

Amplificadores de Micro-ondas

PSI3581 – Circuitos de Micro-ondas

Profa. Dra. Fatima Salete Correra

Amplificadores de micro-ondas

SUMÁRIO

- ▶ Introdução
- ▶ 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

Amplificadores de micro-ondas

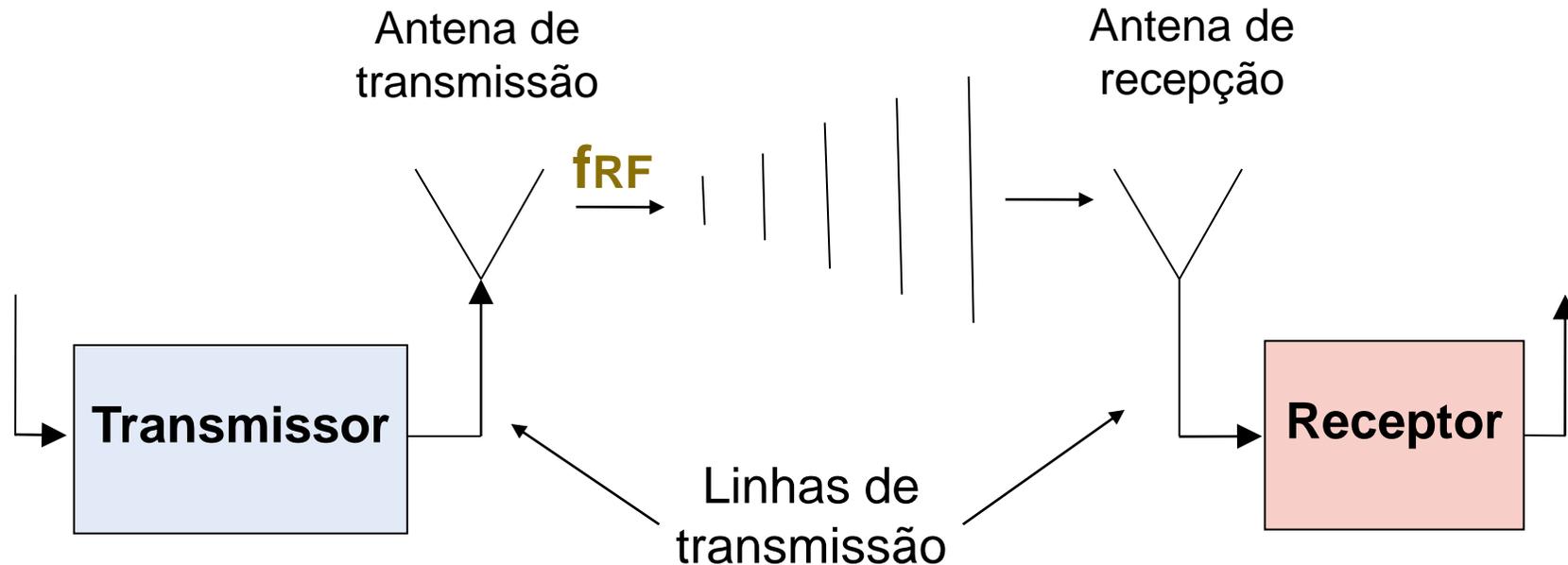
INTRODUÇÃO

- ▶ Aplicação de amplificadores em sistemas de micro-ondas
 - Transmissores
 - Receptores
- ▶ Tipos de amplificadores
- ▶ Diagrama de blocos do amplificador
- ▶ Condições de projeto de amplificadores

Amplificadores de micro-ondas

Aplicação de amplificadores em sistemas de micro-ondas

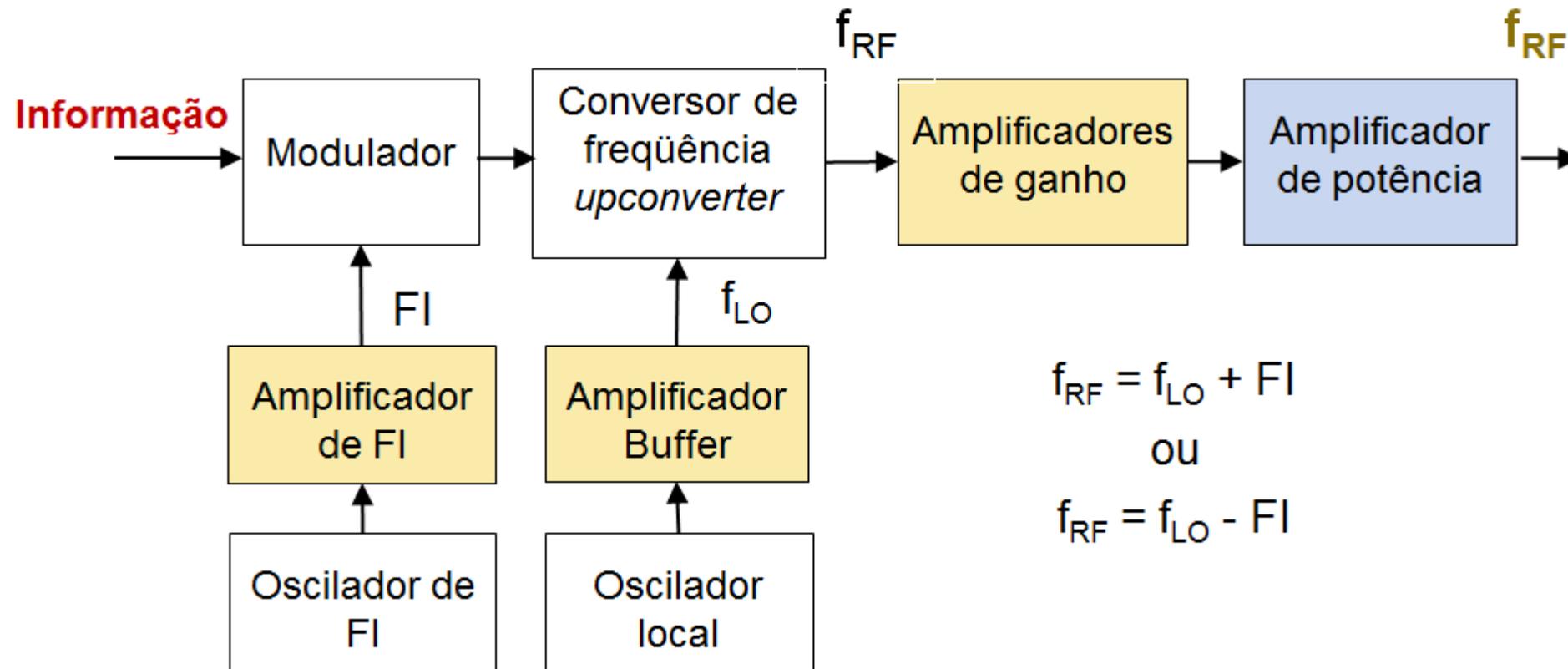
- ▶ Diagrama básico de sistema de comunicação sem fio



Amplificadores de micro-ondas

Aplicação de amplificadores em sistemas de micro-ondas

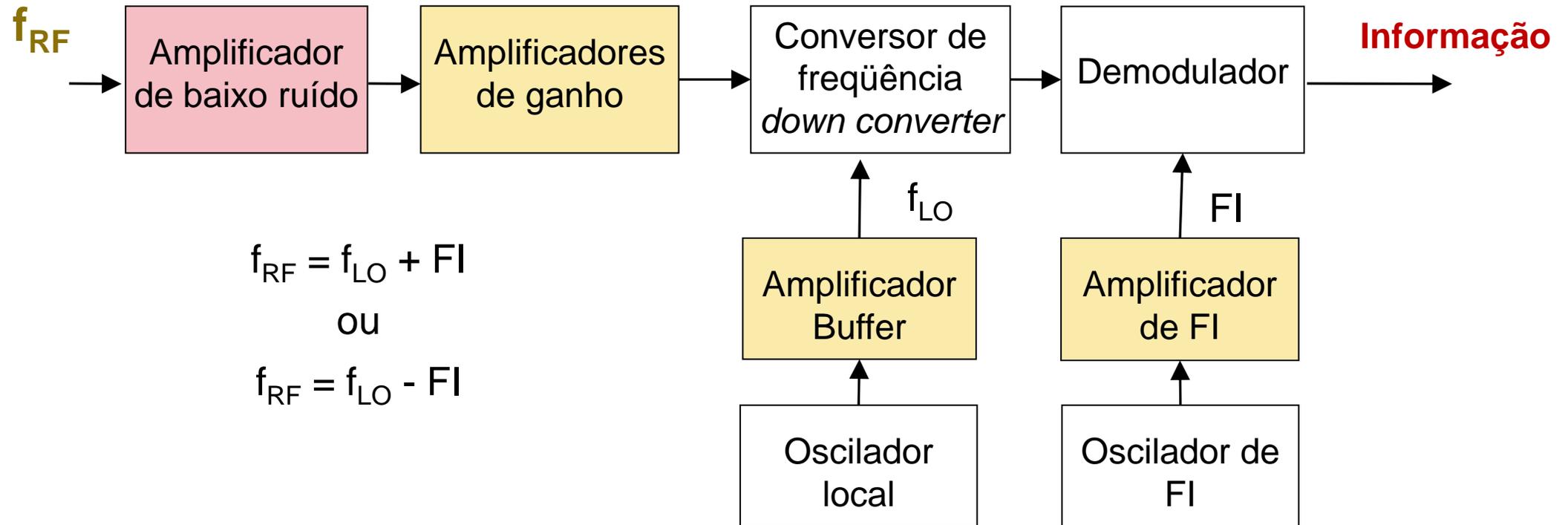
- ▶ Diagrama do transmissor



Amplificadores de micro-ondas

Aplicação de amplificadores em sistemas de micro-ondas

- ▶ Diagrama do receptor



Amplificadores de micro-ondas

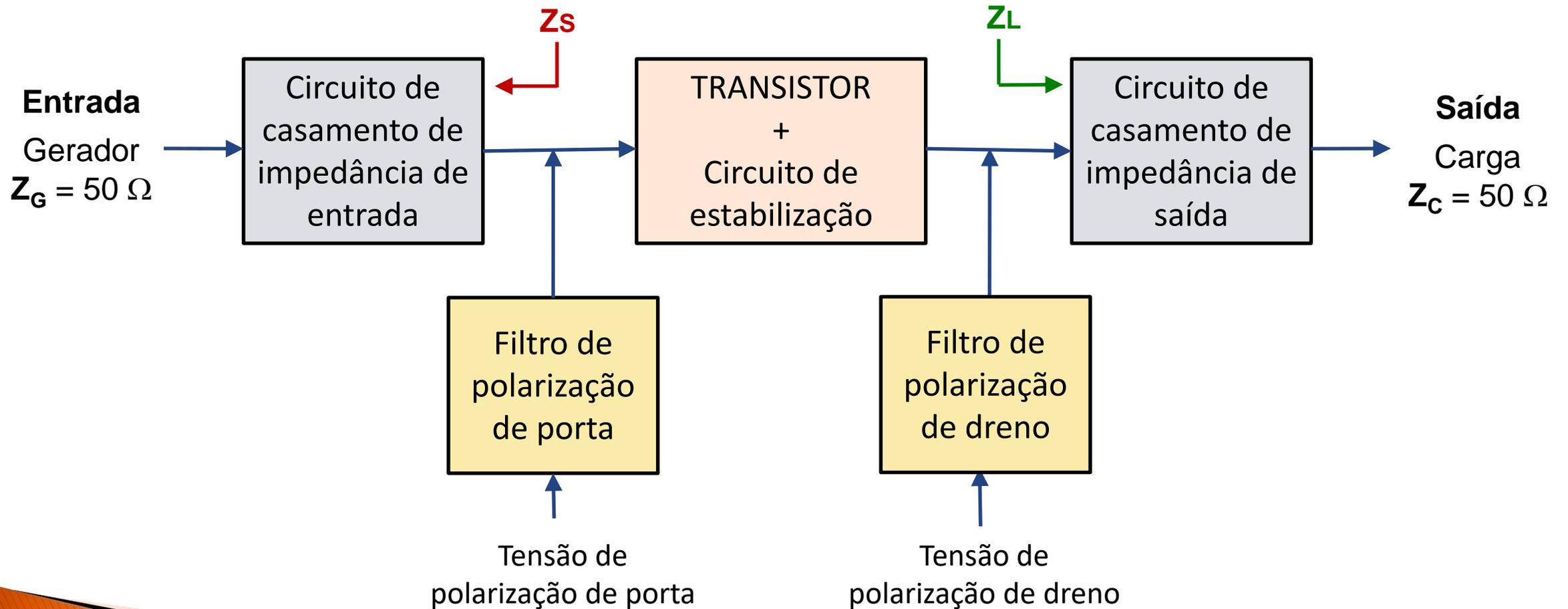
Tipos de amplificadores

Amplificador de Ganho – Amplificador de Baixo Ruído – Amplificador de Potência

	GANHO	FIGURA DE RUÍDO	POTÊNCIA DE SAÍDA
Amplificador de ganho	MÁXIMO	MÉDIO	MÉDIO
Amplificador de baixo ruído	MÉDIO	MÍNIMA	MÉDIO
Amplificador de potência	MÉDIO	MÉDIO	MÁXIMA

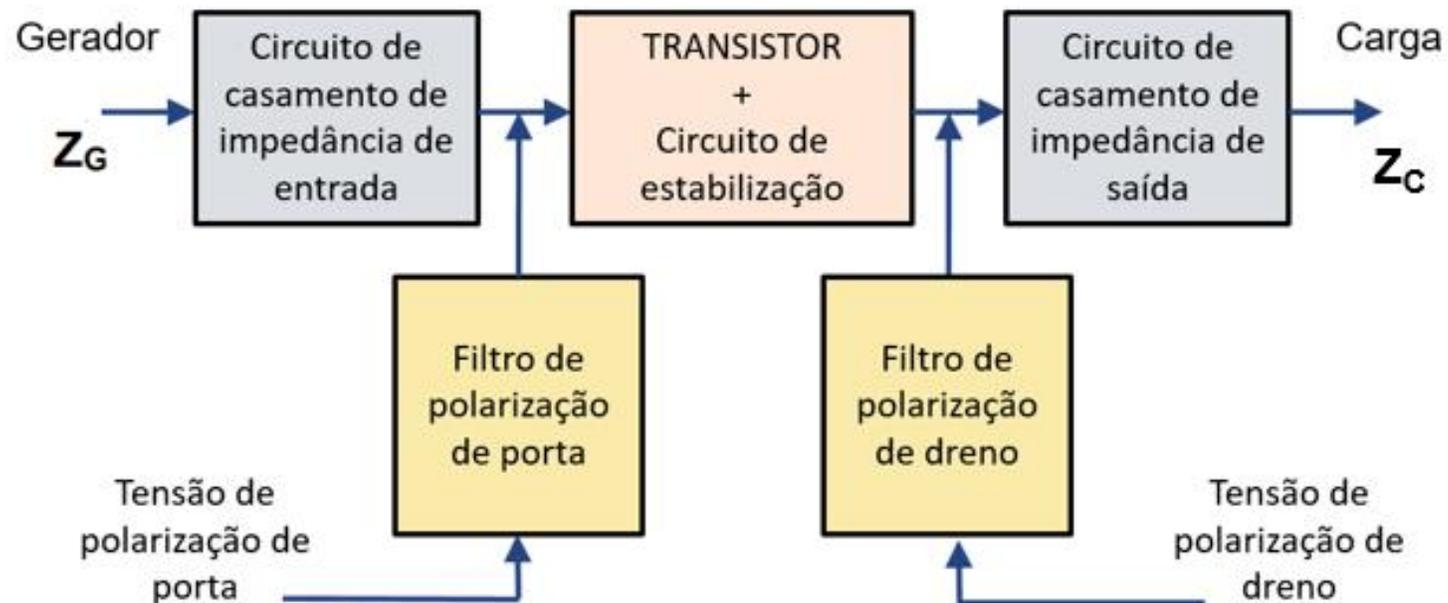
Amplificadores de micro-ondas

Diagrama de blocos do amplificador



Amplificadores de micro-ondas

Diagrama de blocos do amplificador



Circuito de estabilização

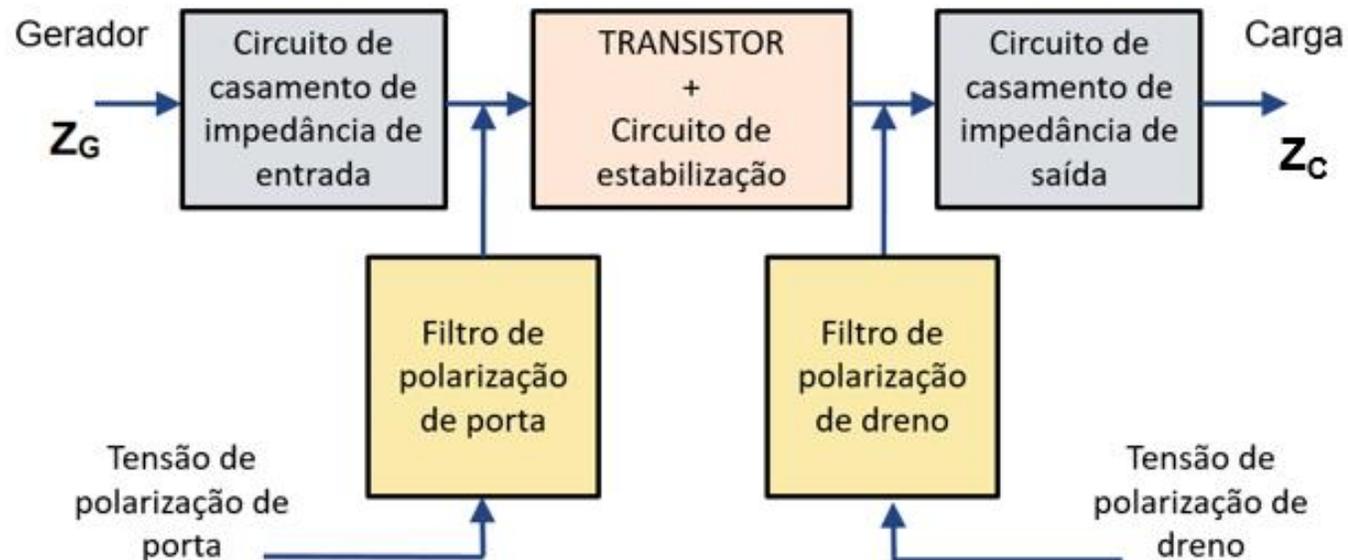
- Usado com transistores condicionalmente estáveis
- Evitam oscilações indesejadas

Filtros de polarização

- Filtros passa-baixa
- Evitam vazamento do sinal de micro-ondas para os circuitos de polarização DC

Amplificadores de micro-ondas

Diagrama de blocos do amplificador



Circuito de casamento de impedância de entrada

- Transforma a impedância do gerador Z_G
- Na impedância desejada na entrada do transistor, visando
 - Maximizar Ganho ou
 - Minimizar Figura de Ruído

Circuito de casamento de impedância de saída

- Transforma a impedância de carga Z_C
- Na impedância desejada na saída do transistor, visando
 - Maximizar Ganho ou
 - Maximizar a Potência de Saída

Amplificadores de micro-ondas

Etapas de projeto

- ▶ **Escolha do transistor**
 - ▶ Depende das especificações do amplificador
 - Frequência de operação
 - Ganho – Figura de ruído – Potência de saída
- ▶ **Análise de estabilidade do transistor**
 - ▶ Estabilização do transistor para evitar oscilação, quando necessário
- ▶ **Projeto das redes de casamento de entrada e saída**
- ▶ **Projeto de filtros de polarização**
- ▶ **Simulação e otimização do amplificador**

Amplificadores de micro-ondas

Condições de projeto dos circuitos de casamento de impedância

- ▶ Dependem do tipo de amplificador

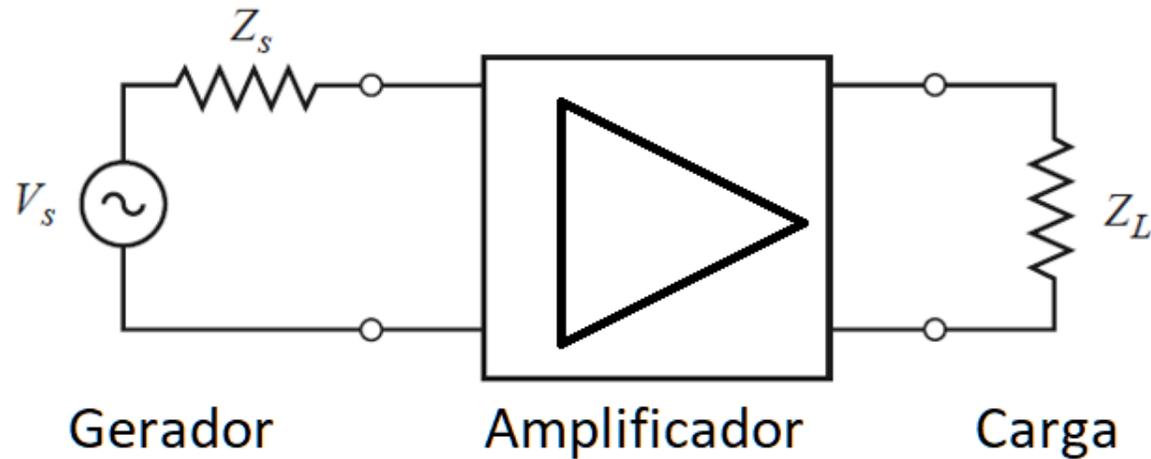
CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA			
	Entrada	Saída	
Amplificador de ganho	Conjugado com a impedância do gerador	Conjugado com a impedância da carga	$G \rightarrow G_{MAX}$
Amplificador de baixo ruído	Impedância de Mínimo Ruído	Conjugado com a impedância da carga	$NF \rightarrow NF_{MIN}$ mas $G < G_{MAX}$
Amplificador de potência	Conjugado com a impedância do gerador	Impedância de Máxima Potência	$P \rightarrow P_{MAX}$ mas $G < G_{MAX}$

Amplificadores de micro-ondas

Definições gerais de ganho de potência de redes de dois acessos

- ▶ Ganho de potência
- ▶ Ganho de potência disponível
- ▶ **Ganho de transdução** → mais usual

Ganho de Potência de Transdução



Ganho de Potência
de Transdução

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

- P_L → potência entregue a carga Z_L
- P_{avs} → potência disponível na fonte,
entregue para uma carga conjugadamente casada
com a impedância do gerador

Ganho de Potência de Transdução

- ▶ Ganho de potência mais usual $\rightarrow G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$
- ▶ Ganho de Potência de Transdução
 - ▶ Relaciona parâmetros práticos de interesse

P_{avs}

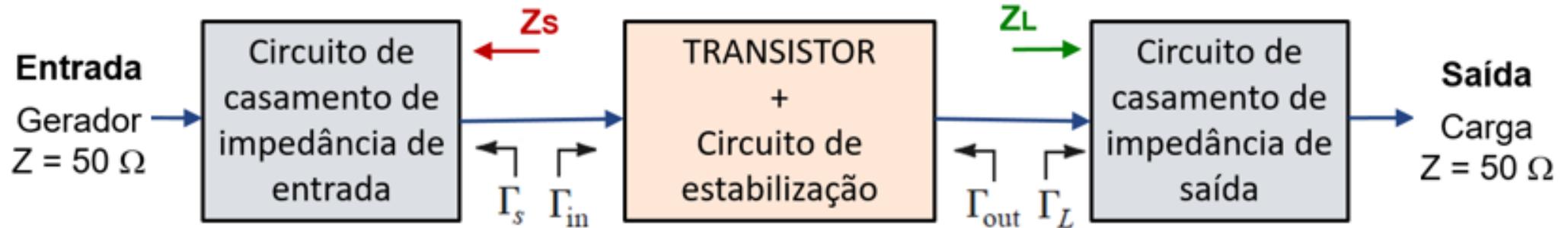
- ▶ Potência que o gerador entregaria a uma carga casada
 - ▶ Potência nominal do gerador
 - ▶ Ajustada pelo usuário do painel do gerador

P_L

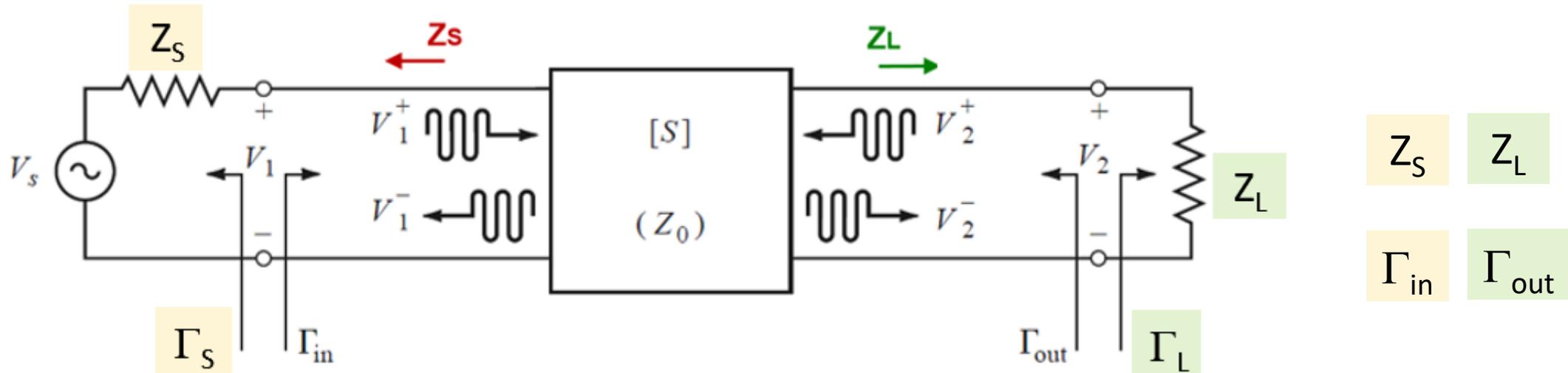
- ▶ Potência recebida pela carga conectada à saída do amplificador
 - ▶ Valor medido por um medidor de potência de micro-ondas na saída do amplificador

Ganho de Potência de Transdução

- ▶ Diagrama de blocos do amplificador

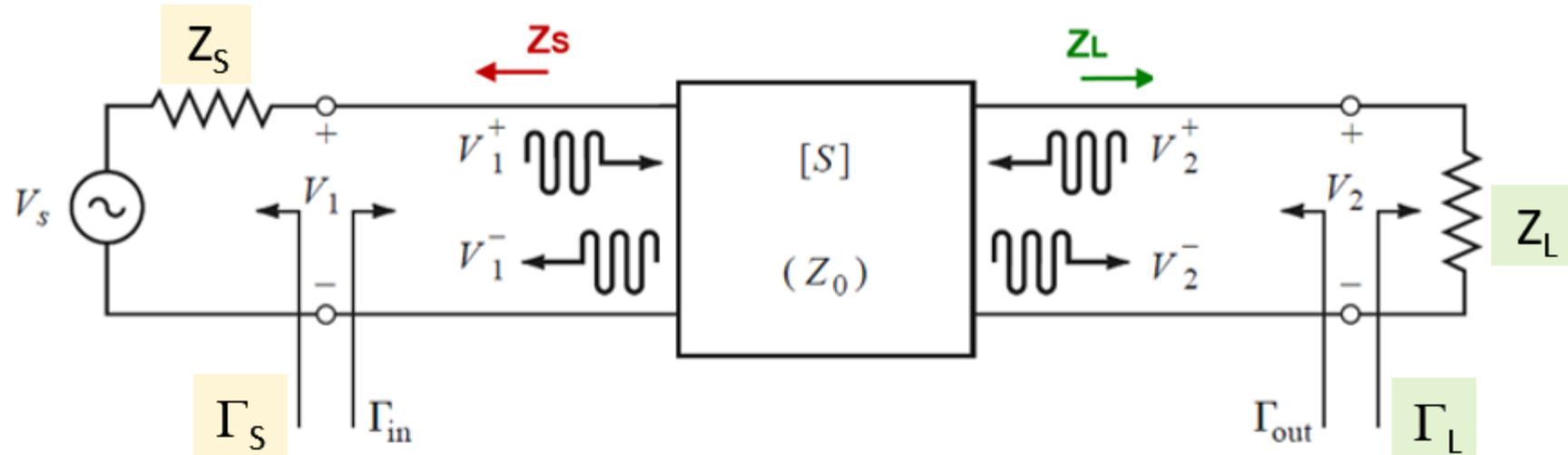


- ▶ Rede de duas portas com impedâncias de fonte e carga arbitrárias



Ganho de Potência de Transdução

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



Fonte (gerador)

- Impedância Z_S

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

Representação da Rede (transistor)

- Matriz $S \rightarrow Z_0$

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

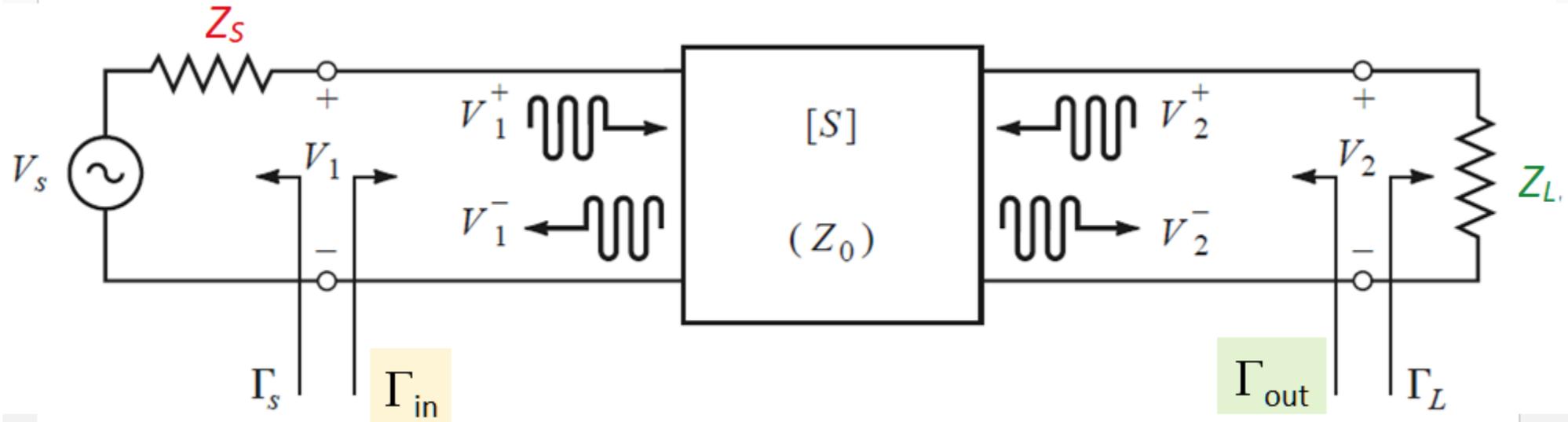
Carga

- Impedância Z_L

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

Ganho de Potência de Transdução

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

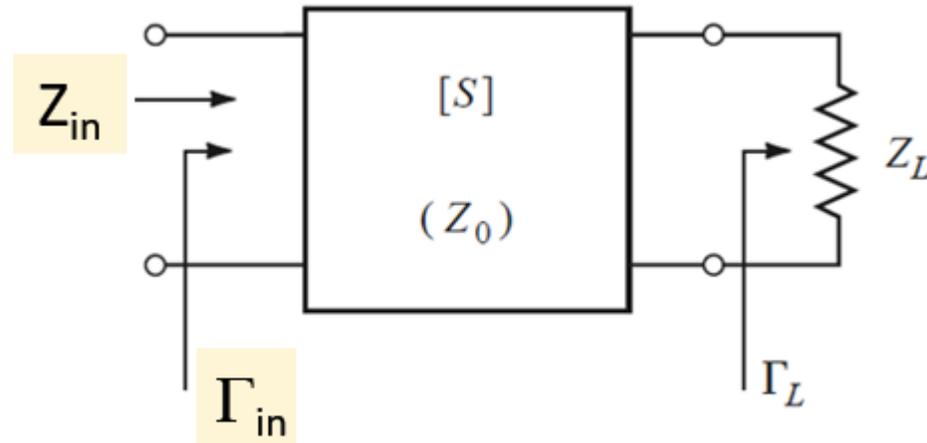


Impedâncias e coeficientes de reflexão dos acessos da rede

$$\text{Entrada} \rightarrow Z_{in} \rightarrow \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

$$\text{Saída} \rightarrow Z_{out} \rightarrow \Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0}$$

