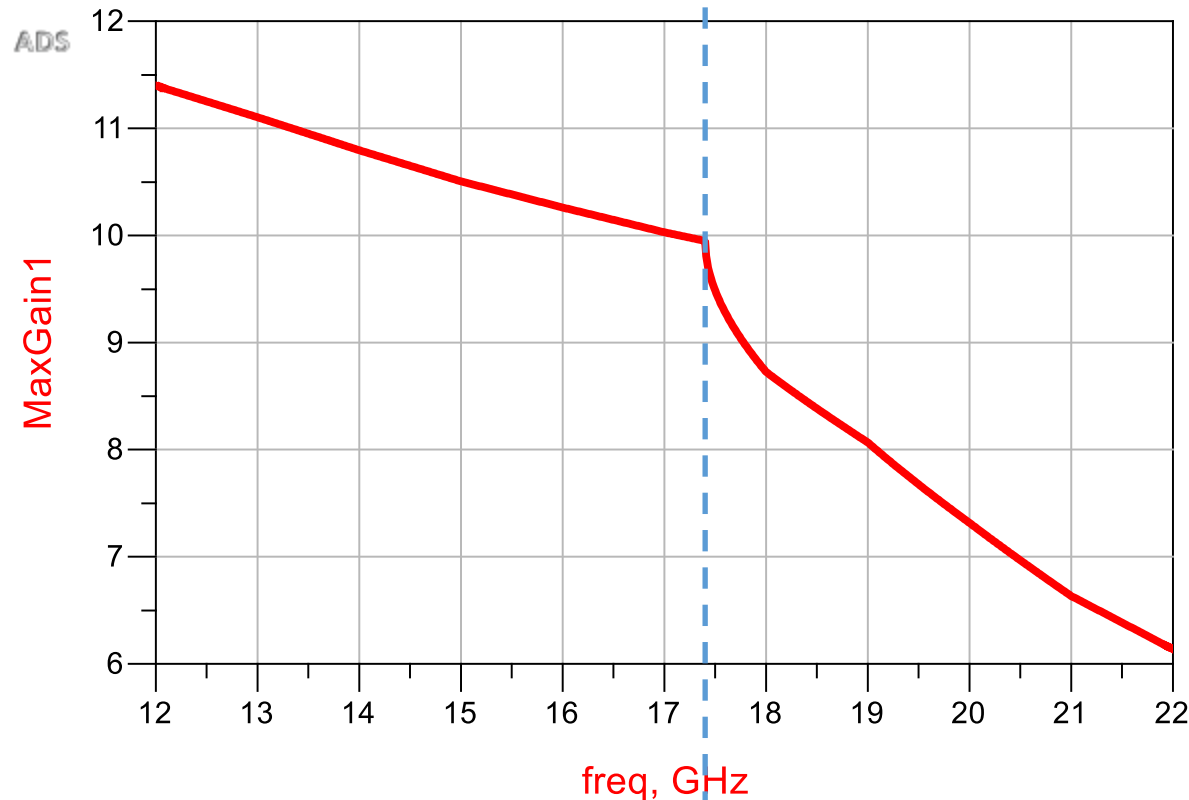
L\_StabCircle  
L\_StabCircle1  
L\_StabCircle1=l\_stab\_circle(S,51)

**SStabCirc**

S\_StabCircle  
S\_StabCircle1  
S\_StabCircle1=s\_stab\_circle(S,51)

# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

- Projeto das redes de casamento de impedância



Estabilidade condicional

Máximo Ganho Estável

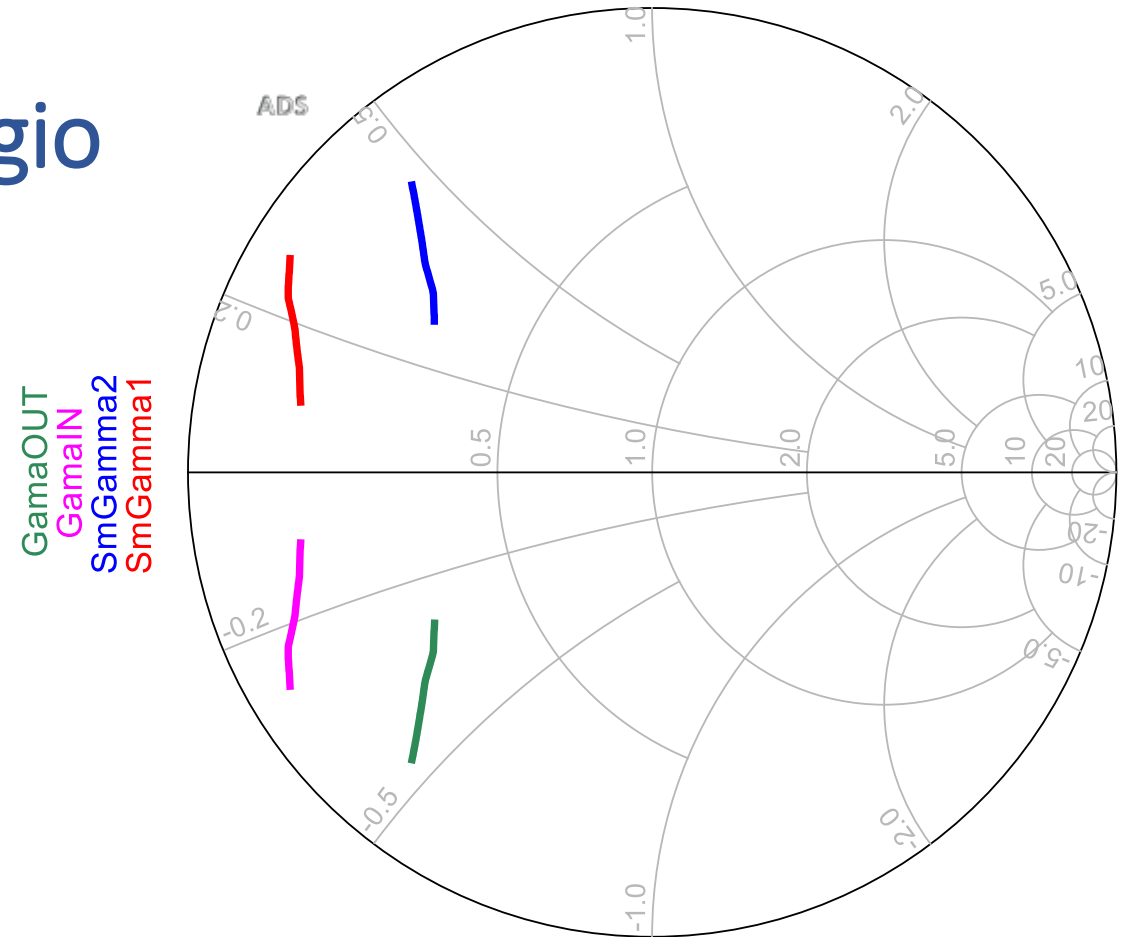


Estabilidade incondicional

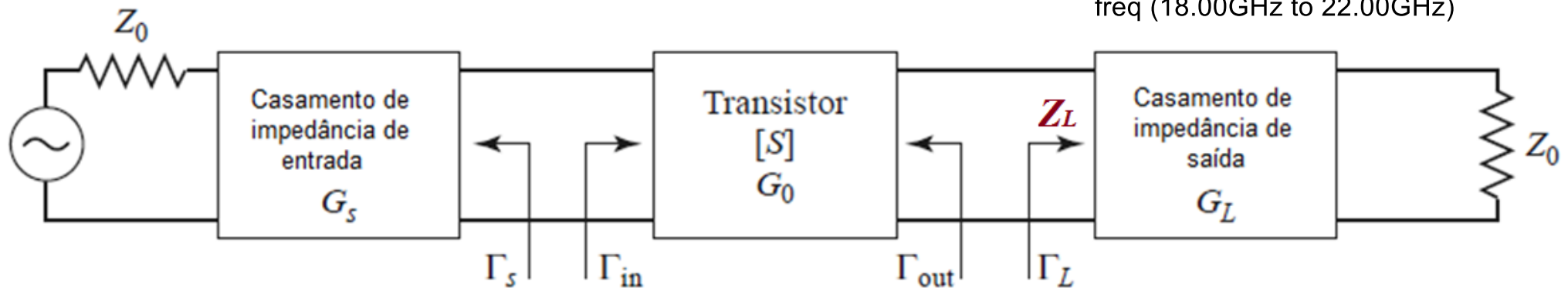
Ganho de Potência de Transdução máximo

# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

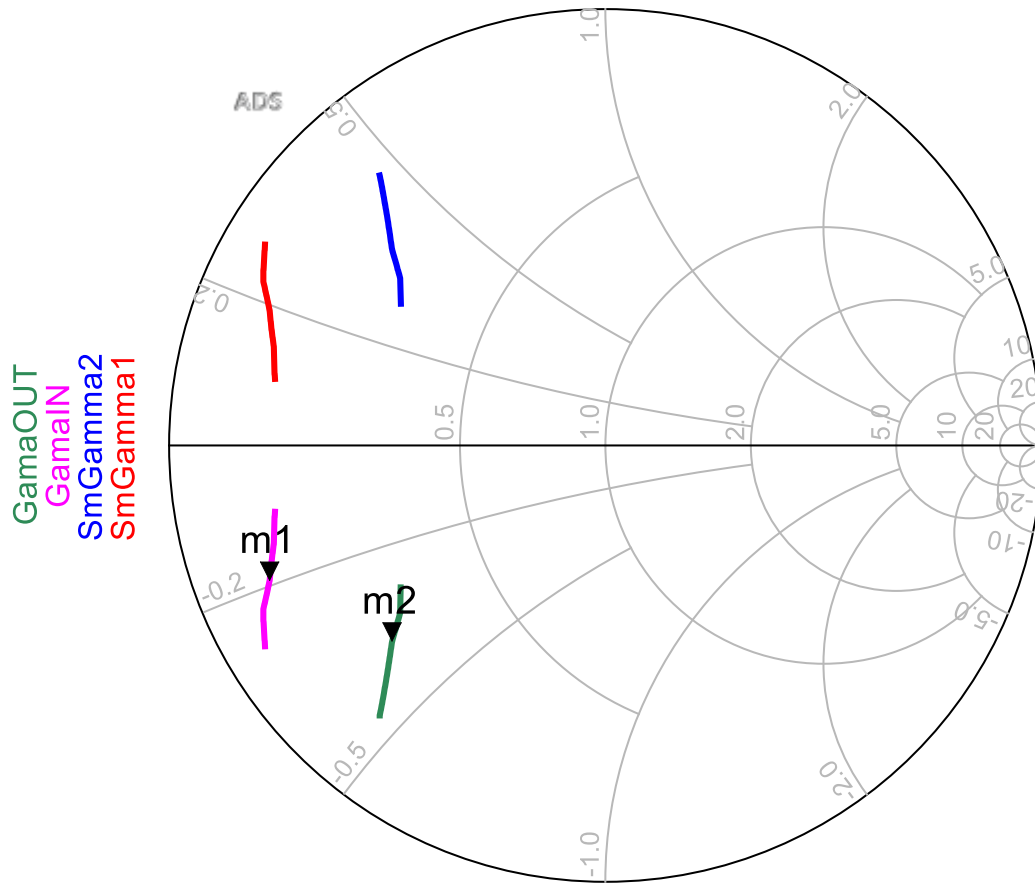
- Na carta de Smith, trace os gráficos
  - SmGamma1  $\rightarrow \Gamma_S$
  - SmGamma2  $\rightarrow \Gamma_L$
  - GammaIN  $\rightarrow \Gamma_{in} = \Gamma_S^*$
  - GammaOUT  $\rightarrow \Gamma_{out} = \Gamma_L^*$



freq (18.00GHz to 22.00GHz)



# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio



freq (18.00GHz to 22.00GHz)

- Em 20 GHz, usando os cursores obtém-se
  - **GamaIN** →  $\Gamma_{in} = 0,829/-158.126^\circ$   
 →  $Z_{in} = 50 * (0.097 - j0,191)$   
 →  **$Z_{in} = 4,85 - j9,55 \Omega$**
  - **GamaOUT** →  $\Gamma_{out} = 0,663/-137.505^\circ$   
 →  $Z_{out} = 50 * (0.232 - j0.371)$   
 →  **$Z_{out} = 11,6 - j18,55 \Omega$**

|  |
|--|
| m1<br>freq=20.00GHz<br>GamaIN=0.829 / -158.126<br>impedance = $Z_0 * (0.097 - j0.191)$ |
|--|

|   |
|---|
| m2<br>freq=20.00GHz<br>GamaOUT=0.663 / -137.505<br>impedance = $Z_0 * (0.232 - j0.371)$ |
|---|

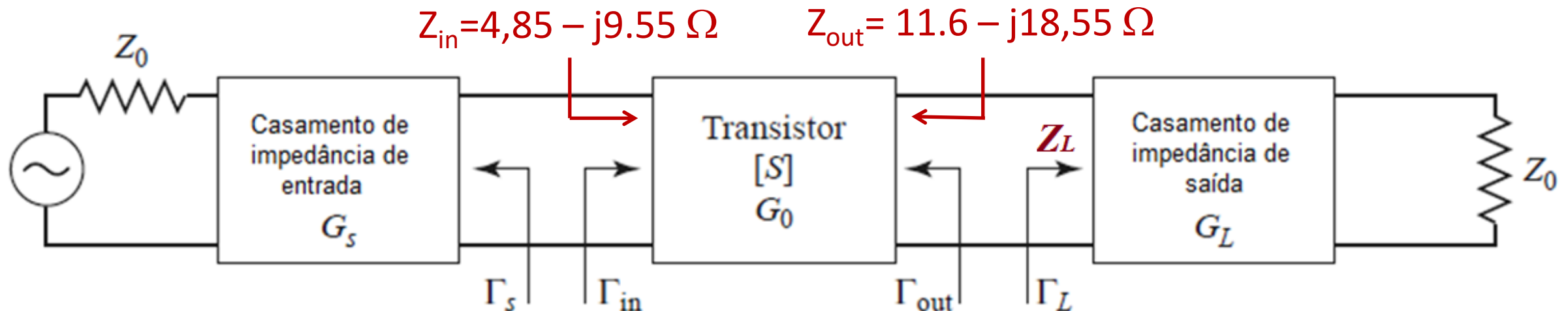
# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

- Projetar rede de casamento de entrada que transforme

$$Z_{in} = 4,85 - j9,55 \Omega \text{ em } 50 \Omega$$

- Projetar rede de casamento de saída que transforme

$$Z_{out} = 11,6 - j18,55 \Omega \text{ em } 50 \Omega$$

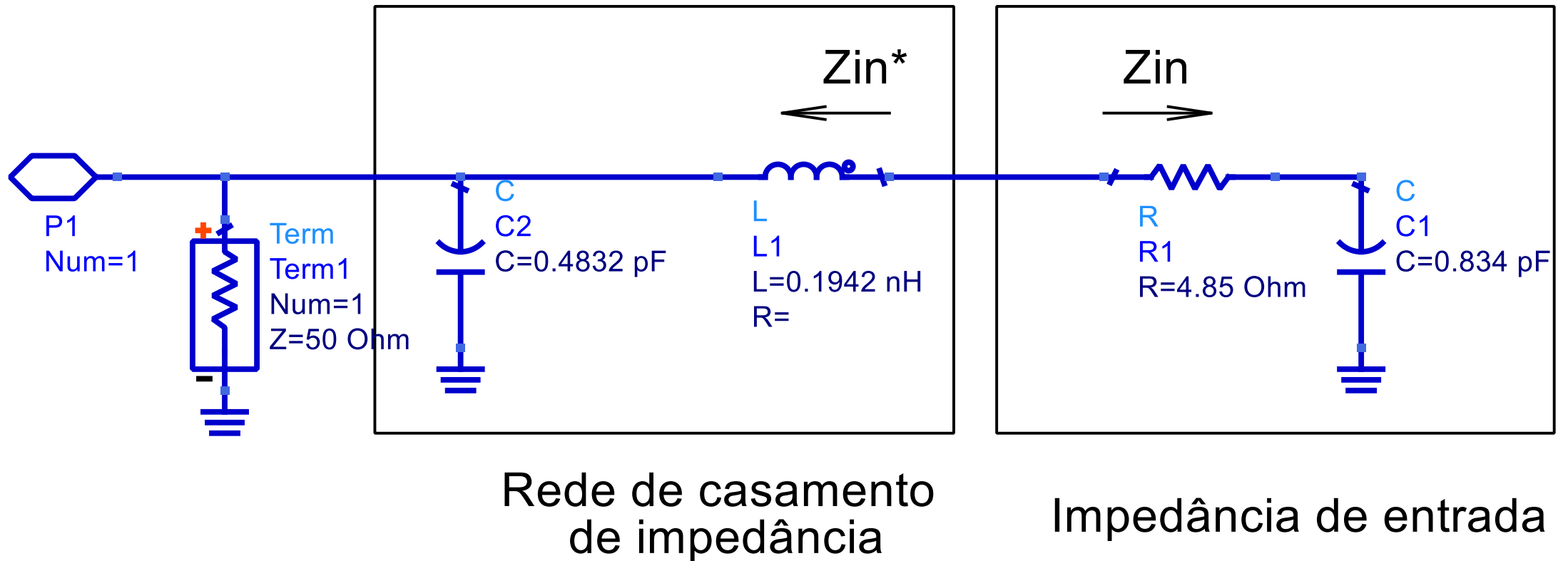


# Exercício - Projeto de amplificador de um estágio

- Rede de casamento de entrada que transforme  $Z_{in} = 4,85 - j9,55 \Omega$  em  $50 \Omega$
- Para uso no ADS
- Representação de  $Z_{in}$  por uma rede R-C série, por exemplo
  - $R = 4,85 \Omega$
  - $X_C = 1/(2\pi \cdot f \cdot C) \rightarrow C = 1/(2\pi \cdot f \cdot X_C) = 0,834 \text{ pF}$
- Rede de casamento de saída que transforme  $Z_{out} = 11,6 - j18,55 \Omega$  em  $50 \Omega$
- Para uso no ADS
- Representação de  $Z_{out}$  por uma rede R-C série, por exemplo
  - $R = 11,6 \Omega$
  - $X_C = 1/(2\pi \cdot f \cdot C) \rightarrow C = 1/(2\pi \cdot f \cdot X_C) = 0,429 \text{ pF}$

# Exercício - Projeto de amplificador usando redes L-C

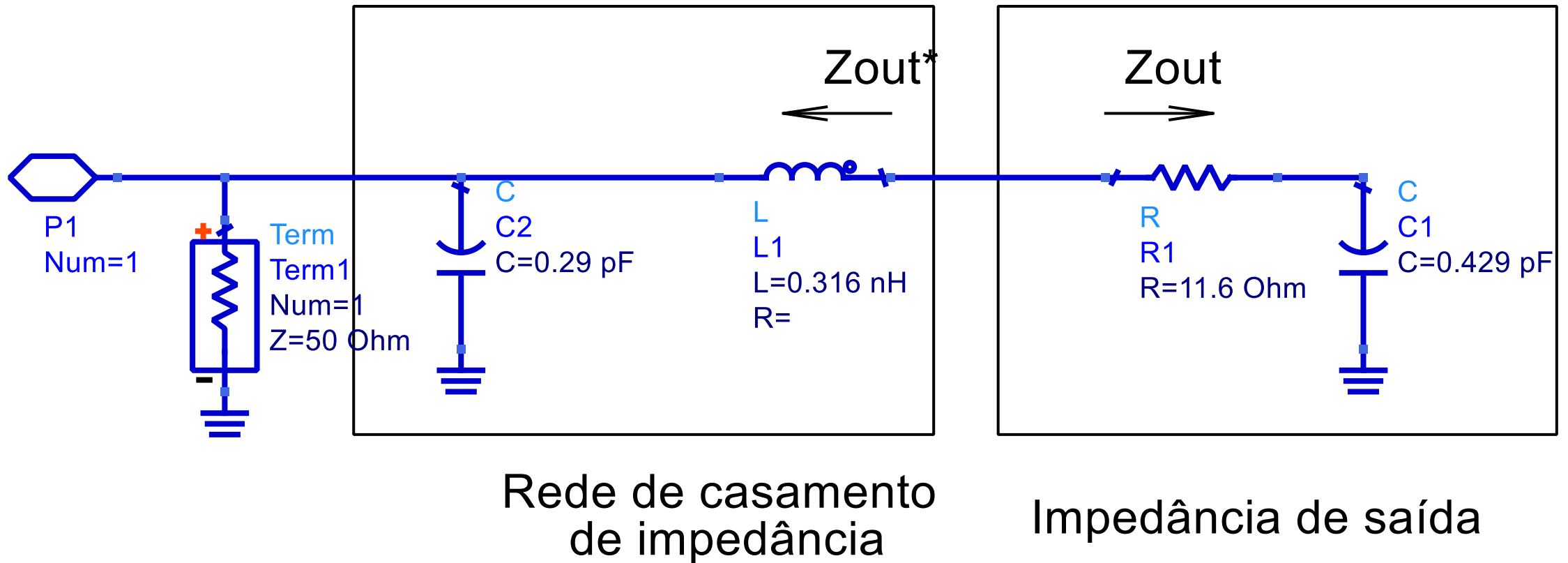
Casamento de impedância de entrada em 20 GHz





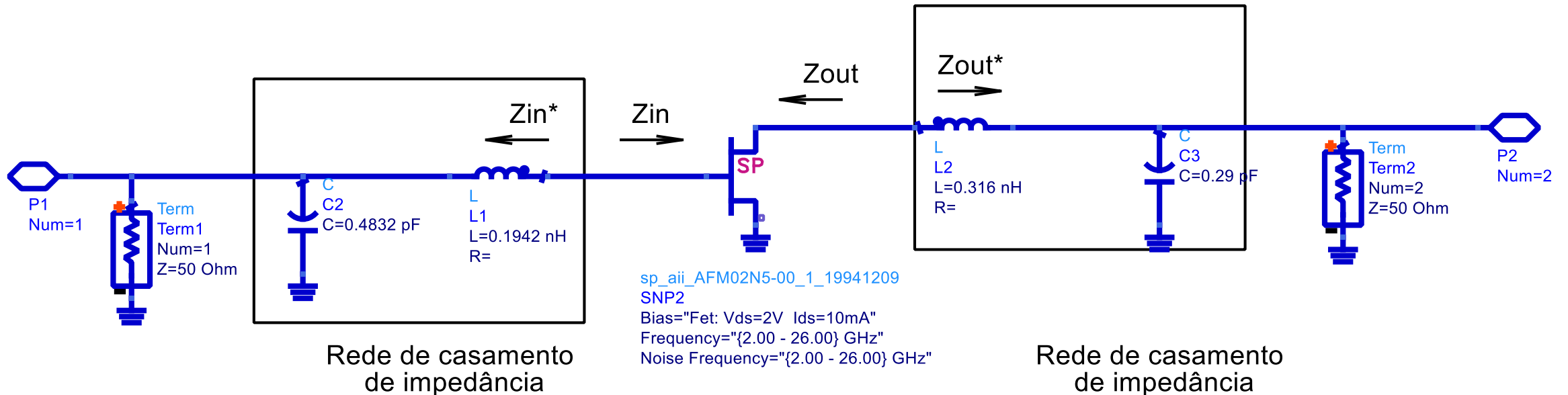
# Exercício - Projeto de amplificador usando redes L-C