Ganho de Potência de Transdução

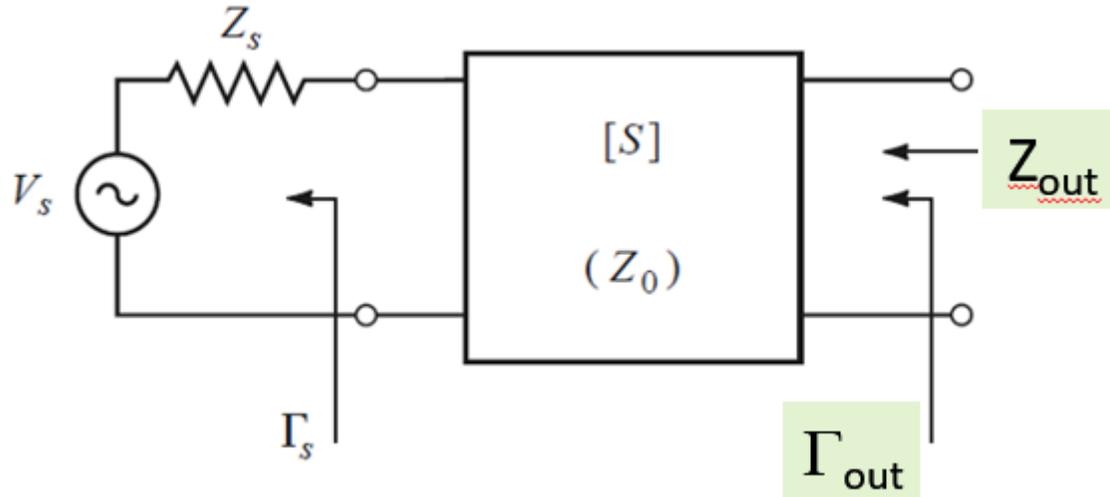


Z_{in} – Impedância de entrada da rede, com saída terminada pela impedância Z_L genérica

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

- ▶ 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 Γ_L
- ▶ Quando $Z_L = Z_0 \rightarrow \Gamma_L = 0 \rightarrow \Gamma_{in} = S_{11}$

Ganho de Potência de Transdução



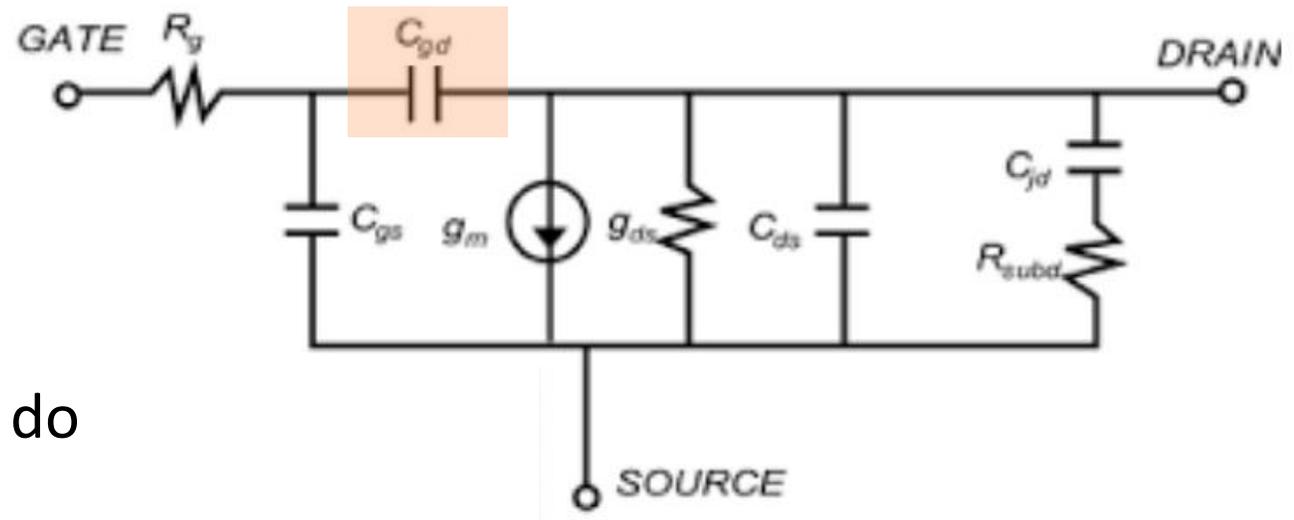
Z_{out} – Impedância de saída da rede, com saída terminada pela impedância Z_s genérica

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

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

Transistor – modelo bilateral

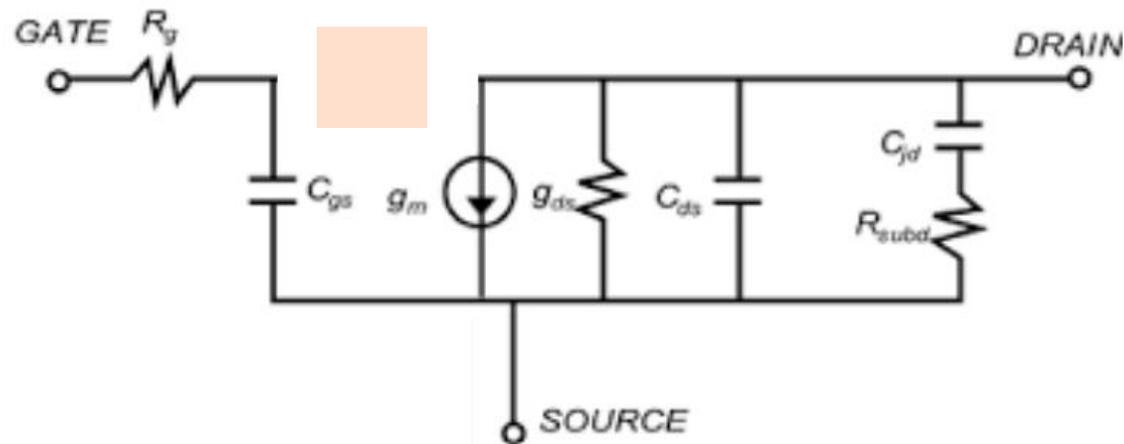
- ▶ O transistor é um dispositivo bilateral
 - ▶ Impedância conectada na saída afeta a impedância de entrada do transistor
 - ▶ Impedância conectada na entrada afeta a impedância de saída do transistor
 - ▶ Resulta em $|S_{12}| \neq 0$
- ▶ Causas da bilateralidade do transistor
 - ▶ Efeitos de realimentação interna do transistor em chip, como C_{gd} do FET
 - ▶ Efeitos de realimentação da cápsula do transistor encapsulado



Modelo BILATERAL de transistor FET em chip

Transistor – modelo unilateral

- ▶ Simplificação usada quando S_{12} é suficiente pequeno para ser desprezado
- ▶ O transistor é modelado como unilateral
 - ▶ Despreza-se efeitos de realimentação internos ao transistor e da cápsula
 - ▶ Impedância conectada á entrada do transistor não afeta sua impedância de saída
 - ▶ Impedância conectada à saída do transistor não afeta sua impedância de entrada

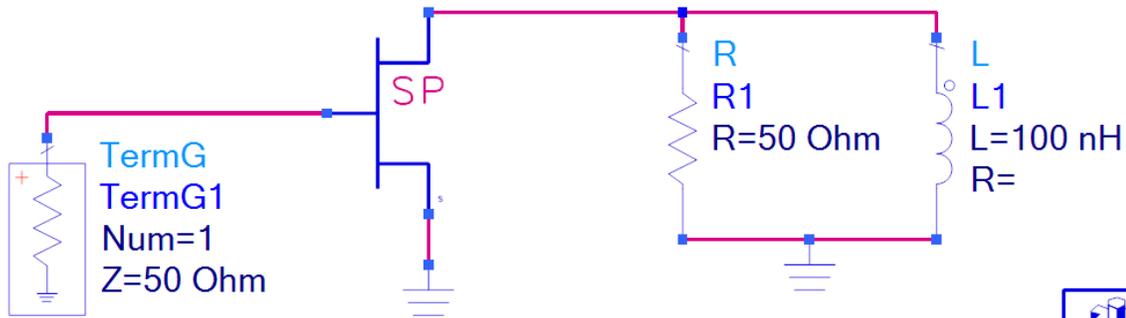


Modelo UNILATERAL de transistor FET

Se $S_{12} = 0$

- $\Gamma_{in} = S_{11}$ qualquer que seja a impedância conectada na saída
- $\Gamma_{out} = S_{22}$ qualquer que seja a impedância conectada na saída

Estude o efeito das impedância conectadas ao transistor

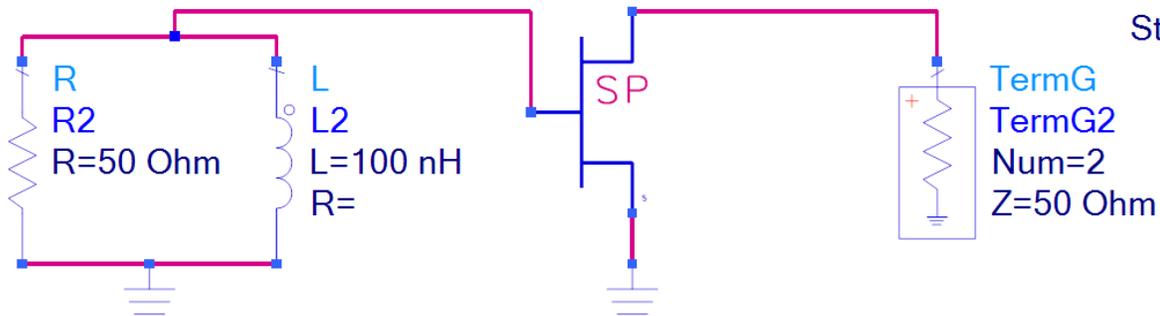


sp_sny_2SK676_19950201
SNP2
Bias="Hemt: Vds=2V Ids=10mA"
Frequency="{2.00 - 18.00} GHz"



S_Param
SP1
Start=2 GHz
Stop=18 GHz
Step=10 MHz

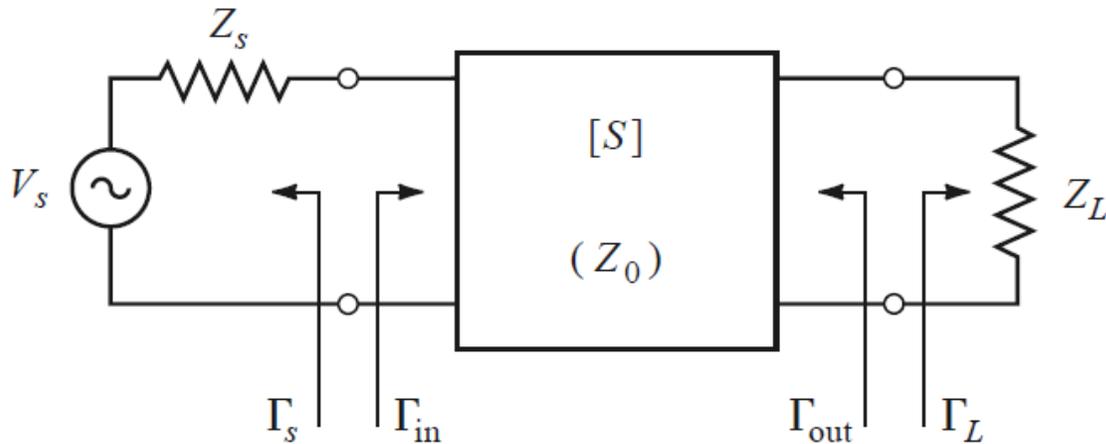
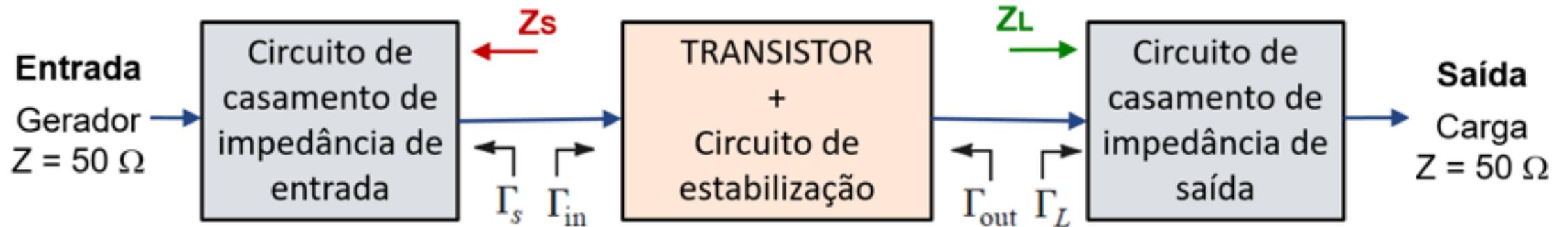
- Varie os valores de R e L, e observe a impedância de entrada (S11 na Carta de Smith)
- Repita para cargas RL série, RC paralelo, RC-série



sp_sny_2SK676_19950201
SNP3
Bias="Hemt: Vds=2V Ids=10mA"
Frequency="{2.00 - 18.00} GHz"

- Varie os valores de R e L, e observe a impedância de saída (S22 na Carta de Smith)
- Repita para cargas RL série, RC paralelo, RC-série

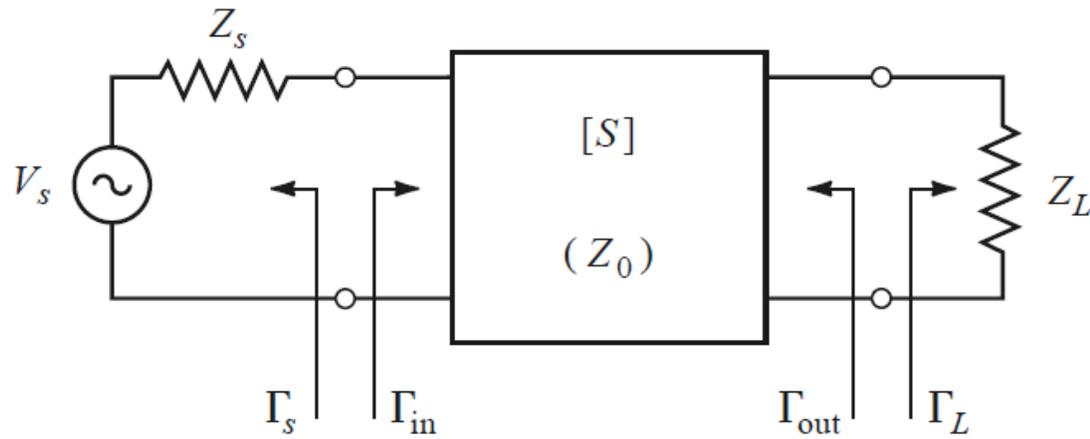
Ganho de Potência de Transdução



Ganho de Potência de Transdução

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

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

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

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

$$\left. \begin{array}{l} \Gamma_S = 0 \\ \Gamma_L = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow G_T = |S_{21}|^2$$

Ganho de Potência de Transdução Unilateral - G_{TU}

Ganho de potência de transdução unilateral

- ▶ Ganho de potência de transdução - G_T

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



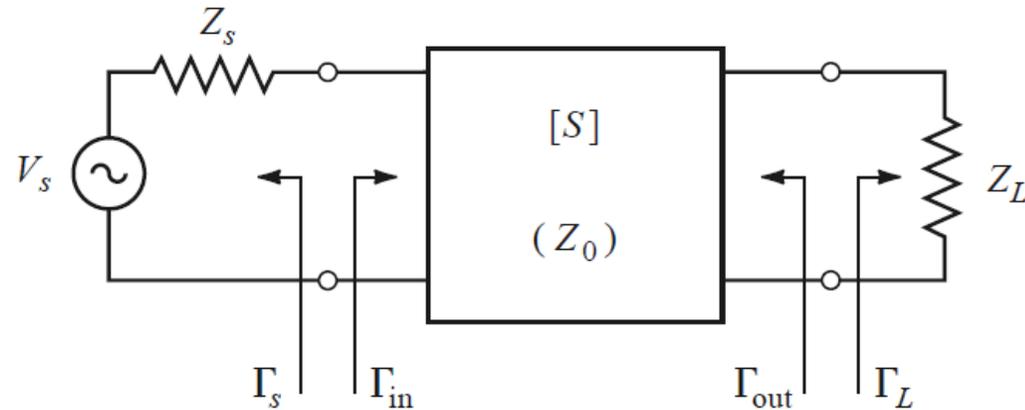
- ▶ Ganho de potência de transdução unilateral - G_{TU}

- ▶ $S_{12} = 0 \rightarrow \Gamma_{in} = S_{11}$

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$



Ganho de potência máximo - G_{MAX}

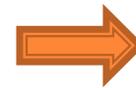


- ▶ Ganho na condição de **casamento conjugado de impedância simultâneo**

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



$$Z_S = Z_{in}^* \quad \text{e} \quad Z_L = Z_{out}^*$$

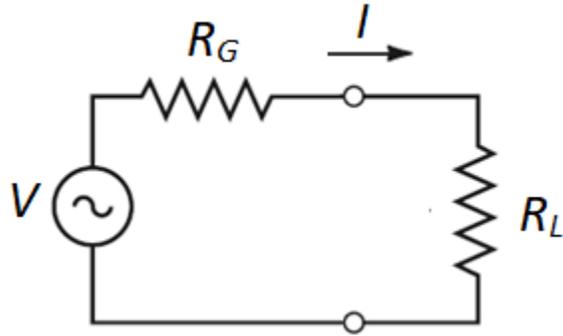


$$G_T = G_{MAX}$$

- ▶ Só é definido para frequências em que o **transistor é incondicionalmente estável**
(caso contrário essa condição pode levar a oscilação)

Casamento conjugado de impedância

- Impedâncias puramente resistivas – R_G e R_L



Corrente na carga

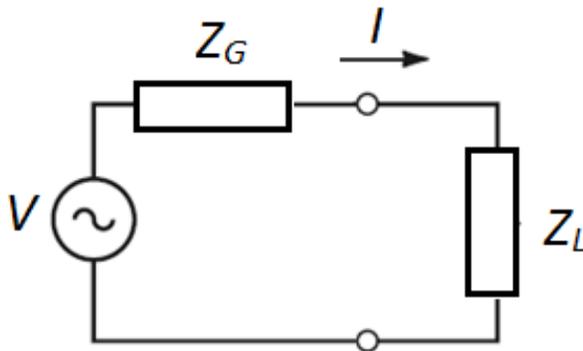
$$I = \frac{V}{R_G + R_L}$$

Potência entregue à carga

$$P = R_L \cdot I^2 = \frac{R_L}{(R_G + R_L)^2} \cdot V^2$$

Condição para máxima transferência de potência para a carga $\rightarrow R_L = R_G$

- Impedâncias complexas – $Z_G = R_G + j.X_G$ e $Z_L = R_L + j.X_L$



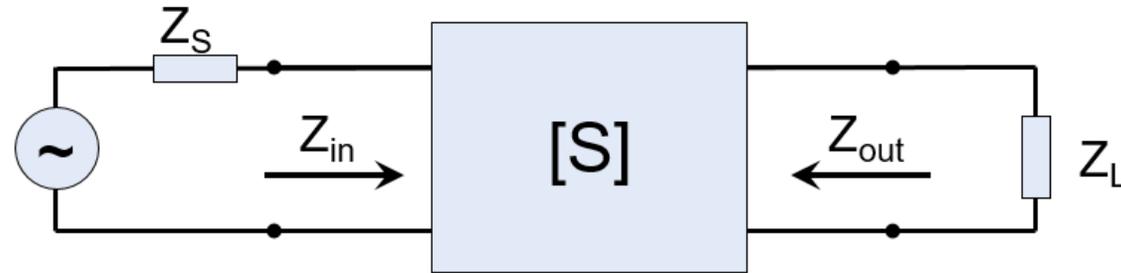
- Condição para máxima transferência de potência para a carga $\rightarrow Z_L = Z_G^*$

Ou seja $\rightarrow R_L = R_G$ e $X_L = -X_G$

Estabilidade do transistor

Estabilidade de uma rede de duas portas

- Rede de dois acessos
- A rede é instável e pode oscilar se



$$|\Gamma_{in}| > 1 \rightarrow \text{Re}(Z_{in}) < 0 \quad \text{e/ou} \quad |\Gamma_{out}| > 1 \rightarrow \text{Re}(Z_{out}) < 0$$

Z_{in} depende de: **Matriz S** e de Z_L

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|$$

Z_{out} depende de: **Matriz S** e de Z_S

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right|$$

Estabilidade do transistor

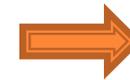
Estabilidade de uma rede de duas portas

Incondicionalmente estável

- A rede é incondicionalmente estável se

$$|\Gamma_{IN}| < 1 \text{ e } |\Gamma_{OUT}| < 1$$

para qualquer valor de $\text{Re}(Z_{IN}) > 0$ e $\text{Re}(Z_{OUT}) > 0$



Nenhuma impedância de terminação com parte real positiva torna o transistor instável

Condicionalmente estável

- A rede é condicionalmente estável

$$|\Gamma_{IN}| > 1 \text{ e/ou } |\Gamma_{OUT}| > 1$$

para uma faixa de valores de $\text{Re}(Z_{IN}) > 0$ e $\text{Re}(Z_{OUT}) > 0$



Algumas impedâncias de terminação com parte real positiva torna o transistor instável

Estabilidade do transistor

Critérios para verificação da estabilidade da rede

Teste K e B1 → Estabilidade requer **K > 1** e **B1 > 0**

- Duas condições devem ser obedecidas simultaneamente para que o transistor seja estável em uma dada frequência

- **K - Fator de Estabilidade de Rollett**
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

e

- **B1 – Medida de estabilidade**
$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0$$

sendo $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Teste K e Δ → Estabilidade requer **K > 1** e **$|\Delta| < 1$**

Estabilidade do transistor

Critérios para verificação da estabilidade da rede

Teste μ

- Distância do centro da carta de Smith até o ponto mais próximo do círculo de estabilidade de saída

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1$$

Teste μ_{prime}

- Distância do centro da carta de Smith até o ponto mais próximo do círculo de estabilidade de entrada

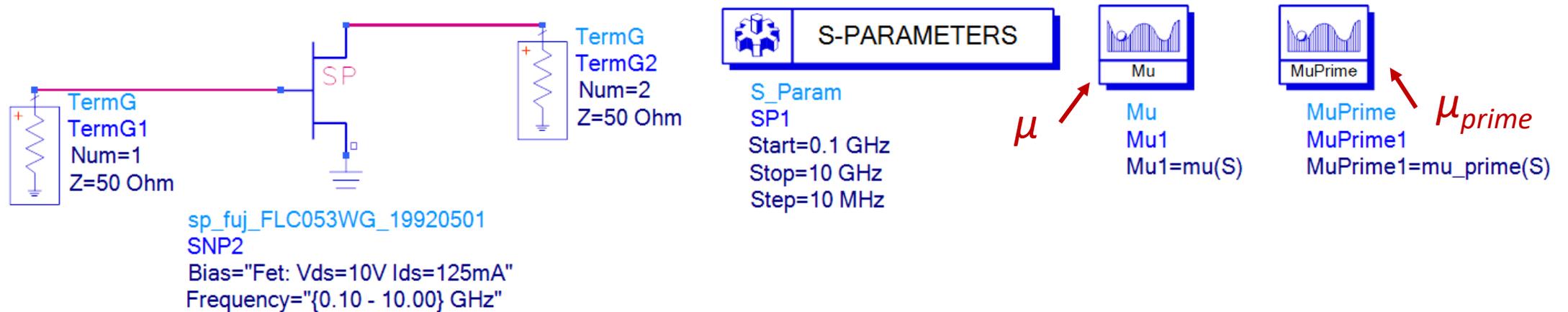
$$\mu_{\text{prime}} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1$$

sendo $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Estabilidade requer $\mu > 1$ ou $\mu_{\text{prime}} > 1$

Atividade com o ADS

Transistor FUJITSU FLC053WG

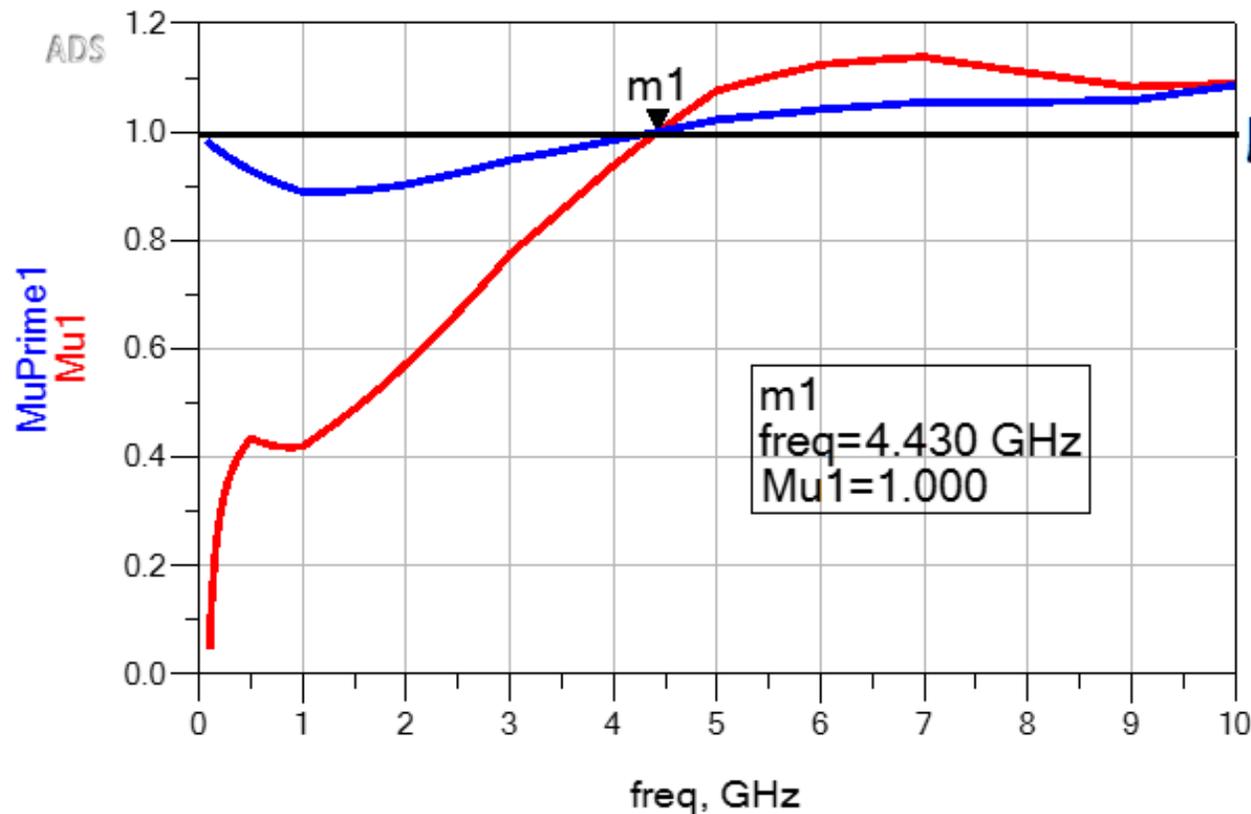


- Simular um transistor de 0,1 a 10 GHz
- Traçar os parâmetros de estabilidade μ e μ_{prime}
- Analisar a estabilidade do transistor através dos testes:

$$\mu > 1 \text{ ou } \mu_{prime} > 1$$

Atividade com o ADS

Incondicionalmente estável $\rightarrow \mu > 1$ ou $\mu_{\text{prime}} > 1$



$\mu = 1$ Incondicionalmente estável

$f > 4,45$ GHz

Condicionalmente estável

$f < 4,45$ GHz

Estabilização do Transistor

- No projeto do amplificador, deve-se analisar a estabilidade do transistor
 - Na banda de frequência do amplificador
 - Em toda a banda de operação do transistor
 - Objetivo → evitar oscilações “in band” e “out band”
- Se o transistor for incondicionalmente estável
 - Projeto das redes de casamento de impedância
- Se o transistor é condicionalmente estável
 - Estabilização do transistor
 - Projeto das redes de casamento de impedância

Estabilização do Transistor

Circuitos de estabilização do transistor

- Auxiliam na estabilidade, mas afetam demais parâmetros do transistor
 - Ganho
 - Figura de Ruído
 - Potência de saída
 - Linearidade
- Solução de compromisso
 - Estabilidade x desempenho do amplificador
- Podem estabilizar o transistor
 - Em banda larga de frequência
 - Em frequências abaixo da banda do amplificador

Estabilização do Transistor

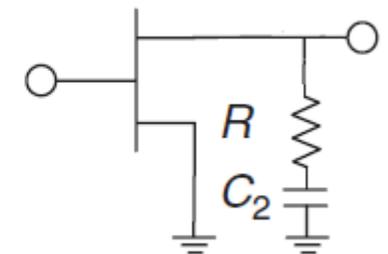
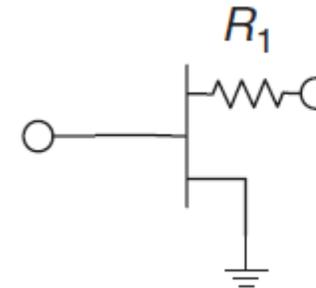
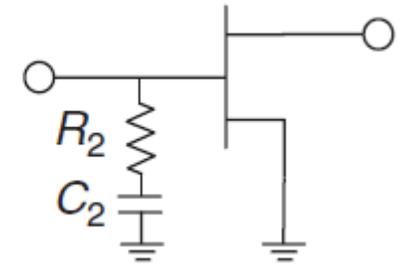
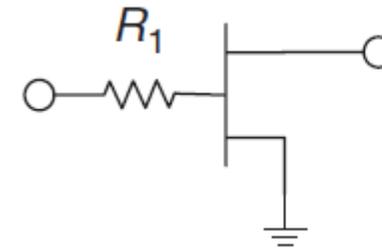
Exemplos de circuitos de estabilização

- Resistores conectados aos acessos do transistor
 - Atuam em banda larga de frequência
- Resistores com capacitores de *bypass* em paralelo
 - Estabilização do transistor em frequências abaixo da banda do amplificador
- Resistores associados a filtros de polarização
 - Estabilização do transistor em frequências abaixo da banda do amplificador

Estabilização do Transistor

Exemplos de circuitos de estabilização

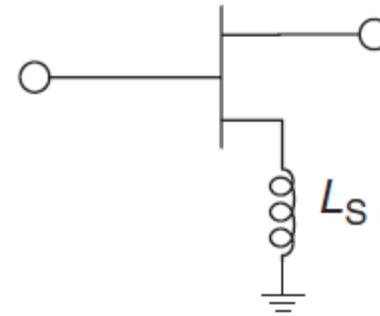
- Resistor em série ou paralelo com a **entrada do transistor**
 - Desvantagem: aumenta a Figura de Ruído
 - Aplicações: amplificadores de ganho e de potência
- Resistor em série ou paralelo com a **saída do transistor**
 - Desvantagem: reduz a potência de saída
 - Aplicações: amplificadores de ganho e de baixo ruído