Casamento de impedância de saída em 20 GHz



# Exercício - Projeto de amplificador usando redes L-C

## Amplificador com redes de casamento de impedância projetadas

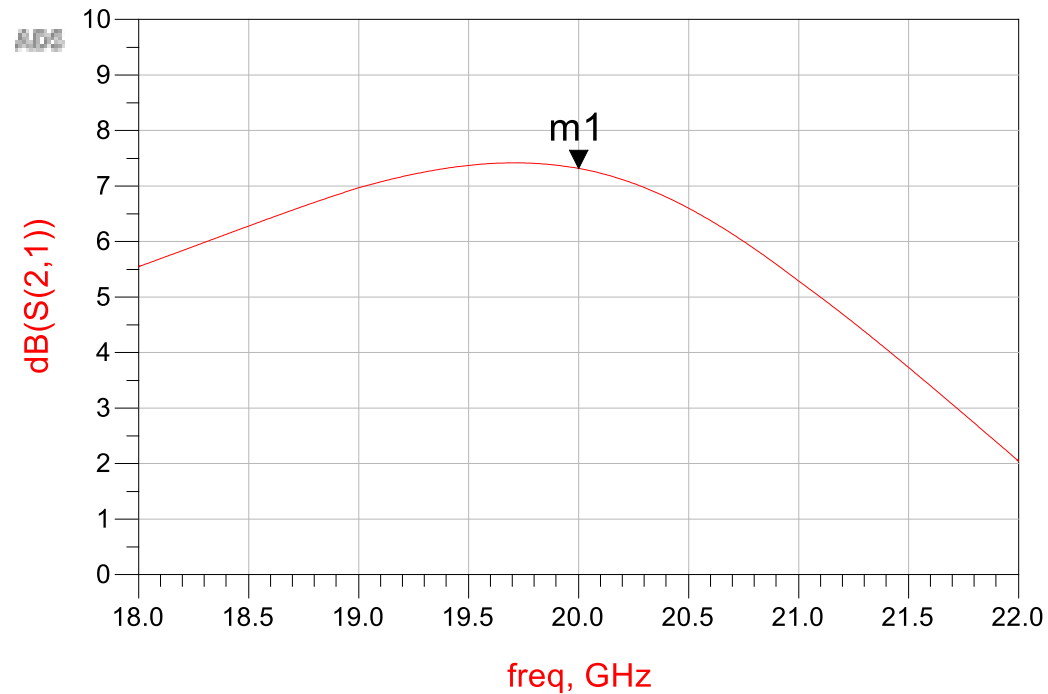


 S-PARAMETERS

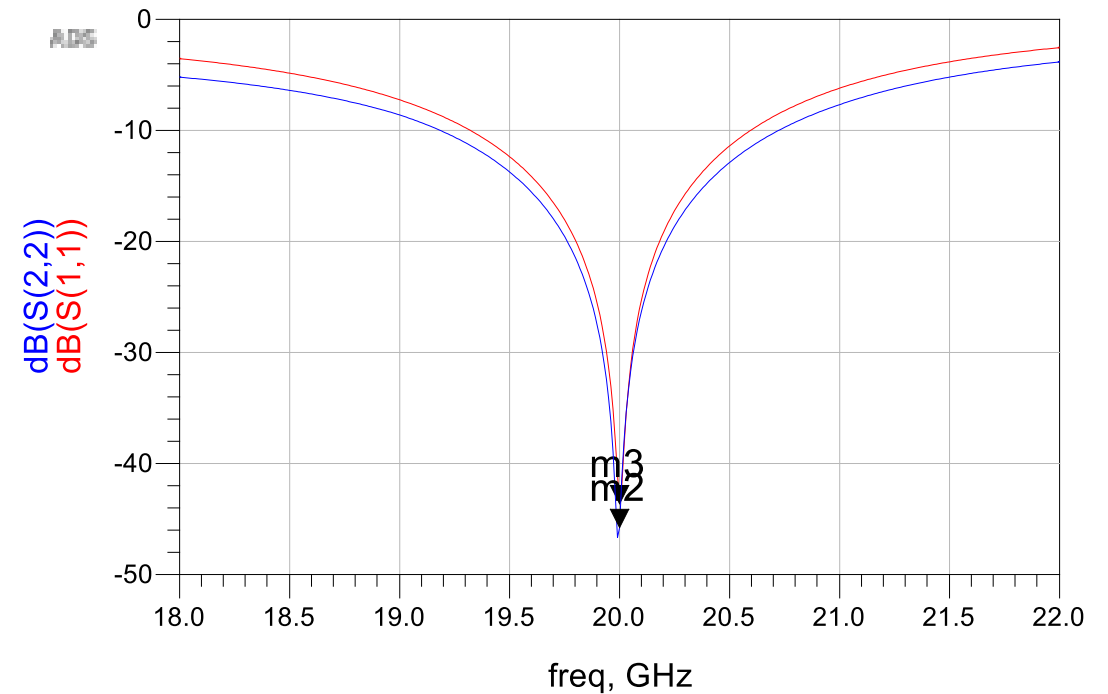
S\_Param  
SP1  
Start=18 GHz  
Stop=22 GHz  
Step=10 MHz

# Exercício - Projeto de amplificador usando redes L-C

## Amplificador com redes de casamento de impedância projetadas



m1  
freq=20.00GHz  
 $\text{dB}(S(2,1))=7.315$

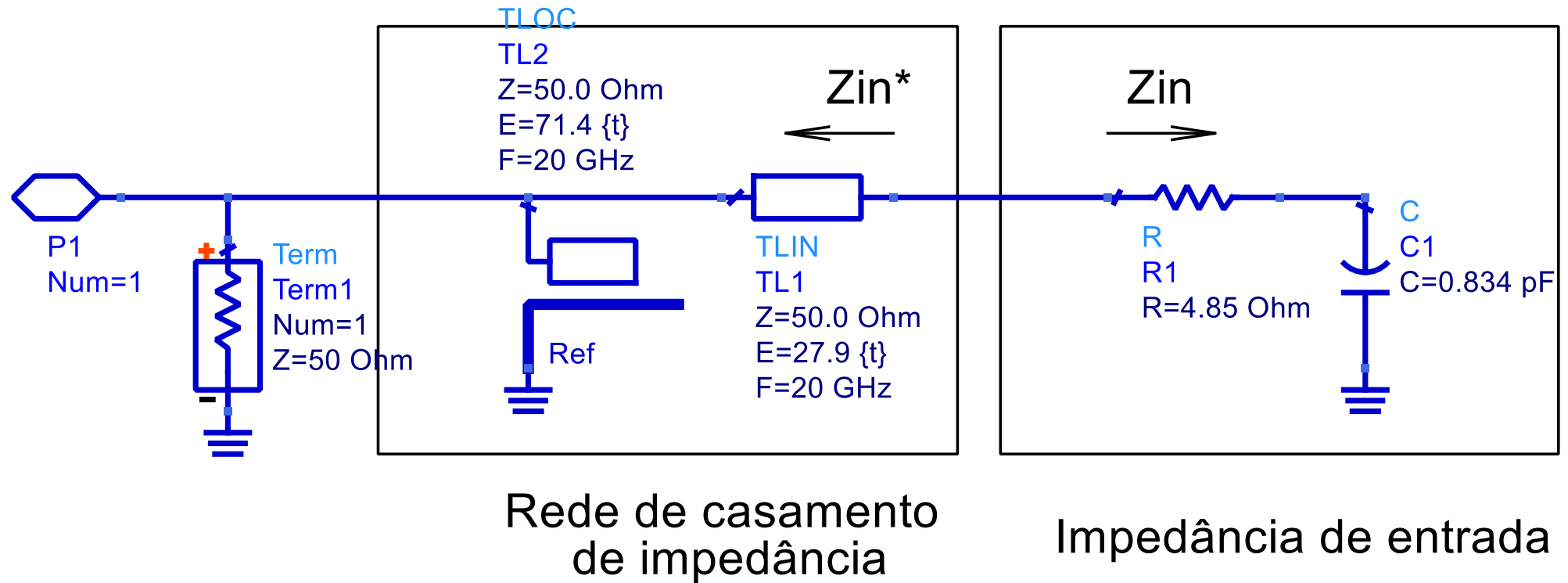


m2  
freq=20.00GHz  
 $\text{dB}(S(2,2))=-45.764$

m3  
freq=20.00GHz  
 $\text{dB}(S(1,1))=-43.627$

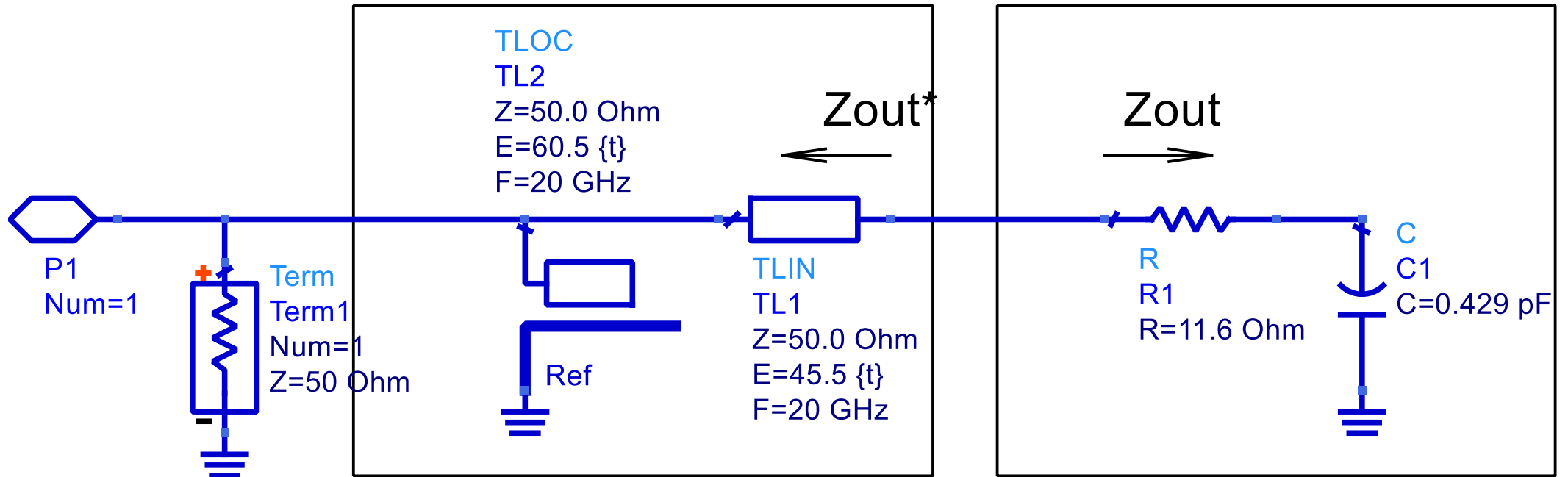
# Exercício - Projeto de amplificador - linha de transmissão

Casamento de impedância de entrada em 20 GHz



# Exercício - Projeto de amplificador - linha de transmissão

## Casamento de impedância de saída em 20 GHz

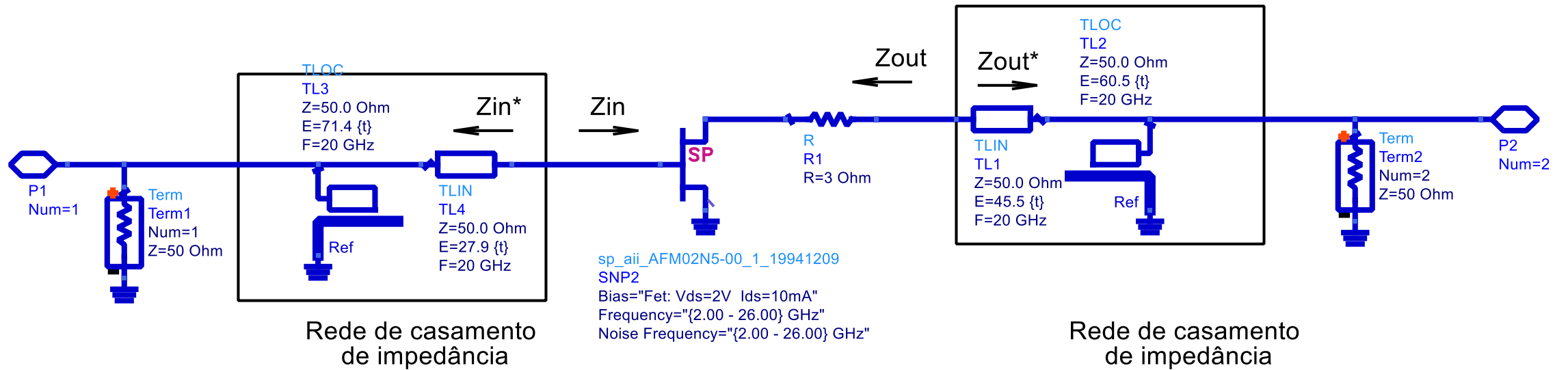


Rede de casamento de impedância

Impedância de saída

# Exercício - Projeto de amplificador - linha de transmissão

## Amplificador - redes de casamento com linhas de transmissão

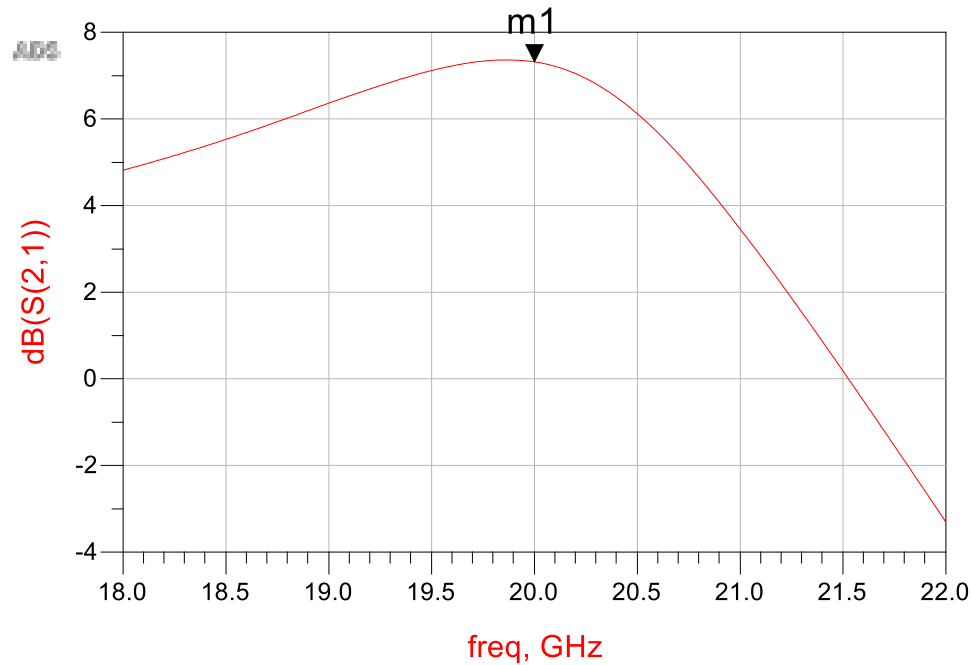


 S-PARAMETERS

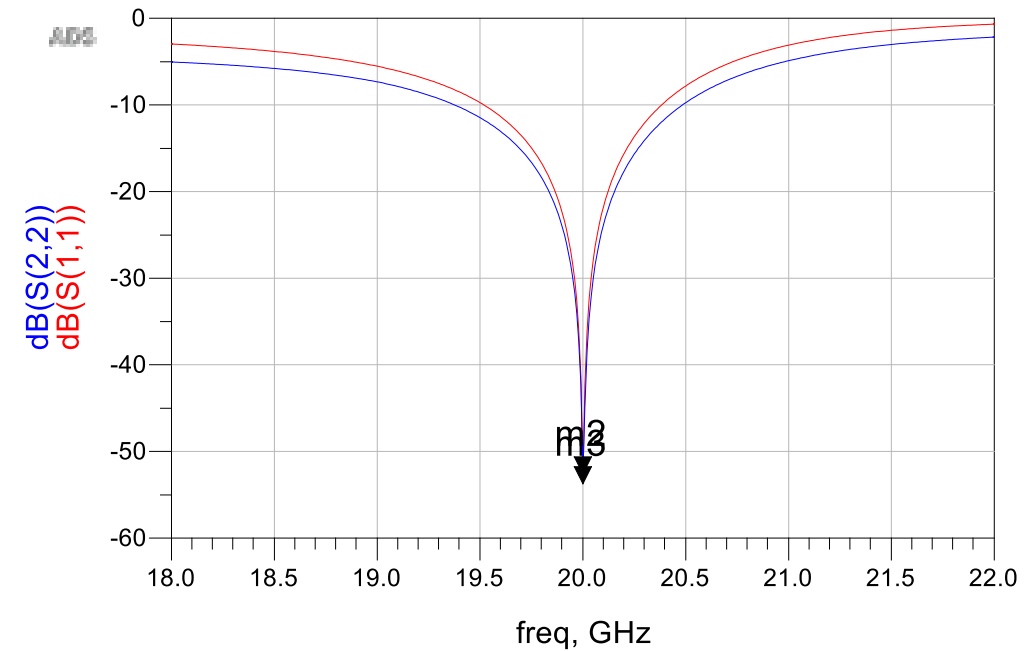
S\_Param  
SP1  
Start=18 GHz  
Stop=22 GHz  
Step=10 MHz

# Exercício - Projeto de amplificador - linha de transmissão

## Amplificador - redes de casamento com linhas de transmissão



m1  
freq=20.00GHz  
dB(S(2,1))=7.315

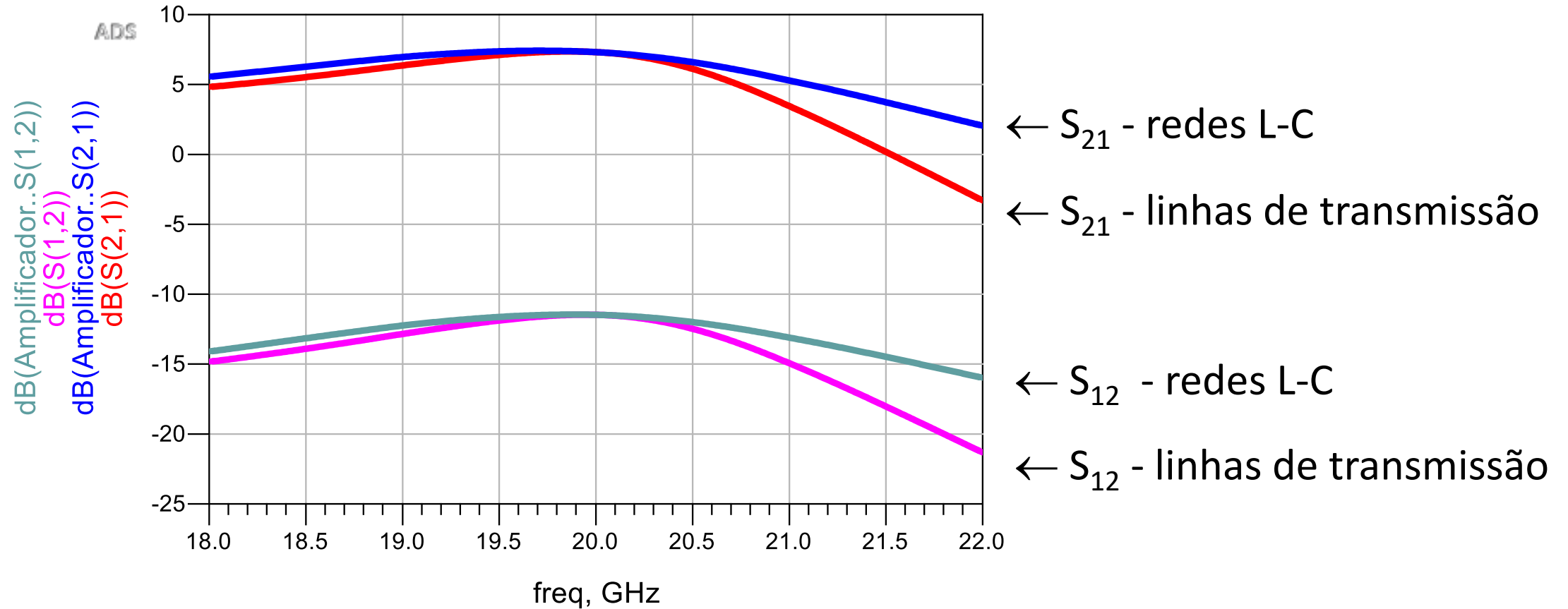


m2  
freq=20.00GHz  
dB(S(2,2))=-52.592

m3  
freq=20.00GHz  
dB(S(1,1))=-53.726

# Exercício - Projeto de amplificador – comparação das soluções

## Ganhos de potência – direto e reverso

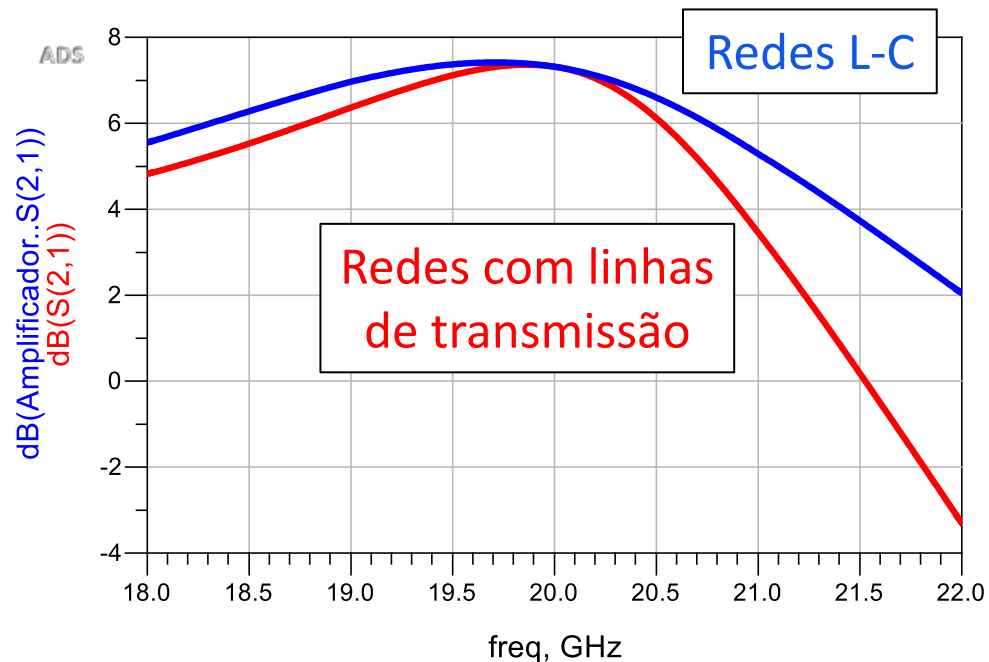




# Exercício - Projeto de amplificador – comparação das soluções

Solução com banda mais larga

- Redes L-C ideais



Redes L-C reais e discretos em micro-ondas

- Efeitos parasitas significativos
- Redução significativa da banda do amplificador
- Dimensões reduzidas

Linhas de transmissão reais em micro-ondas

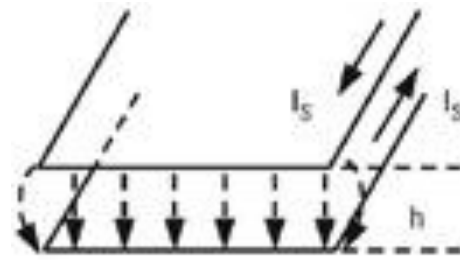
- Linhas planares
- Modeladas por equações
- Resultados mais próximo dos obtidos com linhas de transmissão ideais
- Dimensões proporcionais a  $\lambda = c/f$

MIC – Microwave Integrated Circuits – redes de linhas de transmissão são vantajosas

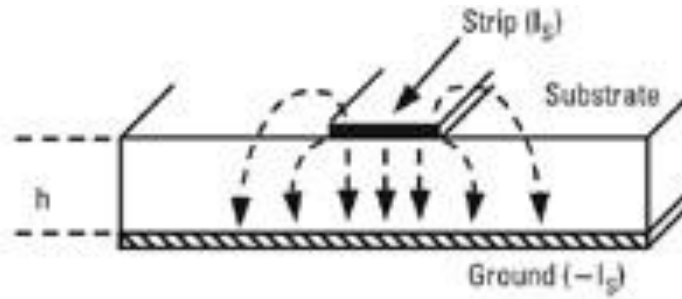
MMIC – Microwave Monolithic Integrated Circuits – redes LC são boa solução

# Linhas de transmissão planares

Placas metálicas  
paralelas



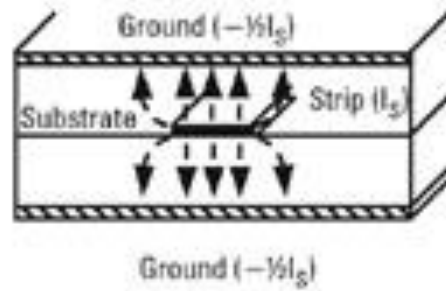
(a)



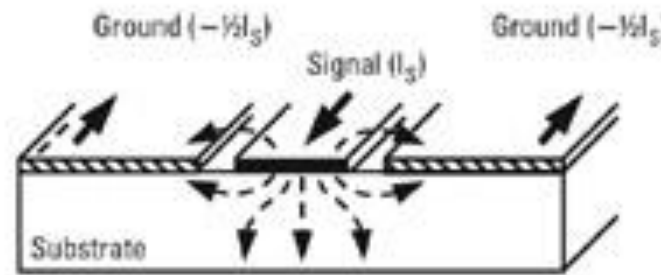
(b)

Microstrip line  
Limha de microfita

Stripline  
Triplaca

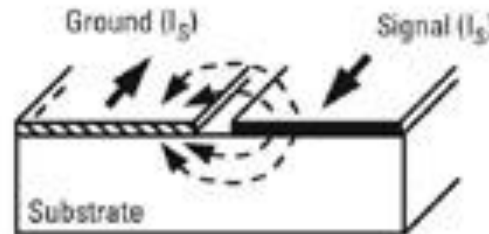


(c)



(d)

CPW  
Guia de onda coplanar

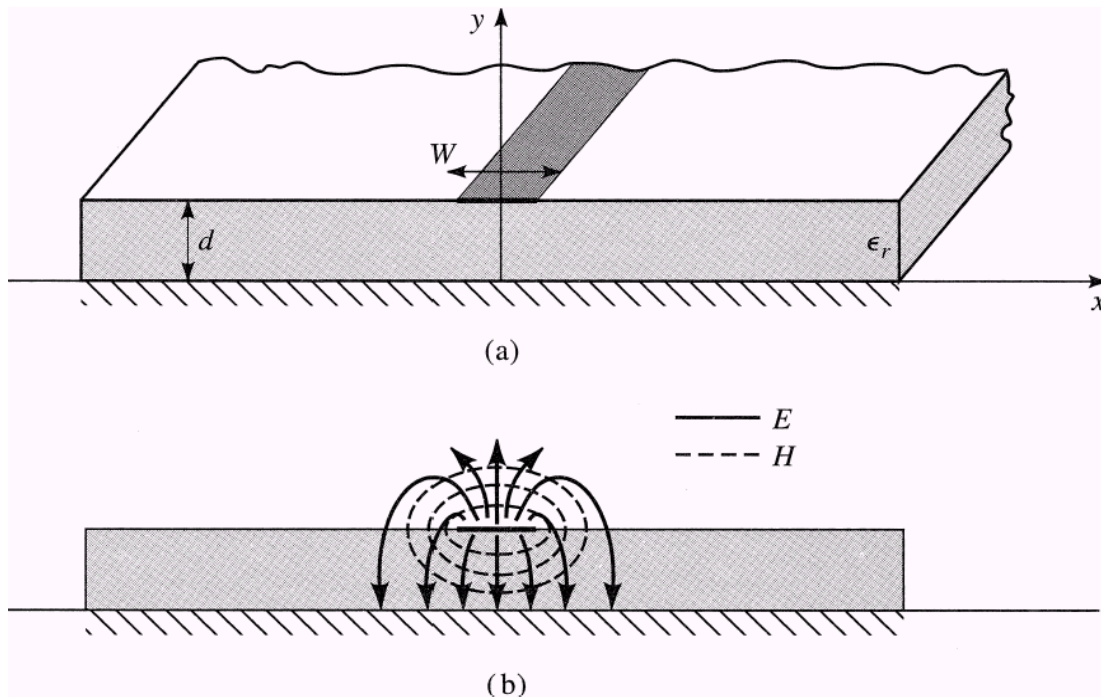


(e)