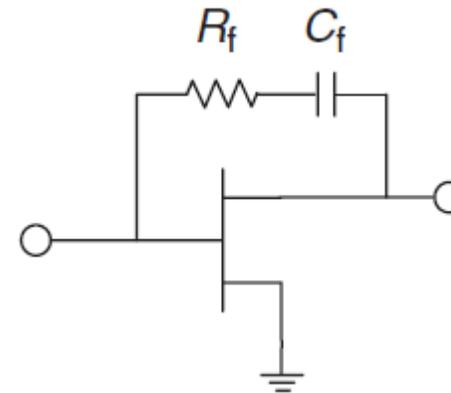
Estabilização do Transistor

Exemplos de circuitos de estabilização

- Realimentação série



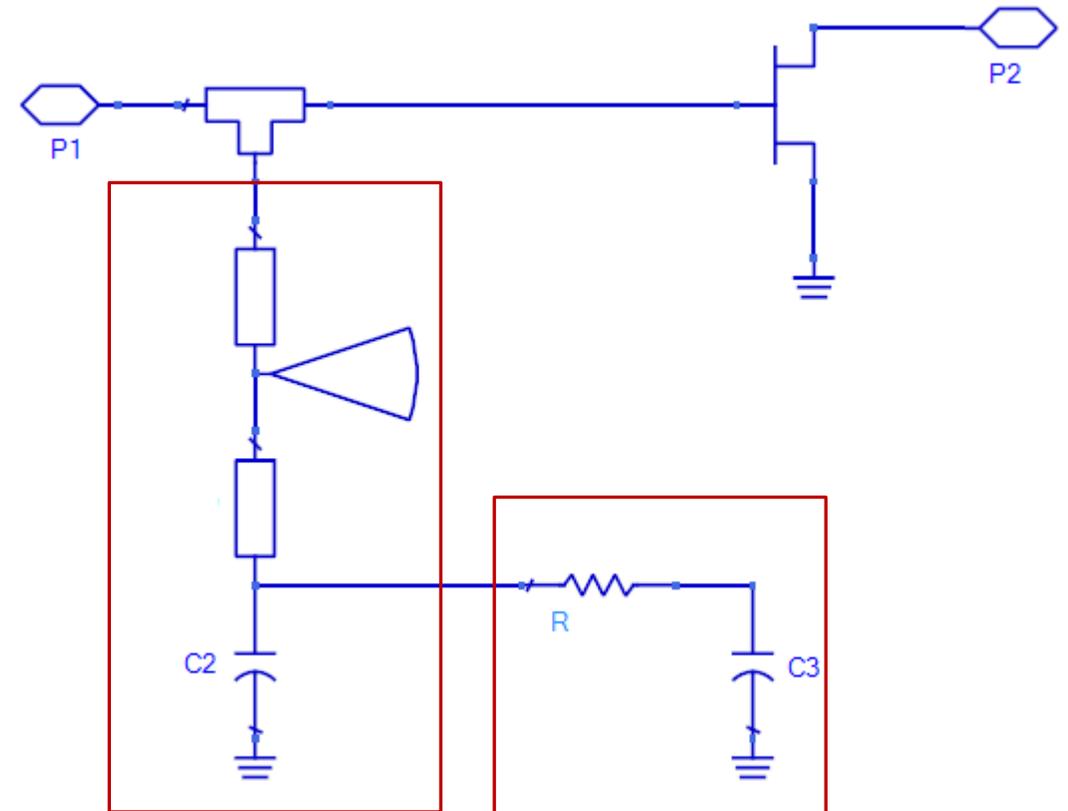
- Realimentação paralela



Estabilização do Transistor

Exemplos de circuitos de estabilização

- Estabilização do transistor via o filtro de polarização
- Usado para estabilizar o transistor em baixas frequências
- Circuito de estabilização
 - Conectado ao filtro de polarização, em paralelo com C1 que tem baixa reatância na banda de operação desejada
 - Resistor R, geralmente de 50Ω
 - Capacitor C3 com baixa reatância na faixa de frequência a ser estabilizada



Filtro de polarização

Circuito de estabilização em baixas frequências

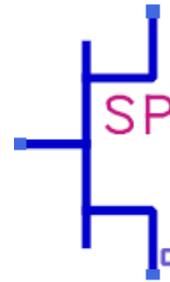
Atividade com o ADS

Transistor Toshiba S8818

- Selecione o transistor na biblioteca S_Parameter do ADS, com $V_{ds} = 3\text{ V}$ e $I_{ds} = 30\text{ mA}$

▼ All Libraries

- > Workspace Libraries
- > ADS Analog/RF Libraries
- > ADS DSP Libraries
- ▼ Read-Only Libraries
 - > Microwave_Transistors
 - > S_Parameter



sp_tsb_S8818_2_19950201

SNP4

Bias="Fet: Vds=3V Ids=30mA"

Frequency="{2.00 - 18.00} GHz"

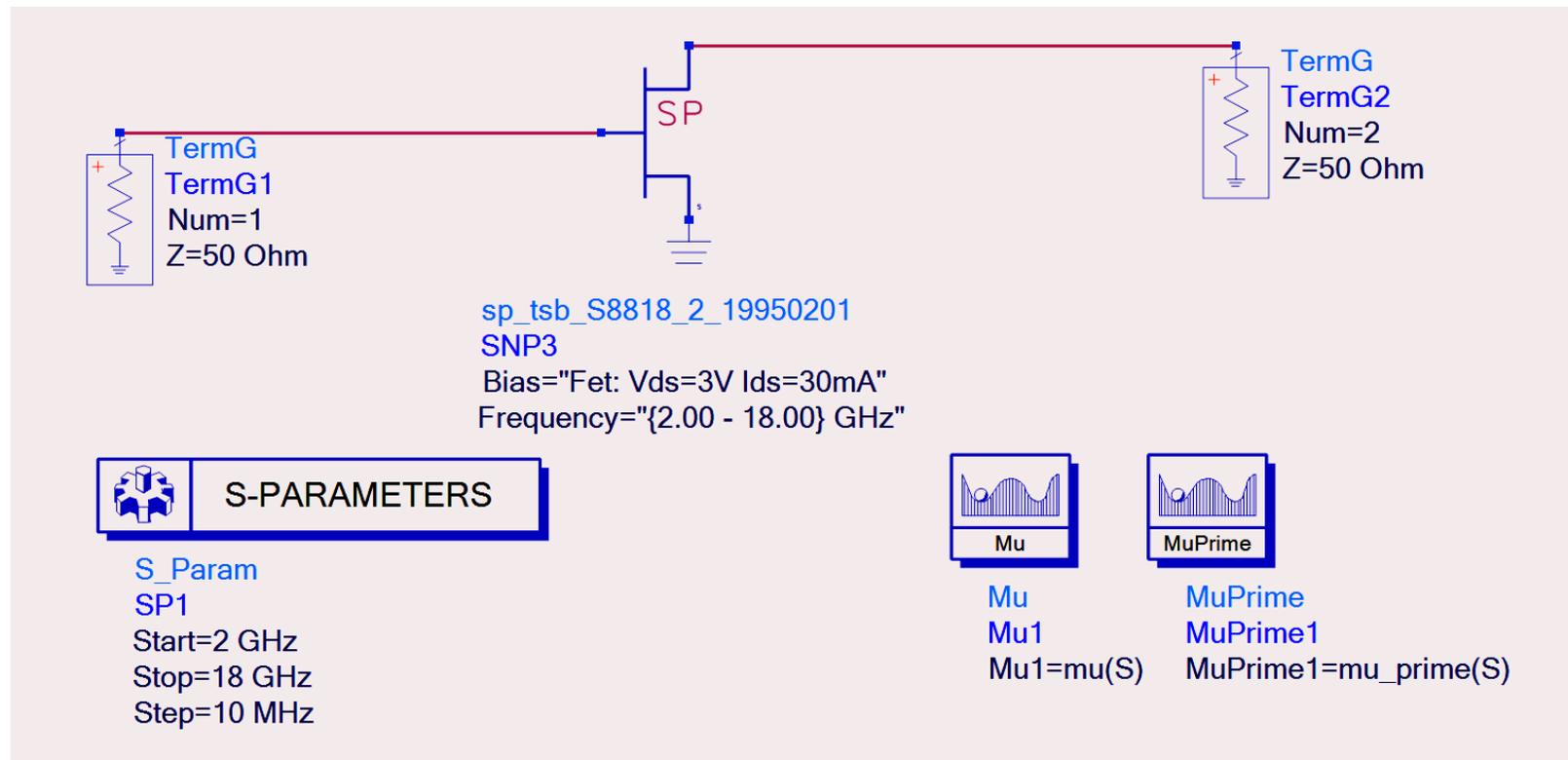
Primeira etapa do projeto

- Estabilizar o transistor em 5 GHz, afetando o menos possível seu ganho@50 Ω , ou seja S_{21} (dB)
- Estabilizar o transistor em banda larga, afetando o menos possível seu ganho@50 Ω , ou seja S_{21} (dB)
- Elementos de estabilização a serem usados: resistência em série com a entrada do transistor e filtro de polarização da porta do transistor

Atividade com o ADS

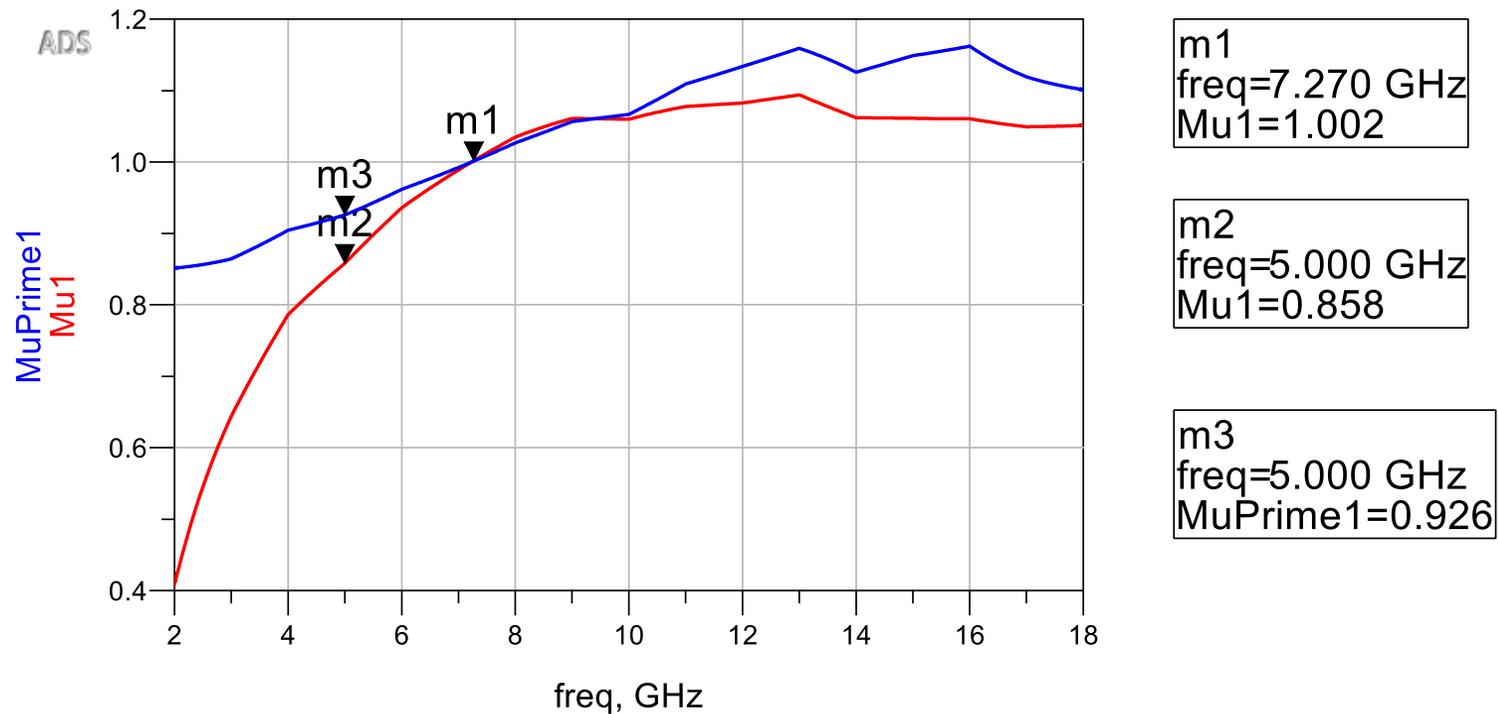
Transistor Toshiba S8818

- Trace μ e μ_{prime} de 2 a 18 GHz
- O transistor é incondicionalmente estável em 5 GHz?



Atividade com o ADS

Transistor Toshiba S8818



O transistor é incondicionalmente estável em 5 GHz?

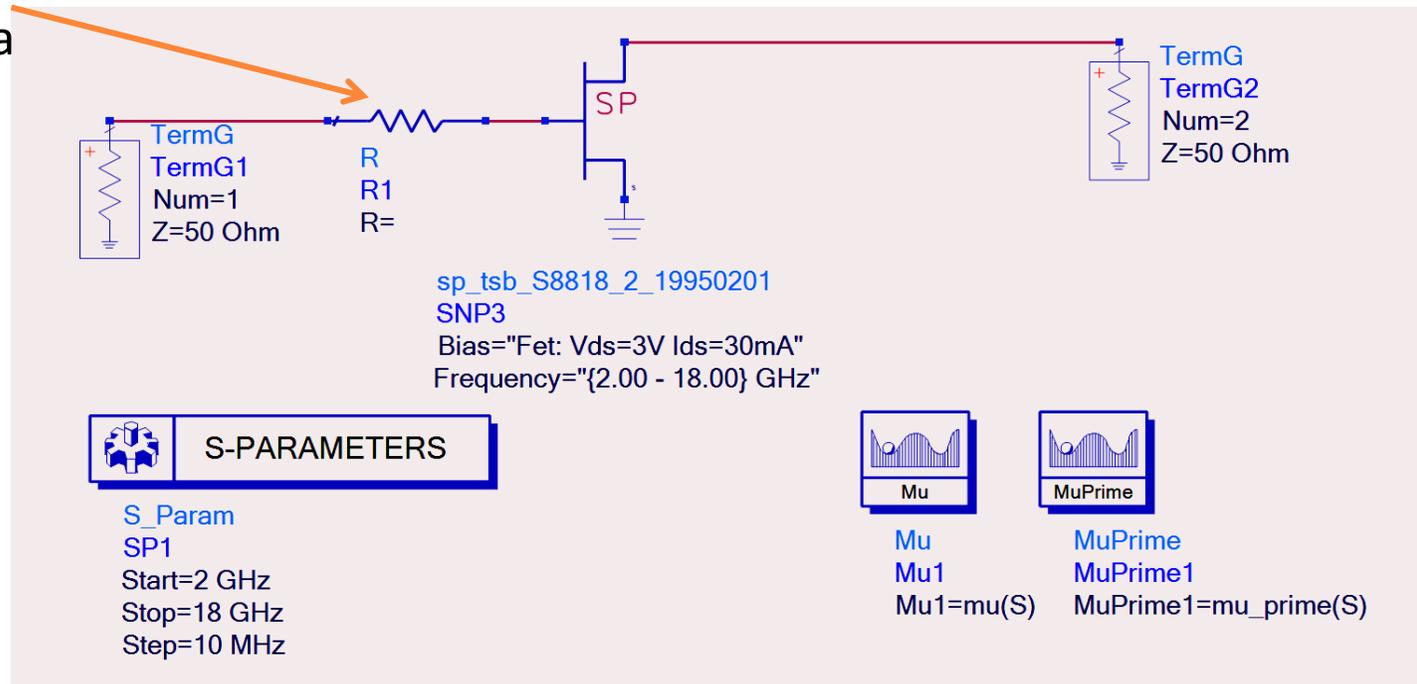
Justifique sua resposta.

Atividade com o ADS

Transistor Toshiba S8818

- Ajuste o resistor R1 para o mínimo valor que estabilize o transistor em 5 GHz
- Verifique como o resistor de estabilização afetou S_{21} (dB)

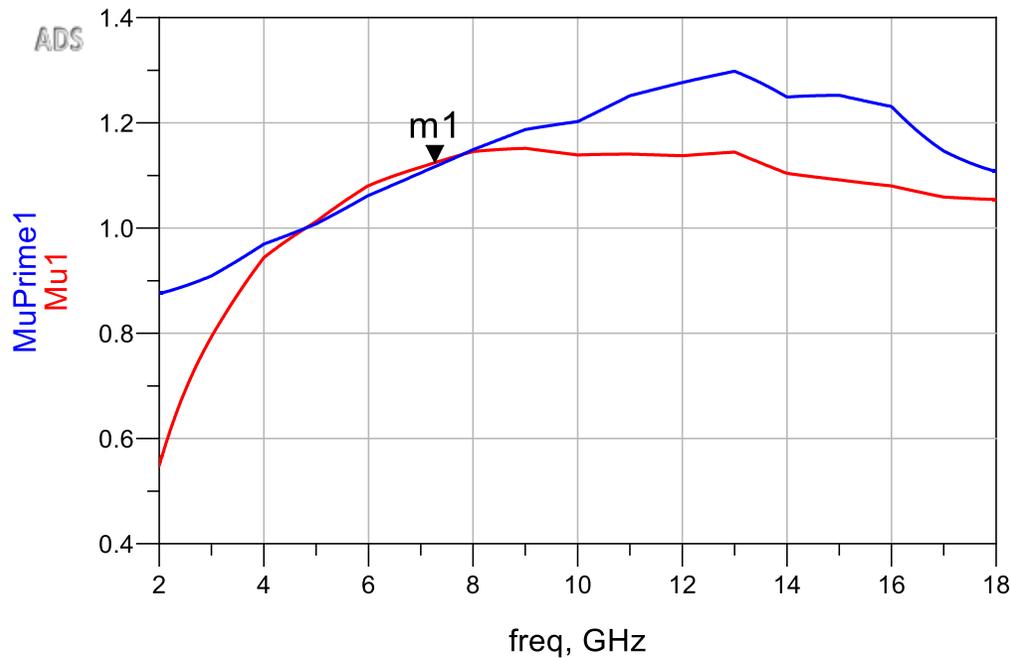
Resistância em
série com a entrada
do transistor



Atividade com o ADS

Transistor Toshiba S8818

- Resistência de $3\ \Omega$ em série com a porta do transistor



m1
freq=7.270 GHz
Mu1=1.124

Verifique o valor de da resistência de estabilização nem S21(dB) em 5 GHz

R (Ohm)	S21(dB) em 5 GHz
3	
6	
9	
12	

Atividade com o ADS

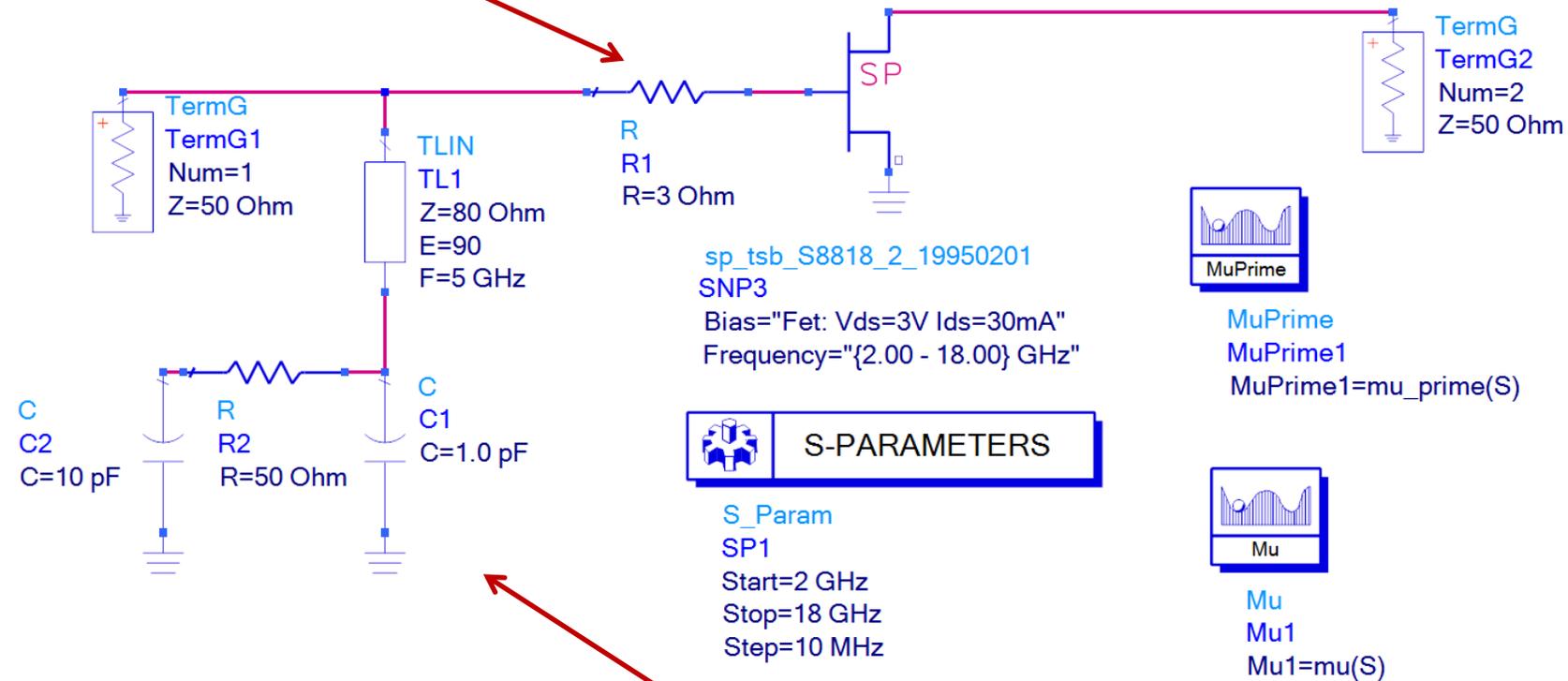
Transistor Toshiba S8818

- Em quais frequência o transistor é condicionalmente estável usando $R1 = 3 \Omega$?
- Verifique qual o valor de $R1$ é necessário para estabilizar o transistor em banda larga.
- Verifique qual o impacto desse valor de $R1$ em $S21(\text{dB})$ do transistor
- Mantenha $R1$ em 3Ω e estabilize o transistor em baixa frequência usando o filtro de alimentação de porta
- Verifique o valor de $S21(\text{dB})$ do transistor em 5 GHz nessa última condição

Atividade com o ADS

Transistor Toshiba S8818

Resistência em série com a entrada do transistor

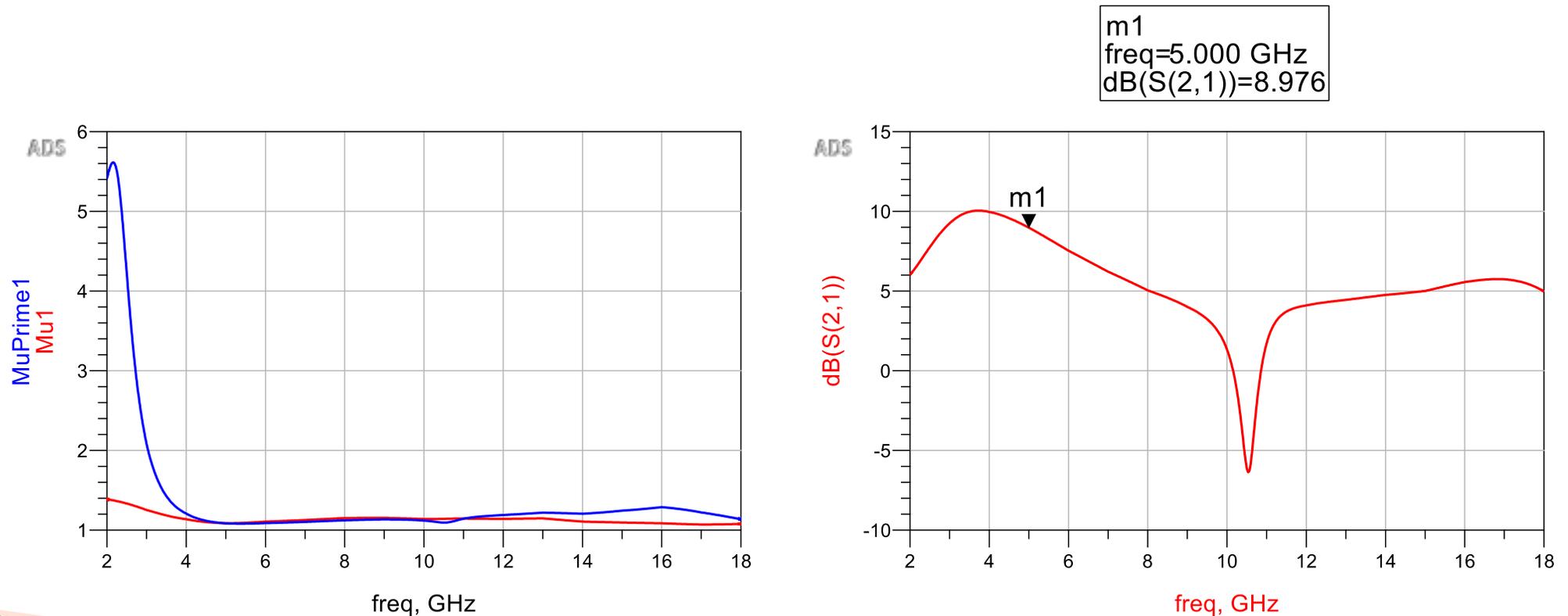


Filtro de polarização com elementos ideais

Atividade com o ADS

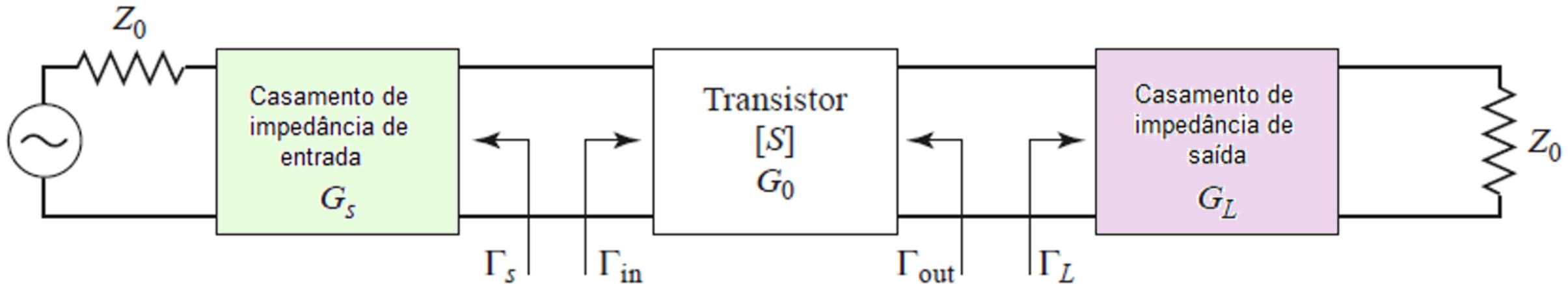
Transistor Toshiba S8818

- Estabilidade – 2 a 18 GHz, sem degradar S21(dB)
- Resistência em série com a portado transistor + filtro de polarização



Projeto de Amplificador a Transistor

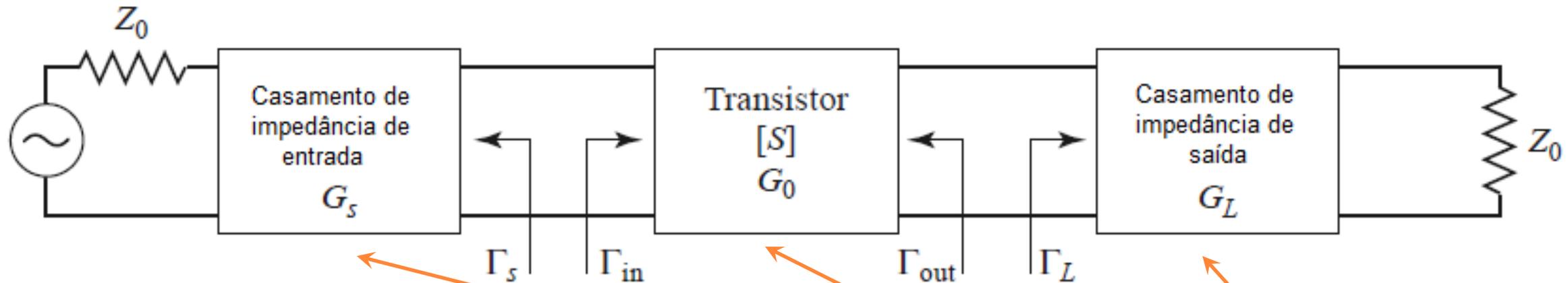
Diagrama de blocos do amplificador



- Ganho do amplificador → depende do transistor
→ depende de Z_S e Z_L
- Circuito de casamento de impedância de entrada
 - Transforma a impedância do gerador $Z_0 \rightarrow Z_S$
- Circuito de casamento de impedância de saída
 - Transforma a impedância da carga $Z_0 \rightarrow Z_L$

Projeto de Amplificador a Transistor

Diagrama de blocos do amplificador



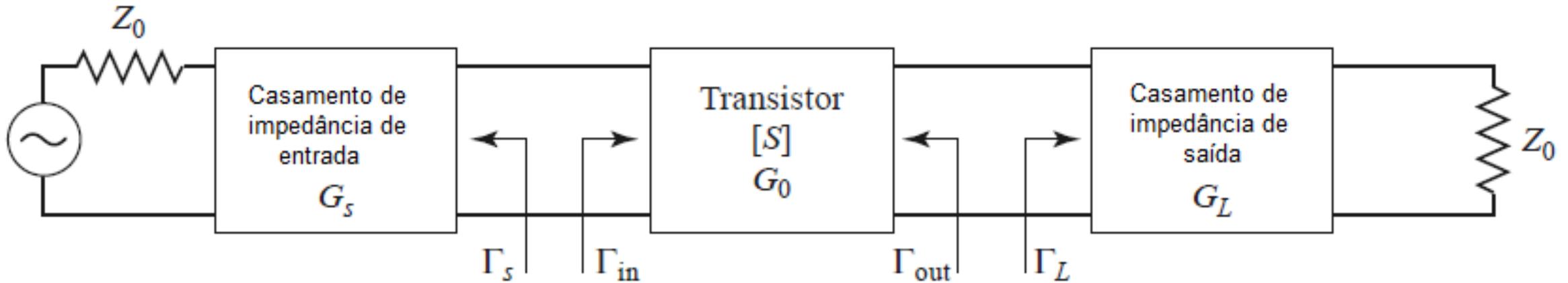
Ganho de potência de transdução

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

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

Projeto de Amplificador

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 Ganho

- Características gerais do amplificador de ganho
 - Ganho máximo
 - Figura de ruído mediana
 - Potência de saída mediana
- Objetivo do projeto
 - Projetar o amplificador de modo a obter o máximo ganho do o transistor na faixa de frequência de projeto
- Amplificadores de banda estreita ($BW \approx 10\%$)
 - Muito usuais em sistemas de comunicação
 - Projeto na frequência central gera bons resultados
 - Exemplo: amplificador para banda ISM de 2,45 GHz:
 - Faixa de operação 2,40 a 2,48 GHz → frequência de projeto: 2,44 GHz

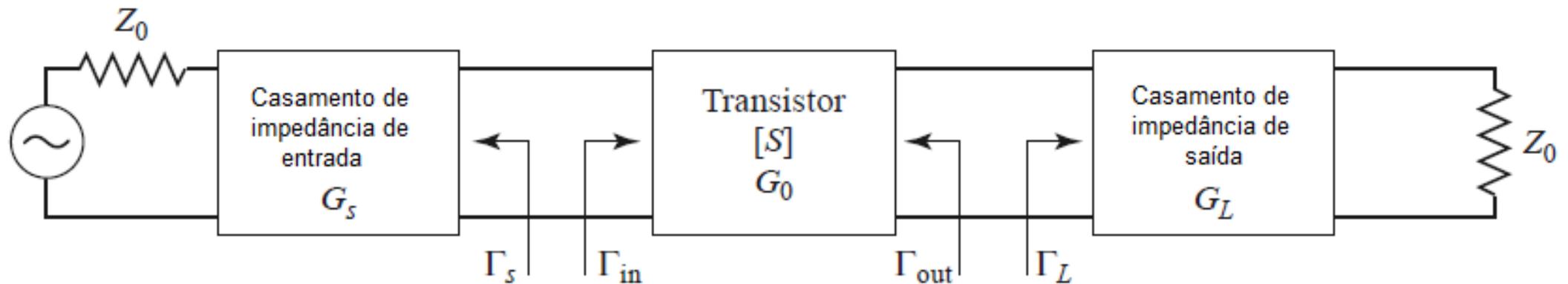
Projeto de Amplificador de Ganho

- Hipóteses de projeto
 - Transistor operando em pequenos sinais (de forma linear)
- Ponto quiescente de polarização do transistor
 - I_{DSQ} e V_{DSQ} no qual o transistor apresenta máximo ganho
- Representação do transistor em pequenos sinais
 - Parâmetros S (no ponto de polarização escolhido), ou
 - Modelo de circuito equivalente de pequenos sinais
- Condição de projeto para máximo ganho
 - Casamento de impedância conjugado simultâneo
 - entrada do transistor casada com a impedância do gerador
 - saída do transistor casada com a impedância de carga

Projeto de Amplificador de Ganho

Casamento conjugado de impedância

- **Objetivo**
 - Maximizar a transferência de potência do gerador para o transistor
 - Maximizar a transferência de potência do transistor para a carga

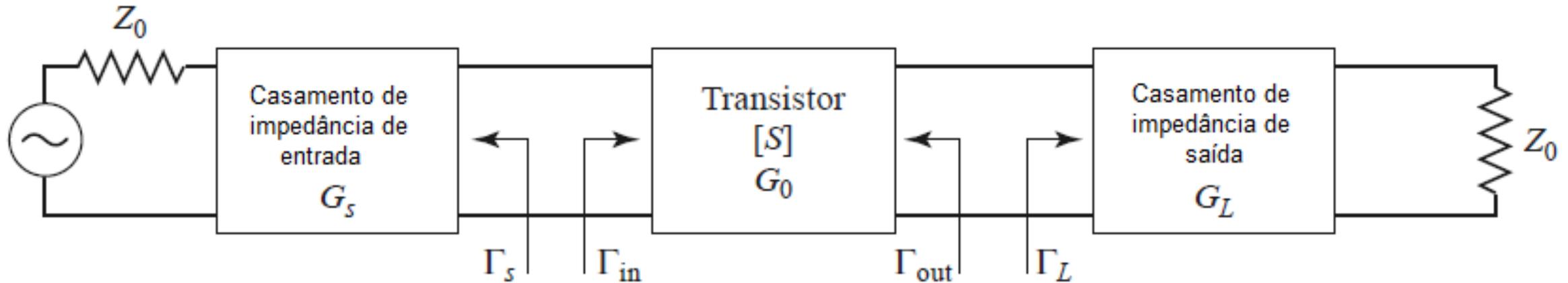


- Casamento de impedância conjugado simultâneo

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

$$Z_S = Z_{in}^* \quad \text{e} \quad Z_L = Z_{out}^*$$

Projeto de Amplificador de Ganho



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

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

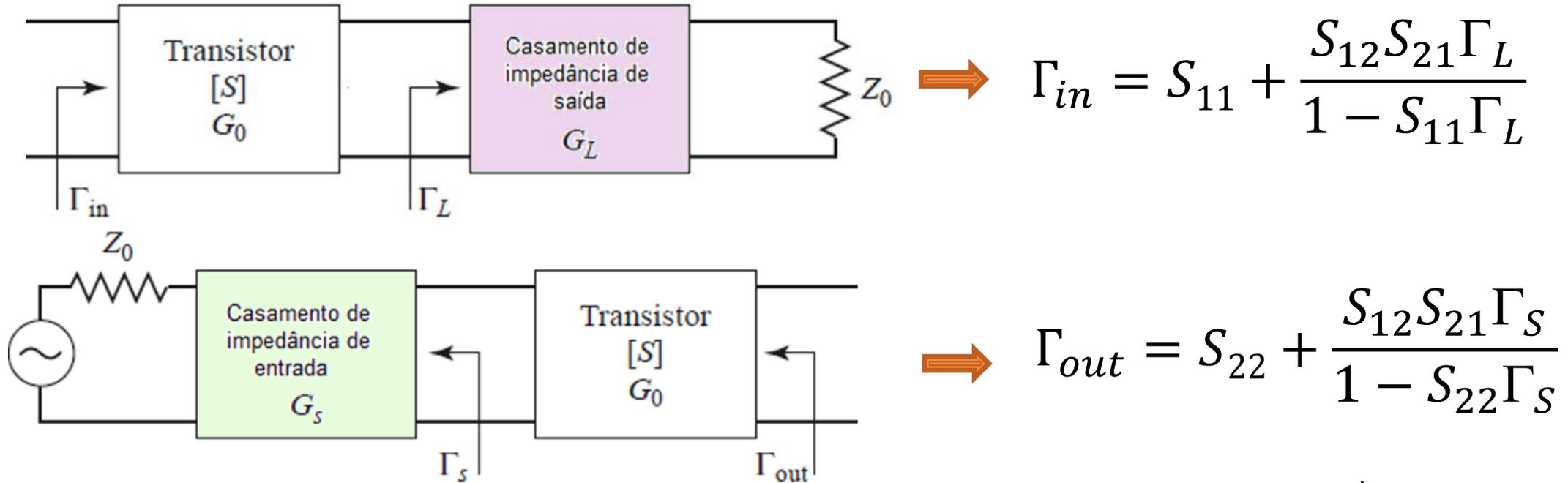
$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad \mathbf{e} \quad \Gamma_{out} = \Gamma_L^*$$

- Mas Γ_{in} depende de Γ_L e Γ_{out} depende de Γ_S

- Temos quatro incógnitas $\rightarrow \Gamma_{in} \quad \Gamma_{out} \quad \Gamma_S \quad \Gamma_L$

Projeto de amplificador de ganho

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



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

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

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

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

Casamento de impedância conjugado simultâneo na entrada e saída do transistor

Projeto de amplificador de ganho

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

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

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

sendo

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

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

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

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

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

- 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 ganho

Ganho de potência de transdução máximo

- Só é definido para **transistor incondicionalmente estável** $\rightarrow K > 1$

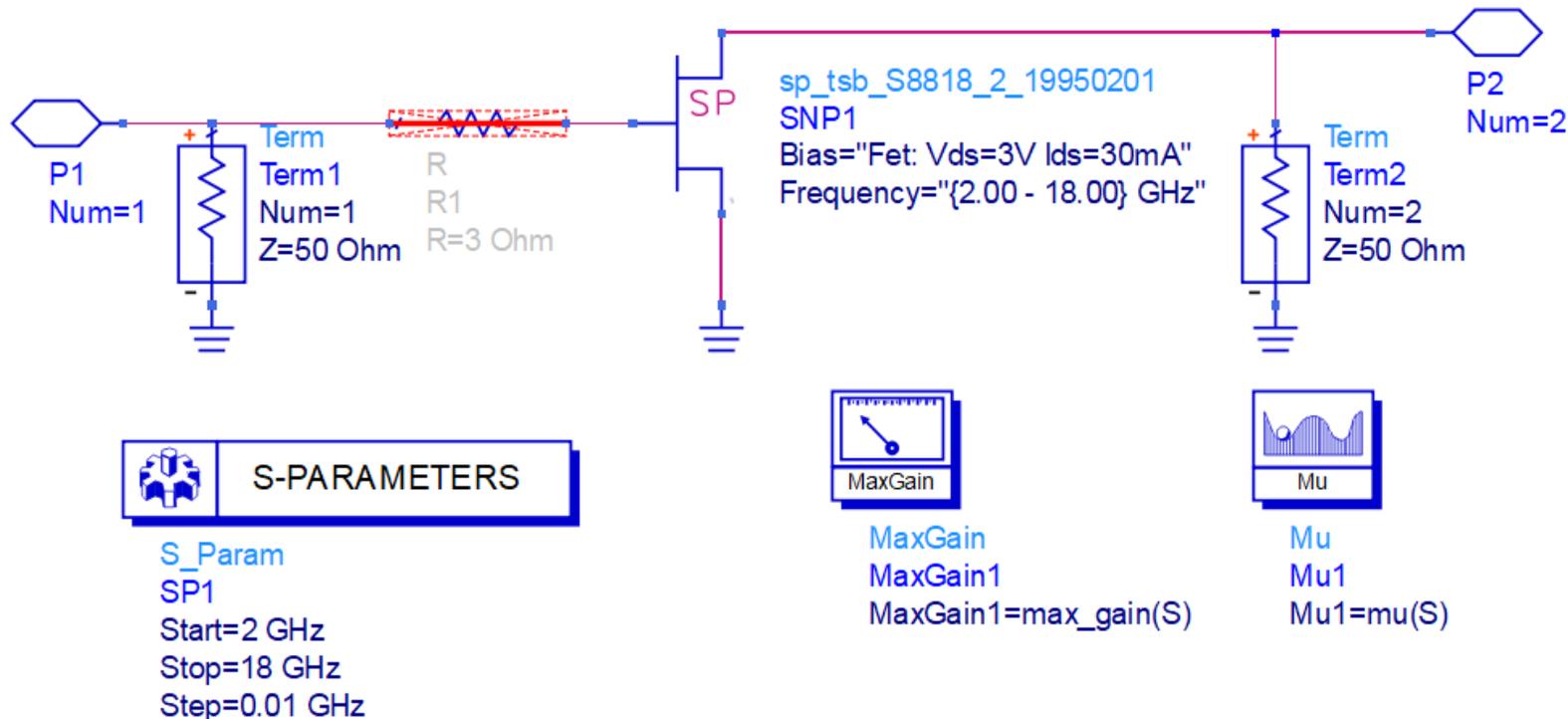
$$G_{T_{\max}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad G_{T_{\max}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

- Se o transistor é **condicionalmente estável** $\rightarrow K < 1$,
 - A equação de ganho máximo não se aplica
 - Define-se “Máximo Ganho Estável” – G_{msg}
 - Para $K = 1$
 - Útil para comparar transistores
 - Na prática $G < G_{msg}$

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

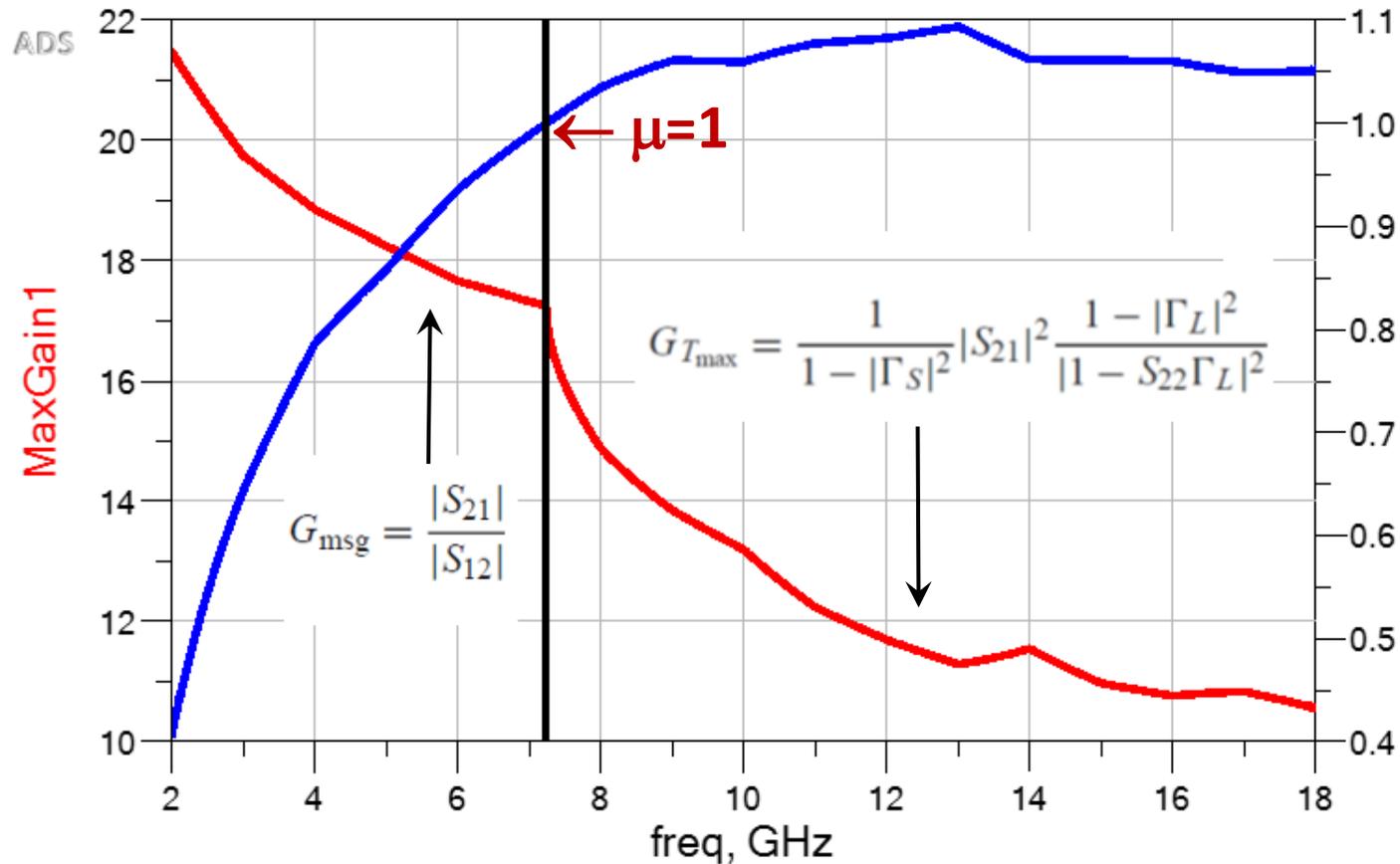
Projeto de amplificador de ganho

ADS → Ganho de potência de transdução máximo → **MaxGain**



- Em um mesmo gráfico cartesiano, trace as curvas:
 - MaxGain x frequência
 - Mu x frequência
- Em outro gráfico cartesiano, trace as curvas:
 - MaxGain x frequência
 - S21(dB) x frequência

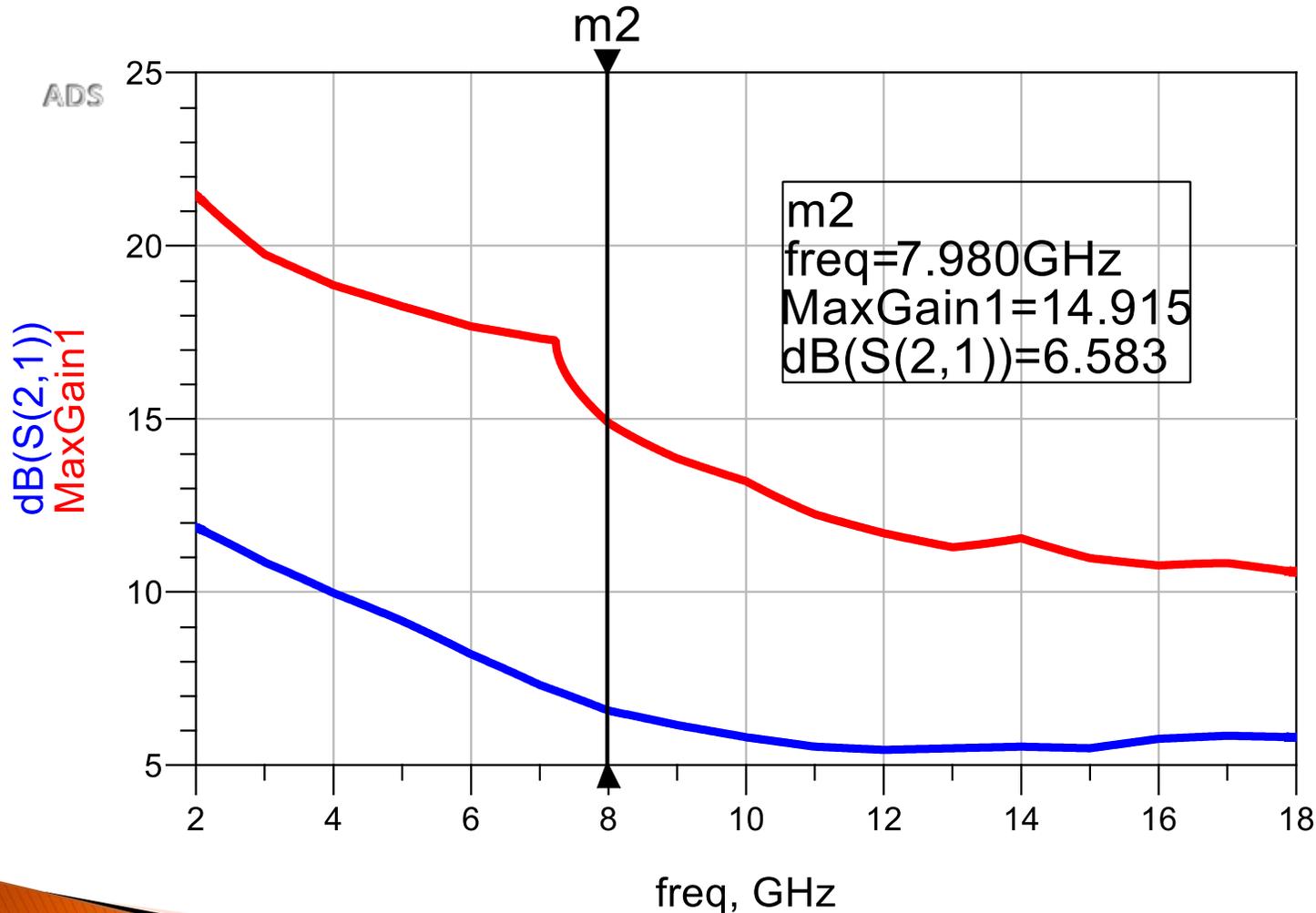
Projeto de amplificador de ganho



Região condicionalmente estável
 Máximo ganho disponível x frequência

Região incondicionalmente estável
 Ganho máximo x frequência

Projeto de amplificador de ganho



Em 8 GHz

$S_{21}(\text{dB}) = 6,583 \text{ dB}$

Ganho do transistor @ 50Ω

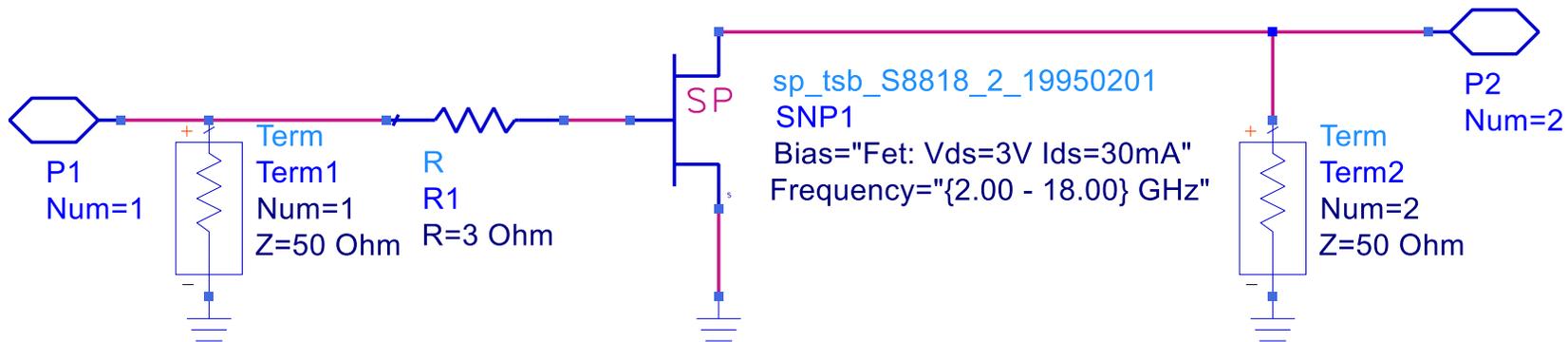
Ganho máximo = 14,915 dB

Casamento conjugado simultâneo
de impedância

Aumento $\approx 8,5 \text{ dB}$ no ganho!

Projeto de amplificador de ganho

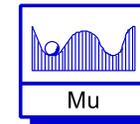
- Use um resistor de estabilização com $R = 3 \Omega$ e anote o valor do ganho máximo em 5 GHz
- Aumente o valor de R e verifique o que ocorre com o ganho máximo em 5 GHz



S_Param
SP1
Start=2 GHz
Stop=18 GHz
Step=0.01 GHz



MaxGain
MaxGain1
MaxGain1=max_gain(S)



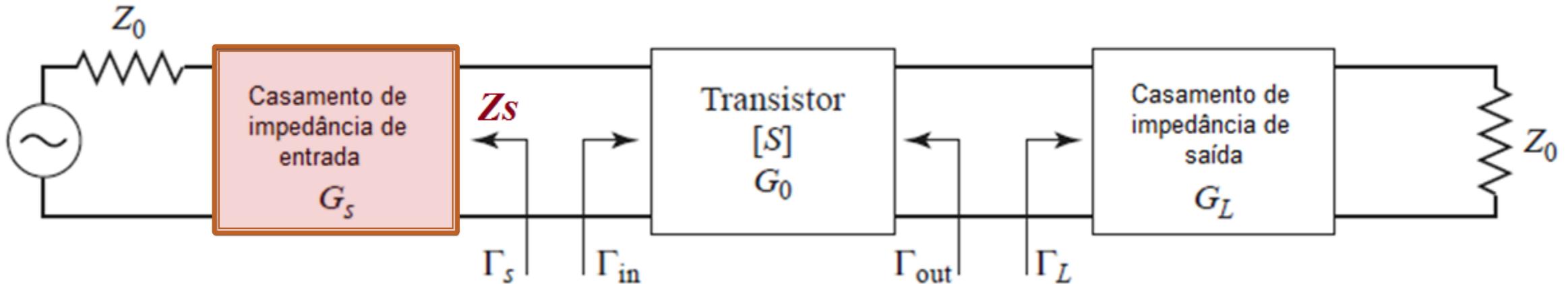
Mu
Mu1
Mu1=mu(S)

Projeto de amplificador de ganho

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

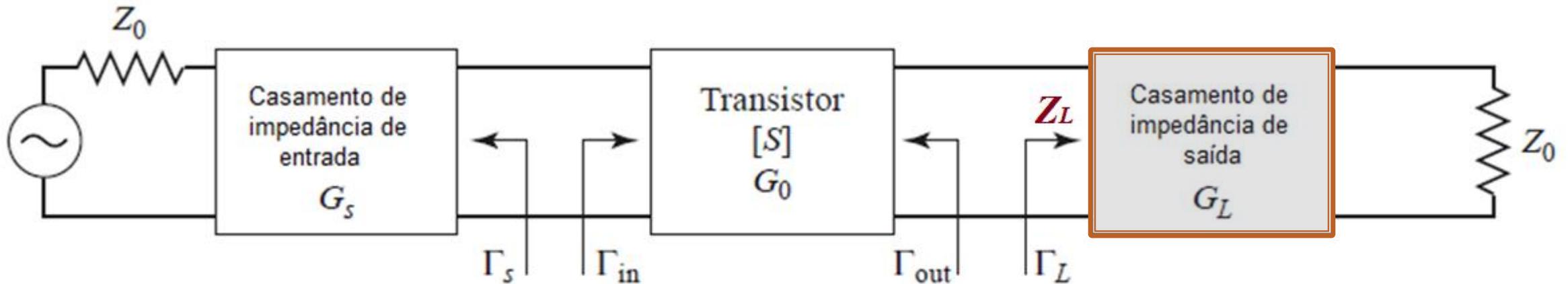
- Sendo Z_S tal que
$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$



Projeto de amplificador de ganho

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

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



Projeto de amplificador de ganho

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 ganho

- Análise da estabilidade do transistor
- Cálculo de k e Δ

$f(\text{GHz})$	K	Δ	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 empregada
 - Não usar circuito de estabilização
 - Teste posterior da estabilidade em 3 GHz

Projeto de amplificador de ganho

- Cálculo de $\Gamma_S = \Gamma_L$

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

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

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

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

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

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

Projeto de amplificador de um estágio

- Cálculo do ganho - G_{TMAX}

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

$$G_S = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} = 4.17 = 6.20 \text{ dB}$$

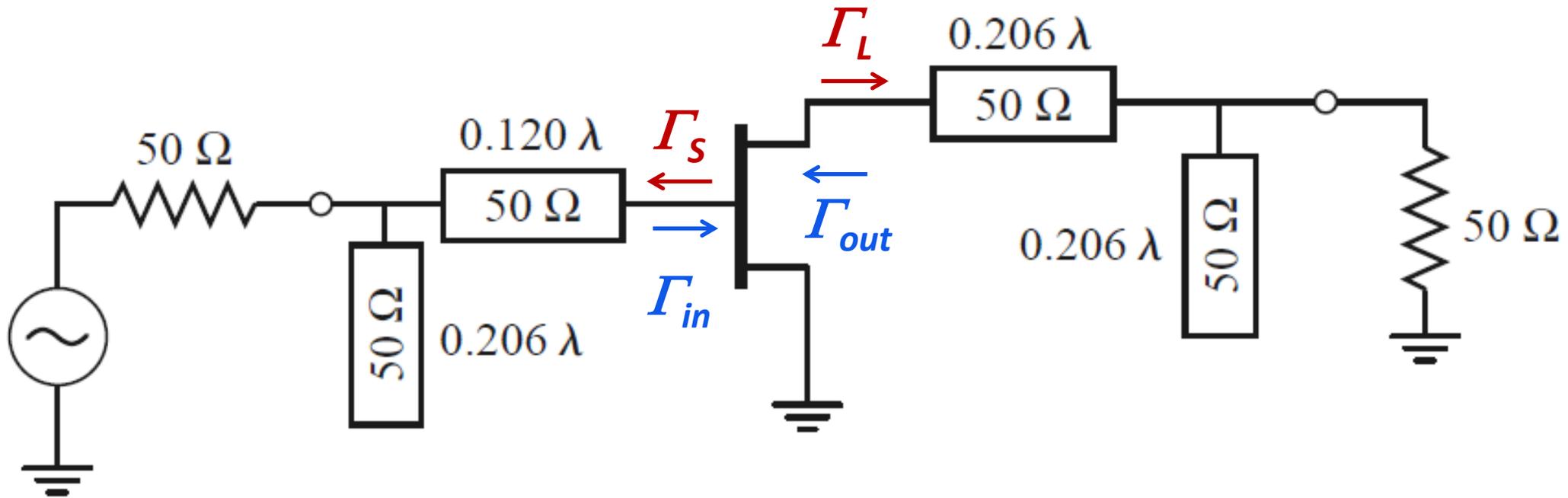
$$G_0 = |S_{21}|^2 = 6.76 = 8.30 \text{ dB}$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = 1.67 = 2.22 \text{ dB}$$

$$G_{T_{max}} = 6.20 + 8.30 + 2.22 = 16.7 \text{ dB}$$

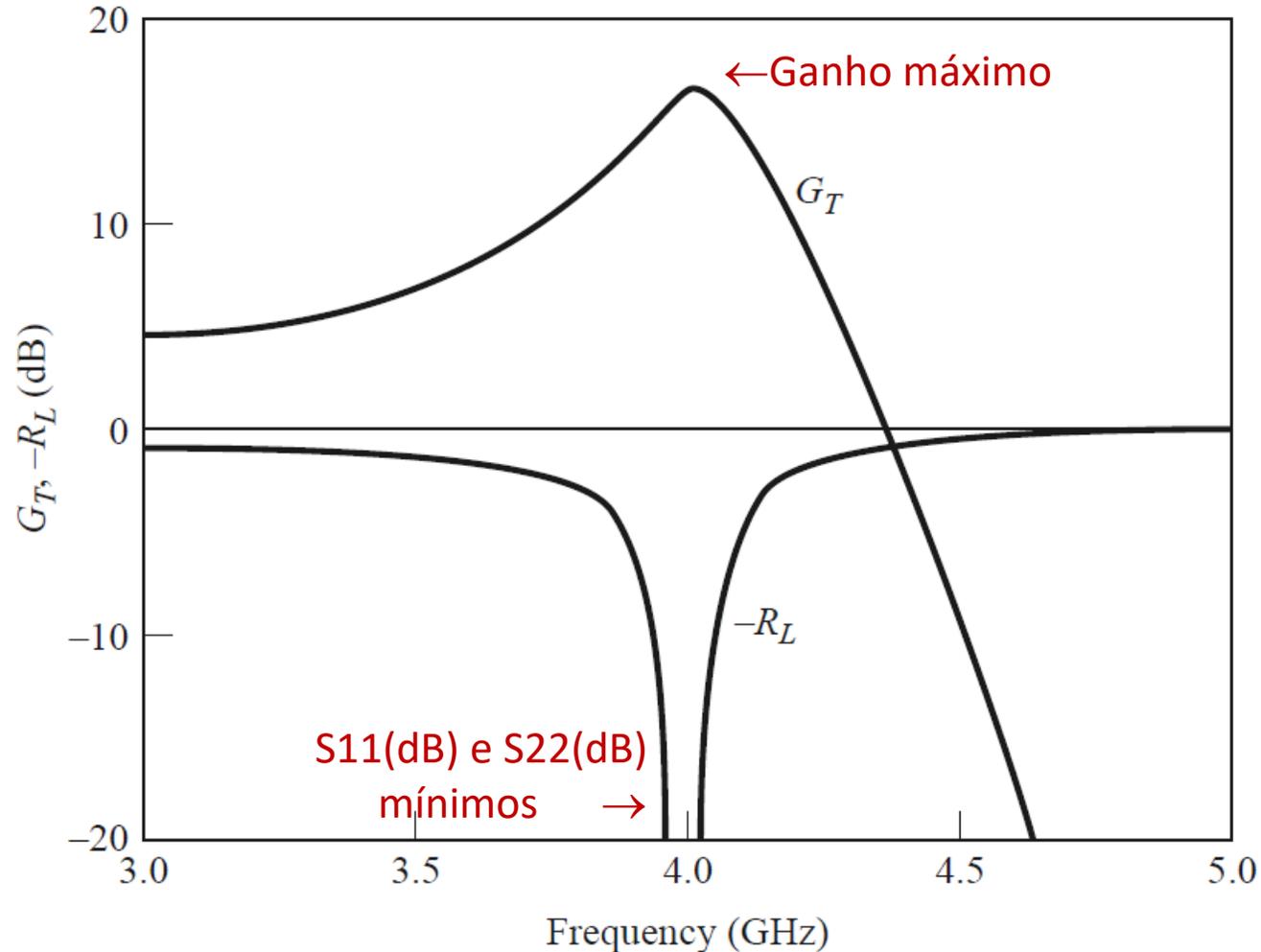
Projeto de amplificador de ganho

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



Projeto de amplificador de ganho

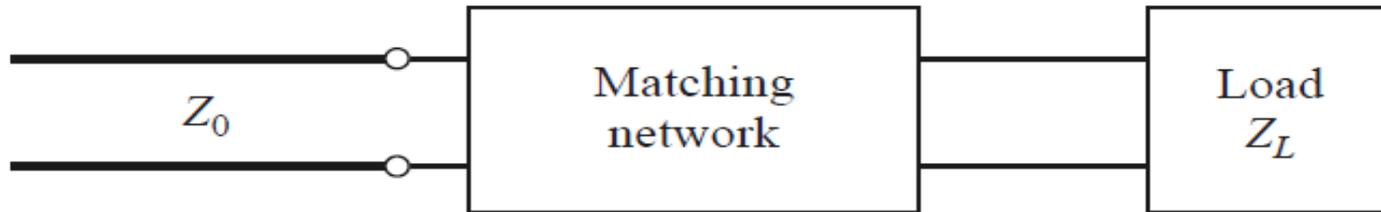
- Resposta em frequência do amplificador simulada - ganho e perda de retorno



Redes de casamento de impedância

Casamento de Impedâncias

A ideia básica:

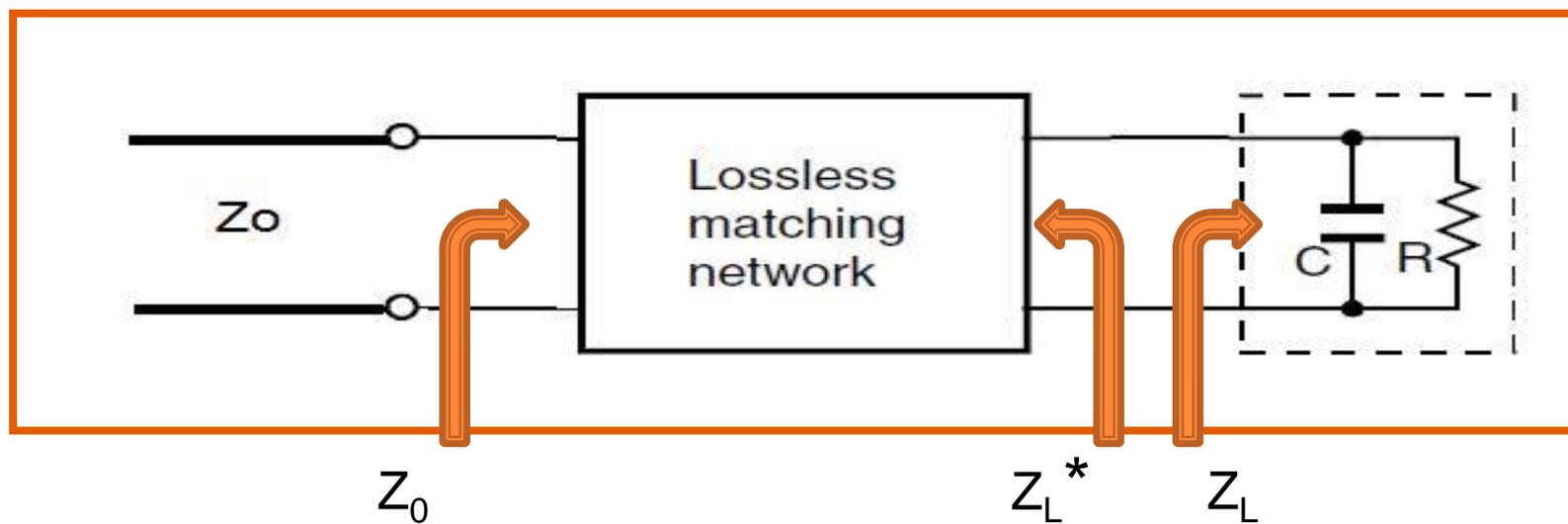


Rede de casamento entre uma carga e uma linha de transmissão

- Projeto e construção de uma rede de casamento de impedâncias usada para otimizar a transferência de potência de uma fonte para uma carga.
- A rede de casamento também é conhecida como transformador de impedâncias.