Slotline  
Linha de fenda

# Linhas de transmissão planares

- **MICROSTRIP LINE (aberta)**



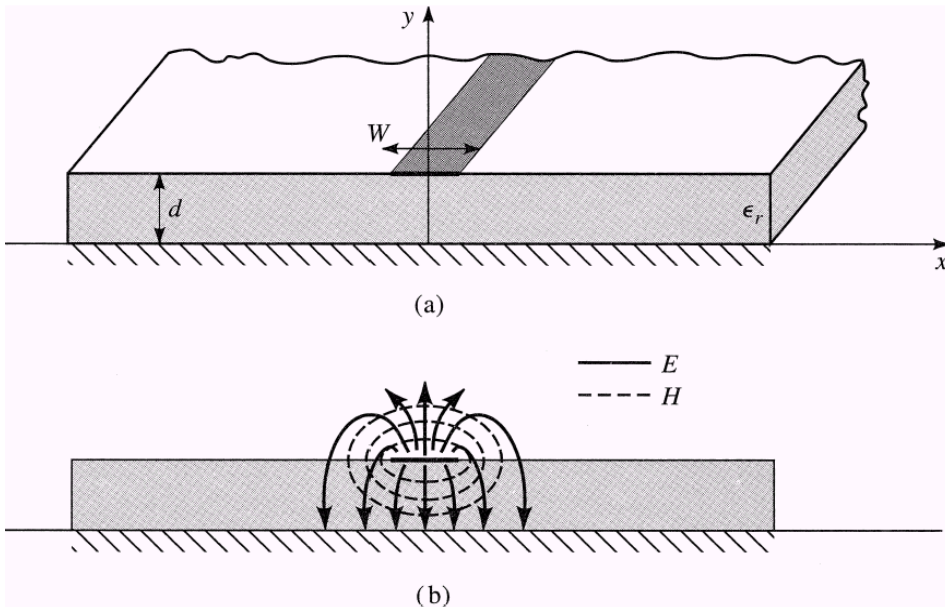
(a) Estrutura física

(b) Distribuição dos Campos EM

- Linha de microfita
- Microlinha de transmissão
- Condutor central aberto no lado superior  
→ ar
- Perdas por irradiação
- Plano de terra na face inferior
- Linhas de campo: parte no substrato, parte no ar

# Linhas de transmissão planares

## • MICROSTRIP LINE (aberta)



(a) Estrutura física

(b) Distribuição dos Campos EM

## Linha de microfita

Propagação de campos EM

- Meio híbrido: ar/dielétrico
- Constante dielétrica efetiva que varia com a frequência
- Dispersão  $\rightarrow Z_0 = Z_0(f)$

Modo de propagação - **Quase-TEM**

## Vantagem

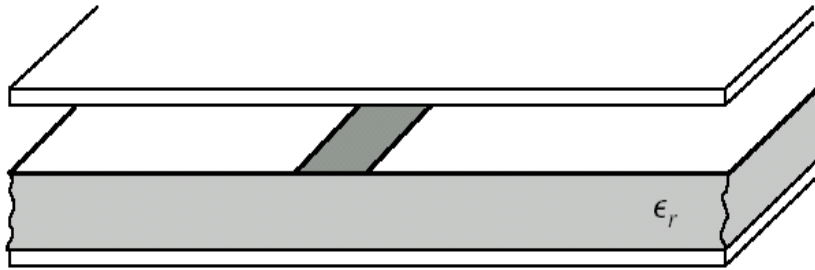
- Facilidade em adicionar componentes

## Desvantagem

- Sujeito a Interferências Eletromagnéticas

# Linhas de transmissão planares

- **MICROSTRIP LINE (coberta)** Na prática



Estrutura física

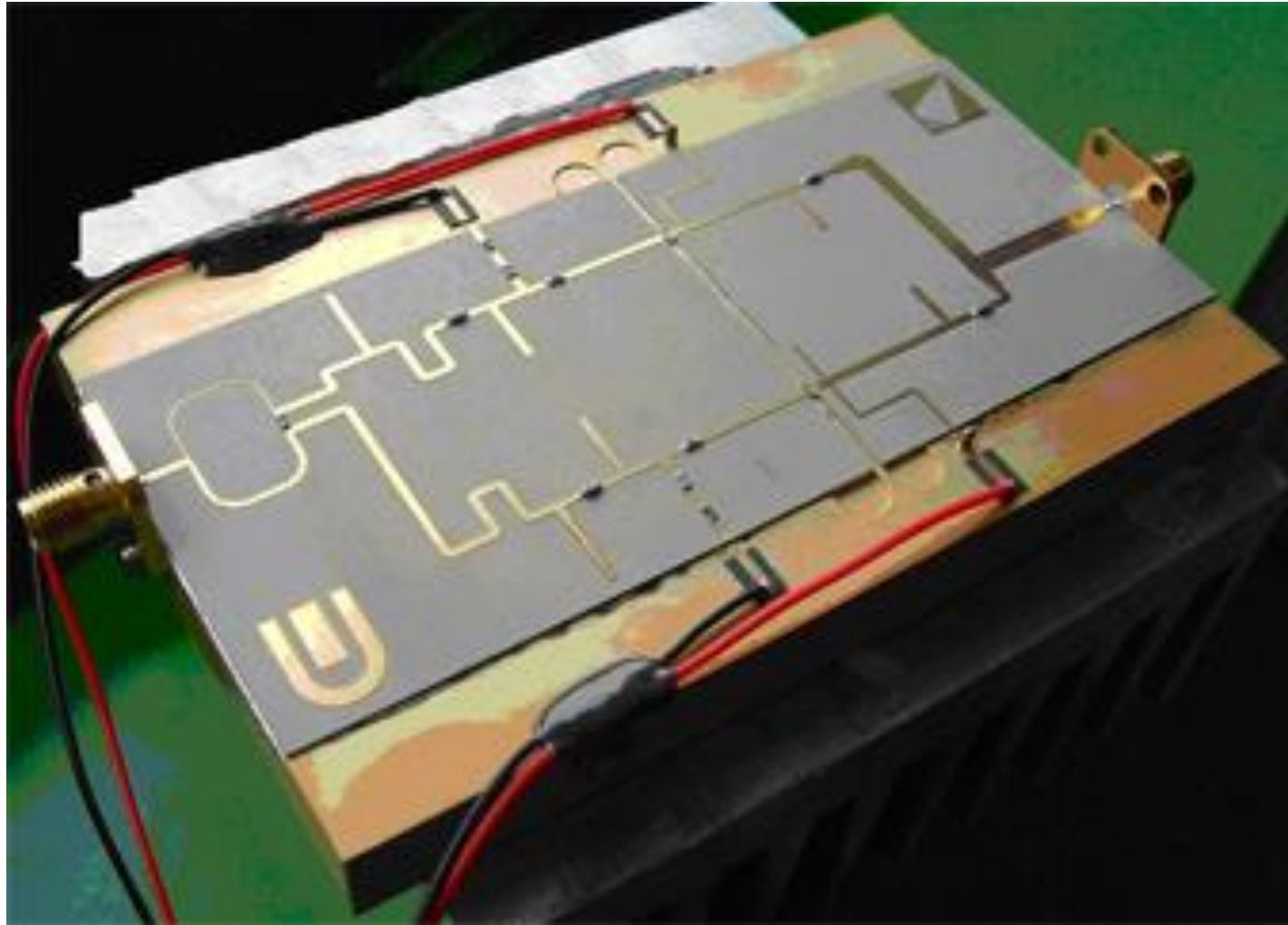
- Condutor central aberto no lado superior
- MAS circuitos são acondicionados em caixas metálicas
- Tampa metálica gera “microlinha coberta”
- Blindagem do campo radiado pelas estruturas planares
- Evita interferências eletromagnética

## Efeito da tampa metálica

- Afeta a impedância característica da linha de transmissão se próxima do substrato
- Efeito da tampa pode ser desprezado para

(distância entre substrato e tampa)  $\geq 5 \times$  (altura do substrato)

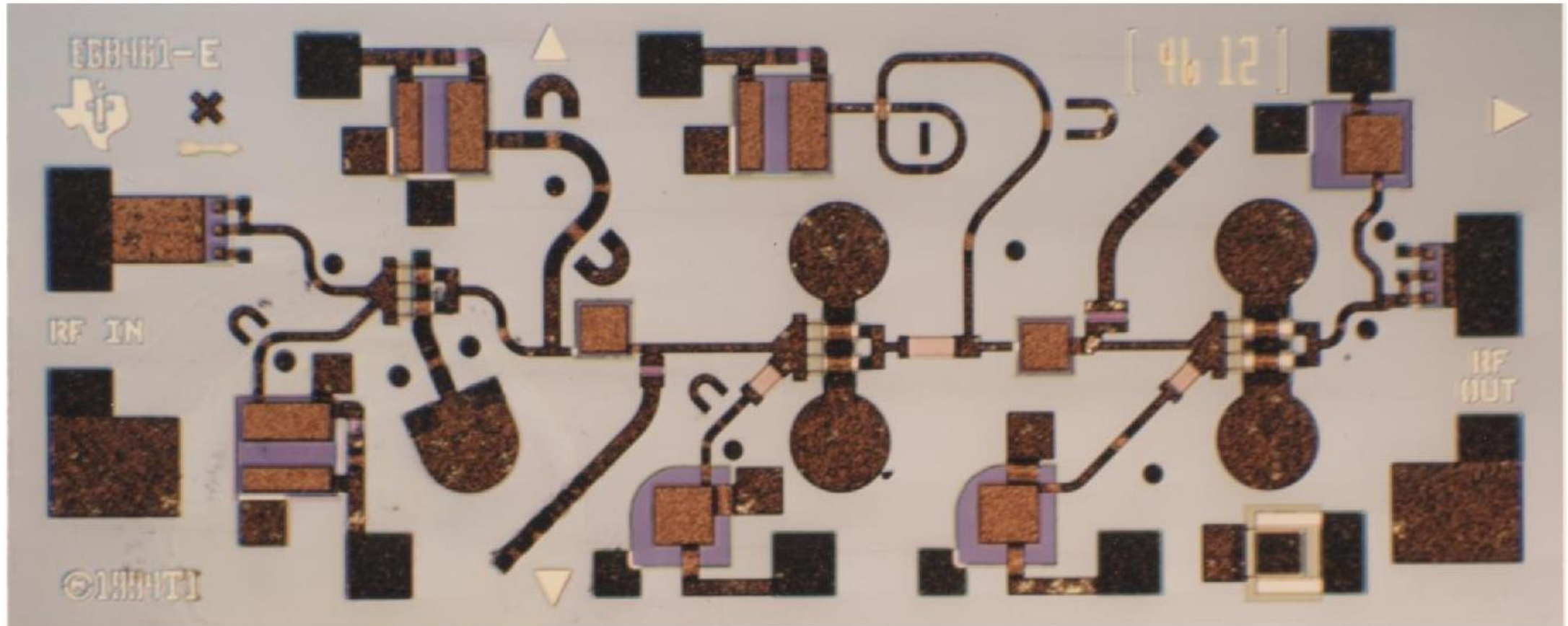
# Linhas de transmissão planares



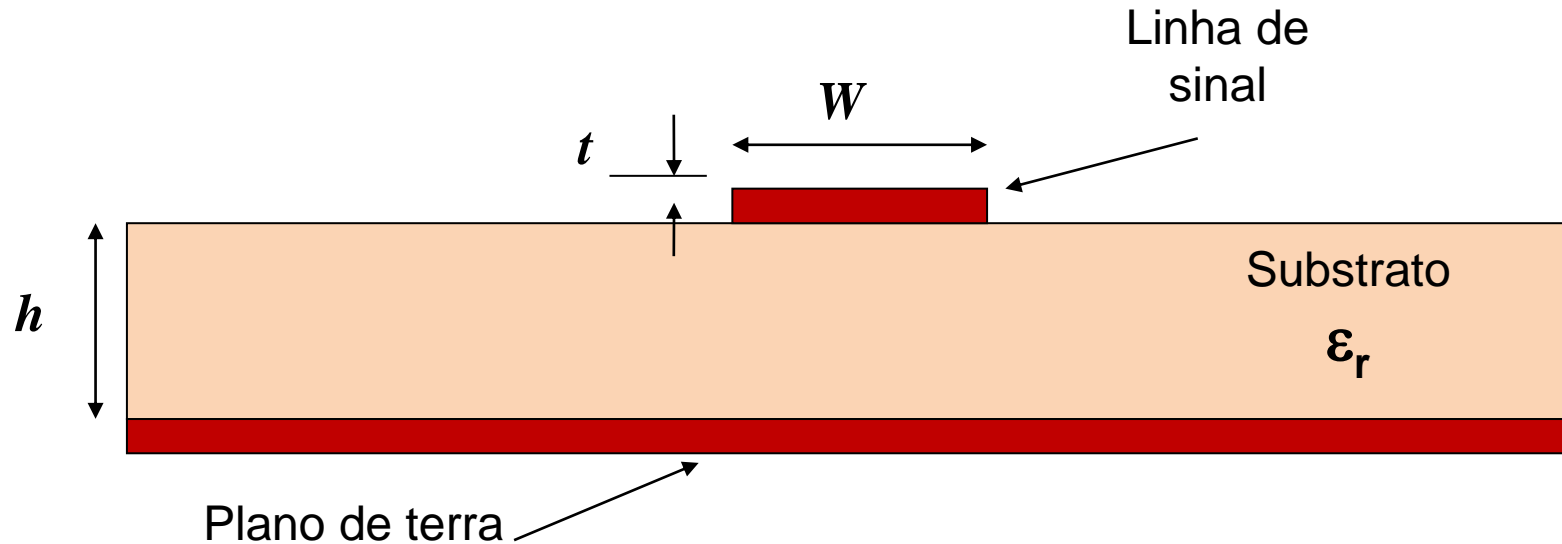
- **Amplificador MIC em alumina, usando MICROSTRIP LINE**

# Linhas de transmissão planares

- Amplificador MMIC usando MICROSTRIP LINE



# Linhas microfita - equacionamento



- Parâmetros da microstrip line ou microlinha de transmissão

$h$  espessura do substrato

$\epsilon_r$  constante dielétrica relativa do substrato

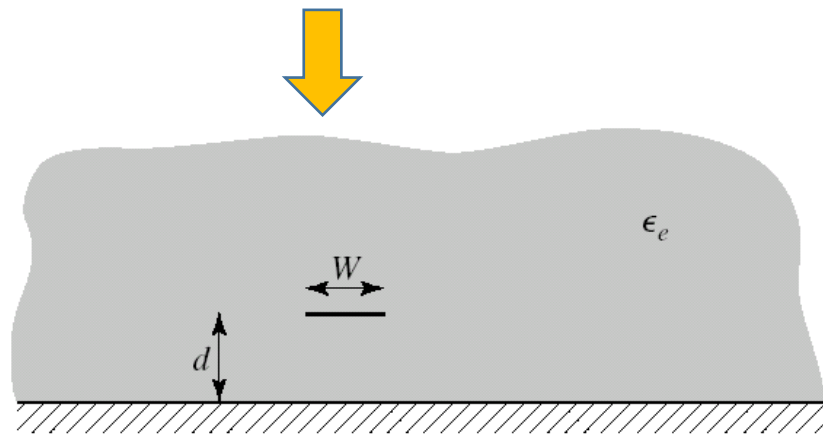
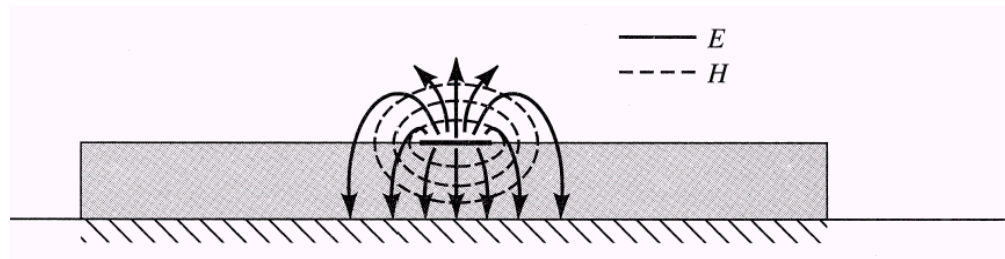
$W$  largura da microfita

$t$  espessura do metal



# Linhas microfita - equacionamento

- **Constante dielétrica efetiva**



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

# Linhas microfita - equacionamento

- Constante dielétrica efetiva

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

- Velocidade de propagação da onda

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

c: velocidade da luz no espaço livre

- Comprimento de onda

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

sendo  $\lambda_0 = c/f \rightarrow$  comprimento de onda no espaço livre

# Linhas microfita - equacionamento

- Impedância característica da linha de microfita

Para  $W/h \leq 1$  e  $t/W \ll 1$

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

Para  $W/h \geq 1$  e  $t/W \ll 1$

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

$h$  espessura do substrato

$\epsilon_r$  constante dielétrica  
relativa do substrato

$W$  largura da microfita

$t$  espessura do metal

# Linha de microfita – síntese e análise em CAD

## Dados de entrada

- Características do substrato dielétrico

$\epsilon_r$  - permissividade relativa

$h$  - espessura

$tg\delta$  - tangente de perdas

- Características do metal que recobre o substrato

$\sigma$  - condutividade do metal

$t$  - espessura do meta

- Tipo de linha de transmissão planar

- Microstripline - Stripline, etc..

- Linha de microfita no ADS → **MLIN**

- Frequência de operação

$f$  - frequência

# Linha de microfita – síntese e análise em CAD

## • Dados de entrada

- Parâmetros linha de transmissão

$Z_0$  – impedância característica

$\theta$  – comprimento elétrico

$\lambda$  – comprimento de onda

$$\theta = 360^\circ \rightarrow L = \lambda$$

- Dimensões físicas da LT

$W$  – largura da microfita

$L$  – comprimento da microfita



**Síntese**



**Análise**

## ■ Dados de saída

- Dimensões físicas e parâmetros da linha de transmissão

$W$  – largura da microfita

$L$  – comprimento da microfita

$\epsilon_{ef}$  – permissividade efetiva

$\alpha$  – atenuação em dB do trecho de comprimento  $L$

- Parâmetros linha de transmissão

$Z_0$  – impedância característica

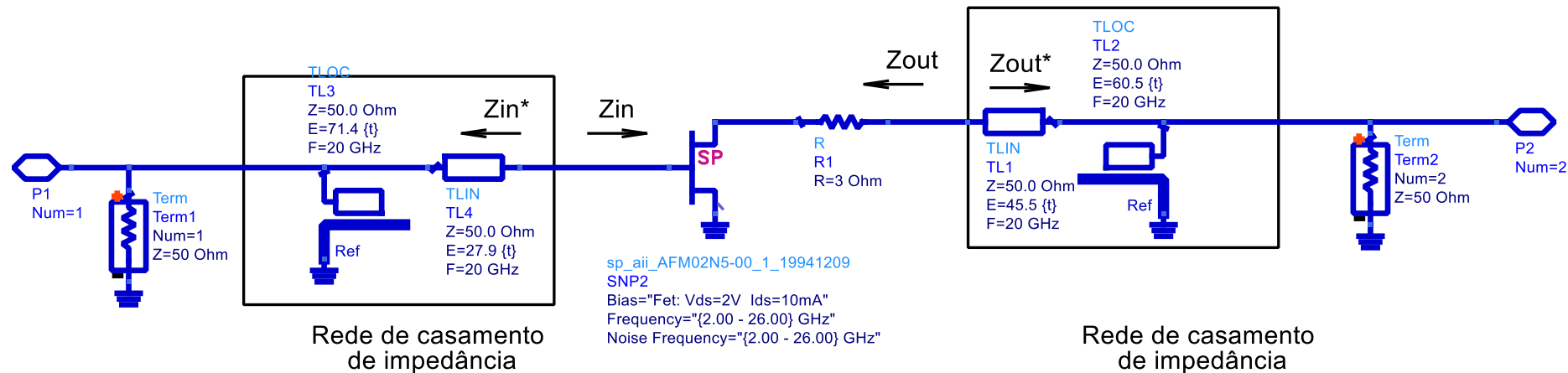
$\theta$  – comprimento elétrico

$\epsilon_{ef}$  – permissividade efetiva

$\alpha$  – atenuação em dB/m

# Amplificador com linhas microfita - exercício

- Calcule o comprimento físico e largura das microfitas do amplificador projetado



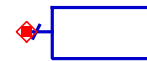
- Frequência: **20 GHz**
- Substrato - RT/Duroid 58880, da Rogers
  - Dielétrico:  $\epsilon_r = 2.2$  ,  $h=0,508$  mm e  $tg\delta = 0,001$
  - Metalizado com cobre,  $\sigma = 5,8 \times 10^7$  S/m e espessura de **17  $\mu$ m**
- Use: ADS – janela de esquemático  $\rightarrow$  menu **Tools**  $\rightarrow$  **LineCalc**  $\rightarrow$  Start LineCalc

# Amplificador com linhas microfita - exercício

- Crie o esquemático do amplificador projetado usando linhas de microfita
- Selecione a palheta “Tlines Microstrip” e utilize os elementos:
  - **MLIN** – trecho de linha de microfita (com dois acessos)
  - **MLOC** – trecho de linha de microfita terminado em aberto (1 acesso)



MLIN  
TL5  
Subst="MSub1"  
W=25.0 mil  
L=100.0 mil



MLOC  
TL6  
Subst="MSub1"  
W=25.0 mil  
L=100.0 mil

- Simule o amplificador no ADS – template de Parâmetros S
- Trace as curvas:  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  versus frequência
- Reajuste o circuito, se necessário para otimizar seu desempenho

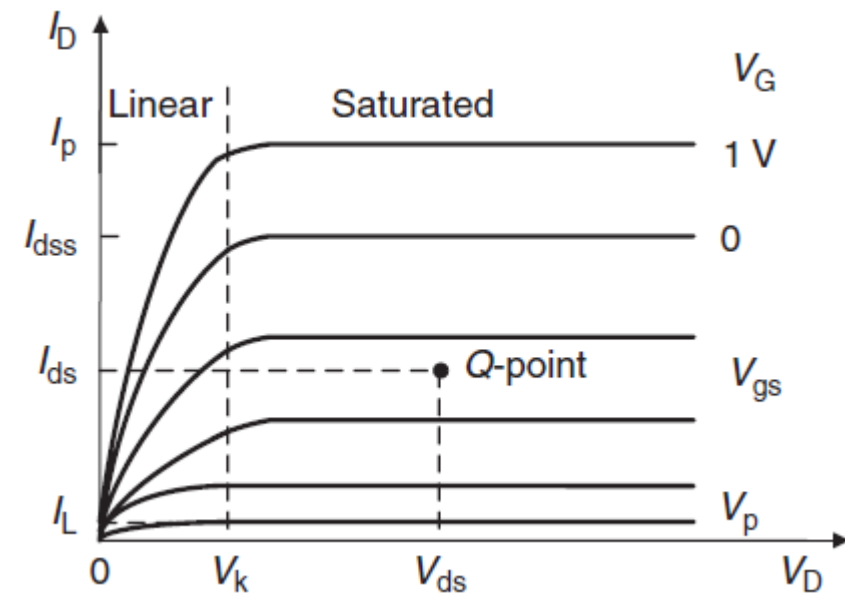
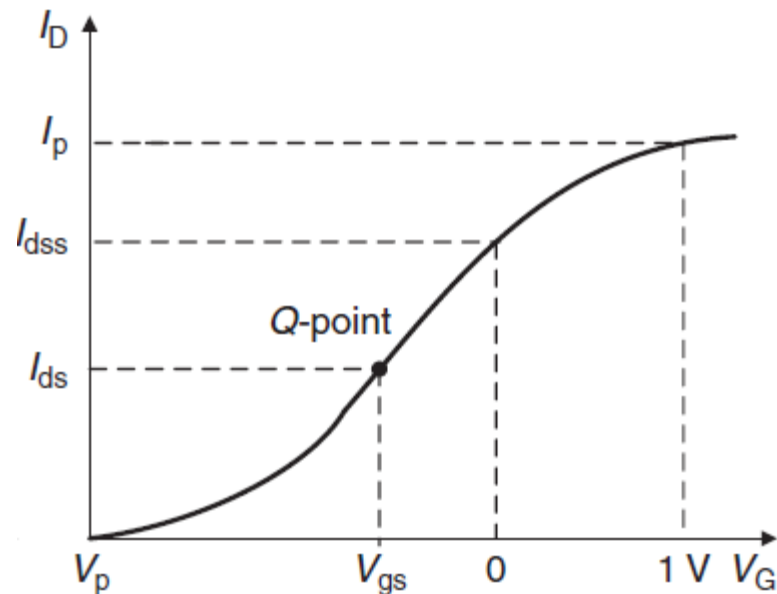
# Polarização do transistor