Casamento de Impedâncias

A máxima transferência de potência de uma fonte para uma carga é obtida através do “casamento conjugado”



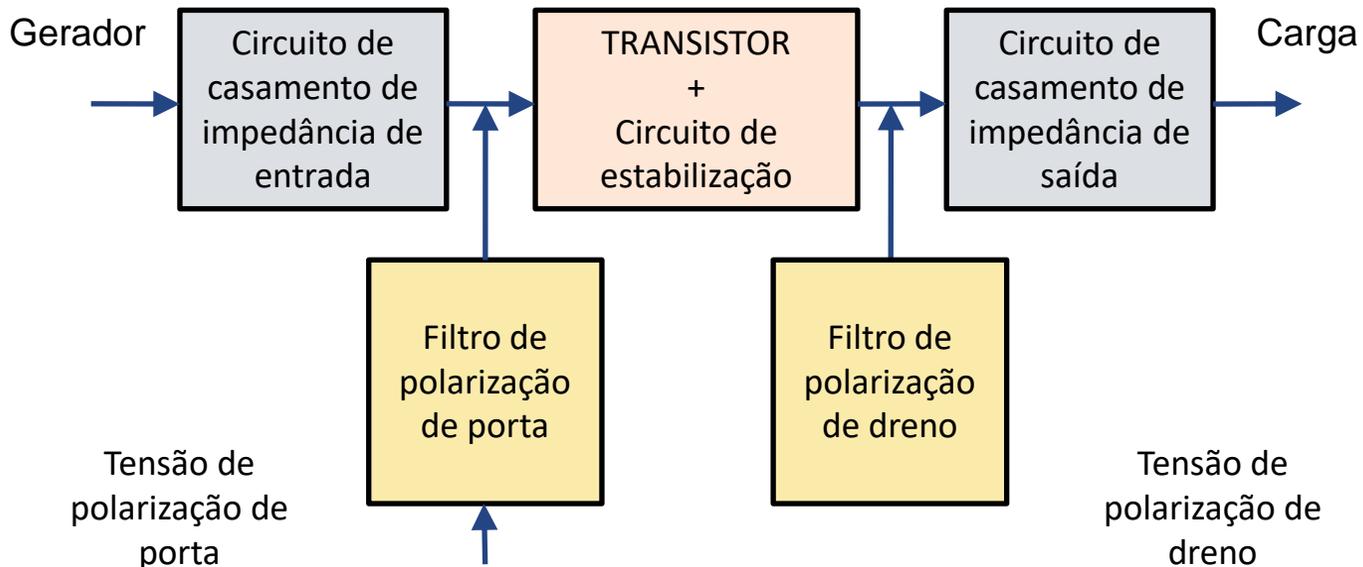
Casamento de Impedâncias

Outras aplicações das redes de casamentos:

- Minimizar a figura de ruído de transistores de baixo ruído.
- Maximizar potência de estágios amplificadores de potência.
- Amplificadores de potência podem queimar quando a potência refletida na carga retorna ao amplificador.
- Evitar reflexões que causem distorção de sinais em linhas de transmissão.
- Reduzir os erros nas amplitudes e fases de sinais que alimentam uma rede de antenas.
- Ajuste da frequência de oscilação em osciladores através da impedância de carga.

Casamento de Impedâncias em Amplificadores

Diagrama de blocos do amplificador



Circuito de casamento de impedância de entrada

- Transforma a impedância do gerador Z_G
- Na impedância desejada na entrada do transistor

Circuito de casamento de impedância de saída

- Transforma a impedância de carga Z_L
- Na impedância desejada na saída do transistor

Casamento de Impedâncias

Fatores importantes na escolha de uma rede de casamento:

- **Complexidade:** uma rede mais simples é menor, mais barata e tem menos perda.
- **Largura de Banda:** adequada a aplicação do circuito (estreita, larga ou ultra-larga).
- **Implementação:** elementos concentrados, linhas de transmissão ou guias de onda.
- **Facilidade de ajuste:** permite a correção de desvios durante o processo de fabricação.

Tipos de redes de casamentos

Alguns tipos de redes de casamentos:

- Redes em “L”.
- Redes com toco simples (toco em paralelo).
- Transformador de quarto de onda.
- Com toco duplo (tocos em paralelo).
- Casamento em banda larga.
- Linhas cônicas.

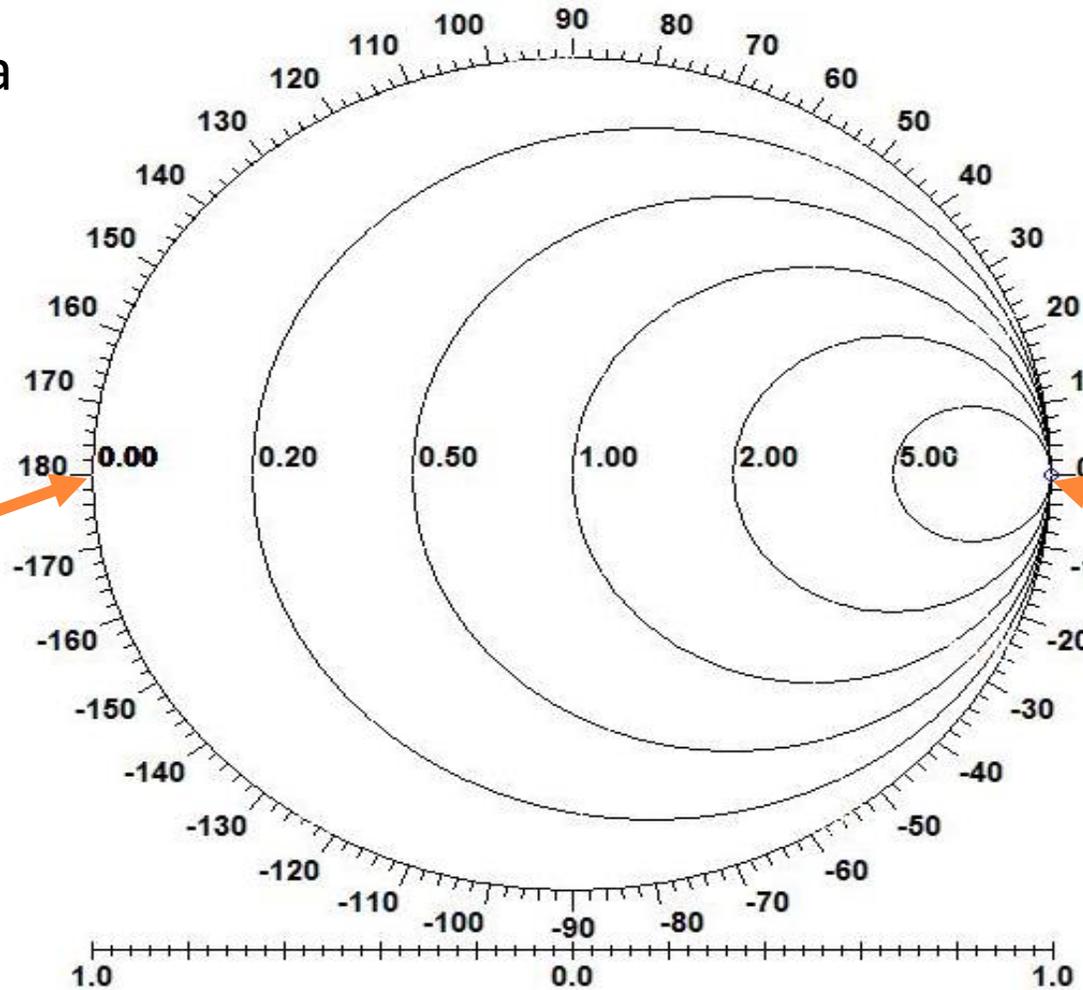
Carta de Smith

Linhas de Resistências Constantes

Resistência Normalizada

$$\bar{R} = \frac{R}{Z_0}$$

Curto-circuito



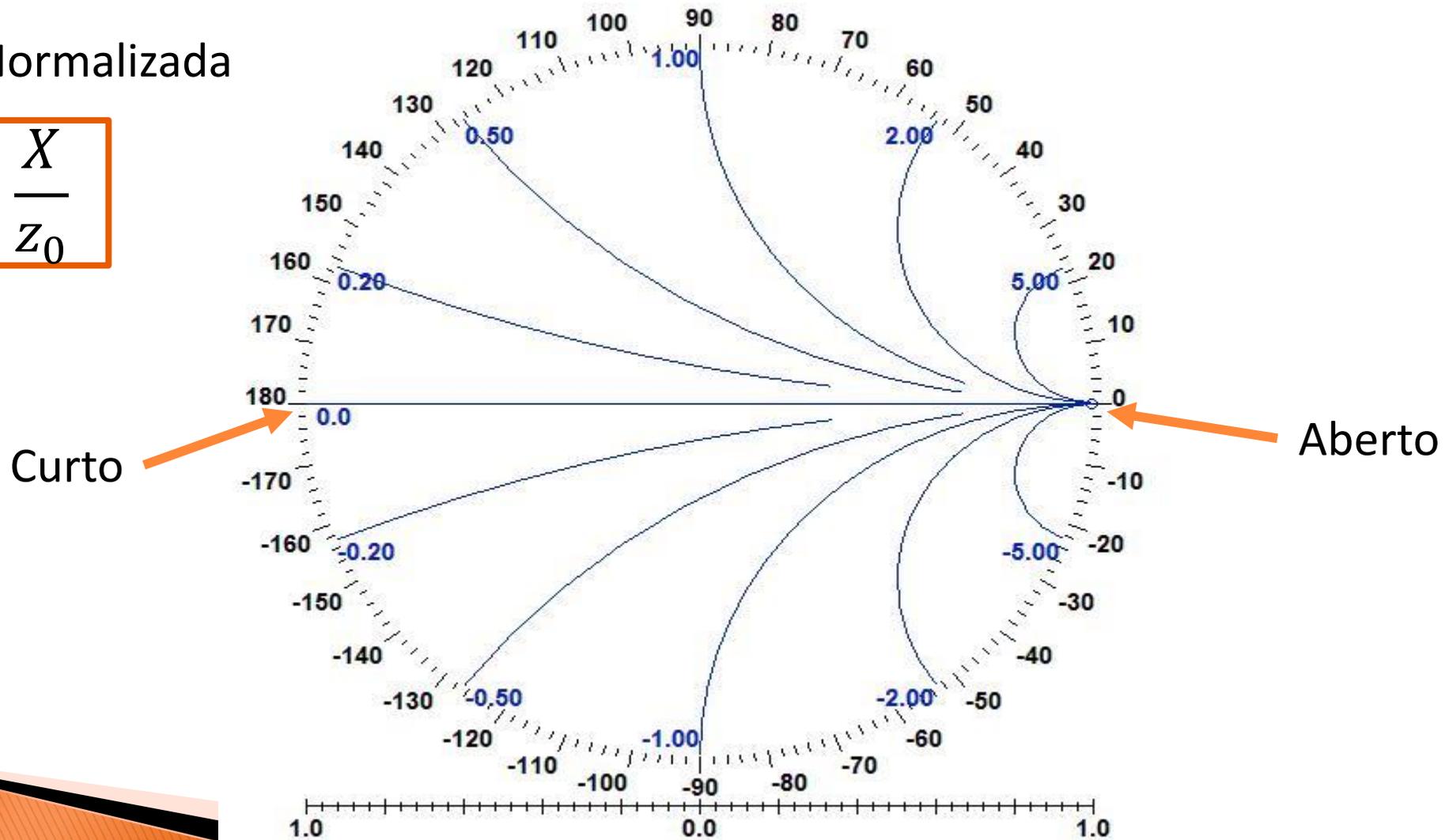
Circuito aberto

Carta de Smith

Linhas de Reatâncias Constantes

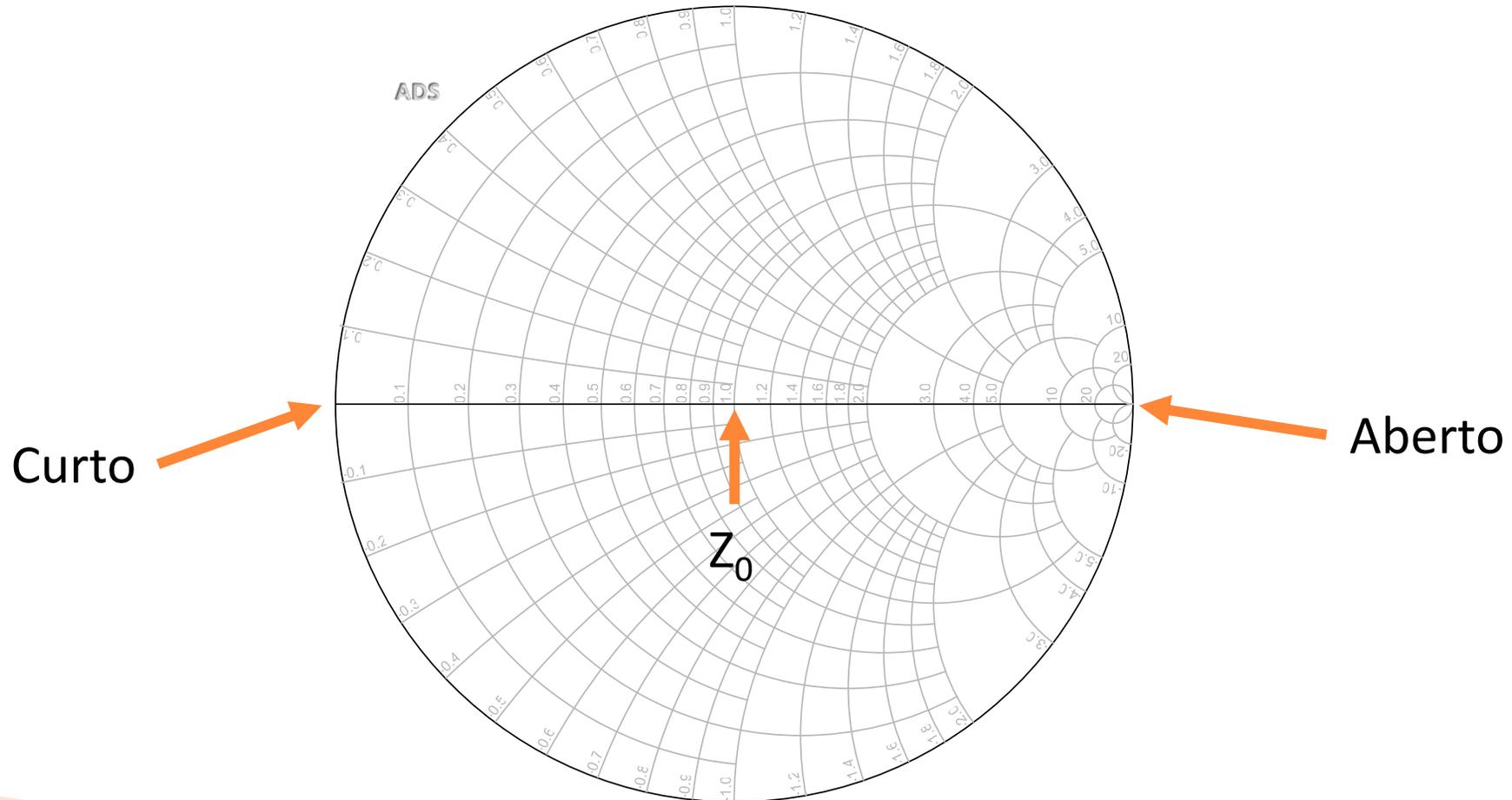
Reatância Normalizada

$$\bar{X} = \frac{X}{Z_0}$$



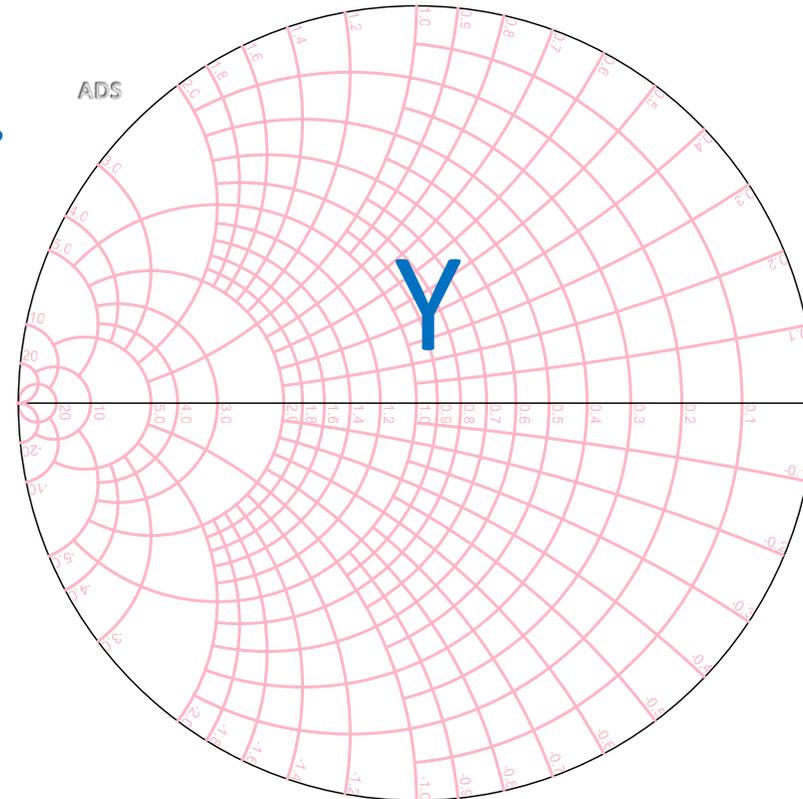
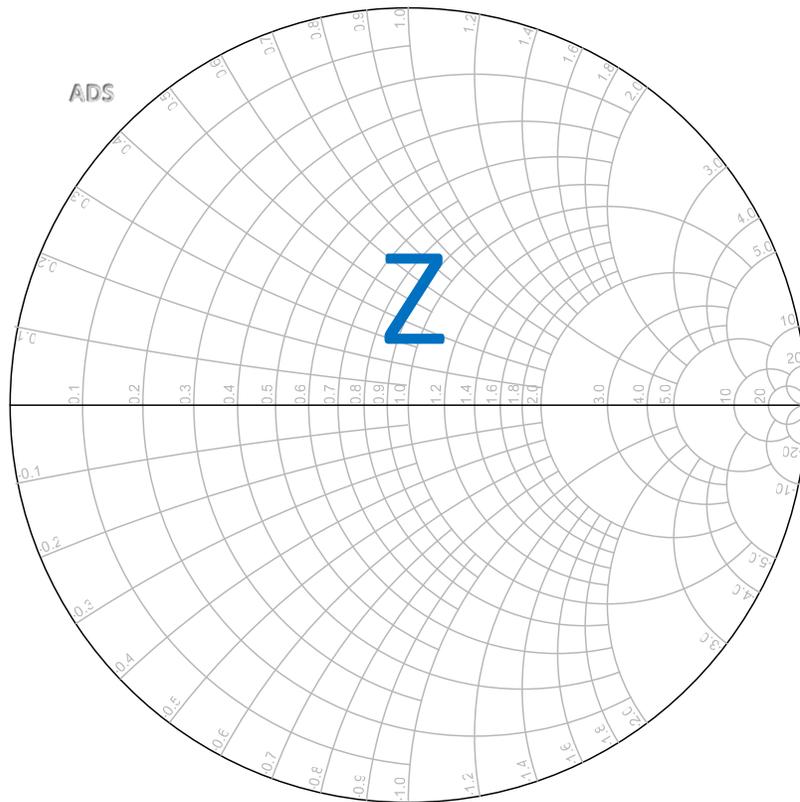
Carta de Smith de Impedâncias

Círculos de Resistências Constantes + Linhas de Reatâncias Constantes



Carta de Smith de Admitâncias

Obtida girando a carta de Smith de Impedâncias em 180°



$$Z = R \pm jX$$

Resistência

Reatância

$$Y = G \pm jB$$

Condutância

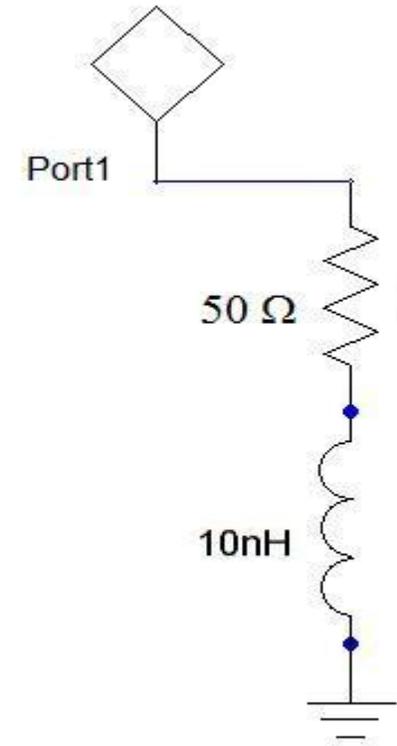
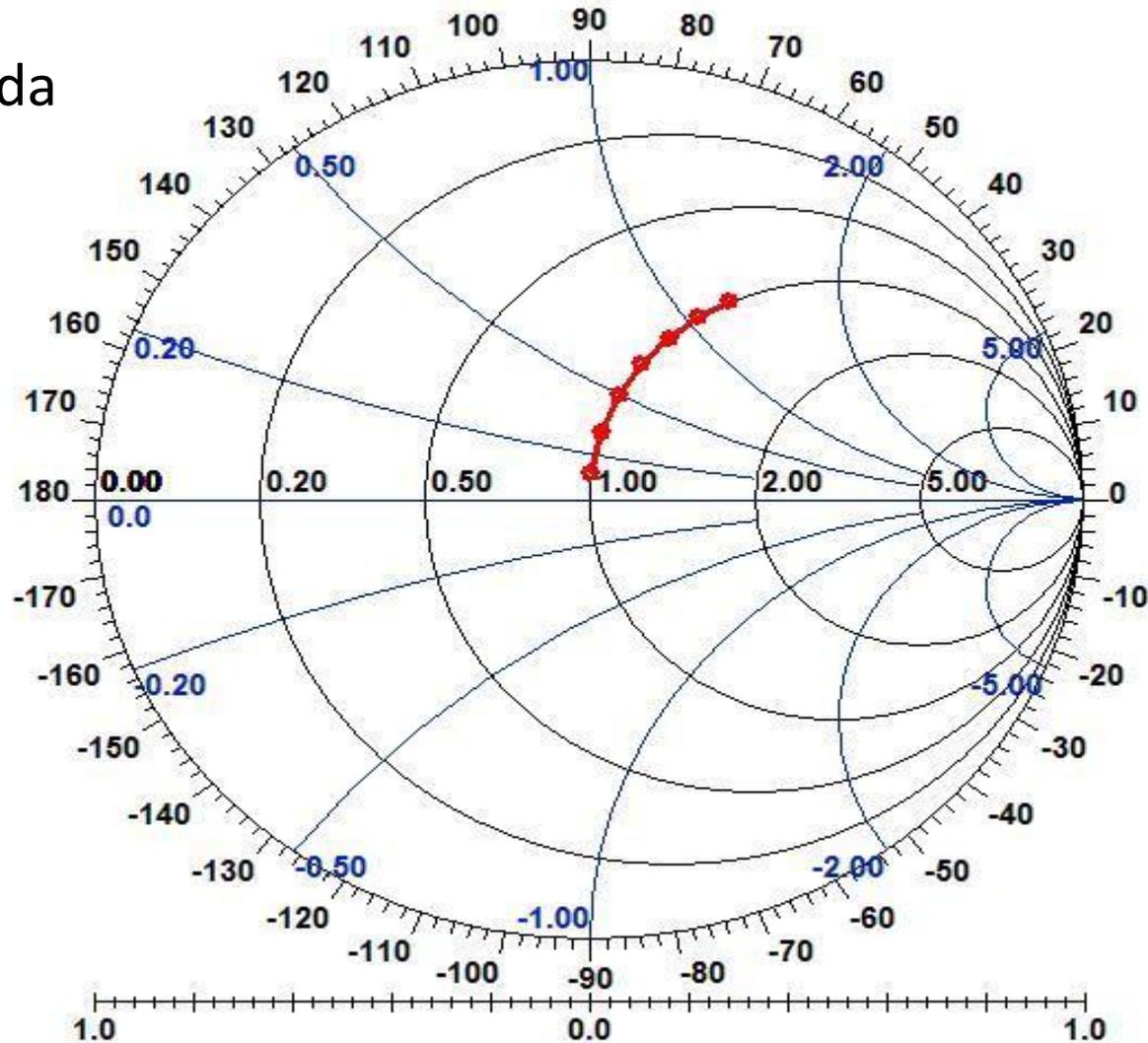
Susceptância

Carta de Smith de Impedâncias

(Linhas de Resistências e Reatâncias Constantes)

Impedância Normalizada

$$\bar{Z} = \frac{R + jX}{Z_0}$$



Carta de Smith de Admitâncias

(Linhas de Condutâncias e Susceptâncias Constantes)

Admitância Normalizada

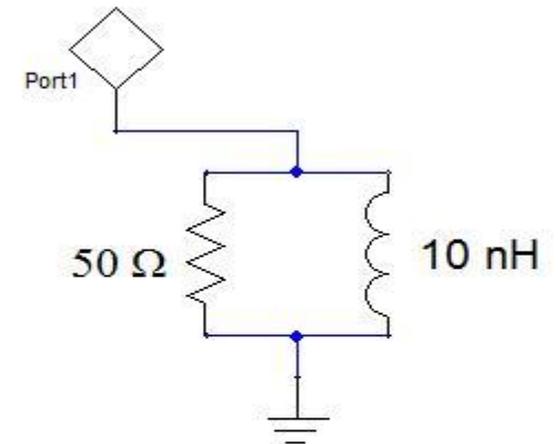
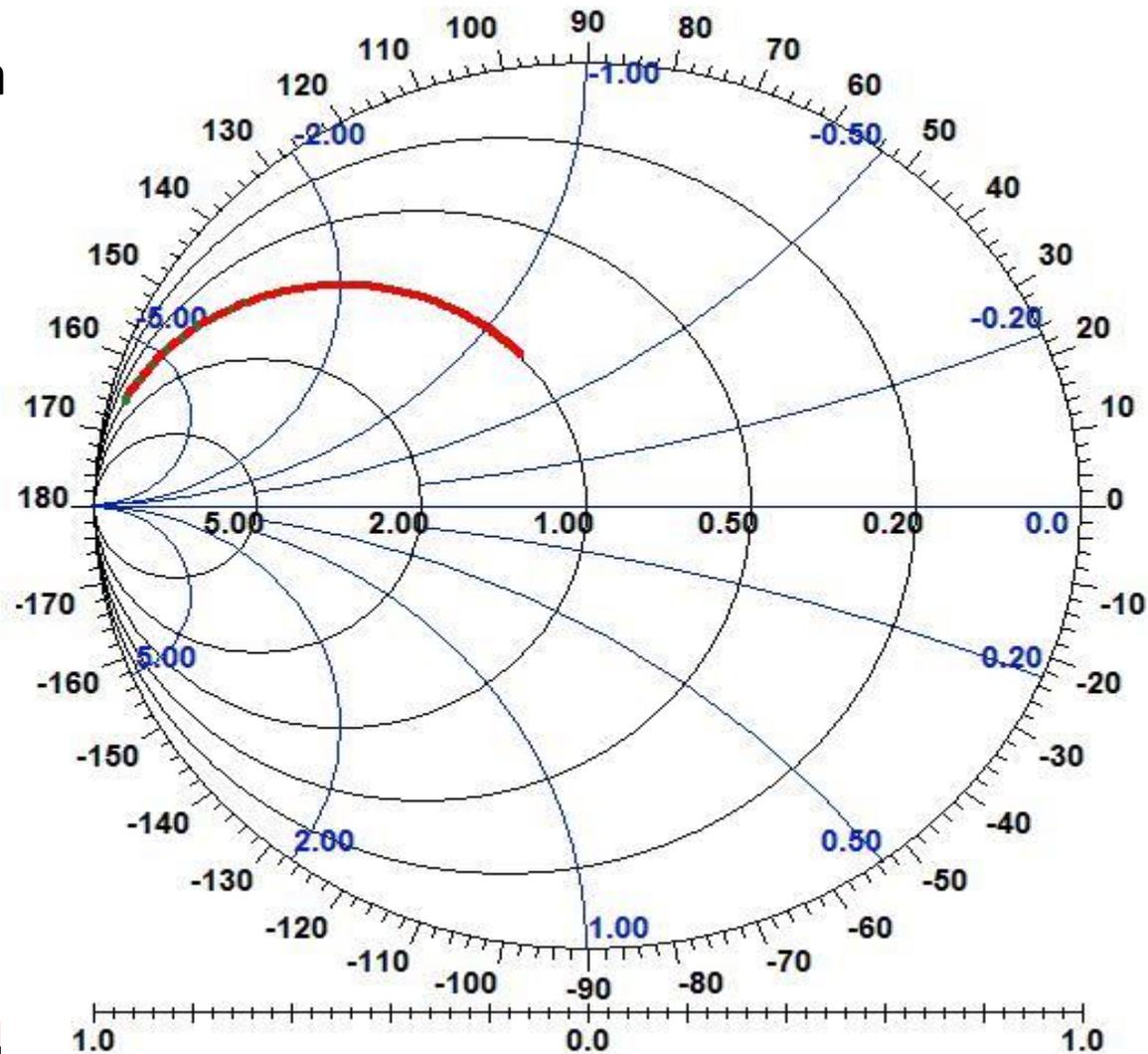
$$\bar{Y} = \frac{G + jB}{Y_0}$$

Condutância

$$G = \frac{1}{R}$$

Susceptância

$$B = \frac{1}{X}$$

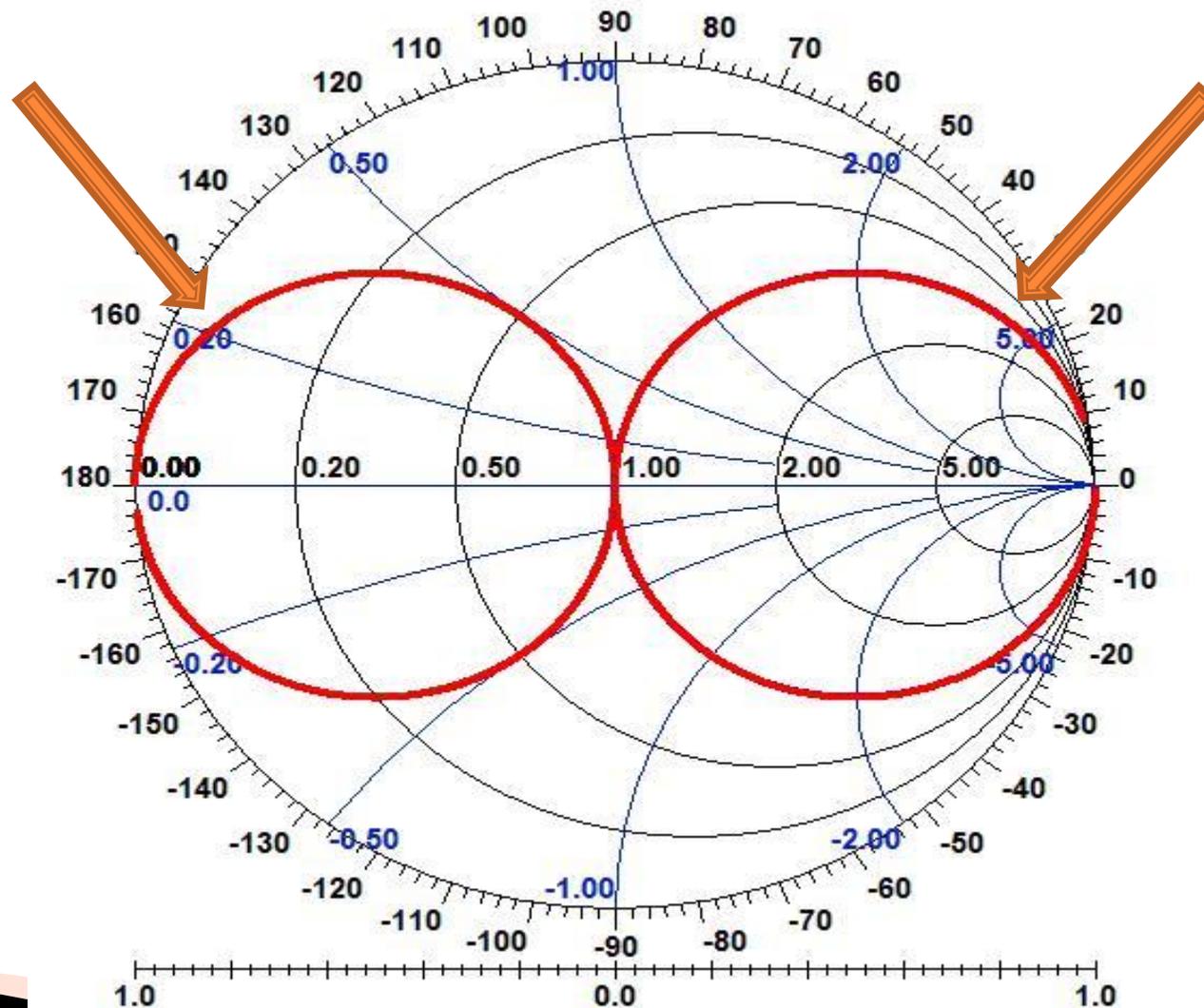


Carta de Smith

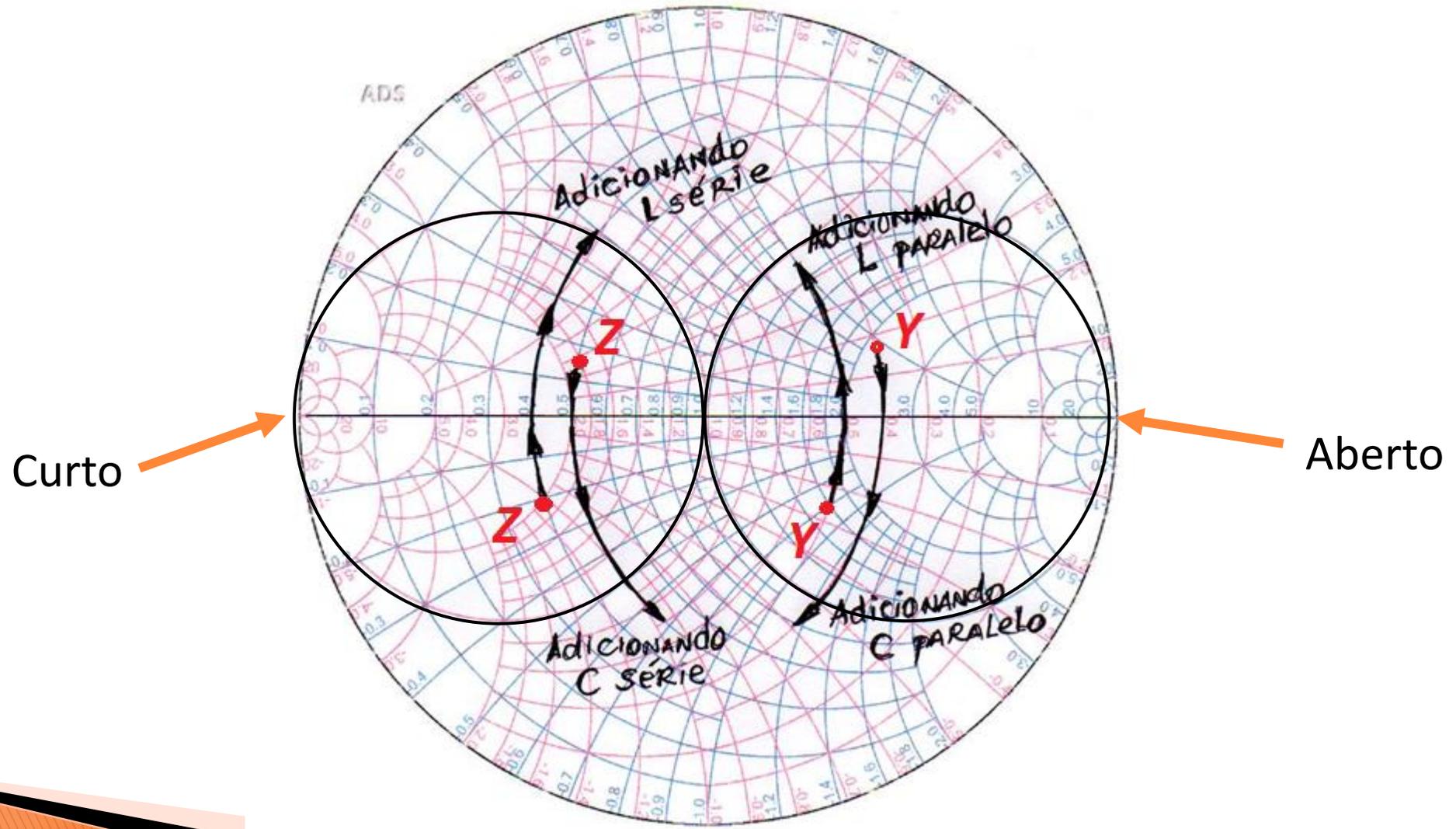
(Círculos Importantes)

Condutância de
 $0,02 \text{ S}$

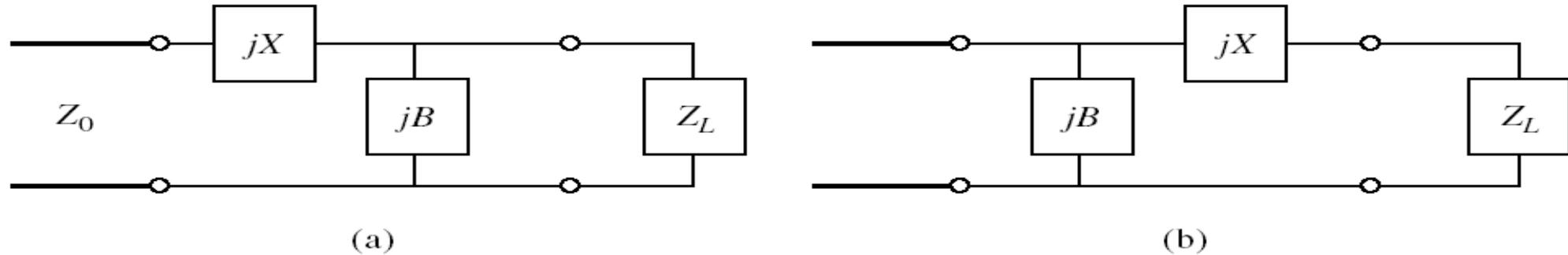
Resistência de
 50Ω



Casamentos de Impedância (Movimentos pela carta de Smith)

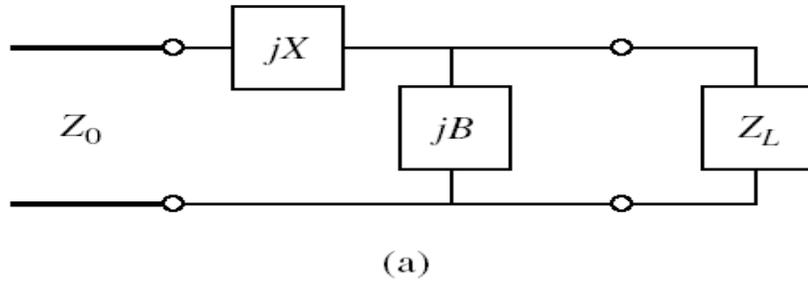


Redes de casamento em “L”

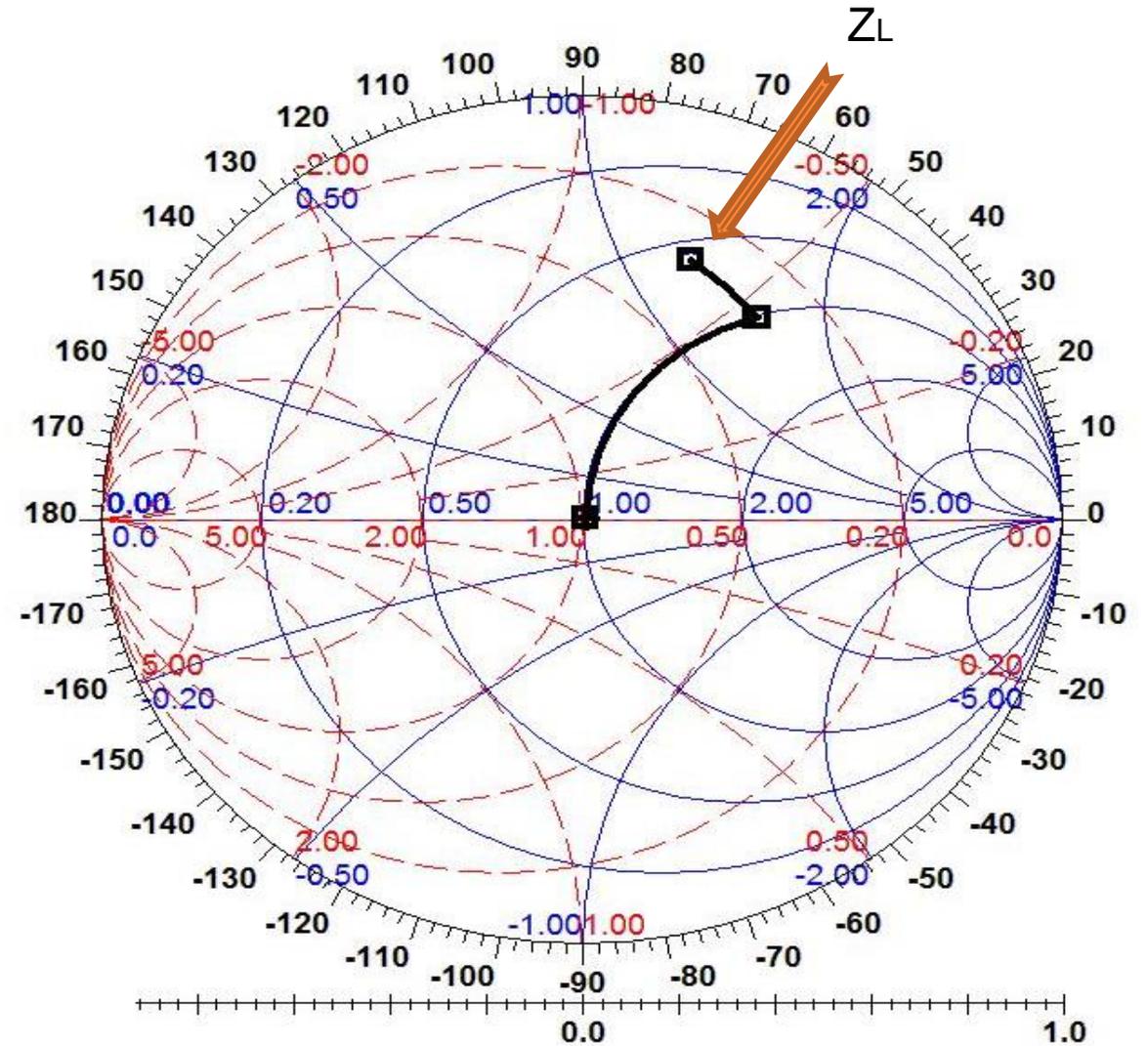


- Elementos reativos sem perdas (ideais)
- Elementos reativos com perdas (reais)
- Linhas de transmissão
- Combinação de elementos concentrados e distribuídos

Qual é o procedimento?

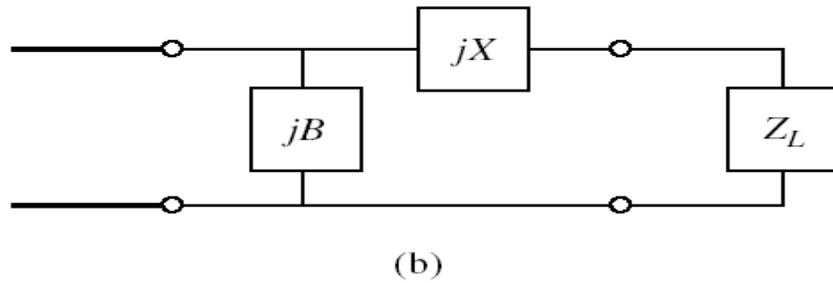


- Ajustar B para que a parte real seja igual a Z_0 .
- Ajustar X para anular a parte imaginária resultante.
- Duas soluções possíveis somente se $Z_0 < 1/GL$.

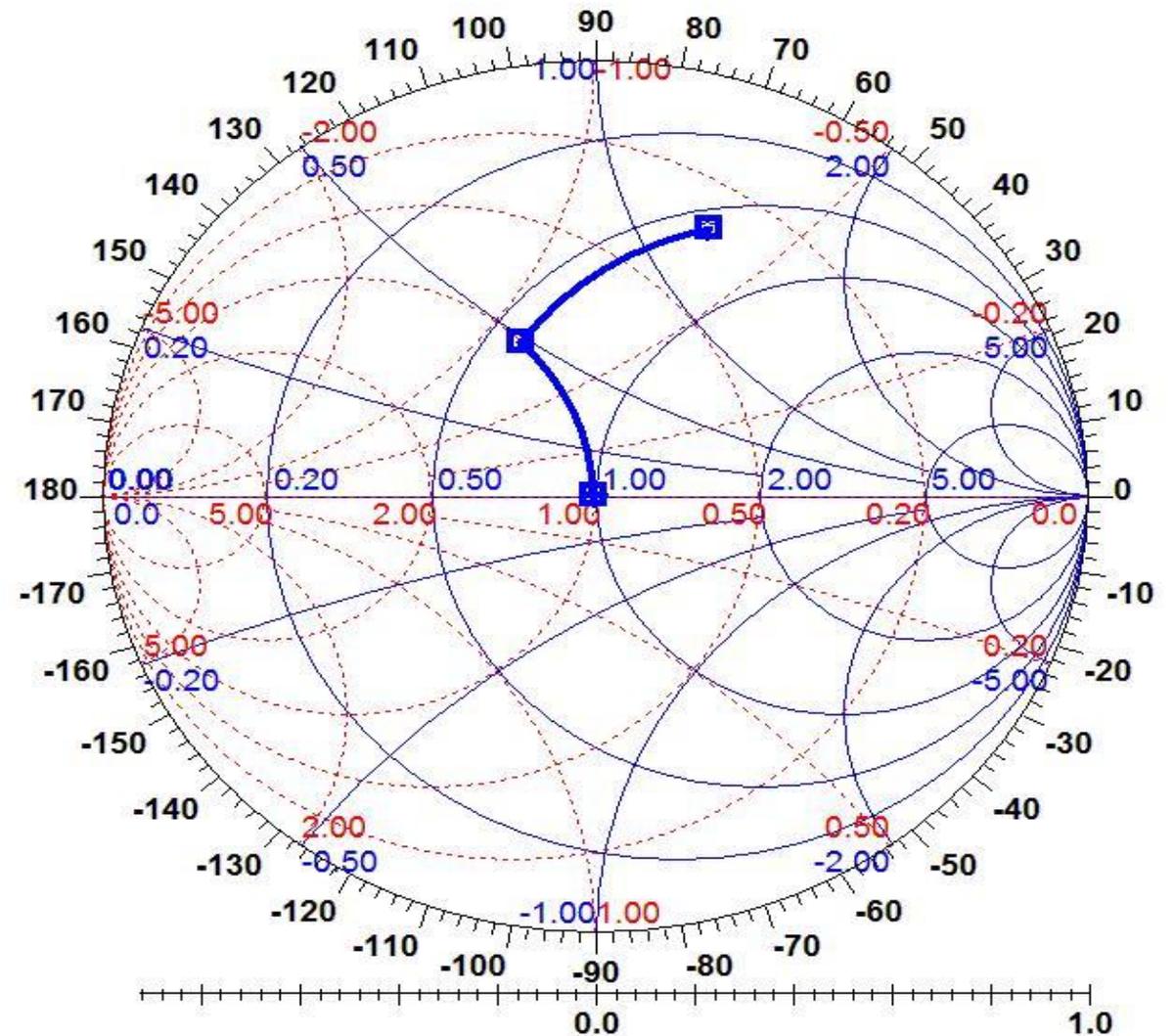


	Inductor	Capacitor
Impedance	$Z_L = j\omega L$	$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C}$
Admittance	$Y_L = \frac{1}{j\omega L} = \frac{-j}{\omega L}$	$Y_C = j\omega C$

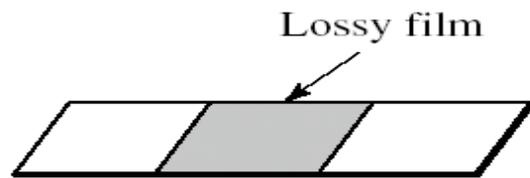
Qual é o procedimento?



- Ajustar X para que a parte real seja igual a Y_o .
- Ajustar B para anular a parte imaginária resultante.
- Duas soluções possíveis somente se $Y_o < 1/R_L$.



Elementos discretos utilizados em circuitos de microondas nas redes em "L"

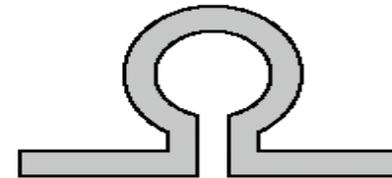


Planar resistor

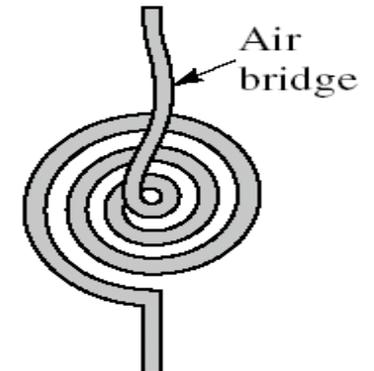
Lossy film



Chip resistor



Loop inductor

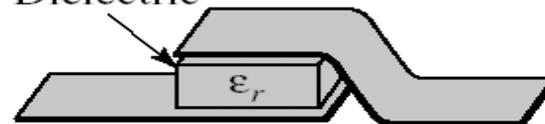


Spiral inductor

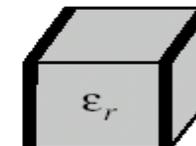


Interdigital gap capacitor

Dielectric

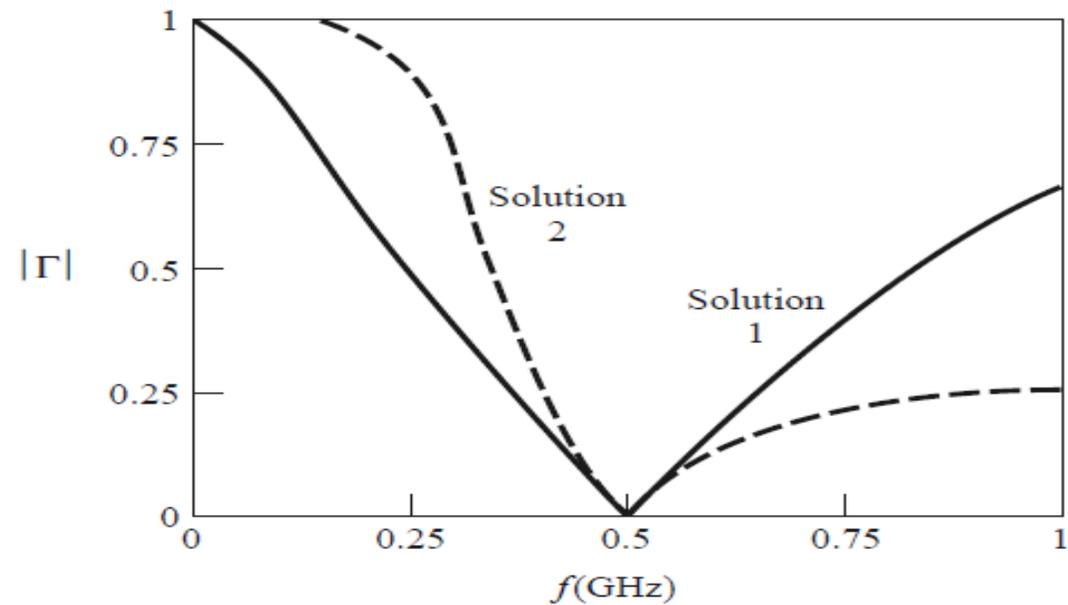
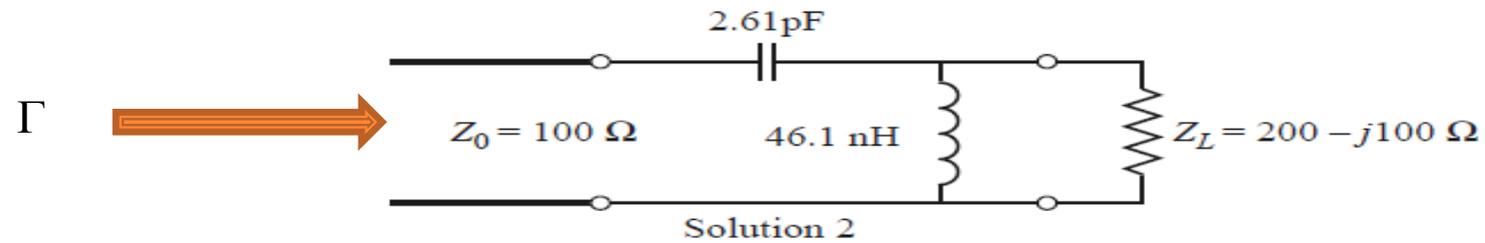
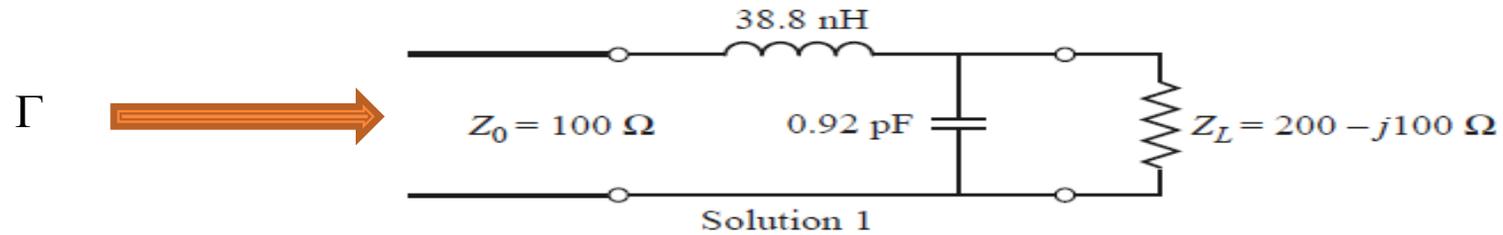


Metal-insulator-metal capacitor



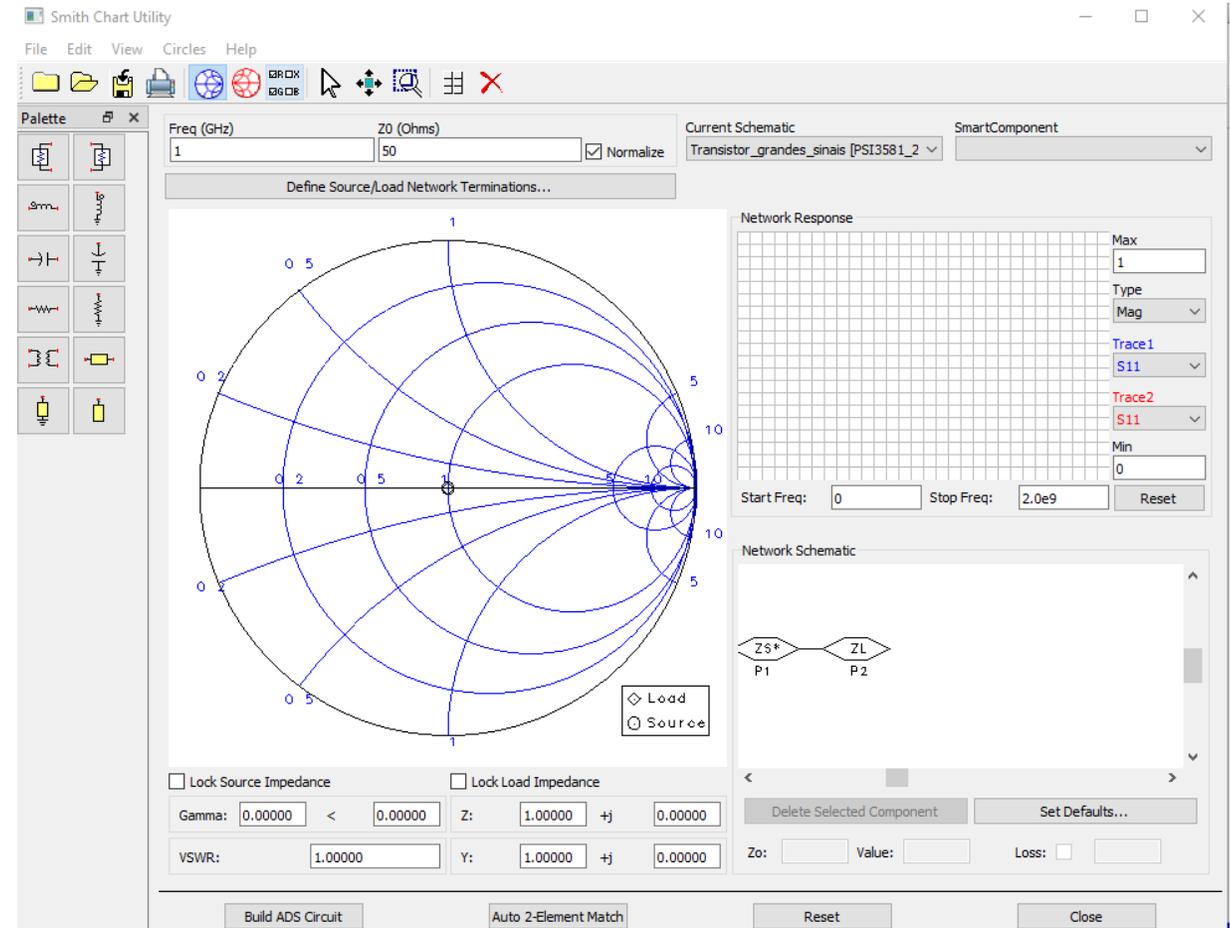
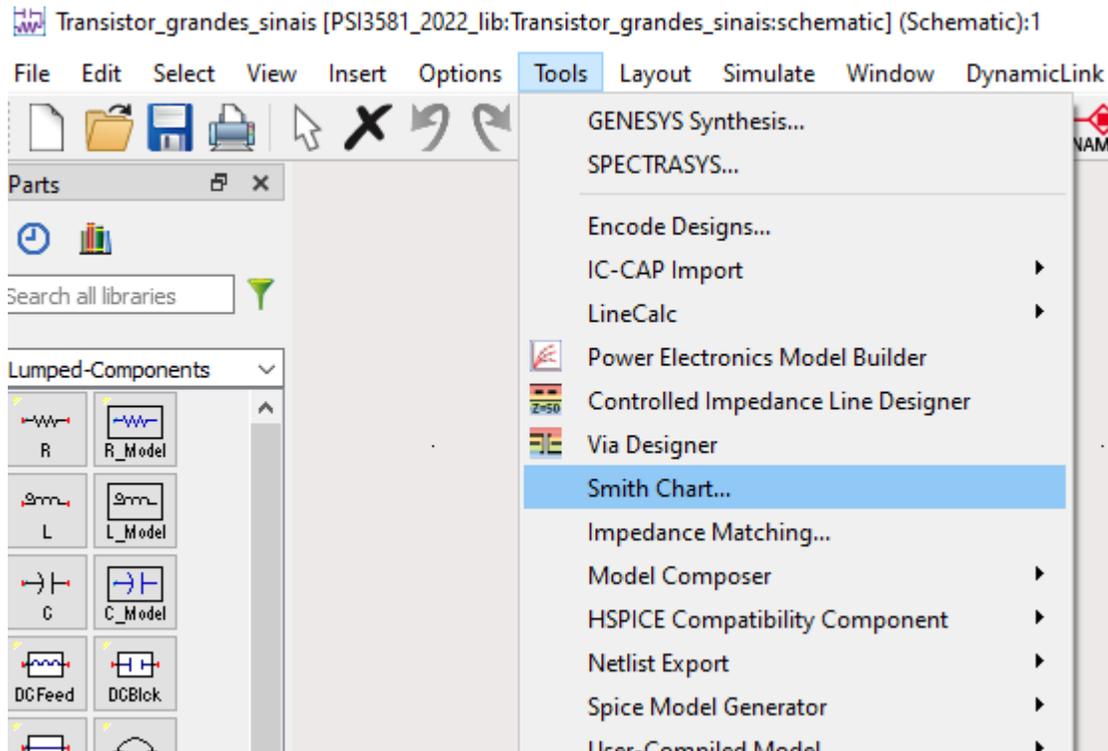
Chip capacitor

Exemplo: Rede de Casamento em 500 MHz



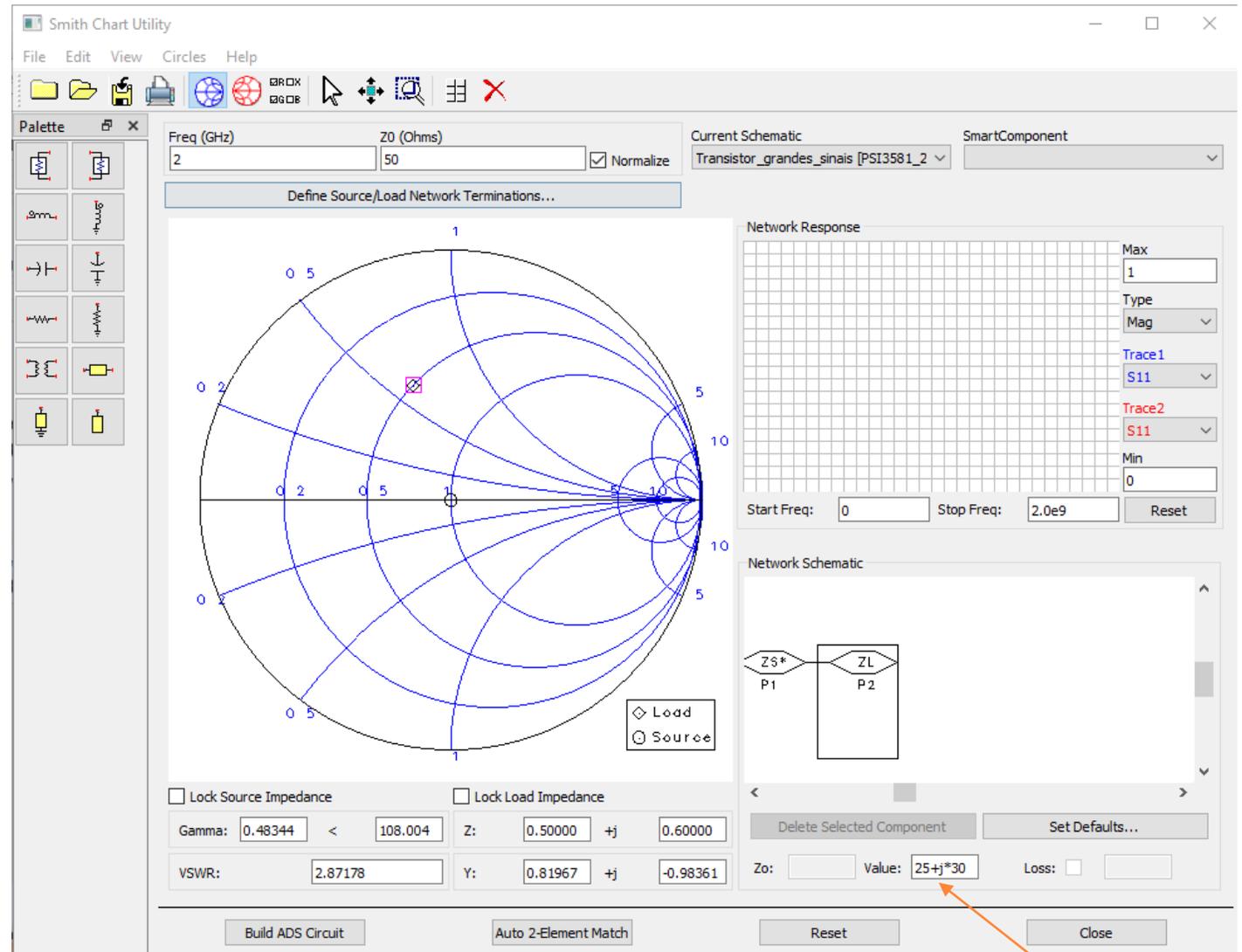
Exercício:

Projete uma rede em “L” para casar uma carga $Z_L=(25+j30)\ \Omega$ com uma linha de $50\ \Omega$ na frequência de 2 GHz.