## Circuitos de polarização

- Determinam o ponto quiescente de operação do transistor
- Por exemplo,  $I_{DS}=10\text{ mA}$  e  $V_{DS}=2\text{ V}$
- Transistor de efeito de campo, MESFET ou HEMT
  - Duas fontes de polarização

$V_{GS} < 0 \rightarrow$  determina a corrente de dreno  $I_D$

$V_D > 0 \rightarrow$  impões a tensão dreno-fonte  $V_{DS}$

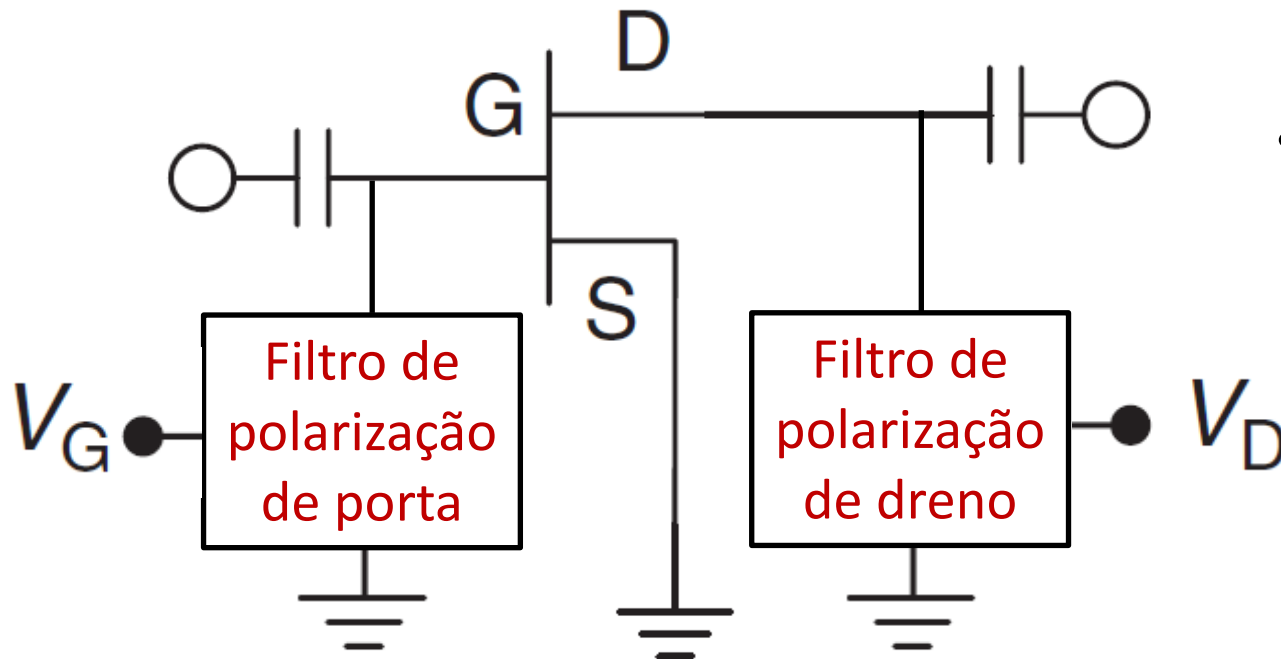




# Polarização do transistor

## Filtros de polarização

- Usados entre os acessos do transistor e as fontes DC de polarização do mesmo
  - Evitam fuga do sinal de micro-ondas para as fontes e demais circuitos de polarização
  - Minimizam o efeito do circuito de polarização nas redes de casamento de impedância



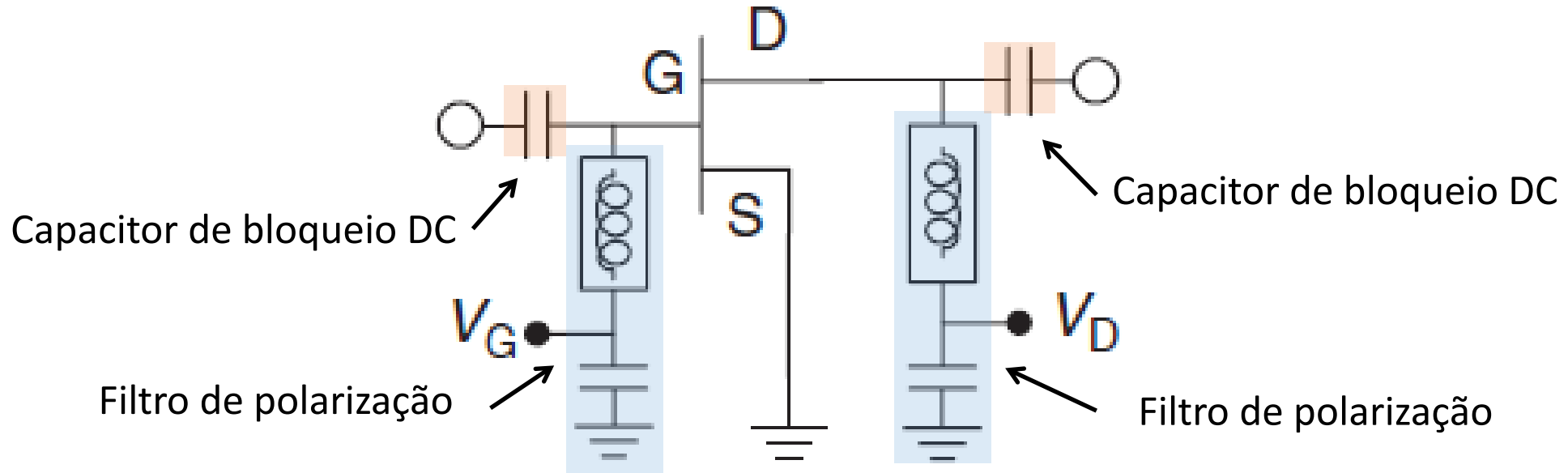
## Técnicas de realização dos filtros

- Elementos concentrados
  - Capacitores e indutores
  - Adequados para MMICs
- Elementos distribuídos
  - Linhas de transmissão planares
  - Usados em MICs e MMICs

# Polarização do transistor

## Filtros de polarização

- Exemplo de filtro de polarização com elementos concentrados



### Filtro de polarização

**L** tal que  $X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$  seja elevado na faixa de frequências de passagem do amplificador

**C** tal que  $X_C = 1/(2\pi \cdot f \cdot C)$  seja elevado próximo a zero faixa de frequências de passagem do amplificador

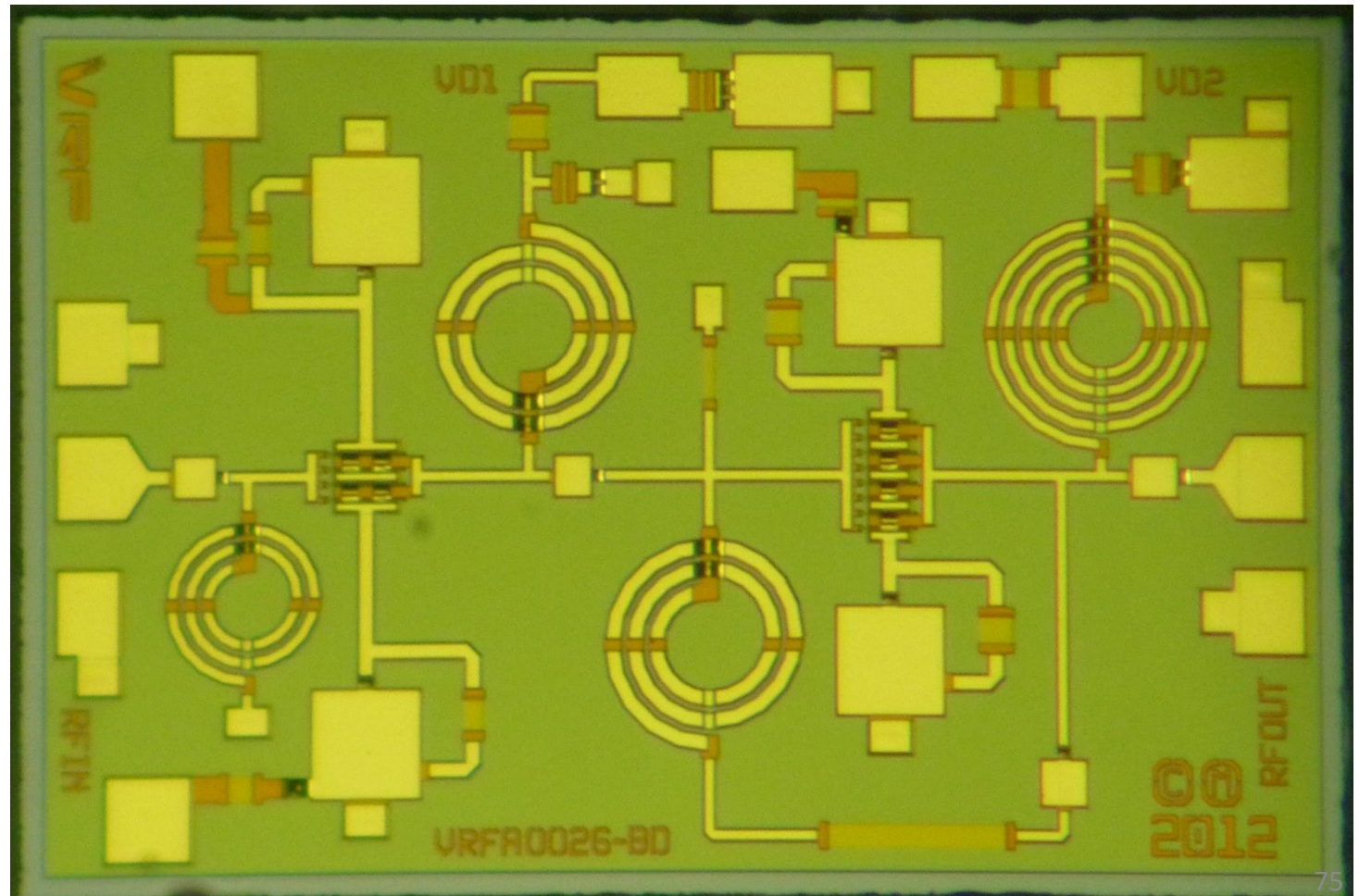
# Polarização do transistor

## Filtros de polarização

- Exemplo de filtro de polarização com elementos concentrados

### VRFA00026BD - Viper RF

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

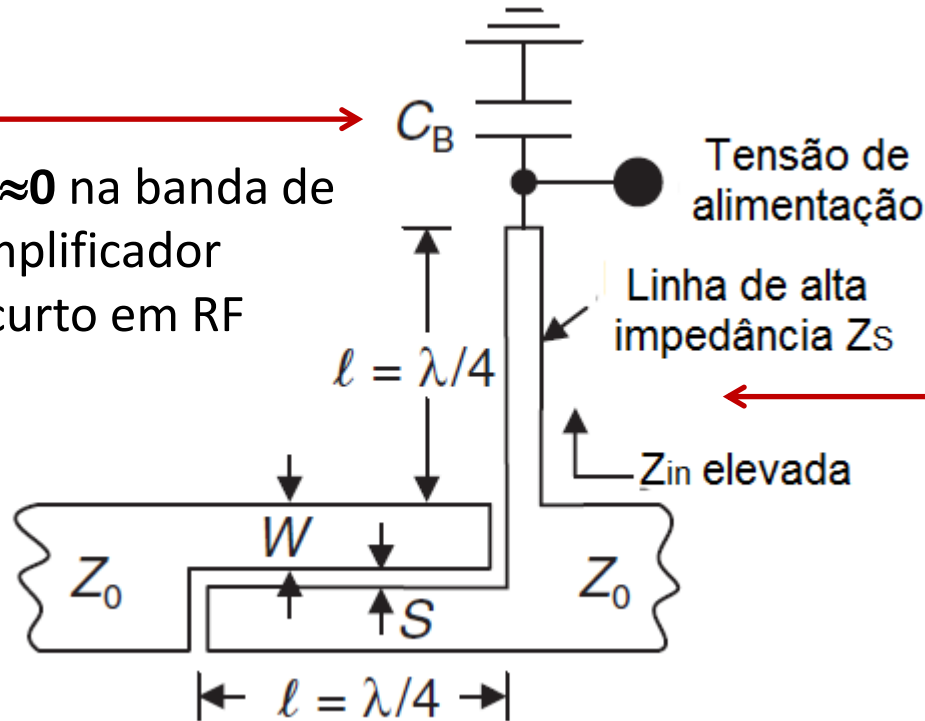


# Polarização do transistor

- 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



## Trecho de linha de microfita

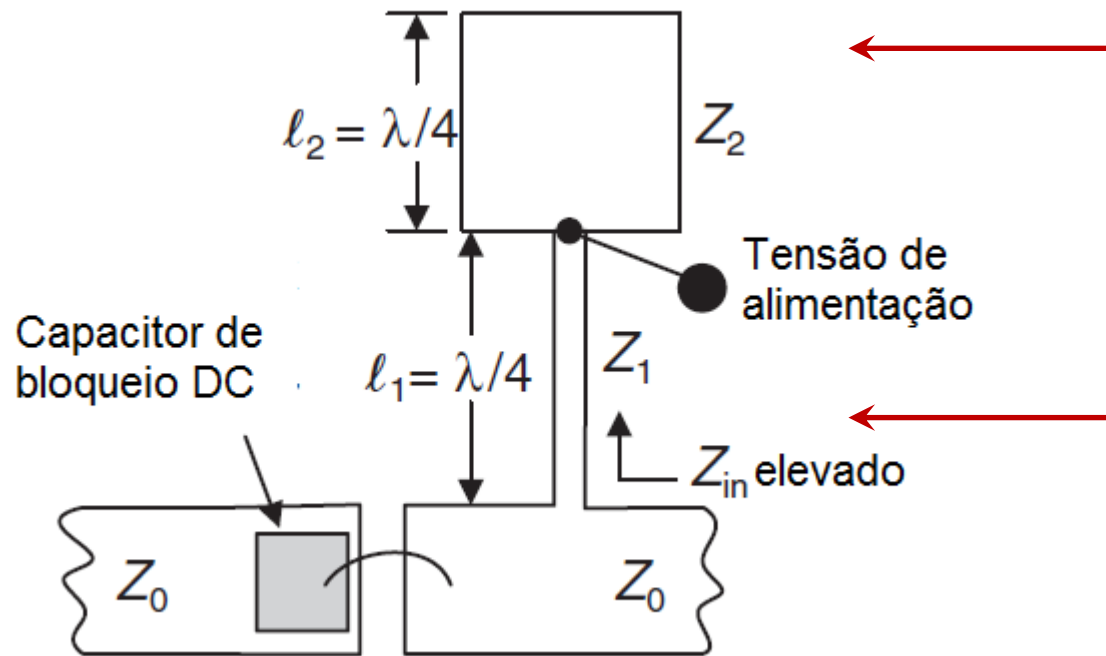
- alta impedância
- comprimento  $l = \lambda/4$
- Apresenta alta impedância  $Z_s$  no ponto de conexão o circuito de micro-ondas

## Capacitor interdigital

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

# Polarização do transistor

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



## Linha de microfita em aberto

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

## Linha de microfita

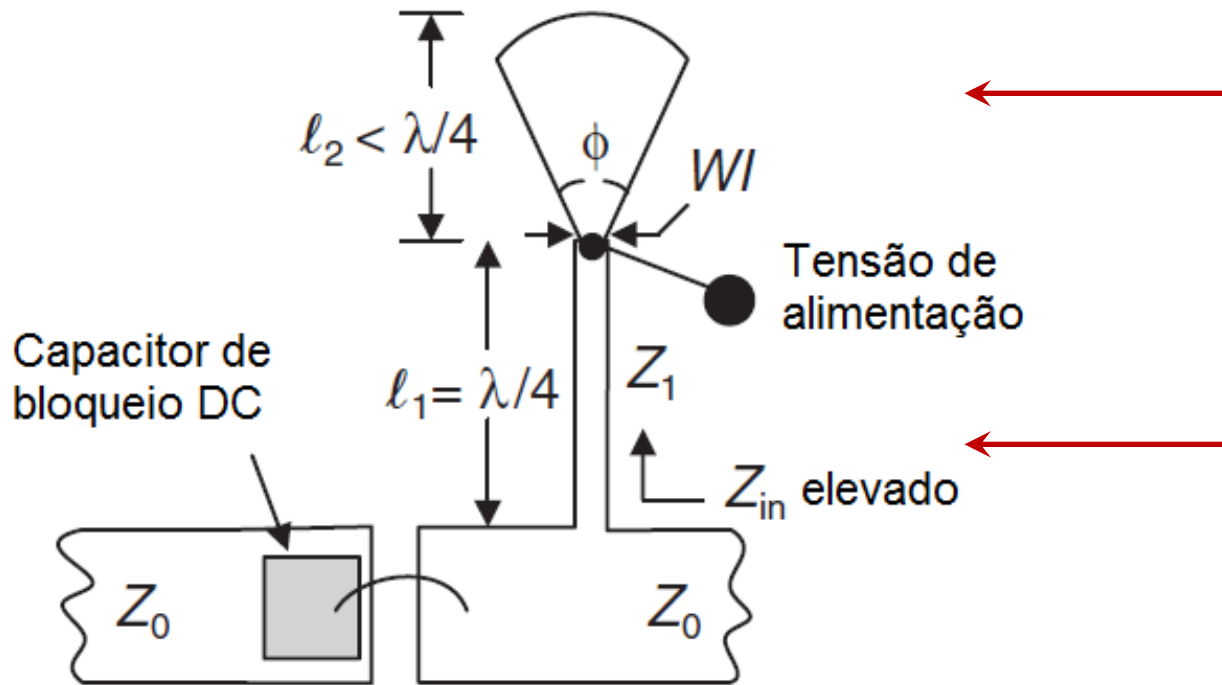
- alta impedância
- comprimento  $l = \lambda/4$
- apresenta alta impedância no ponto de conexão no circuito de micro-ondas

## Capacitor interdigital

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

# Polarização do transistor

- 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

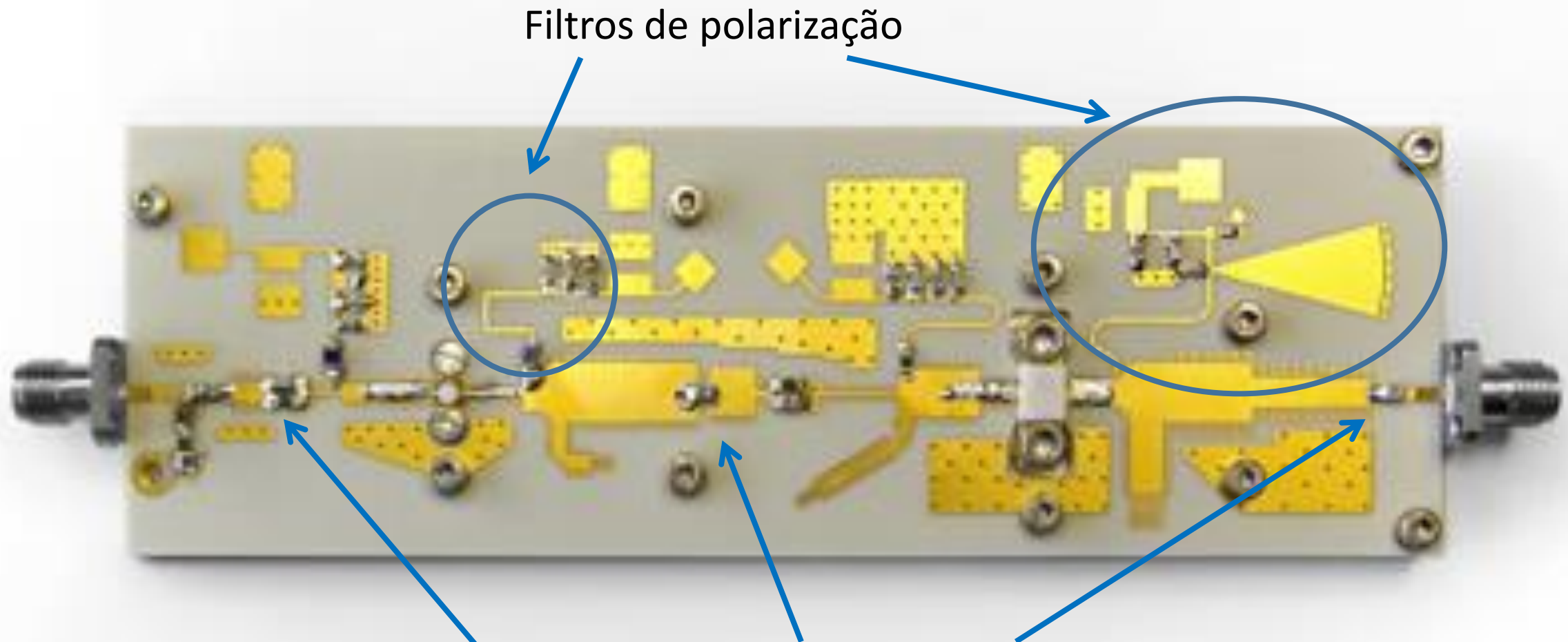
- alta impedância
- comprimento  $l = \lambda/4$
- apresenta alta impedância no ponto de conexão no circuito de micro-ondas

## Capacitor em chip

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

# Polarização do transistor

- Exemplos de filtros de polarização com linhas de transmissão – Amplificador MIC

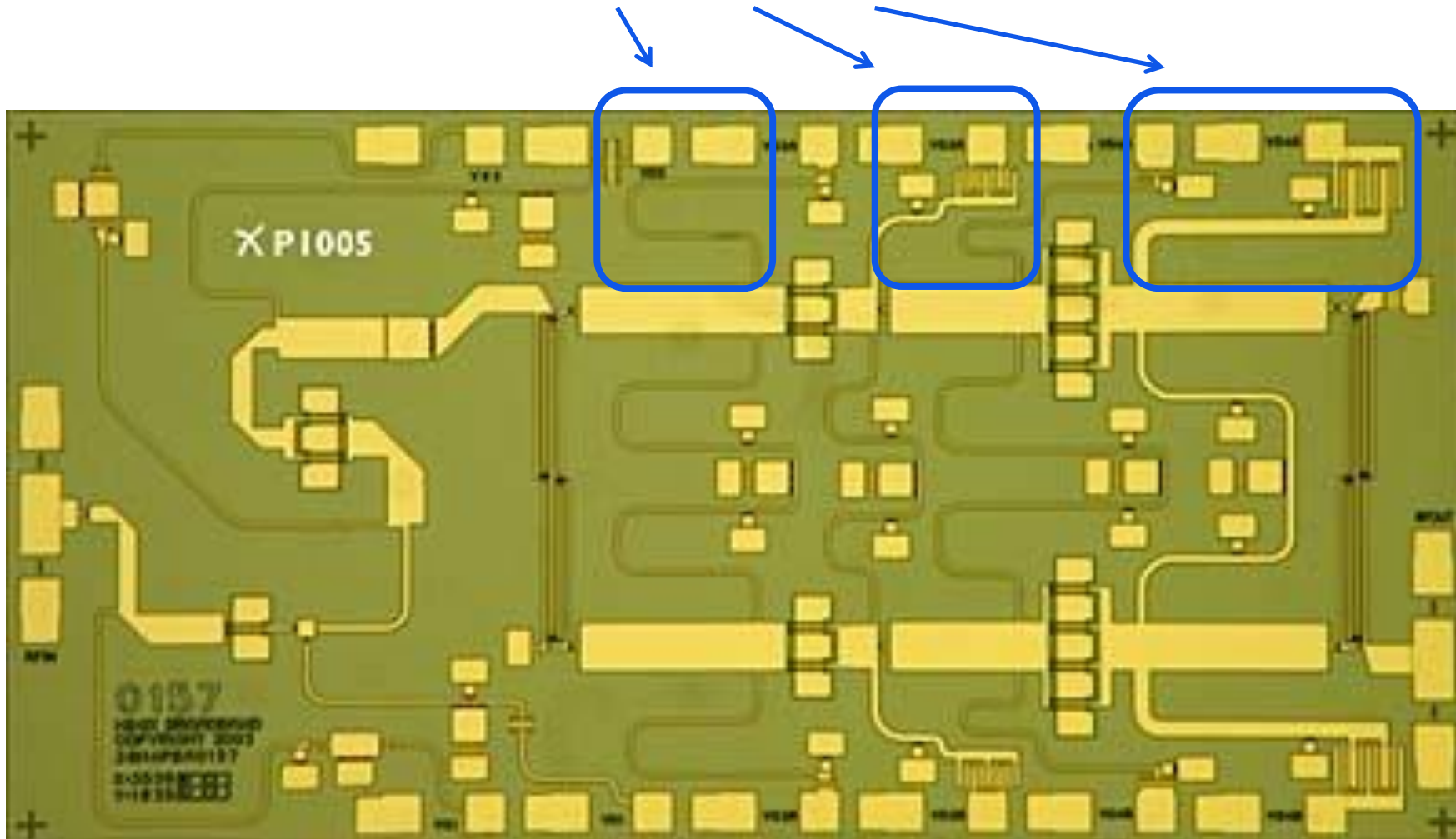


Capacitores de bloqueio DC

# Polarização do transistor

- Exemplos de filtros de polarização com linhas de transmissão – Amplificador MMIC