Exercício:

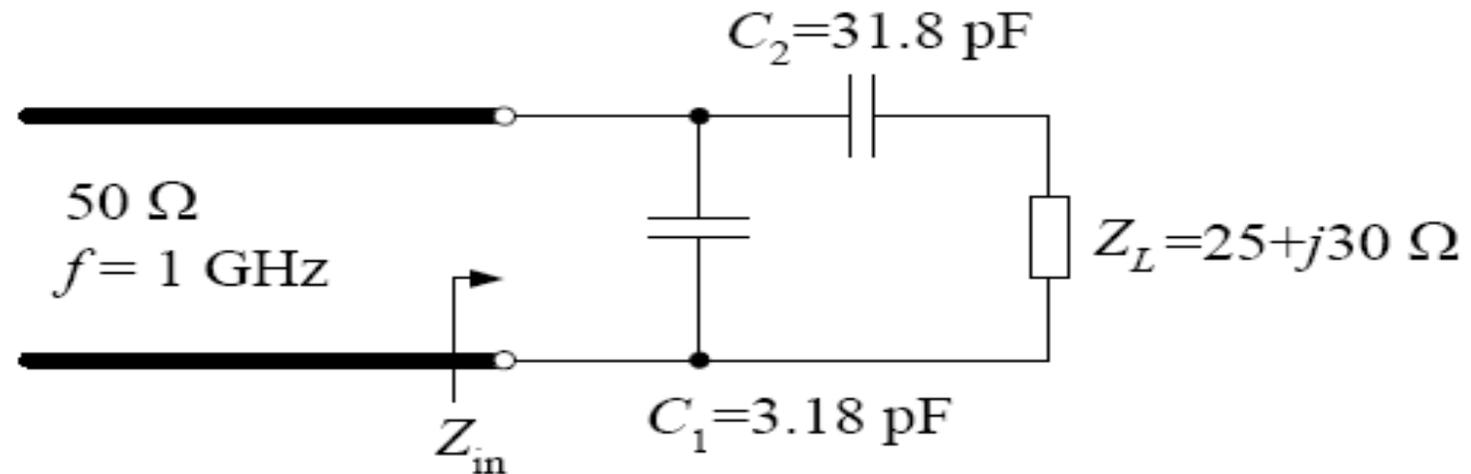
Projete uma rede em “L” para casar uma carga $Z_L=(25+j30)\ \Omega$ com uma linha de $50\ \Omega$ na frequência de 2 GHz.



Exercício:

Projete uma rede em "L" para casar uma carga $Z_L=(25+j30)\Omega$ com uma linha de 50Ω na frequência de 1 GHz.

Resposta:



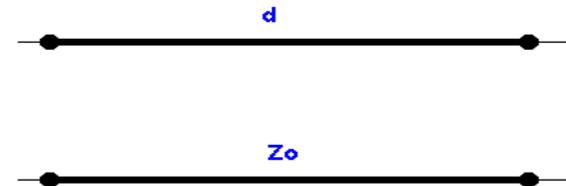
Exercício:

Projete uma rede em “L” para casar a carga $Z_L=(25-j60)\Omega$ com uma linha de $50\ \Omega$ na frequência de 2 GHz, utilizando uma rede diferente daquela encontrada no exercício anterior.

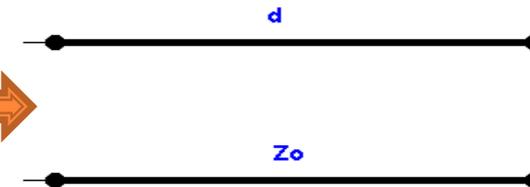
Relembrando: Tocos de linha de transmissão

Tocos são trechos de linhas de transmissão terminadas em curto circuito ou em circuito aberto cujas impedâncias de entrada são puramente reativas.

$$Z_{IN} = j.Z_o.tan(\beta.d)$$



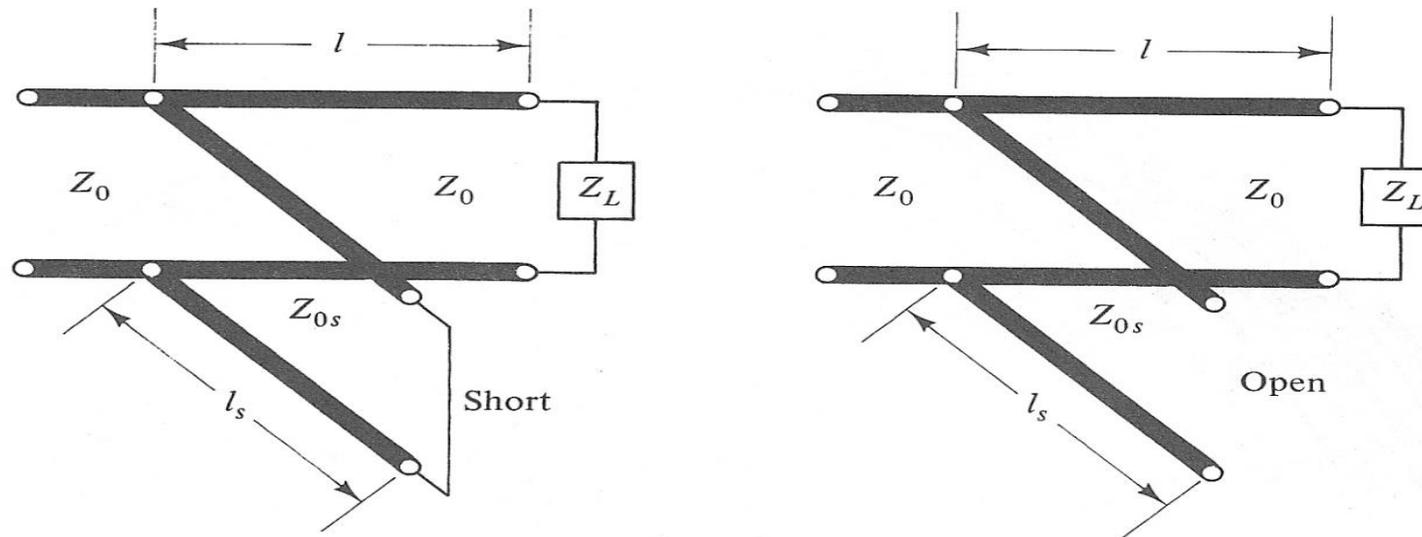
$$Z_{IN} = -j.Z_o.cot an(\beta.d)$$



Equivalência entre elementos concentrados e distribuídos

Capacitor paralelo	↔	Toco em aberto paralelo
Indutor paralelo	↔	Toco em curto paralelo
Indutor série	↔	Linha em série
Capacitor série	↔	Não há solução

Redes de casamento com toco simples em paralelo

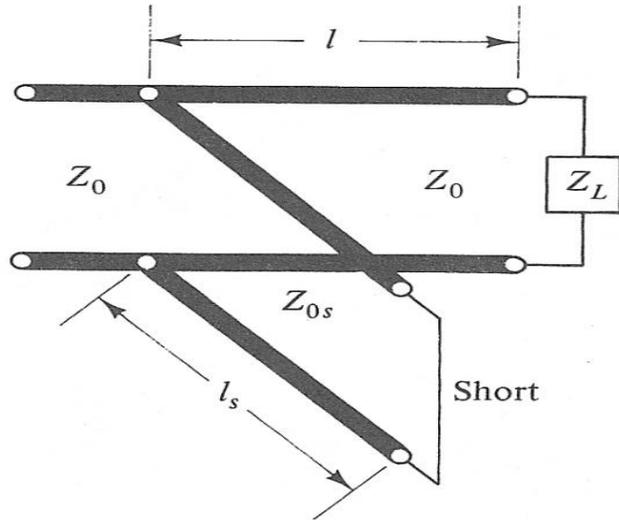


Parâmetros a serem determinados:

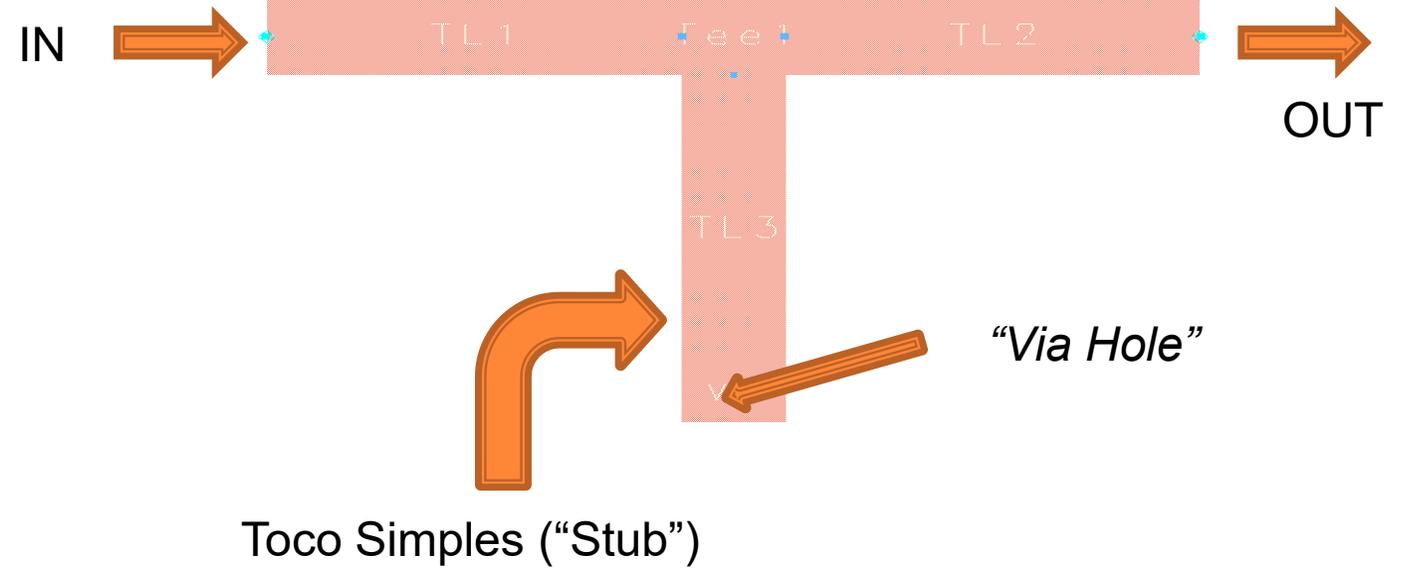
- Localização do toco (distância L)
- Comprimento do toco (distância L_s)

Redes de casamento com toco simples em paralelo

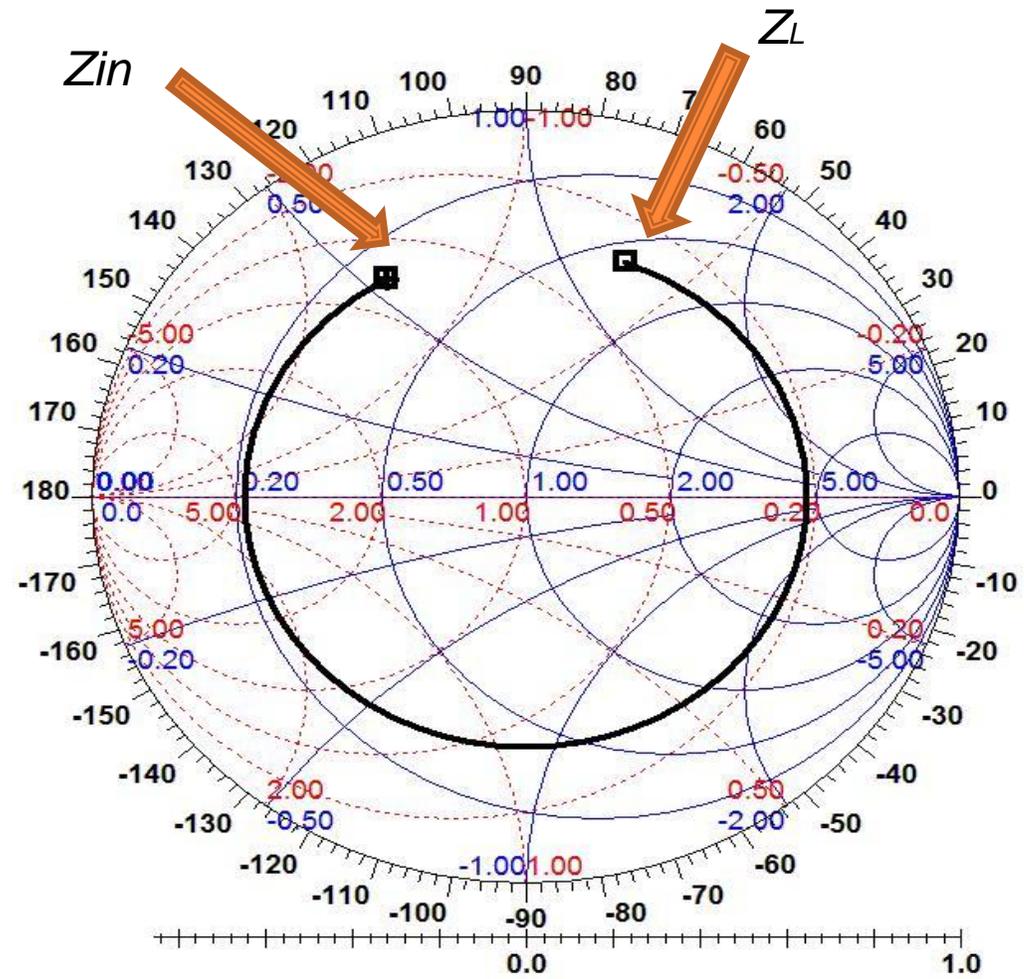
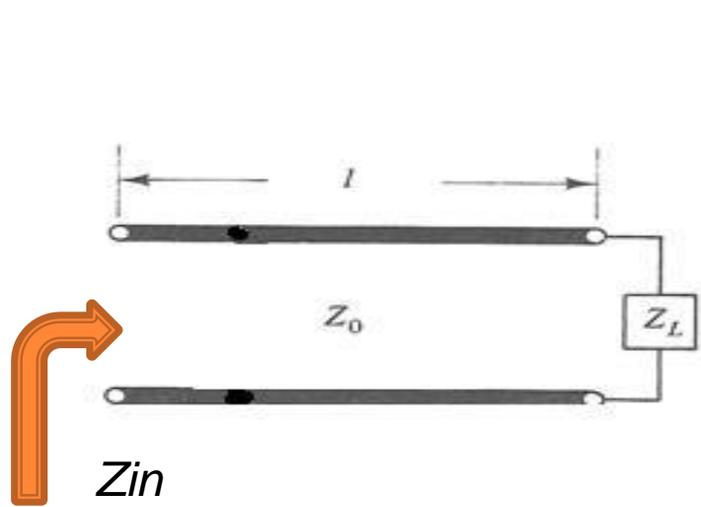
Esquema elétrico



Construído com "Microstrip"



Comportamento de uma Linha de Transmissão na Carta de Smith

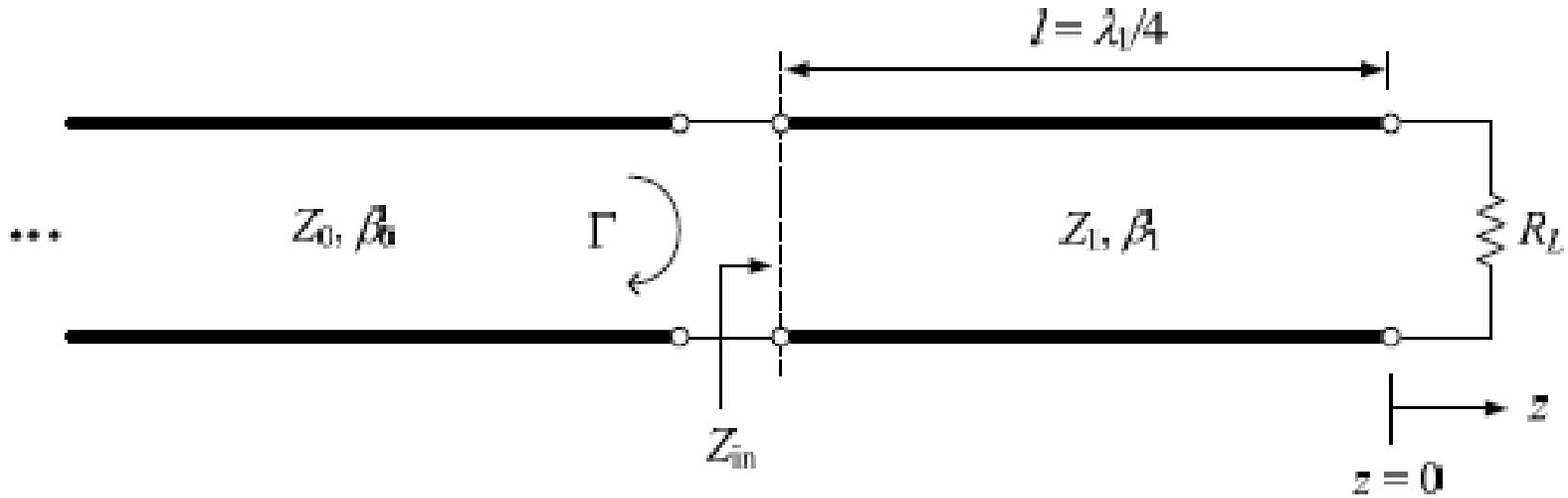


Exercício:

Um transistor com impedância de entrada de $Z_{in}=(5+j3,5)\Omega$ e impedância de saída de $Z_{out}=(10-j15)\Omega$ em 2 GHz.

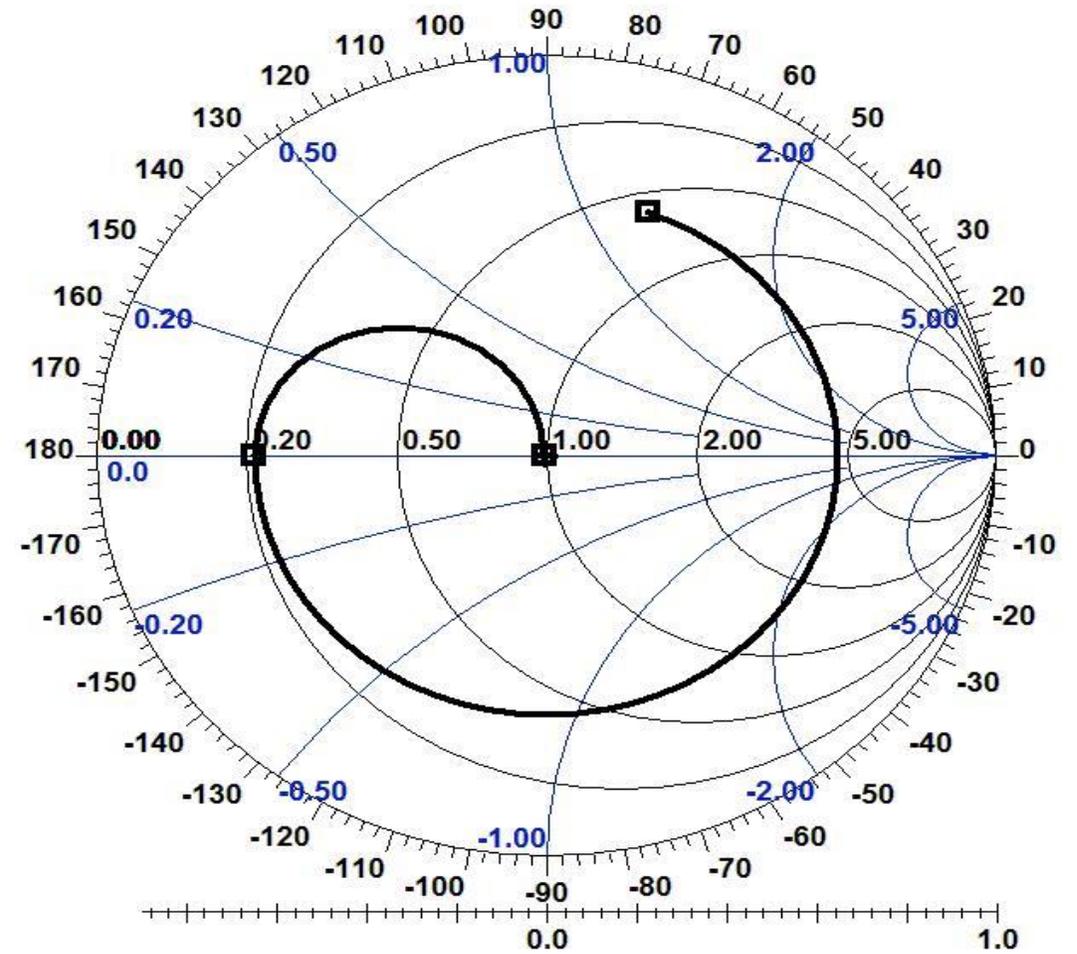
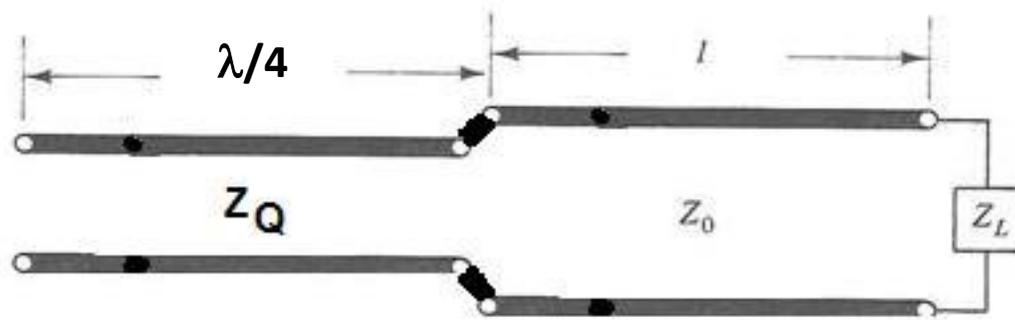
Dimensione os casamentos de entrada e de saída utilizando casamento com toco simples.

Casamento com transformador $\lambda/4$



$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L}$$

Casamento com transformador $\lambda/4$



Projeto dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador

Realizado após as etapas

- Escolha do transistor
 - Função das especificações do amplificador
- Estabilização do transistor
 - Análise de estabilidade, usando μ e/ou μ_{prime} , por exemplo
 - Estabilização do transistor na banda de operação se necessário
 - Análise da estabilidade em banda larga do transistor com circuito de estabilização
 - Estabilização adicional fora da banda de passagem, se necessário

(continua...)

Projeto dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador

(continuando...)

- Projeto dos filtros de polarização
 - Podem contribuir para a estabilidade do transistor em baixas frequências
- Cálculo das condições para casamento de impedância conjugado $\rightarrow \Gamma_S$ e Γ_L
 - Na frequência central da banda de operação
 - Do transistor com o circuito de estabilização
 - Com os filtros de polarização conectados ao transistor
 - Opcional, mas recomendado

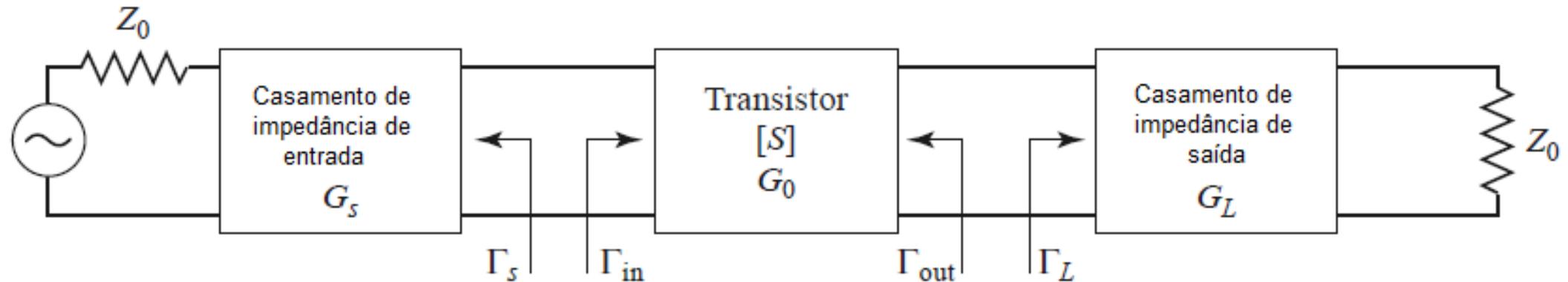
Projeto dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador

- Cálculo Γ_S e Γ_L

Obtidos das equações usando ferramentas de matemática

ou

Obtidos usando CAD específico de circuitos de micro-ondas



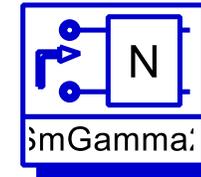
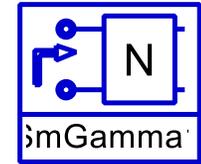
$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$$
$$Z_S = Z_{in}^*$$

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

Projeto dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador

Usando o ADS → Simulação de parâmetros S

- Janela de esquemático com ícones
 - Para cálculo de Γ_S : SmGamma1
 - Para cálculo de Γ_L : SmGamma2



- Determinado Γ_S temos
- Determinado Γ_L temos

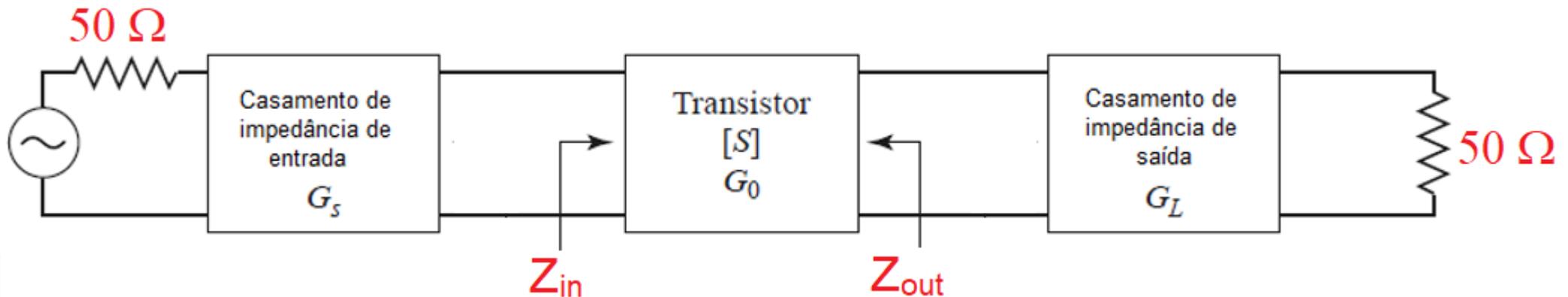
$$\Gamma_S \rightarrow Z_S \text{ e } Z_{in} = Z_S^*$$

$$\Gamma_L \rightarrow Z_L \text{ e } Z_{out} = Z_L^*$$

Projeto dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador

Usando o ADS → Smith Chart Utility

- Projeto da rede de casamento de impedância de entrada
 - Deve transformar: Z_{in} em 50 Ohms
- Projeto da rede de casamento de impedância de saída
 - Deve transformar: Z_{out} em 50 Ohms



Projeto dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador

Exemplo

Projeto de amplificador para banda ISM de 5,8 GHz

Especificações do amplificador

Freqüências não Licenciadas no Brasil

FAIXA DE FREQUENCIAS	INDOOR	OUTDOOR	PMAX. (W)	PMAX. (Dbm)
902 a 907,5	SIM	SIM	4	36
915 a 928	SIM	SIM	4	36
2400 a 2483,5 Cidades > 500 mil hab.	SIM	SIM	0,4	26
2400 a 2483,5 Cidades =< 500 mil hab.	SIM	SIM	4	36
5150 a 5350	SIM	NÃO	0,2	23
5470 a 5725	SIM	SIM	1	30
5725 a 5825	SIM	SIM	4	36