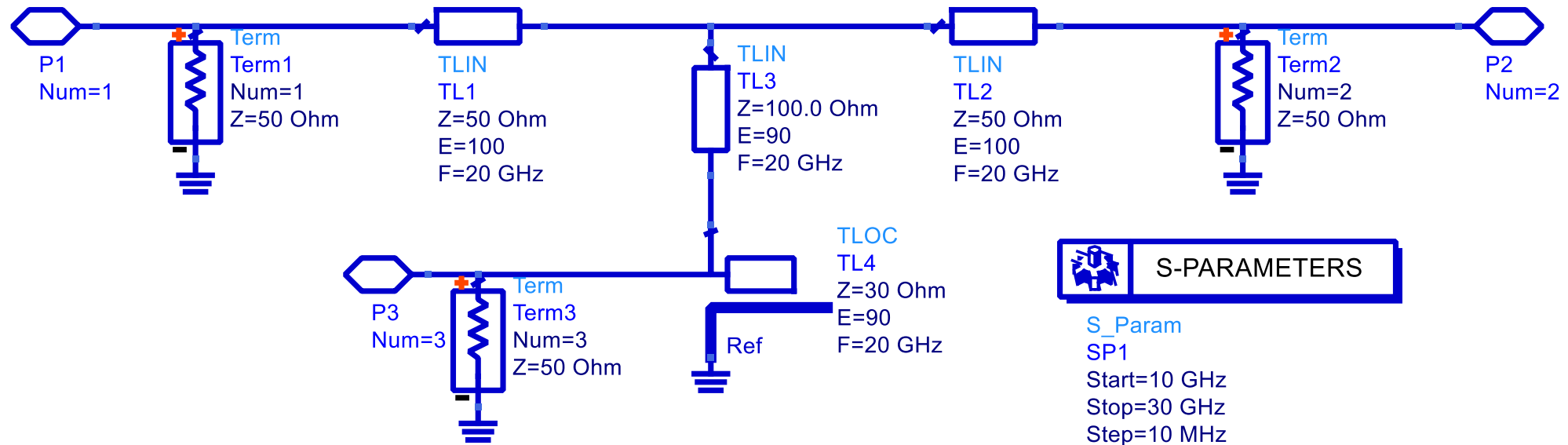
Filtros de polarização





# Filtros de polarização

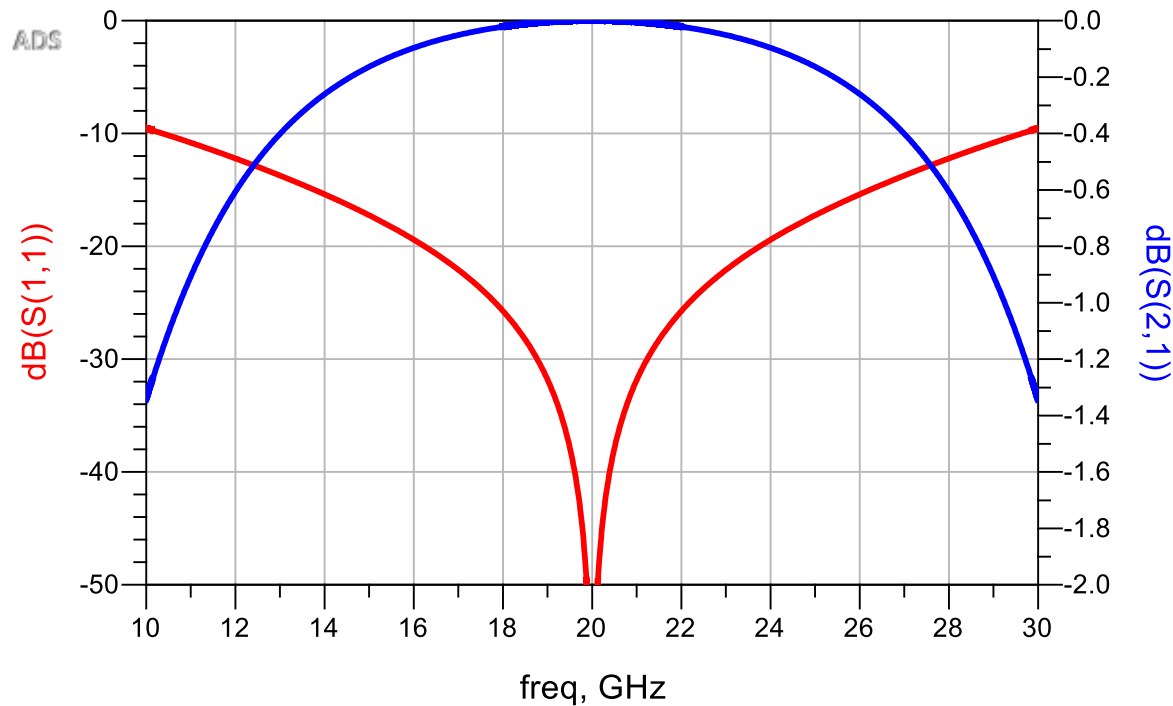
- Simule filtro de polarização com linhas de transmissão ideais abaixo, de 10 GHz a 30 GHz



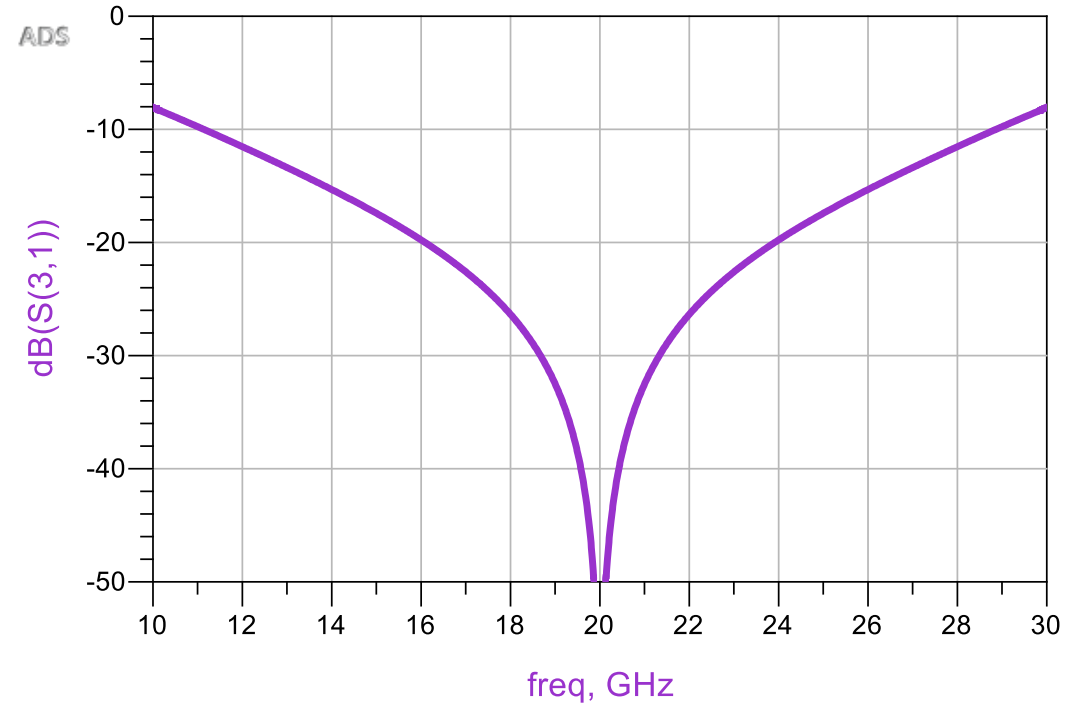
- Trace as curvas de  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{31}$  versus frequência
- Analise e explique o comportamento desse filtro

# Filtros de polarização

- Filtro de polarização com linhas de transmissão ideais abaixo, centrado em 20 GHz



$S_{21}$  e  $S_{11}$  versus frequência



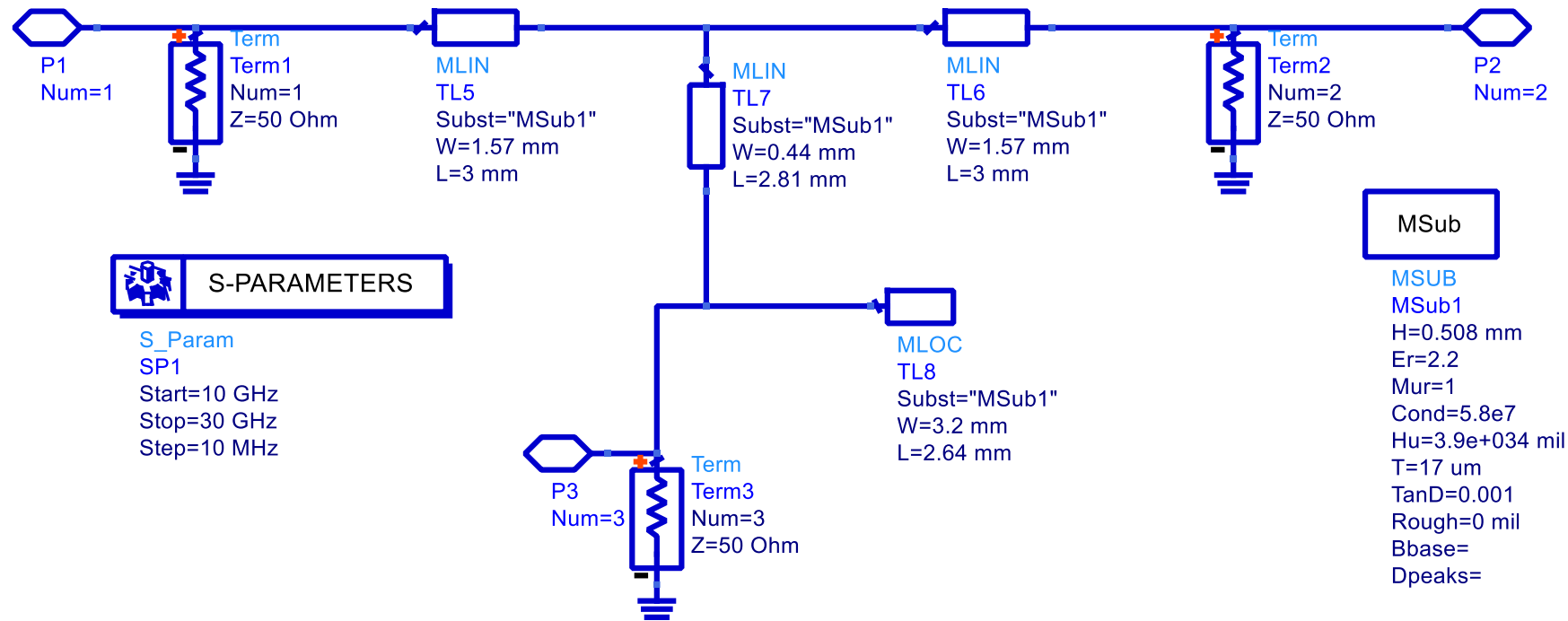
$S_{31}$  versus frequência

# Filtros de polarização

- Projete o filtro de polarização simulado com linhas de microfita – *microstripline*, **centrado em 20 GHz**
- Substrato utilizado
- RT/Duroid5880, com  $h = 0,508$  mm
  - Dielétrico:  $\epsilon_r = 2.2$  ,  $h = 0,508$  mm e  $\text{tg}\delta = 0,001$
  - Metalizado com cobre,  $\sigma = 5,8 \times 10^7$  S/m e espessura de **17  $\mu\text{m}$**
- Calcule o comprimento L e a largura W de cada microfita usando o programa LineCalc
- Simule a resposta em frequência do filtro de 10 a 30 GHz

# Filtros de polarização

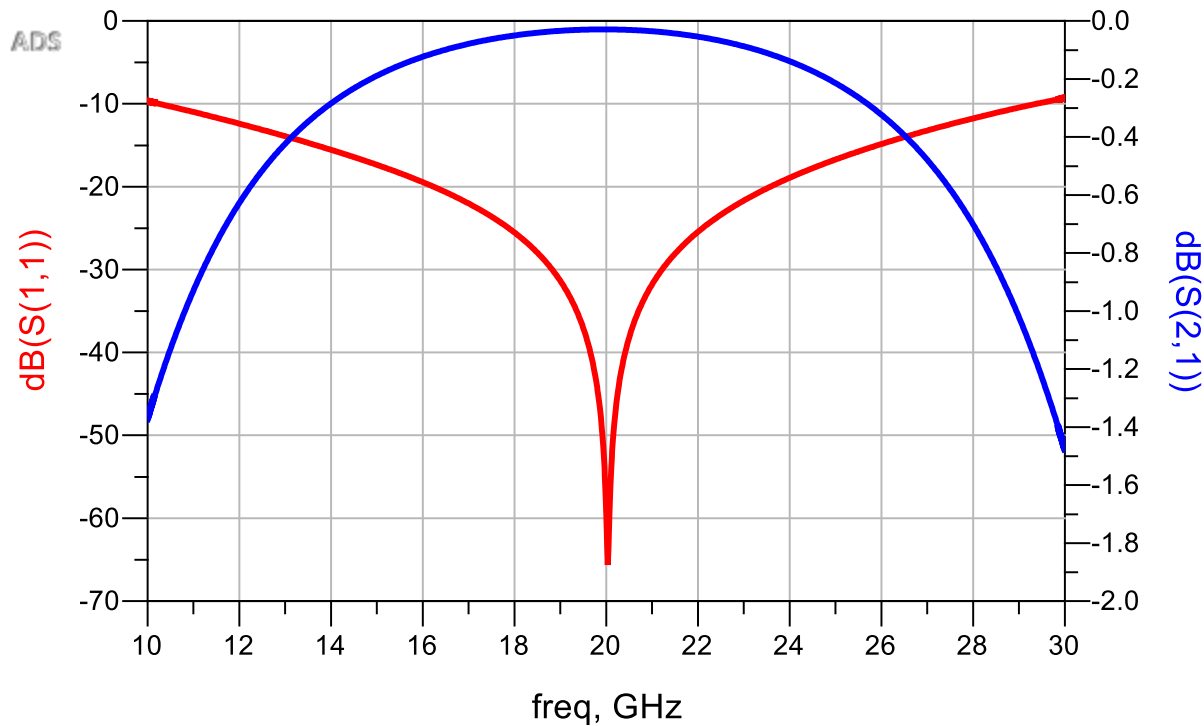
- Filtro de polarização com linhas de transmissão tipo microfita



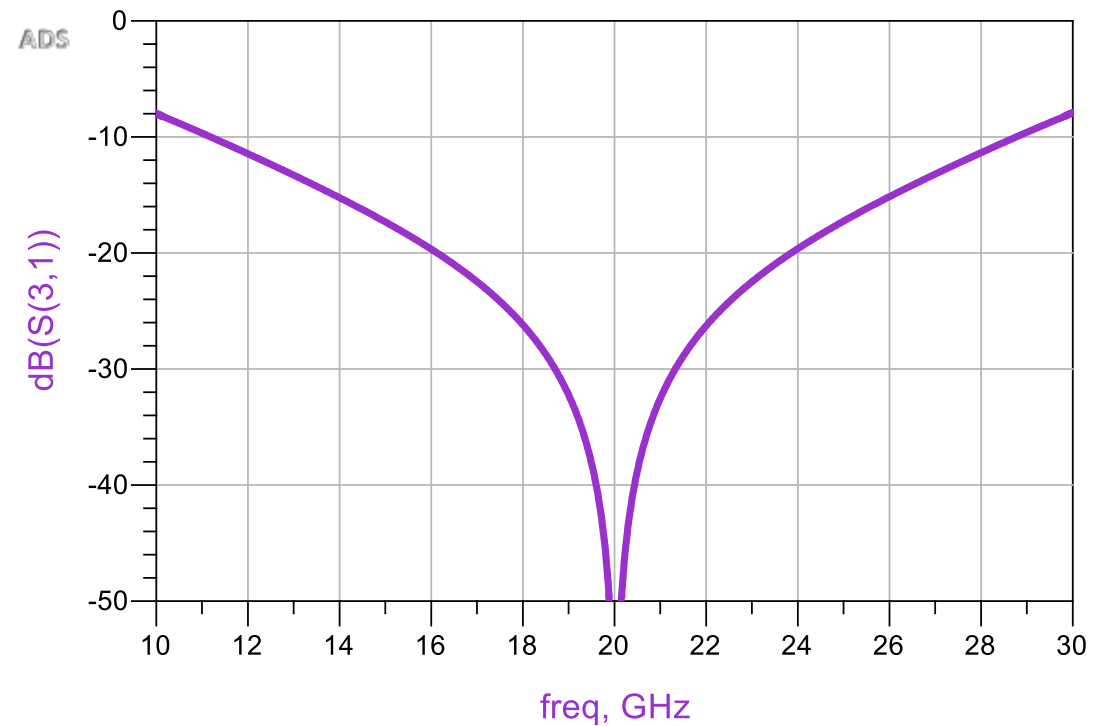
- Trace as curvas de  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{31}$  versus frequência de 10 a 30 GHz
- Analise e explique o comportamento desse filtro

# Filtros de polarização

- Filtro de polarização com linhas de microfita, centrado em 20 GHz



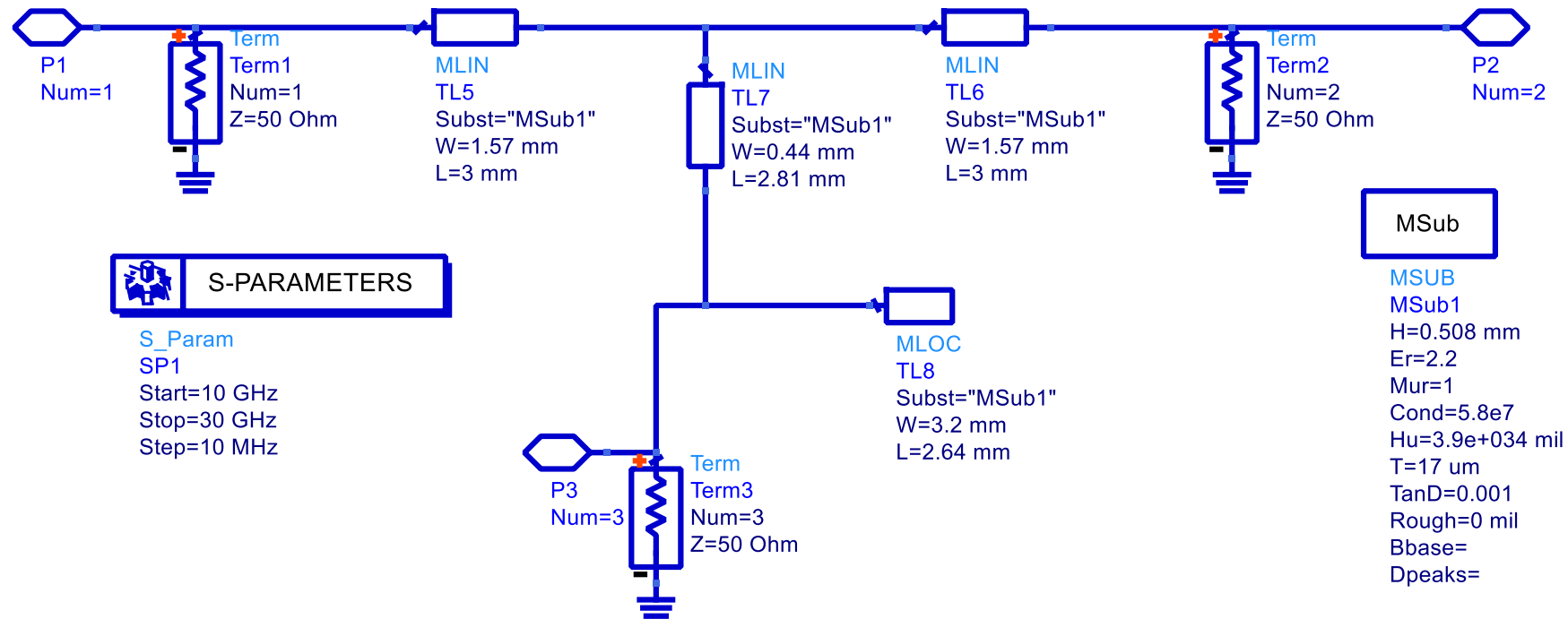
$S_{21}$  e  $S_{11}$  versus frequência



$S_{31}$  versus frequência

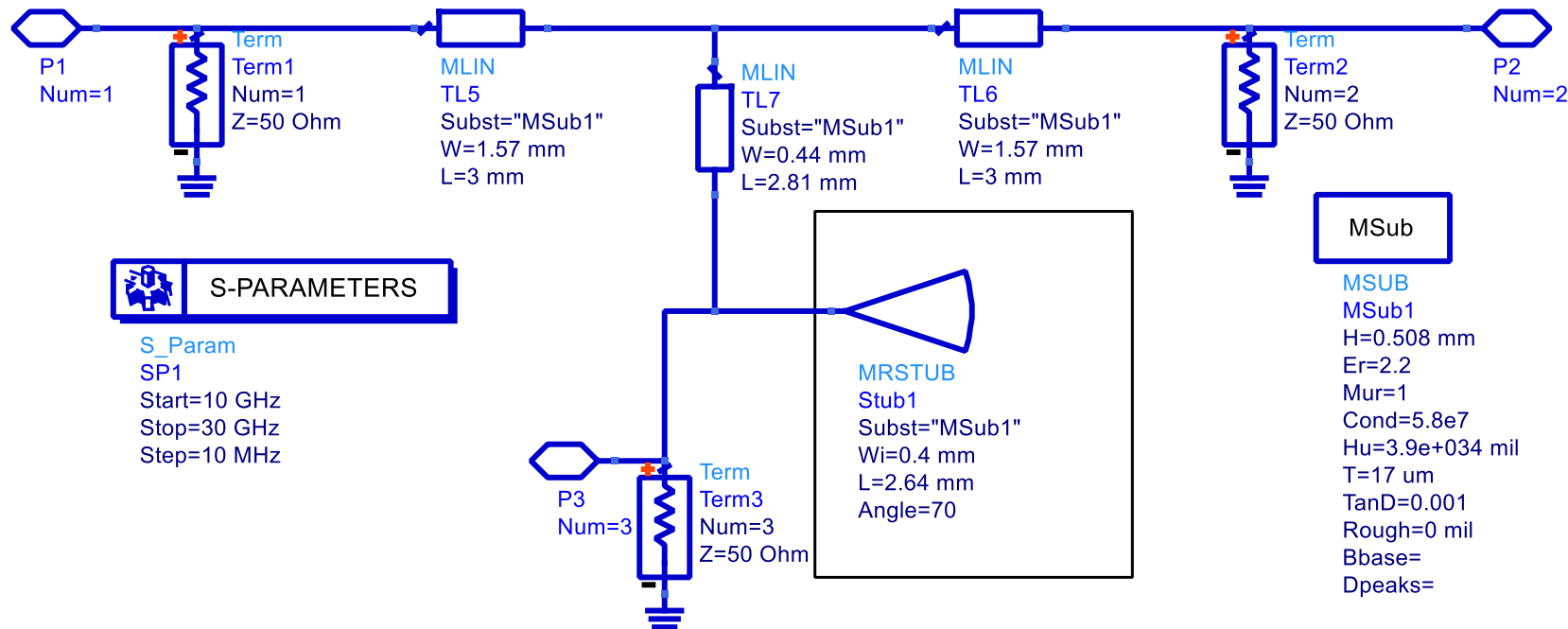
# Filtros de polarização

- Gere o leiate do filtro de polarização no ADS a partir do esquemático.
- Na janela de esquemático, selecione: **Layout → Generate/Update Layout...**



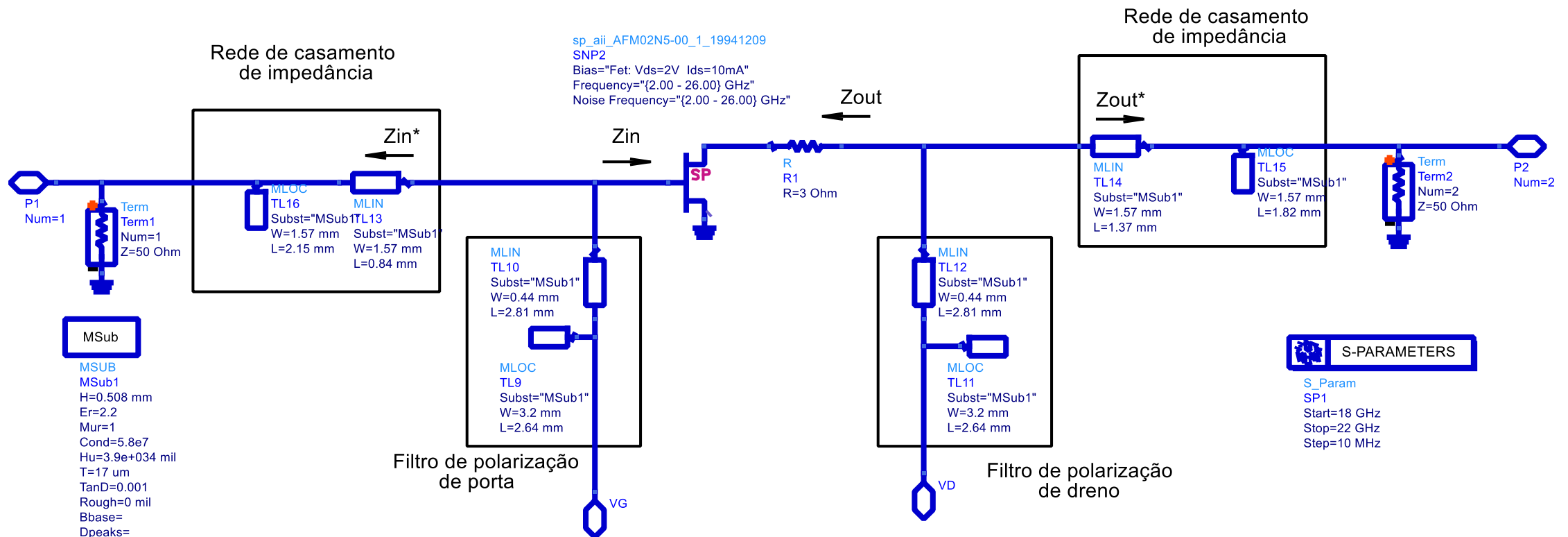
# Filtros de polarização

- No esquemático, substitua o toco em aberto por um setor radial → **MRSTUB**
- Simule o filtro e otimize o comprimento do setor radial
- Varia o ângulo do setor radial e verifique seu efeito sobre a banda do filtro
- Gere o leiaute desse filtro a partir do circuito esquemático



# Filtros de polarização

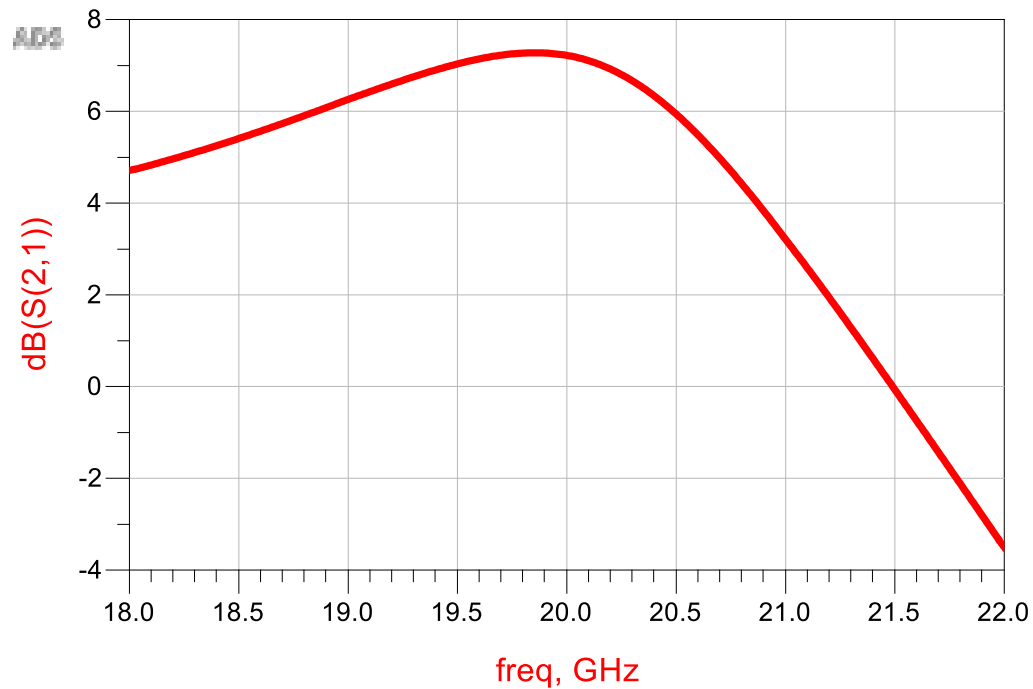
- Simule o amplificador projetado com filtros de polarização
- Use linhas de transmissão do tipo *microstrip*



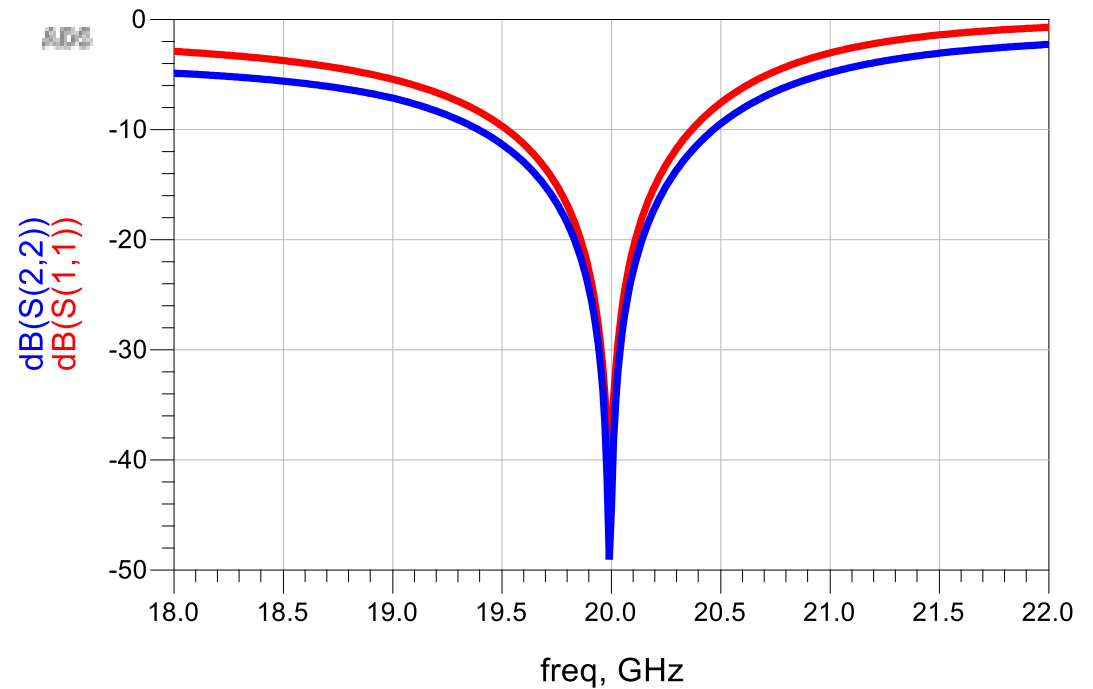


# Filtros de polarização

- Amplificador com filtros de polarização – usando linhas de microfita



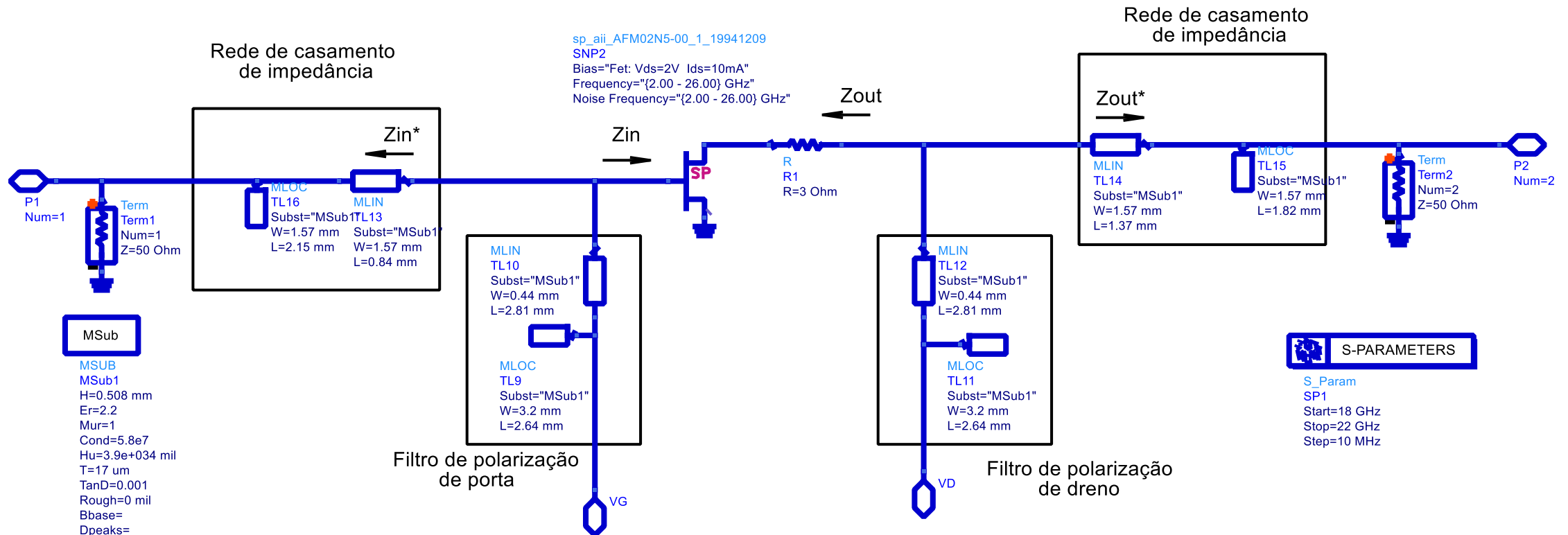
$S_{21}$  versus frequência



$S_{11}$  e  $S_{22}$  versus frequência

# Filtros de polarização

- Gere o leiate do amplificador no ADS a partir do esquemático.
- Na janela de esquemático, selecione: **Layout → Generate/Update Layout...**

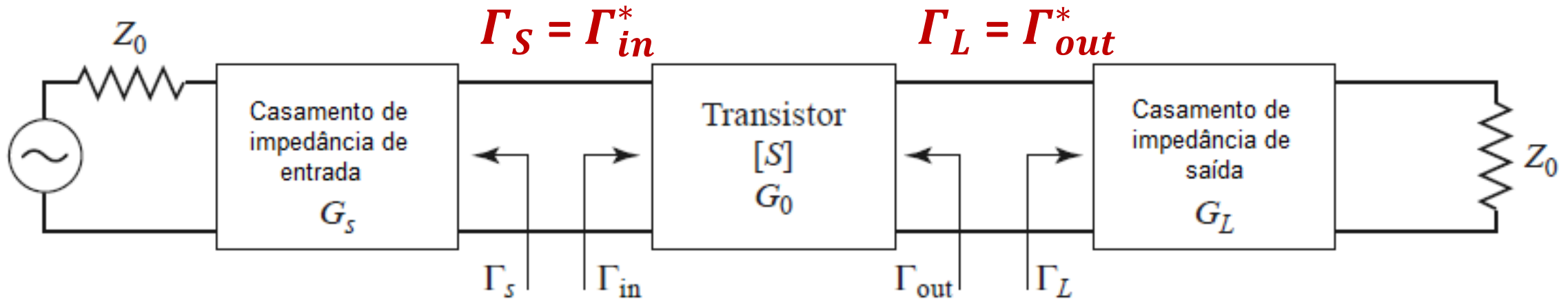


# Círculos de ganho constante

## Projeto de amplificadores de ganho determinado

Relembrando

- Projeto de amplificador para máximo ganho
- Casamento de impedância conjugado simultâneo na entrada e saída do transistor



- Ganho máximo para transistor incondicionalmente estável

$$G_T = G_S \cdot G_0 \cdot G_L, \text{ sendo } G_S = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2}, \quad G_0 = |S_{21}|^2 \quad \text{e} \quad G_L = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_{TMAX}(dB) = 10 \cdot \log(G_S \cdot G_0 \cdot G_L) = G_S(dB) + G_0(dB) + G_L(dB)$$

# Círculos de ganho constante

Pode-se projetar amplificadores com ganho abaixo do máximo, visando

- Aumentar banda
- Atender um ganho especificado

Redes de casamento de impedância de entrada e/ou saída

- Não são projetadas para casamento conjugado
- Ganho resulta menor que o máximo
- Perdas de retorno do amplificador aumentam

$$\Gamma_S \neq \Gamma_{in}^* \text{ e/ou } \Gamma_L \neq \Gamma_{out}^*$$

Círculos de ganho constante

- Úteis para projetar um amplificador com um ganho determinado
- Assumem transistor unilateral  $\rightarrow S_{12} = 0$
- Precisão do projeto  $\rightarrow$  melhor quanto menor for  $S_{12}$

# Círculos de ganho constante

## Erro associado à aproximação unilateral

- Avalia-se a razão entre
  - $G_T$  – ganho de potência de transdução e
  - $G_{TU}$  – ganho de potência de transdução unilateral

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2}$$

- Sendo  $U$  – Figura de Mérito Unilateral

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

# Círculos de ganho constante

## Erro associado à aproximação unilateral

- Exemplo
  - Dados do transistor

| $f(\text{GHz})$ | $S_{11}$                 | $S_{12}$ | $S_{21}$              | $S_{22}$                |
|-----------------|--------------------------|----------|-----------------------|-------------------------|
| 4               | $0.75 \angle -120^\circ$ | 0.02     | $2.5 \angle 80^\circ$ | $0.60 \angle -70^\circ$ |

- $$U = \frac{|S_{12}| |S_{21}| |S_{11}| |S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \rightarrow U=0,08$$

- $$\frac{1}{(1 + U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - U)^2} \rightarrow 0,85 < G_T/G_{TU} < 1,18$$

# Círculos de ganho constante

Para transistor unilateral, o máximo ganho é obtido quando

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad \text{e} \quad G_{L_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

- Assumindo que  $\Gamma_S \neq \Gamma_{in}^*$ , a parcela do ganho obtida com o casamento de entrada é

$$G_S < G_{S_{\max}} \quad \text{e define-se} \quad g_S = \frac{G_S}{G_{S_{\max}}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} (1 - |S_{11}|^2)$$

- Impondo-se  $g_S$  constante na frequência de interesse obtém-se

círculos de ganho constante no plano de  $\Gamma_S$

$$\text{Centro} \quad C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \quad \text{e raio} \quad R_S = \frac{\sqrt{1 - g_S} (1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2}$$

# Círculos de ganho constante

Para transistor unilateral, o máximo ganho é obtido quando

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad \text{e} \quad G_{L_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

- Assumindo que  $\Gamma_L \neq \Gamma_{out}^*$ , a parcela do ganho obtida com o casamento de saída é

$$G_L < G_{L_{\max}} \quad \text{e define-se} \quad g_L = \frac{G_L}{G_{L_{\max}}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} (1 - |S_{22}|^2)$$

- Impondo-se  $g_L$  constante na frequência de interesse obtém-se

círculos de ganho constante no plano de  $\Gamma_L$

$$\text{Centro} \quad C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2}, \quad \text{e raio} \quad R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2}$$



# Círculos de ganho constante

## Exemplo do Pozar

Projete um amplificador com ganho de 11 dB em 4 GHz

- Dados do transistor

| $f(\text{GHz})$ | $S_{11}$                 | $S_{12}$ | $S_{21}$               | $S_{22}$                |
|-----------------|--------------------------|----------|------------------------|-------------------------|
| 3               | $0.80 \angle -90^\circ$  | 0        | $2.8 \angle 100^\circ$ | $0.66 \angle -50^\circ$ |
| 4               | $0.75 \angle -120^\circ$ | 0        | $2.5 \angle 80^\circ$  | $0.60 \angle -70^\circ$ |
| 5               | $0.71 \angle -140^\circ$ | 0        | $2.3 \angle 60^\circ$  | $0.58 \angle -85^\circ$ |

- Transistor unilateral, pois  $S_{12} = 0$ , logo

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 2.29 = 3.6 \text{ dB}, \quad G_0 = |S_{21}|^2 = 6.25 = 8.0 \text{ dB},$$

$$G_{L_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.56 = 1.9 \text{ dB} \quad \boxed{G_{TU_{\max}} = 3.6 + 1.9 + 8.0 = 13.5 \text{ dB}}$$

# Círculos de ganho constante

## Exemplo do Pozar

O Ganho máximo é 13,5 dB, acima de 11 dB desejado

- Vamos traçar círculos de ganho constante nos planos de entrada e saída
- Como  $G_{S_{MAX}} = 3,6$  dB (ou 2,29), consideremos círculos de  $G_S = 3$  dB (ou 2) e 2 dB (ou 1.15)

$$G_S = 3 \text{ dB} \quad g_S = 0.875 \quad C_S = 0.706 \angle 120^\circ \quad R_S = 0.166$$

$$G_S = 2 \text{ dB} \quad g_S = 0.691 \quad C_S = 0.627 \angle 120^\circ \quad R_S = 0.294$$

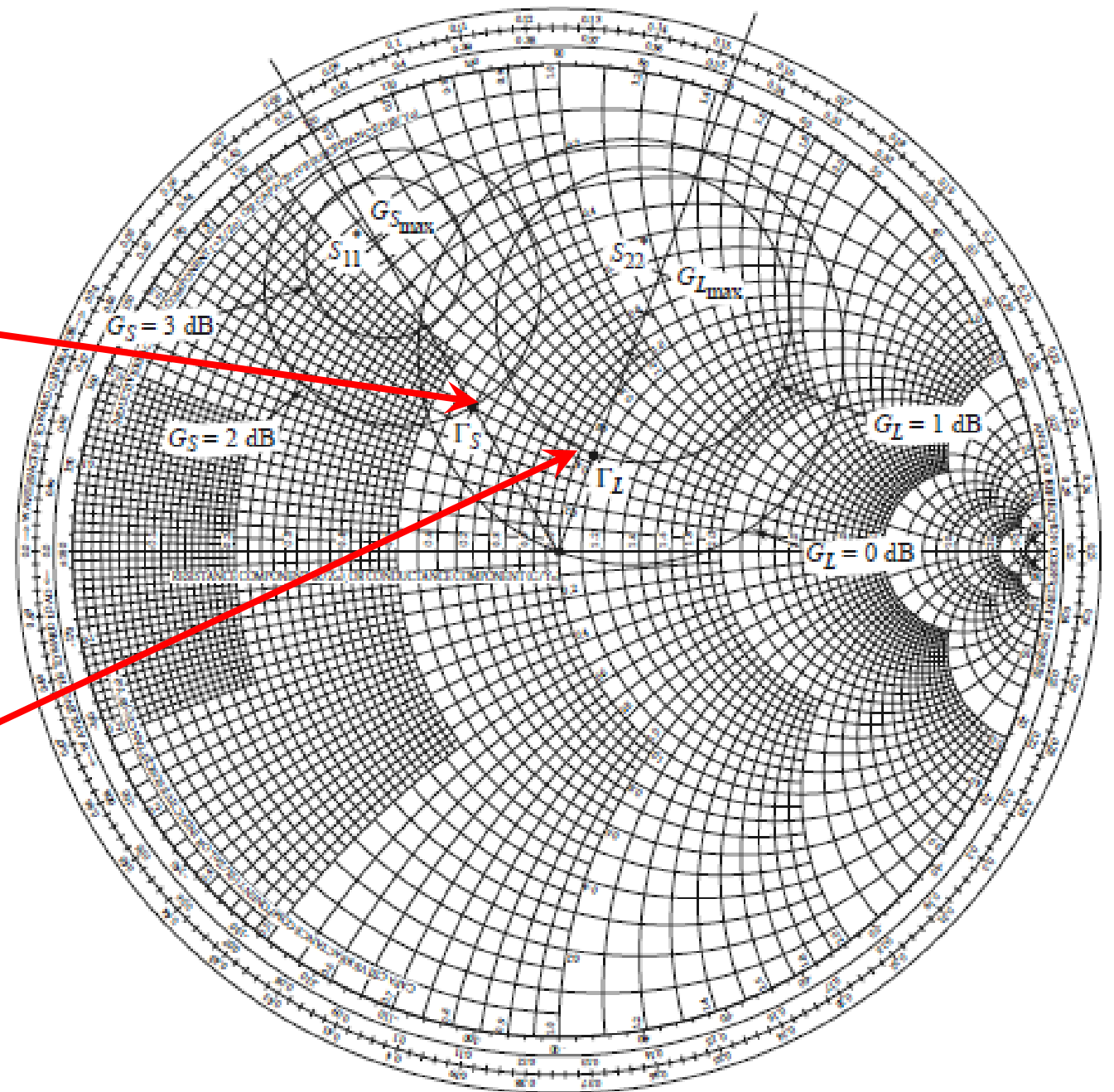
- Como  $G_{L_{MAX}} = 1,9$  dB (ou 1,316), consideremos círculos de  $G_L = 1$  dB (ou 1,26) e 0 dB (ou 1)

$$G_L = 1 \text{ dB} \quad g_L = 0.806 \quad C_L = 0.520 \angle 70^\circ \quad R_L = 0.303$$

$$G_L = 0 \text{ dB} \quad g_L = 0.640 \quad C_L = 0.440 \angle 70^\circ \quad R_L = 0.440$$

# Círculos de ganho constante

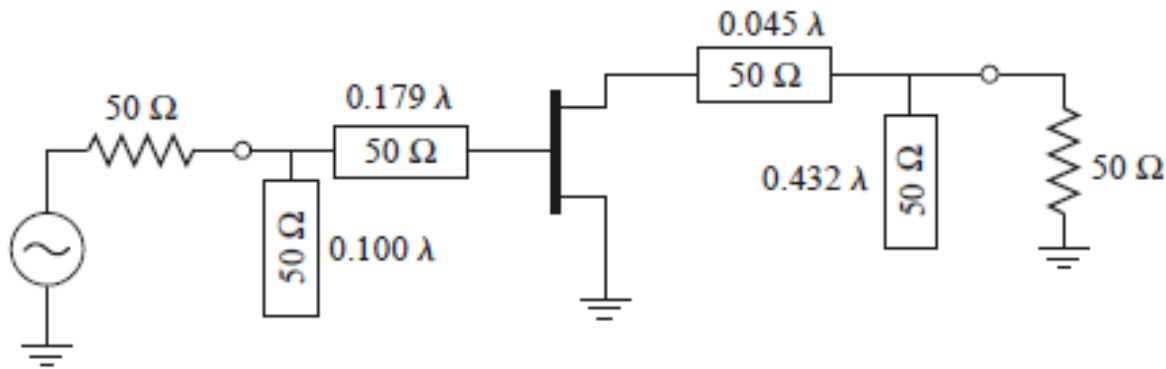
- Casamento de entrada  $G_S = 2$  dB
  - $\Gamma_S$  : sobre o círculo de  $G_S = 2$  dB
  - Melhor escolha:  $|\Gamma_S|$  mínimo, o mais próximo do centro da Carta de Smith
- 
- Casamento de entrada  $G_L = 1$  dB
  - $\Gamma_L$  : sobre o círculo de  $G_L = 1$  dB
  - Melhor escolha:  $|\Gamma_L|$  mínimo, o mais próximo do centro da Carta de Smith



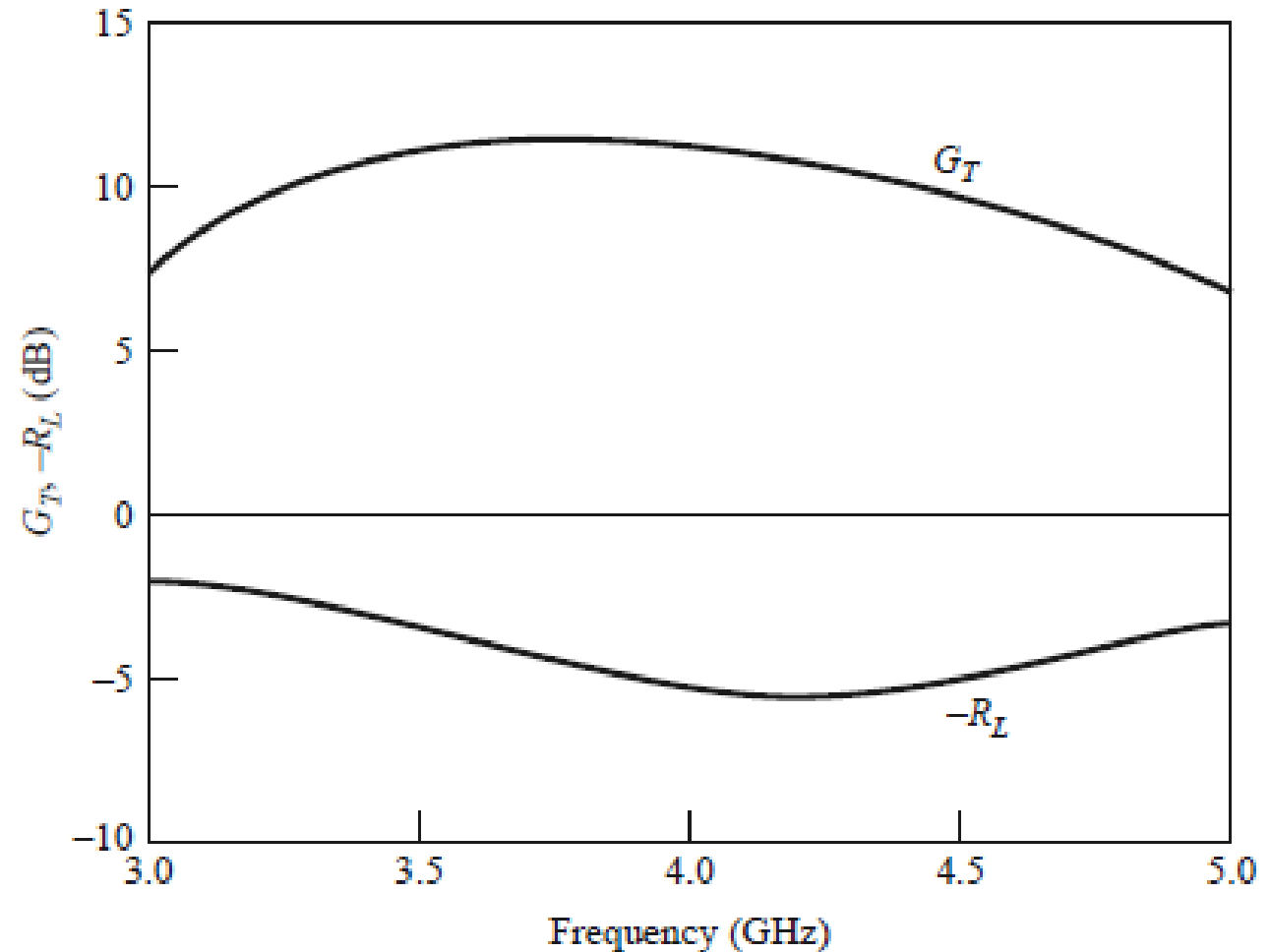
# Círculos de ganho constante

## Exemplo do Pozar

- Amplificador projetado



- Resultados simulados
- Ganho em 4 GHz:  $G_0 = 11$  dB
- Banda para  $G = G_0 \pm 1$  dB: 25 %
- Perda de retorno não muito boa:  
 $\approx 5$  dB em 4 GHz



# Círculos de ganho constante - ADS

- Trace os círculos de ganho constante do transistor com resistor de estabilização em 20 GHz
- Adicione ao esquemático os ícones da palheta de Simulation-S\_Param
  - **GsCircle** para traçar os círculos de ganho considerando descasamento na entrada
  - **GlCircle** para traçar os círculos de ganho considerando descasamento na saída
- Verifique a sintaxe de GsCircle e GlCircle no “help” do ADS
- Adicione no esquemático **SmGamma1** e **SmGamma2**
- Atenção!
  - Os círculos de ganho constante consideram transistor unilateral ou seja,  $S_{12} \approx 0$
  - Resultam em valores aproximados se  $S_{12}$  não puder ser desconsiderado

# Círculos de ganho constante - ADS

## Syntax

`y = gl_circle(S, gain, numOfPts, numCircles, gainStep)`

## Arguments

| Name       | Description   | Default                  | Range              | Type                  | Required |
|------------|---|--------------------------|--------------------|-----------------------|----------|
| S          | scattering matrix of a 2-port network.                            | None                     | $(-\infty:\infty)$ | Complex               | Yes      |
| gain       | specified gain in dB  | maxGain - {0, 1, 2, 3} † | $[0:\infty)$       | Integer or Real array | No       |
| numOfPts   | desired number of points per circle                               | 51                       | $[1:\infty)$       | Integer               | No       |
| numCircles | number of desired circles. This is used if gain is not specified. | None                     | $[0:\infty)$       | Integer               | No       |
| gainStep   | gain step size. This is used if gain is not specified.            | 1.0                      | $[0:\infty)$       | Integer or Real       | No       |

† Where  $\text{maxGain} = 10 \cdot \log(1 / (1 - \text{mag}(S_{22})^2))$

## Examples

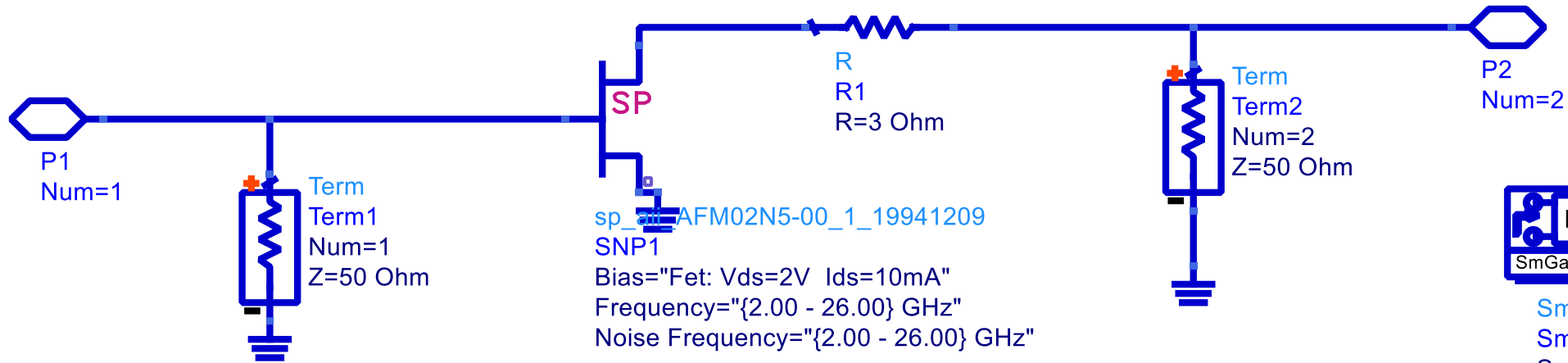
```
circleData = gl_circle(S, 2, 51)
```

```
circleData = gl_circle(S, {2, 3, 4}, 51) return the points on the circle(s).
```

```
circleData = gl_circle(S, , 51, 5, 0.5) return the points on the circle(s) for 5 circles at maxGain - {0,0.5,1.0,1.5,2.0}
```

```
circleData = gl_circle(S, , , 2, 1.0) return the points on the circle(s) for 2 circles at maxGain - {0,1.0}
```

# Círculos de ganho constante - ADS



**S-PARAMETERS**

S\_Param  
 SP1  
 Start=  
 Stop=  
 Step=

**GsCircle**

GsCircle  
 GsCircle1  
 GsCircle1=gs\_circle(S,{0,0.5,1,1.5,2,2.5},51)

**GI Circle**

GI Circle  
 GI Circle1  
 GI Circle1=gl\_circle(S,{0,0.1,0.2,0.3},51)

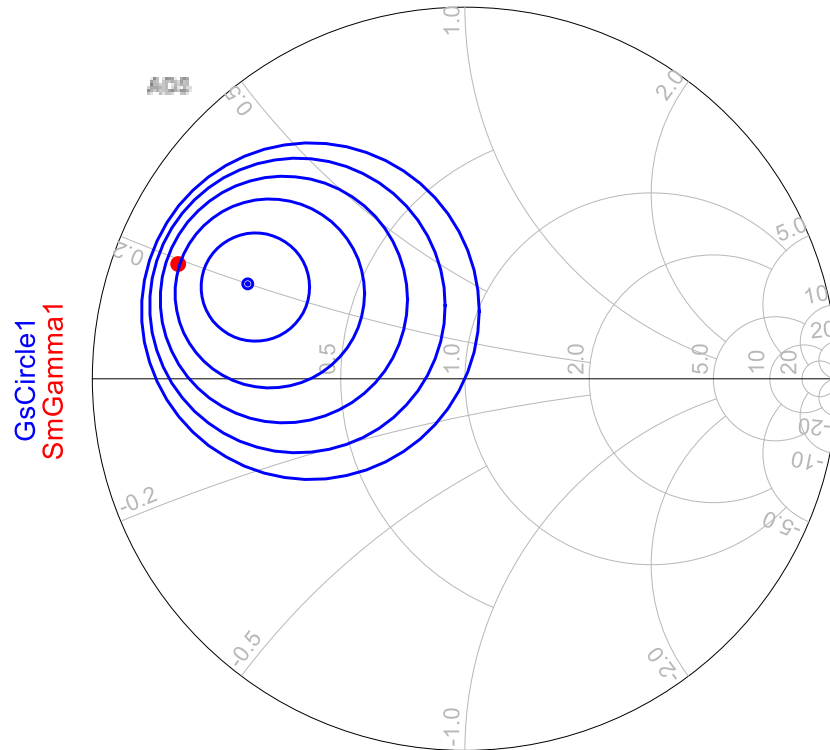
**SmGamma1**

SmGamma1  
 SmGamma1  
 SmGamma1=sm\_gamma1(S)

**SmGamma2**

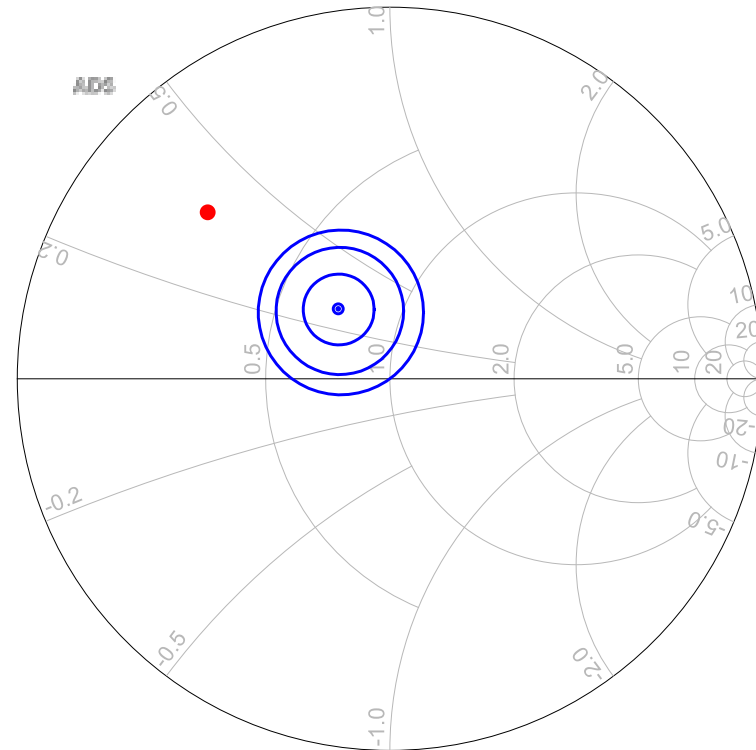
SmGamma2  
 SmGamma2  
 SmGamma2=sm\_gamma2(S)

# Círculos de ganho constante - ADS



GsCircle1  
SmGamma1

indep(SmGamma1) (0.000 to 0.000)  
cir\_pts (0.000 to 51.000)



GICircle1  
SmGamma2

indep(SmGamma2) (0.000 to 0.000)  
cir\_pts (0.000 to 51.000)

Observação: como transistor não é unilateral, e  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$  não resultaram interior de todos os círculos de ganho constante



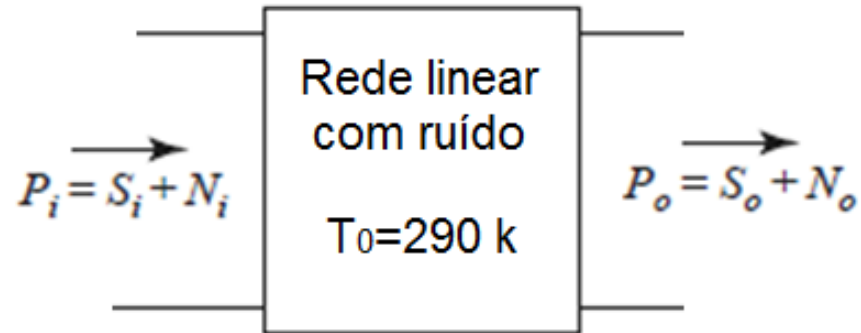
# Projeto de amplificadores de baixo ruído

- Função de amplificadores de baixo ruído
  - Amplificar o sinal de entrada, adicionando o mínimo de ruído possível
- Principal aplicação
  - Primeiro estágio de amplificação de receptores
  - Onde a Relação Sinal/Ruído é crítica
- Projeto do amplificador de baixo ruído
  - Escolha de transistor com Figura de Ruído menor que a especificada para o amplificador
  - Polarização do transistor no ponto quiescente de mínima Figura de Ruído
  - Rede de casamento de impedância de entrada para mínima Figura de Ruído.

# Projeto de amplificadores de baixo ruído

## Figura de Ruído de uma rede linear

Dado uma rede linear,  
com ruído



A Figura de ruído é definida  
Para temperatura de referência  
de 290 k, como

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \geq 1$$

$S_i / N_i$  – relação sinal/ruído na entrada do quadriplo

$S_o / N_o$  – relação sinal/ruído na saída do quadriplo

# Projeto de amplificadores de baixo ruído

Figura de ruído do amplificador

$$F = F_{\min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{\text{opt}}|^2$$

$F$  – figura do amplificador

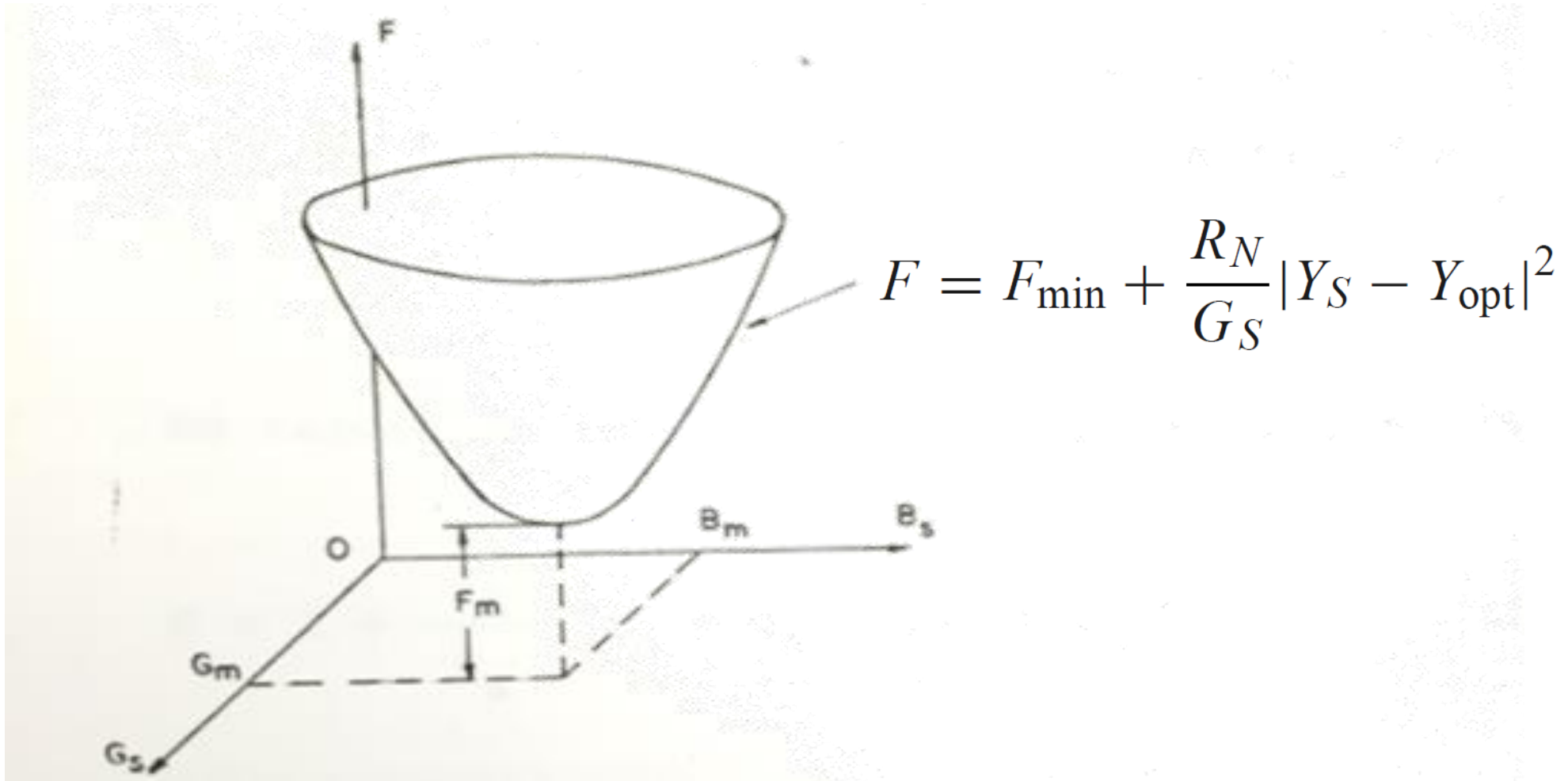
$Y_S = G_S + jB_S$  – admitância apresentada na entrada do transistor

$Y_{\text{opt}}$  – admitância ótima apresentada na entrada do transistor para mínimo ruído

$F_{\min}$  – mínima figura de ruído do transistor obtida quando  $Y_S = Y_{\text{opt}}$

$R_N$  – parâmetro da rede com unidade de resistência

# Projeto de amplificadores de baixo ruído



Superfície parabólica de Figura de Ruído versus admitância da fonte

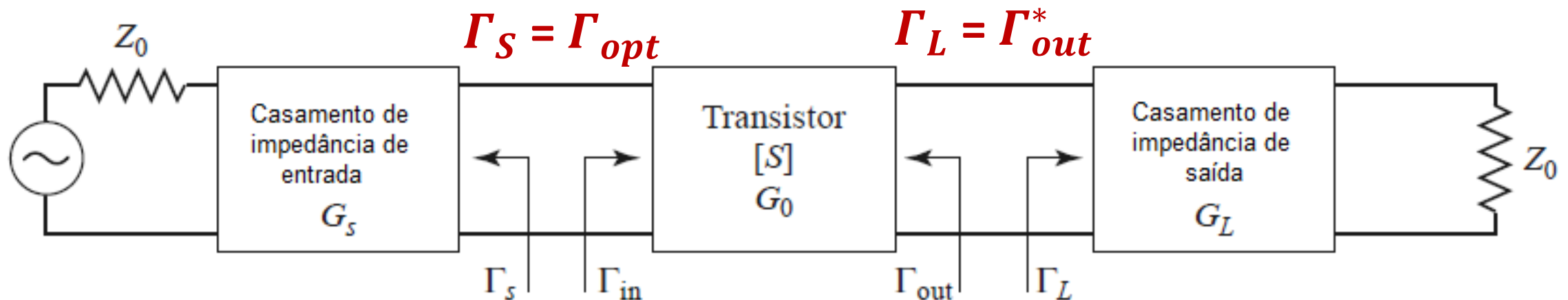
# Projeto de amplificadores de baixo ruído

## Condições de projeto do amplificador de baixo ruído

**Passo 1)** Entrada do transistor casada para mínima figura de ruído

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt} \longrightarrow Y_{opt} = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}}$$

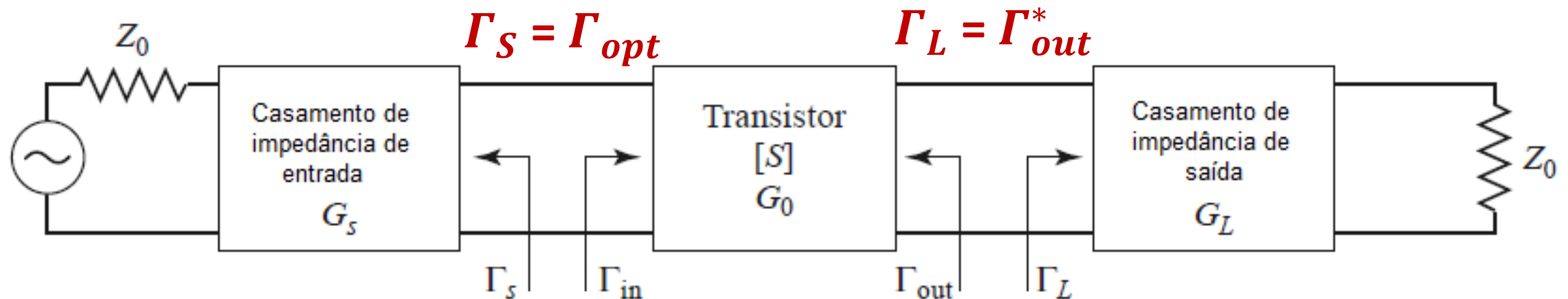
**Passo 2)** Saída conjugadamente casada com a carga quando a entrada está casada para mínima figura de ruído



# Projeto de amplificadores de baixo ruído

## Ganho associado

- **Ganho do transistor quando casado na condição de mínimo ruído**
  - Entrada do transistor casada para mínima figura de ruído  $\rightarrow \Gamma_S = \Gamma_{opt}$
  - Saída conjugadamente casada com a carga,  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ , com  $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$
- **Ganho associado < Ganho de potência máximo**



# Projeto de amplificadores de baixo ruído

## Casamento da impedância de entrada do círculo do transistor

- Círculos de Figura de Ruído constante
- Traçados na Carta de Smith
- Lugar geométrico das impedâncias que causam um dado valor de Figura de Ruído
- Depende dos parâmetros de ruído do transistor
- Para Figura de Ruído  $F$ , em uma dada frequência, obtém-se um círculo com

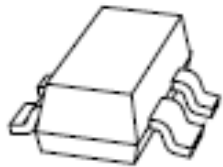
$$\text{centro } C_F = \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{N + 1} \quad \text{e} \quad \text{raio } R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}}{N + 1}$$

$$\text{sendo } N = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F - F_{\text{min}}}{4R_N/Z_0} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2$$

# Transistor de baixo ruído - exemplo

## GaAs HEMT CFH77-Infineon

- Very low noise
- Very high gain
- For low noise amplifiers up to 20 GHz
- For DBS converters



### Electrical Characteristics

$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

| Characteristics                 | Symbol      | Limit Values |      |      | Unit          | Test Conditions  |
|---------------------------------|-------------|--------------|------|------|---------------|--|
|                                 |             | min.         | typ. | max. |               |  |
| Drain-source saturation current | $I_{DSS}$   | 15           | 30   | 60   | mA            | $V_{DS} = 2\text{ V}$<br>$V_{GS} = 0\text{ V}$                       |
| Pinch-off voltage               | $V_{GS(P)}$ | -2           | -0.7 | -0.2 | V             | $V_{DS} = 2\text{ V}$<br>$I_D = 1\text{ mA}$                         |
| Gate leakage current            | $I_G$       | -            | 0.05 | 2    | $\mu\text{A}$ | $V_{DS} = 2\text{ V}$<br>$I_D = 15\text{ mA}$                        |
| Transconductance                | $g_m$       | 50           | 65   | -    | mS            | $V_{DS} = 2\text{ V}$<br>$I_D = 15\text{ mA}$                        |
| Noise figure                    | $F$         | -            | 0.7  | -    | dB            | $V_{DS} = 2\text{ V}$<br>$I_D = 15\text{ mA}$<br>$f = 12\text{ GHz}$ |
| Associated gain                 | $G_a$       | -            | 10.5 | -    | dB            | $V_{DS} = 2\text{ V}$<br>$I_D = 15\text{ mA}$<br>$f = 12\text{ GHz}$ |



# Transistor de baixo ruído - exemplo

## Parâmetros de Ruído do Transistor GaAs HEMT CFH77 - Infineon

### Typical Common Source Noise Parameters

$I_D = 15 \text{ mA}$ ,  $U_{DS} = 2.0 \text{ V}$ ,  $Z_0 = 50 \Omega$

$$r_n = R_n/50$$

| $f$ | $F_{\min}$ | $G_a$ | $G_{\text{opt}}$ |       | $R_n$    | $r_n$ | $N$  | $F_{50 \Omega}$ |
|-----|------------|-------|------------------|-------|----------|-------|------|-----------------|
| GHz | dB         | dB    | MAG              | ANG   | $\Omega$ | -     | -    | dB              |
| 2   | 0.36       | 19.4  | 0.79             | 27    | 13.7     | 0.274 | 0.03 | 1.2             |
| 4   | 0.44       | 15.9  | 0.72             | 60    | 10.1     | 0.202 | 0.04 | 1.1             |
| 6   | 0.51       | 13.9  | 0.63             | 92    | 5.85     | 0.117 | 0.05 | 1.05            |
| 8   | 0.58       | 12.4  | 0.56             | 134   | 2.35     | 0.047 | 0.06 | 1.0             |
| 10  | 0.65       | 11.2  | 0.52             | 180   | 1.1      | 0.022 | 0.07 | 1.0             |
| 12  | 0.72       | 10.4  | 0.54             | - 135 | 2.9      | 0.058 | 0.08 | 1.1             |
| 14  | 0.80       | 9.7   | 0.59             | - 108 | 7.15     | 0.143 | 0.10 | 1.5             |

# Transistor de baixo ruído - exemplo

## Parâmetros S do transistor em montagem Fonte Comum

### Typical Common Source S-Parameters

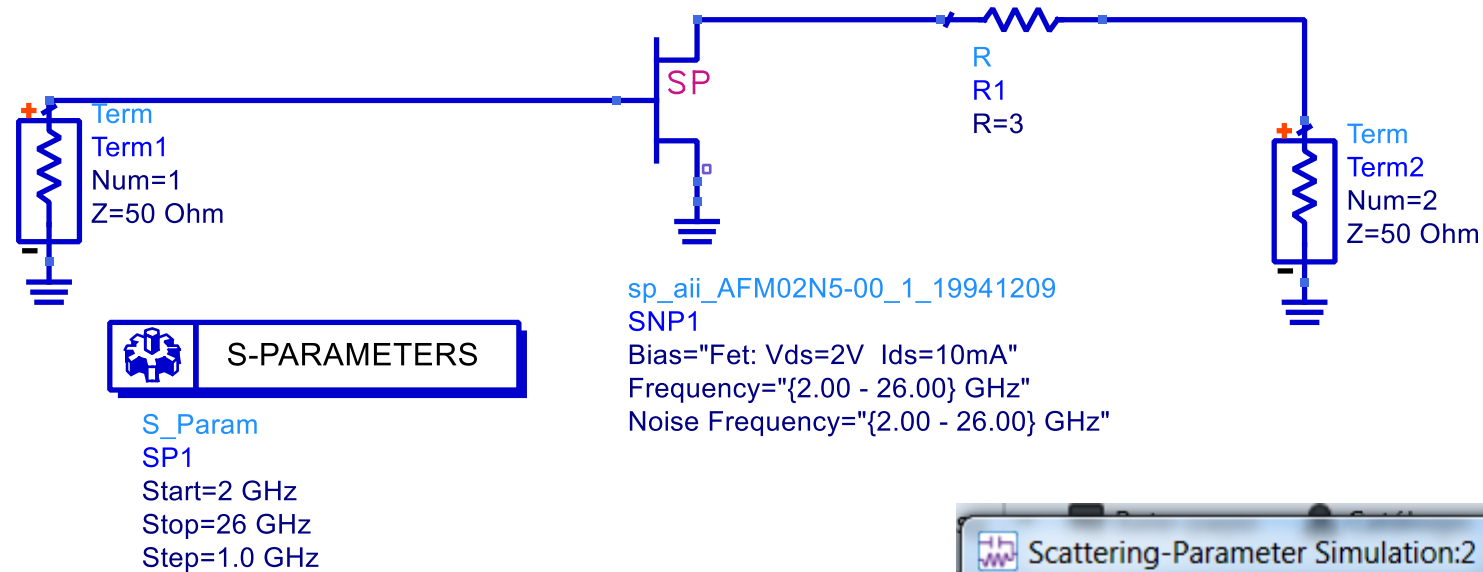
$I_D = 15 \text{ mA}$ ,  $U_D = 2.0 \text{ V}$ ,  $Z_0 = 50 \Omega$

| $f$ | S11  |         | S21  |       | S12   |       | S22   |         |
|-----|------|---------|------|-------|-------|-------|-------|---------|
| GHz | MAG  | ANG     | MAG  | ANG   | MAG   | ANG   | MAG   | ANG     |
| 1   | 0.98 | - 22.8  | 5.55 | 159.6 | 0.030 | 87.5  | 0.633 | - 16.3  |
| 2   | 0.94 | - 46.1  | 5.40 | 139.3 | 0.053 | 57.8  | 0.60  | - 32.5  |
| 3   | 0.88 | - 68.4  | 5.09 | 120.1 | 0.074 | 44.9  | 0.54  | - 48.0  |
| 4   | 0.82 | - 90.6  | 4.77 | 101.2 | 0.089 | 30.7  | 0.48  | - 63.3  |
| 5   | 0.77 | - 110.8 | 4.45 | 84.0  | 0.101 | 18.1  | 0.42  | - 77.5  |
| 6   | 0.72 | - 131.4 | 4.16 | 67.3  | 0.112 | 7.9   | 0.35  | - 92.6  |
| 7   | 0.66 | - 153.6 | 3.88 | 50.2  | 0.119 | - 3.3 | 0.28  | - 110.8 |

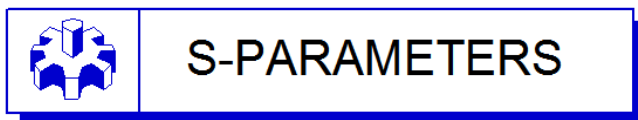
Tabela continua até 20 GHz...

# Figura de Ruído - ADS

- Monte o circuito abaixo



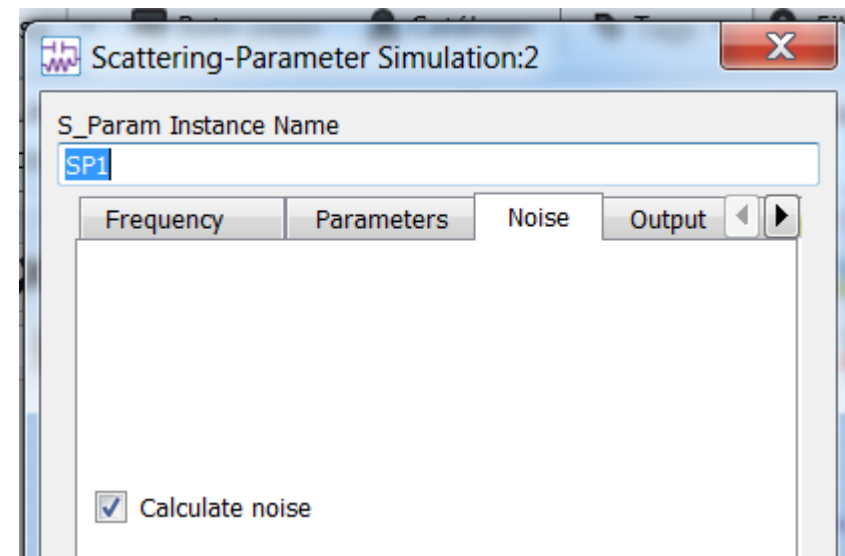
- Clique duas vezes em



- Na aba “Noise”, selecione

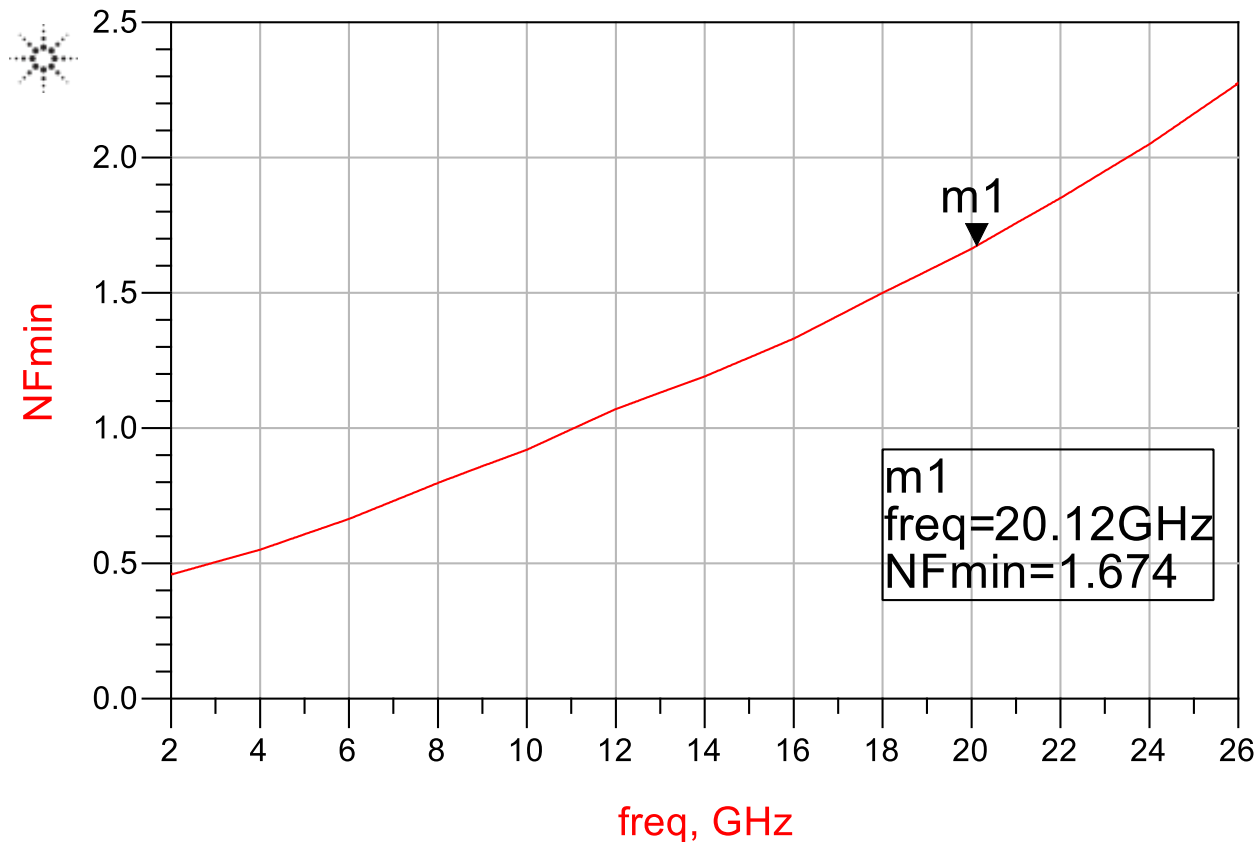
“Calculate noise”

- Simule e trace a curva NFmin x frequência



# Figura de Ruído - ADS

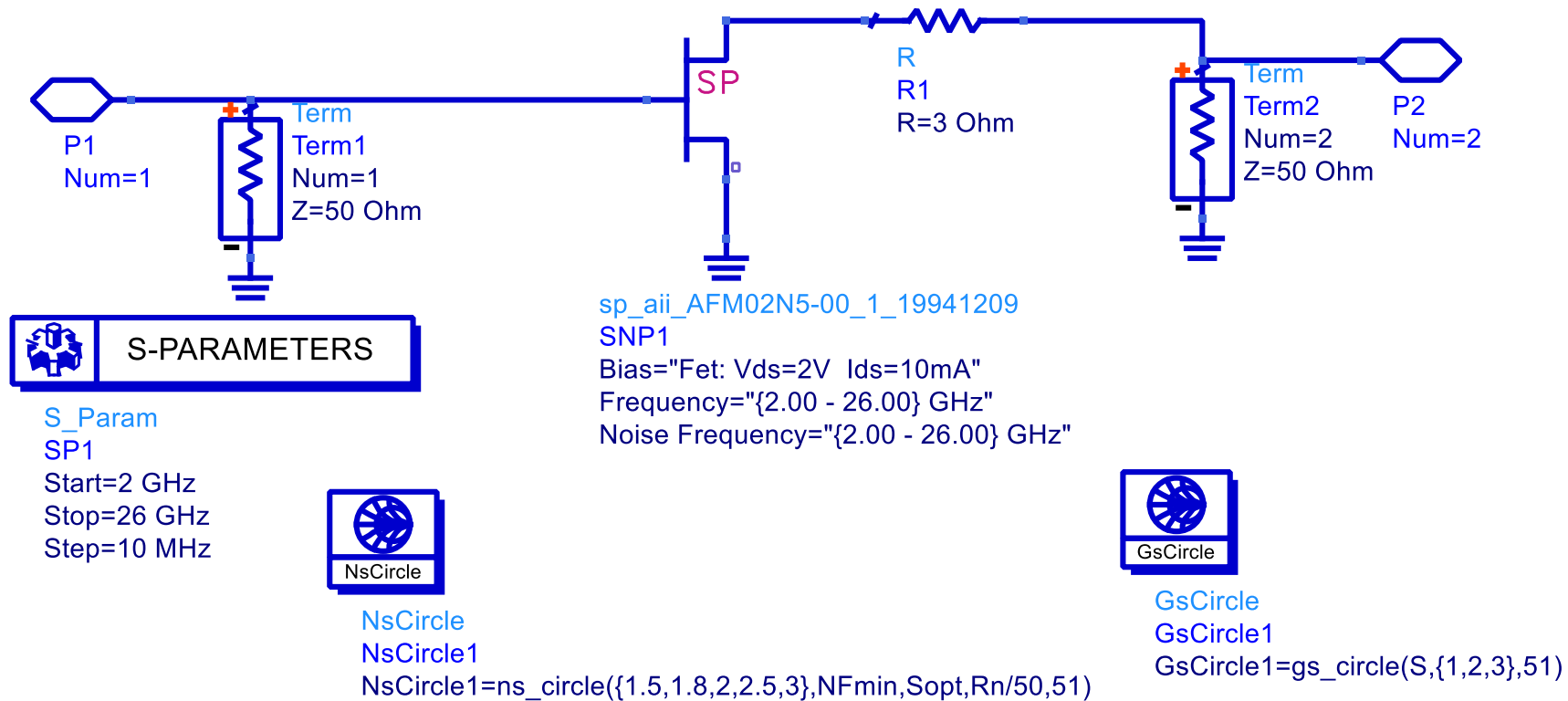
- Simule o transistor e trace a curva **NFmin x frequência**
- Na aba “Noise”, selecione “Calculate noise”
- Simule e trace a curva NFmin x frequência



- Curva obtida do arquivo de dados do transistor

# Círculos de Figura de Ruído - ADS

- Monte o circuito abaixo, adicionando ao circuito anterior
- NsCircle - calcula círculos de Figura de Ruído constante
- GsCircle – calcula círculos de ganho devido ao descasamento de entrada



# Círculos de Figura de Ruído - ADS

- NsCircle - calcula círculos de Figura de Ruído constante



NsCircle

NsCircle1

NsCircle1=ns\_circle({1.5,1.8,2,2.5,3},NFmin,Sopt,Rn/50,51)

Valores de Figura de Ruído em dB

Dados do arquivo do transistor

- GsCircle



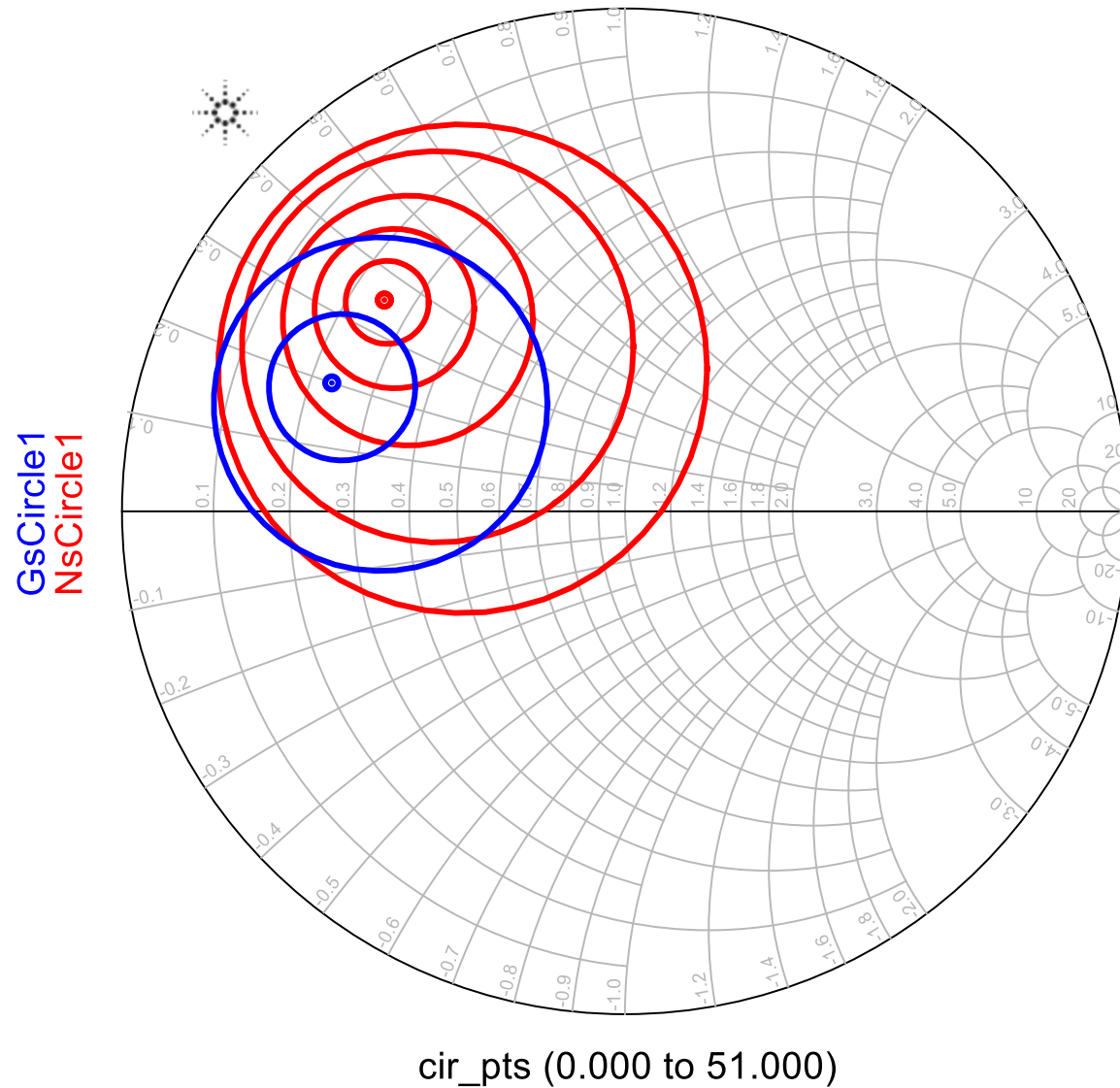
GsCircle

GsCircle1

GsCircle1=gs\_circle(S,{1,2,3},51)

Ganhos em dB obtidos por casamento de impedância da entrada do transistor

# Círculos de Figura de Ruído constante - ADS



- Impedância a ser conectada na entrada do transistor
  - Compromisso entre

Figura de Ruído e Ganho

$$NF = N_{fmin} \rightarrow G = G_{ASSOCIADO} < G_{MAX}$$

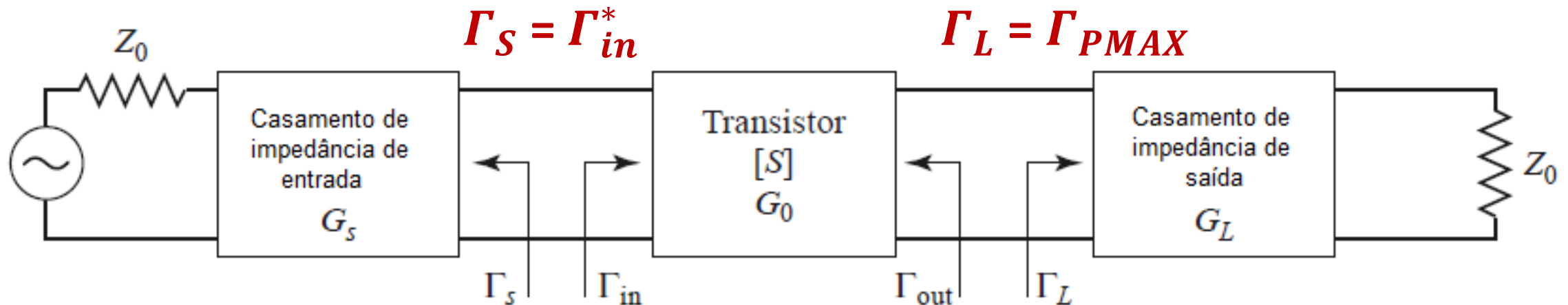
# Projeto de amplificadores de potência

## Condições de projeto do amplificador de baixo ruído

**Passo 1)** Saída do transistor casada para máxima potência

- $\Gamma_L = \Gamma_{P_{MAX}}$  tal que  $Z_L = R_L + jX_L$ 
  - $R_L$  que maximiza a excursão do sinal na curva  $I_{DS} \times V_{DS}$
  - $X_L$  que cancela a reatância de saída do transistor

**Passo 2)** Entrada conjugadamente casada com o gerador com a saída casada para máxima potência





# Projeto de amplificadores de potência

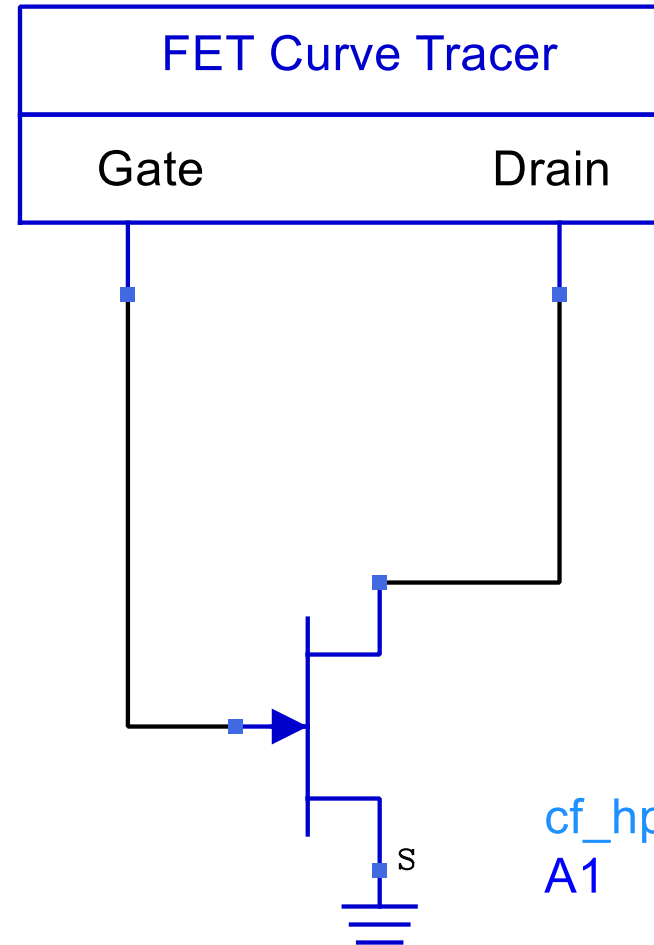
## Estimativa de $R_L$

- Traça-se a curva  $I_{DS} \times V_{DS}$  de for um transistor de efeito de campo
- Determina-se o ponto de polarização
- Traça-se a reta de carga de modo a maximizar  $\Delta I_{DS}$  e  $\Delta V_{DS}$
- Valor inicial de  $R_L$  é a resistência da reta de carga
- $R_L$  é otimizado na simulação não linear do amplificador
  
- Exemplo – Amplificador classe A
- Usado quando se deseja amplificador de potência com alta linearidade
- Ponto de polarização
  - $I_{DS}$  e  $V_{DS}$  no meio da excursão de sinal RF

# Projeto de amplificadores de potência - ADS

- Crie o esquemático para traçar as curvas DC do transistor
- No menu superior da janela de esquemática selecione:
  - **Insert** → **Template** → **ads\_template\_FET\_curve\_tracer**
- Adicione o transistor representado por seu modelo não linear
  - Componentes da biblioteca **“Microwave Transistors”**
- Ajuste os limites de variação de  $V_{DS}$  e  $V_{GS}$
- Como recomendado pelo fabricante do transistor
- Simule o transistor e, na curva  $I_{DS} \times V_{DS}$ 
  - Escolha o ponto de polarização
  - Trace a reta de carga do amplificador classe A
  - Determine  $R_L$

# Projeto de amplificadores de potência - ADS



DC\_FET

SIM1

VGS\_start=-2

VGS\_stop=0

VGS\_points=10

VDS\_start=0

VDS\_stop=5.0

VDS\_points=41

Disp  
Temp

DisplayTemplate

disptemp1

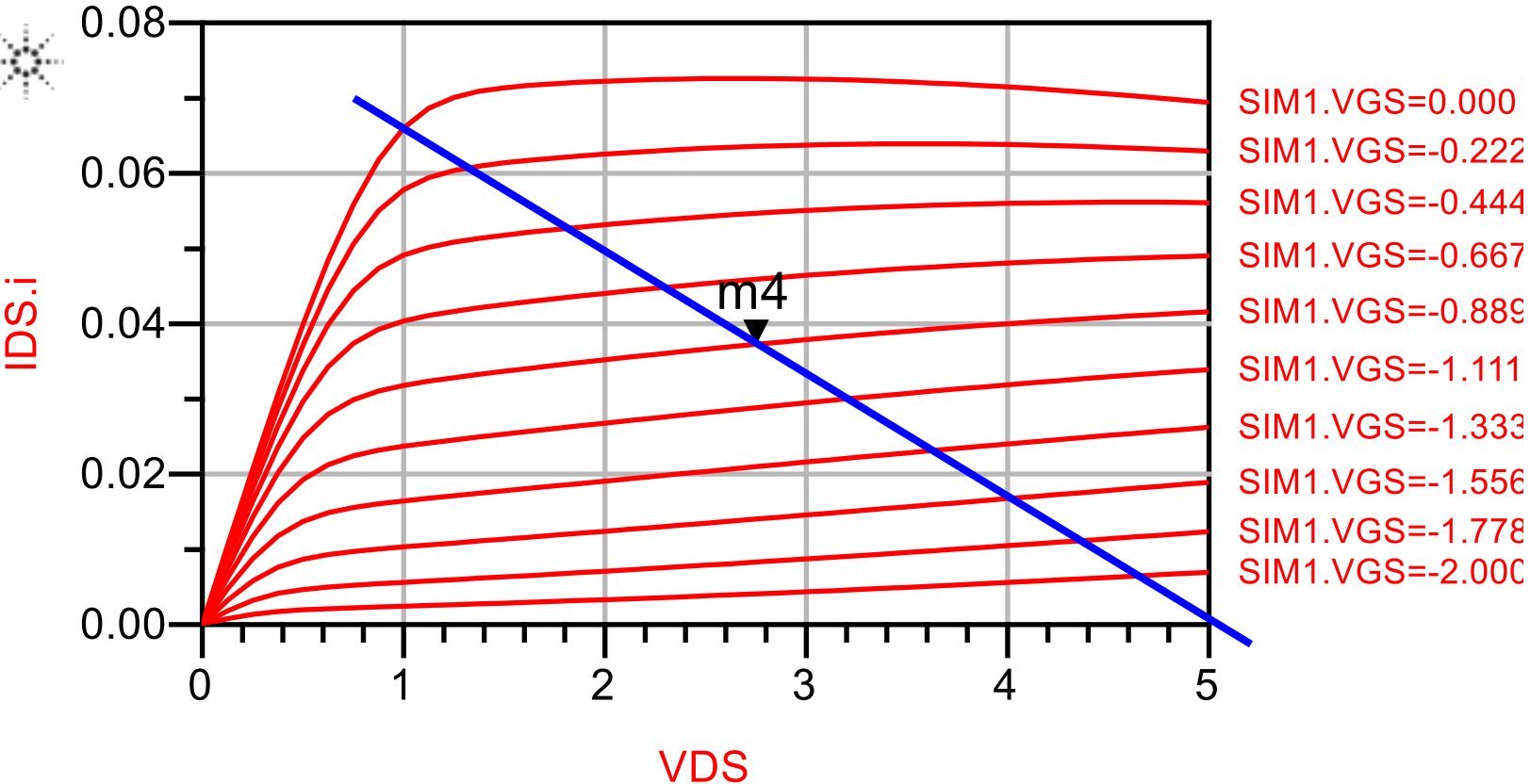
"DC\_FET\_T"

cf\_hp\_ATF26100\_19930609

A1

# Projeto de amplificadores de potência - ADS

Drain Current versus Bias Curves



m4  
indep(m4)=2.750  
vs(IDS.i,VDS)=0.037  
SIM1.VGS=-0.889

- Ponto de polarização
  - $I_{DS} = 34 \text{ mA}$
  - $V_{DS} = 2,75 \text{ V}$
  - $V_{GS} = -0.8 \text{ V}$
- Reta de carga
  - $R_L \approx 4 \text{ V}/0.068 \text{ A} \approx 59 \Omega$