Para cobrir as duas últimas bandas:

- Faixa de frequência: 5,470 a 5,825 GHz
- Frequência central: 5,647 GHz
- Banda de frequência: 355 MHz
- Banda percentual: 6,29%



Para cobrir as três últimas bandas:

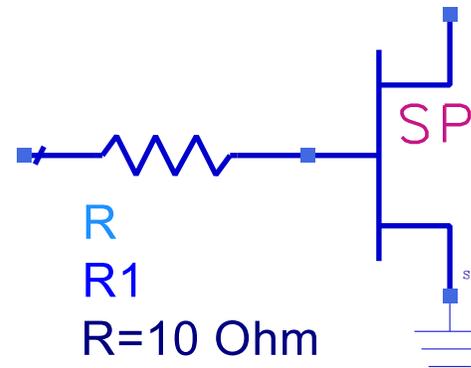
- Faixa de frequência: 5,150 a 5,825 GHz
- Frequência central: 5,487 GHz
- Banda de frequência: 675 MHz
- Banda percentual: 12,3%

Especificações do amplificador

- Atender às três sub-bandas ISM 5.8 GHz
 - Frequências de 5,150 a 5,350 GHz
 - Frequências de 5,470 a 5,725 GHz
 - Frequências de 5,725 a 5,825 GHz
- Ganho em cada sub-banda de frequência
 - $G_{\text{MÉDIO}} \geq 10$ dB
 - Ondulação em cada faixa ISM: $\leq \pm 0,5$ dB
- Perda de retorno de entrada e de saída
 - $S_{11}(\text{dB}) \leq -10$ dB
 - $S_{22}(\text{dB}) \leq -10$ dB

Escolha do transistor

- Faixa de frequência: 5,150 a 5,825 GHz
- Frequência central: **5,487 GHz** → será usada no projeto de circuitos de casamento de impedância e filtros de polarização
- Transistor a ser utilizado
 - Toshiba, FET, S8818, encapsulado
 - Polarização: $V_{DS} = 3\text{ V}$ e $I_{DS} = 30\text{ mA}$
- Circuito de estabilização
 - Resistor de $10\ \Omega$ em série com a porta do transistor

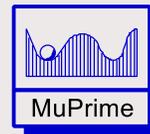
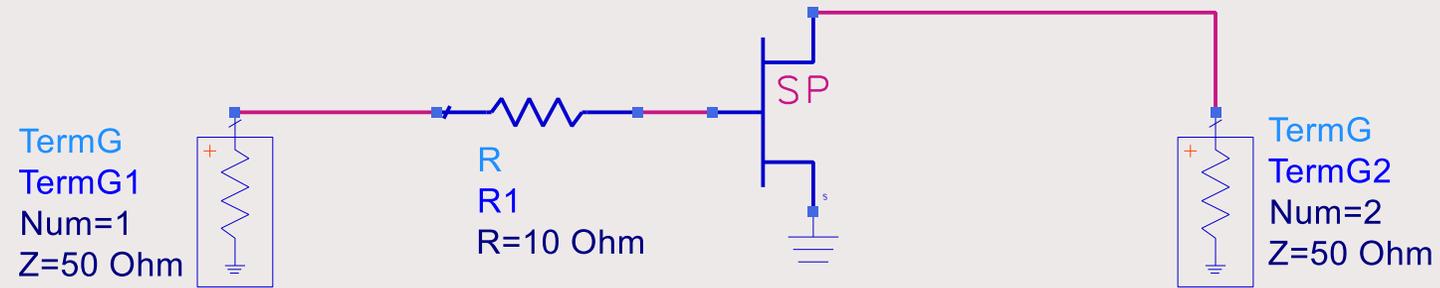


sp_tsb_S8818_2_19950201
SNP1
Bias="Fet: Vds=3V Ids=30mA"
Frequency="{2.00 - 18.00} GHz"

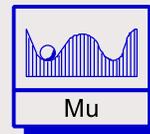
Escolha do substrato

- Substrato a ser usado
 - RT/duroid 5880
 - Fabricante: Rogers Corporation
- Características do dielétrico
 - Constante dielétrica, $\epsilon_r = 2,2$
 - Tangente de perdas, $\text{tg } \delta = 0,0012$
 - Espessura: 0,508 mm
- Características da metalização – Cobre
 - Espessura, $H = 17 \text{ } \mu\text{m}$
 - Condutividade: $\sigma = 5,8\text{E}+7 \text{ S/cm}$

Análise da estabilidade do transistor



MuPrime
MuPrime1
MuPrime1=mu_prime(S)



Mu
Mu1
Mu1=mu(S)



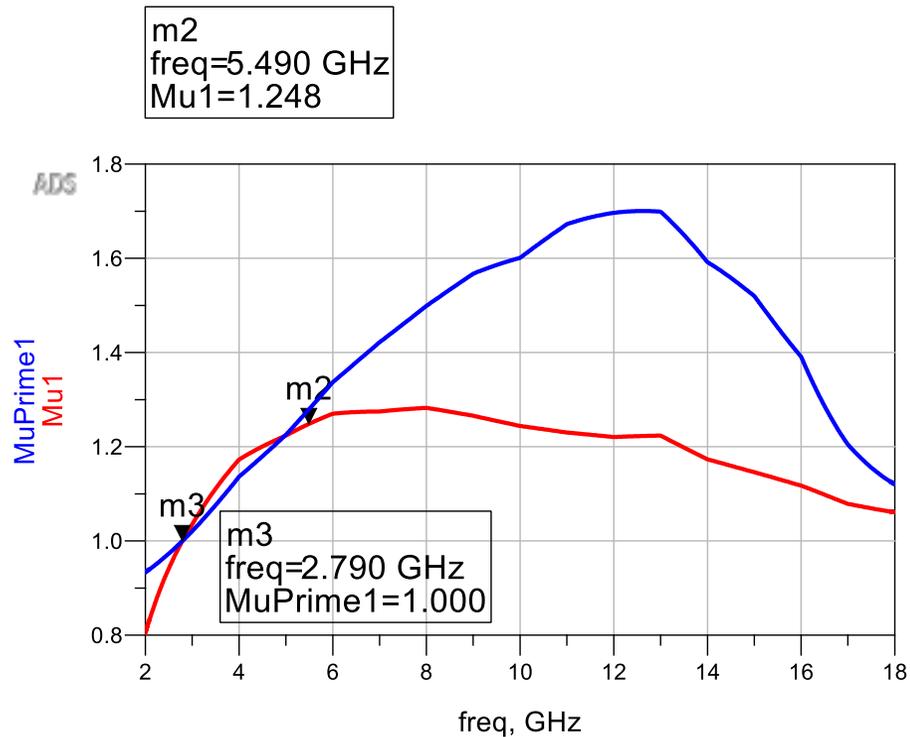
MaxGain
MaxGain1
MaxGain1=max_gain(S)

sp_tsb_S8818_2_19950201
SNP1
Bias="Fet: Vds=3V Ids=30mA"
Frequency="{2.00 - 18.00} GHz"

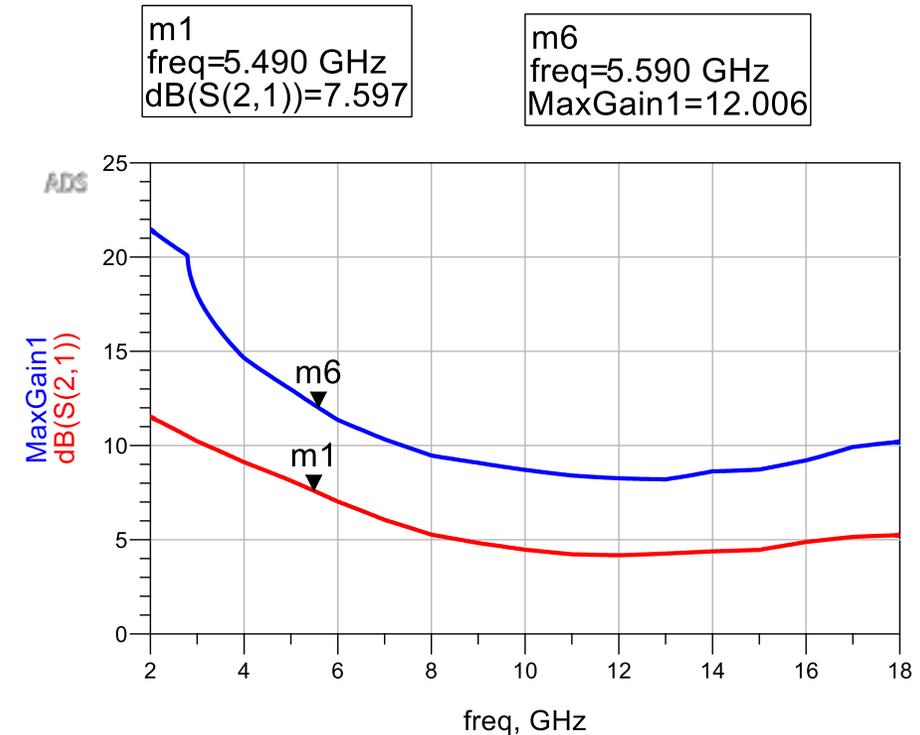


S_Param
SP1
Start=2 GHz
Stop=18 GHz
Step=10 MHz

Análise da estabilidade do transistor

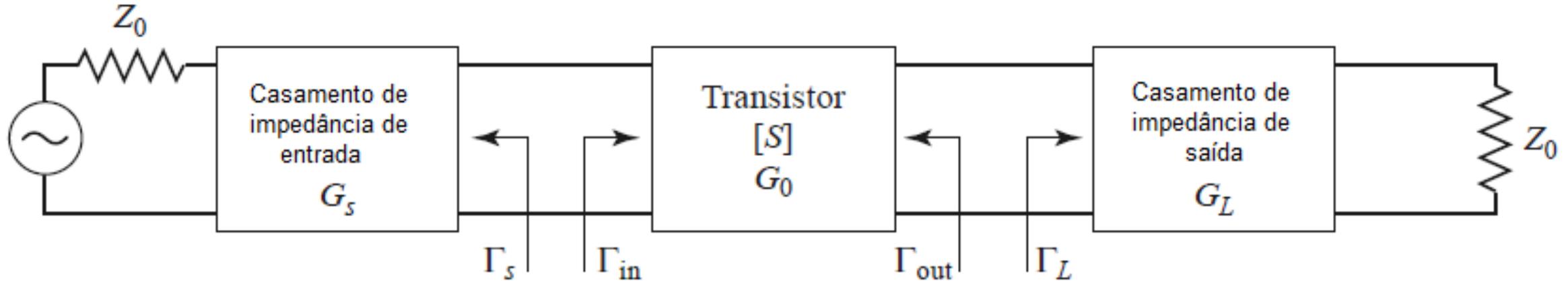


Incondicionalmente estável acima de 2,79 GHz
→ Estabilizar baixa frequência via filtro de polarização

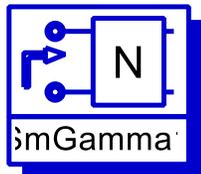


Em 5,49 GHz : $S_{21}(\text{dB})=7,59$ dB e $G_{MAX} = 12,00$ dB

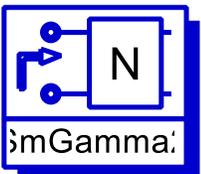
Projeto dos circuitos de casamento de impedância amplificador



- Condição de casamento conjugado na frequência central, usando o ADS

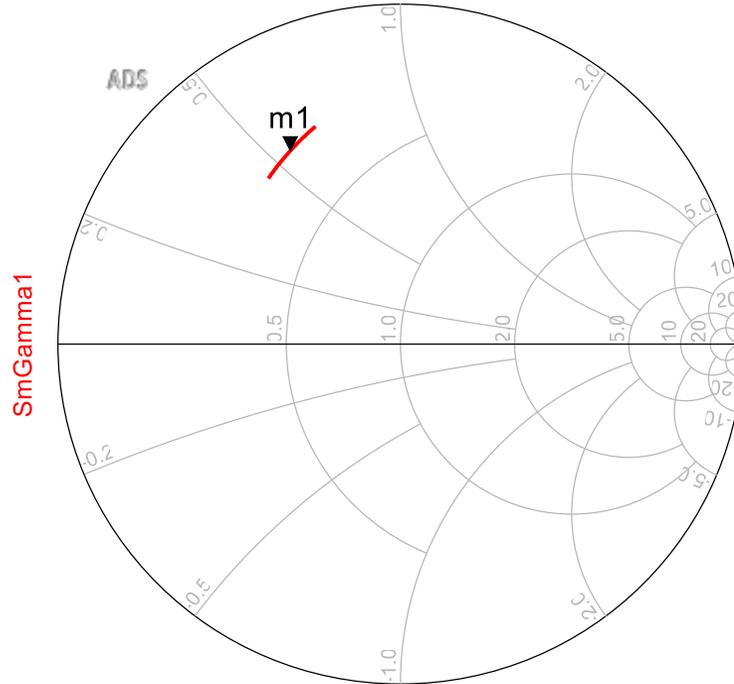


- SmGamma1 retorna $\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \rightarrow Z_{in}$ do transistor
→ circuito de casamento de impedância de entrada



- SmGamma2 retorna $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* \rightarrow Z_{out}$ do transistor
→ circuito de casamento de impedância de saída

Projeto dos circuitos de casamento de impedância amplificador



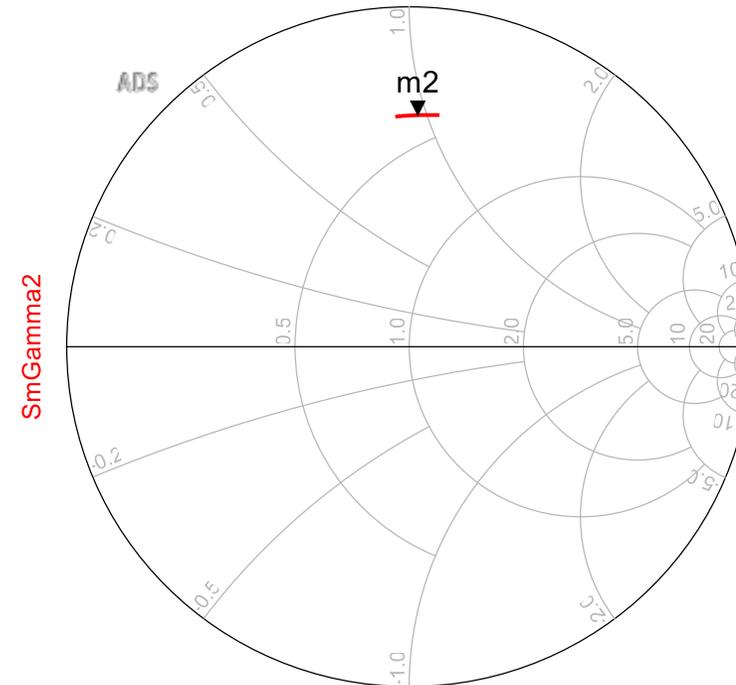
freq (5.000 GHz to 6.000 GHz)

m1
 freq=5.490 GHz
 SmGamma1=0.653 / 119.520
 impedance = $Z_0 * (0.277 + j0.549)$

$$Z_S = 11,35 + j.27,45 \Omega$$

$$Z_{in} = Z_S^*$$

$$Z_{in} = 11,35 - j.27,45 \Omega$$



freq (5.000 GHz to 6.000 GHz)

m2
 freq=5.490 GHz
 SmGamma2=0.682 / 87.902
 impedance = $Z_0 * (0.378 + j0.963)$

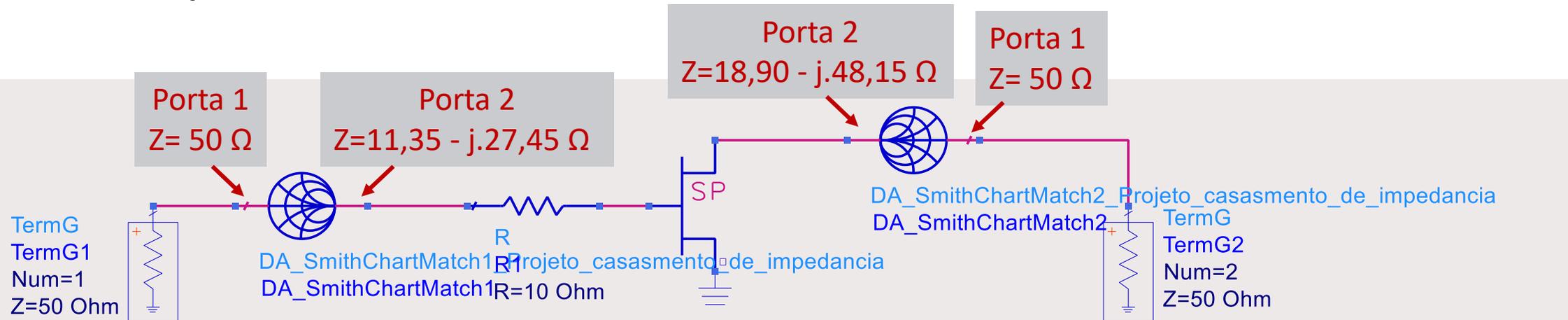
$$Z_L = 18,90 + j.48,15 \Omega$$

$$Z_{out} = Z_L^*$$

$$Z_{out} = 18,90 - j.48,15 \Omega$$

Projeto dos circuitos de casamento de impedância amplificador

- Projete os circuitos de casamento de impedância de entrada e saída
 - Na frequência central da banda de passagem
 - Usando Smith Chart Utility
 - Projete redes em L com linhas de transmissão e toco em aberto



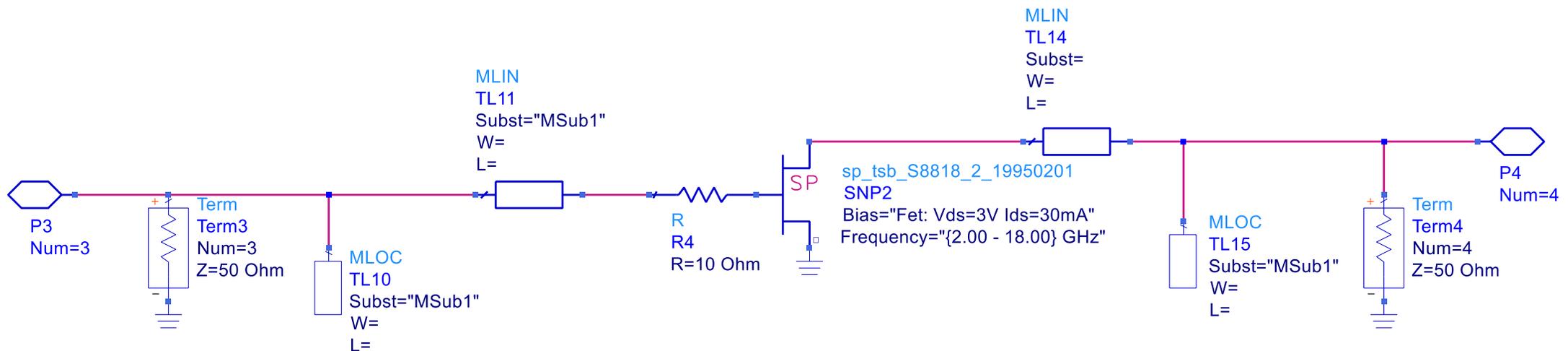
S-PARAMETERS

S_Param
 SP1
 Start=5 GHz
 Stop=6 GHz
 Step=10 MHz

sp_tsb_S8818_2_19950201
 SNP1
 Bias="Fet: Vds=3V Ids=30mA"
 Frequency="{2.00 - 18.00} GHz"

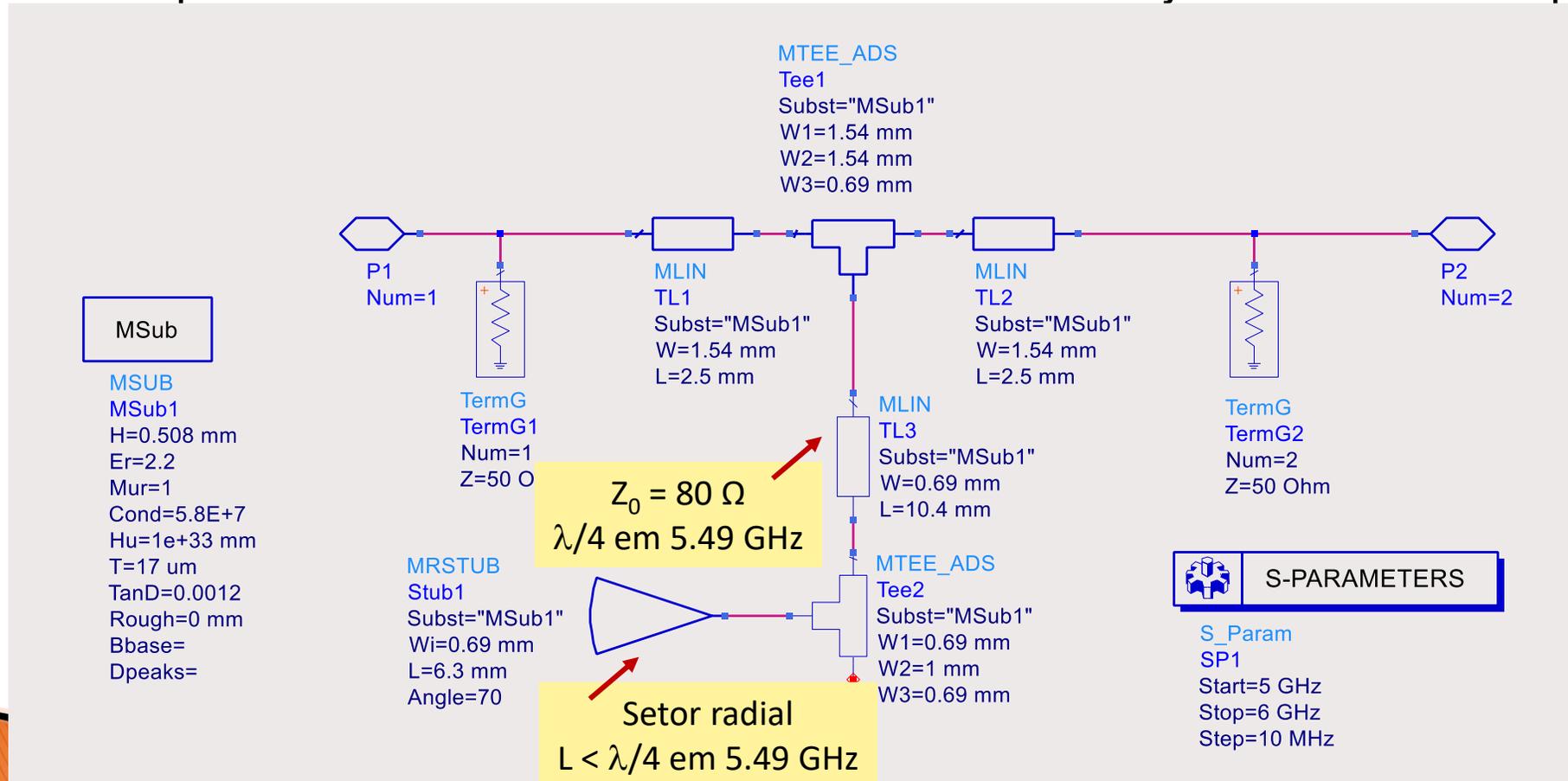
Projeto do amplificador

- Simule o transistor estabilizado com as redes de casamento de impedância
 - Trace os gráficos S11 (dB), S22(dB) e S21(dB) versus frequência
 - Verifique se os resultados estão satisfatórios
- Implemente os circuitos de casamento de impedância usando linhas de microfitas
 - Use microfitas com $Z_0 = 50 \Omega$
 - Use o LineCalc para dimensionar as linhas de microfitas
 - Repita a simulação e ajustes se necessário.

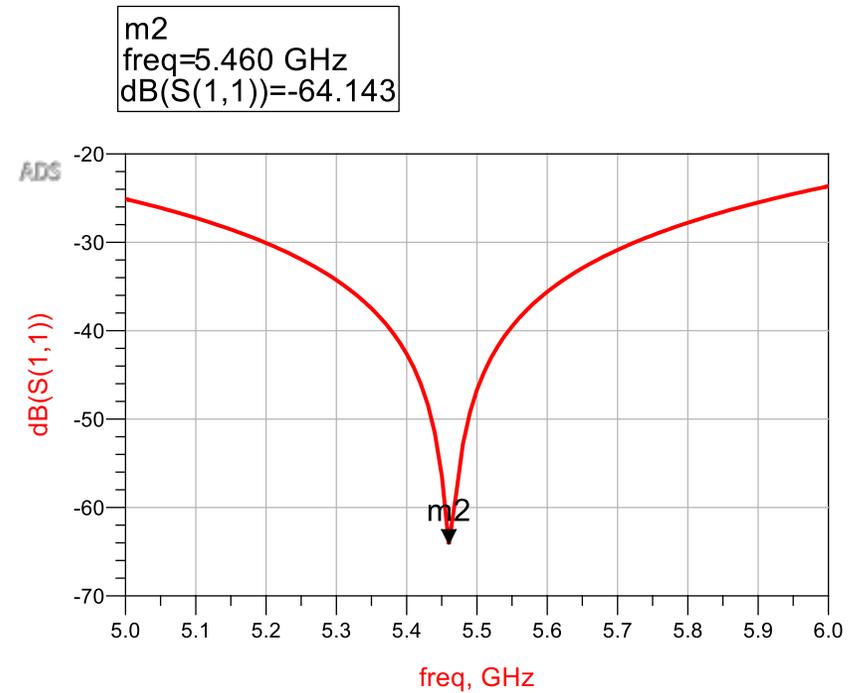
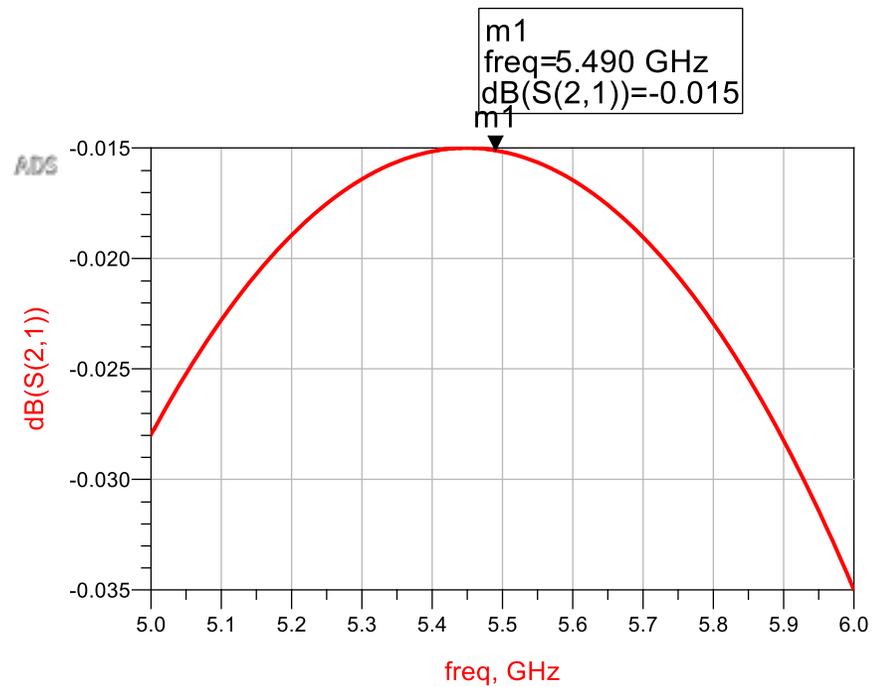


Projeto do filtro de polarização

- Projeto dos filtros de polarização com linhas de transmissão ideais
 - Simule o circuito abaixo de 5 a 6 GHz
 - Trace as curvas de S11(dB) e S21(dB) versus frequência
 - Varia a impedância das linhas de transmissão do filtro e veja seu efeito na resposta do filtro

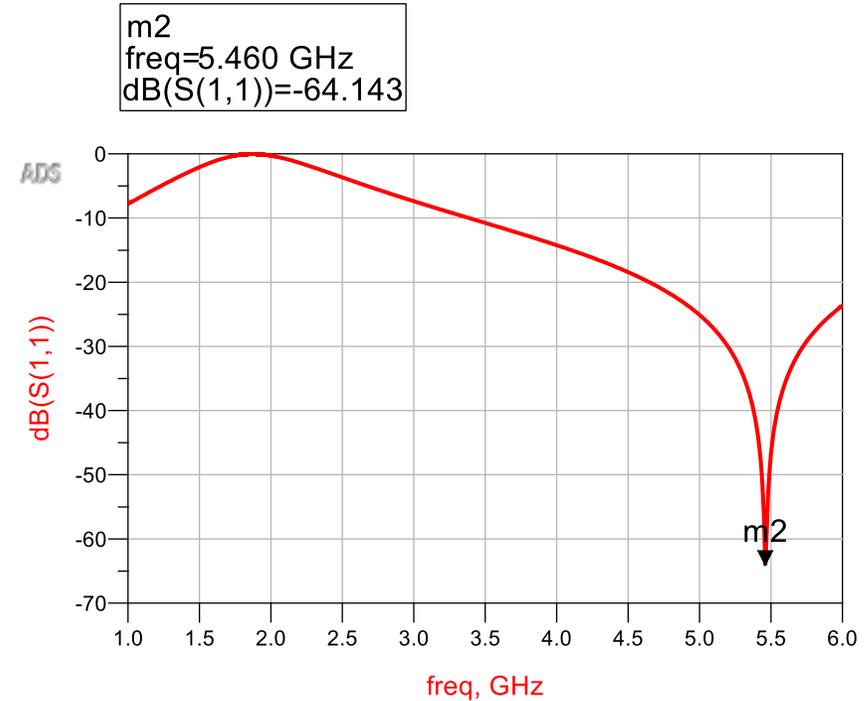
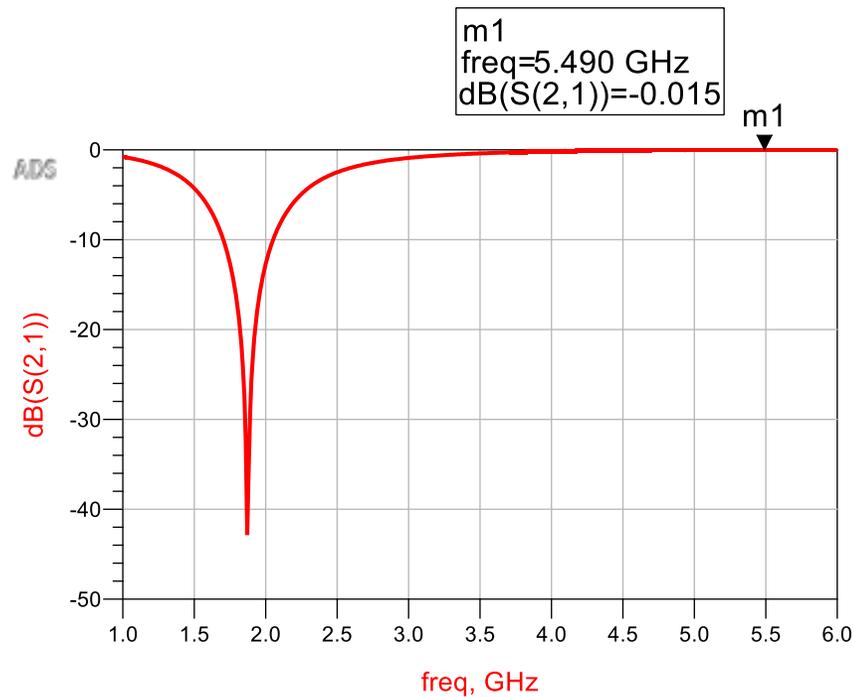


Projeto do filtro de polarização



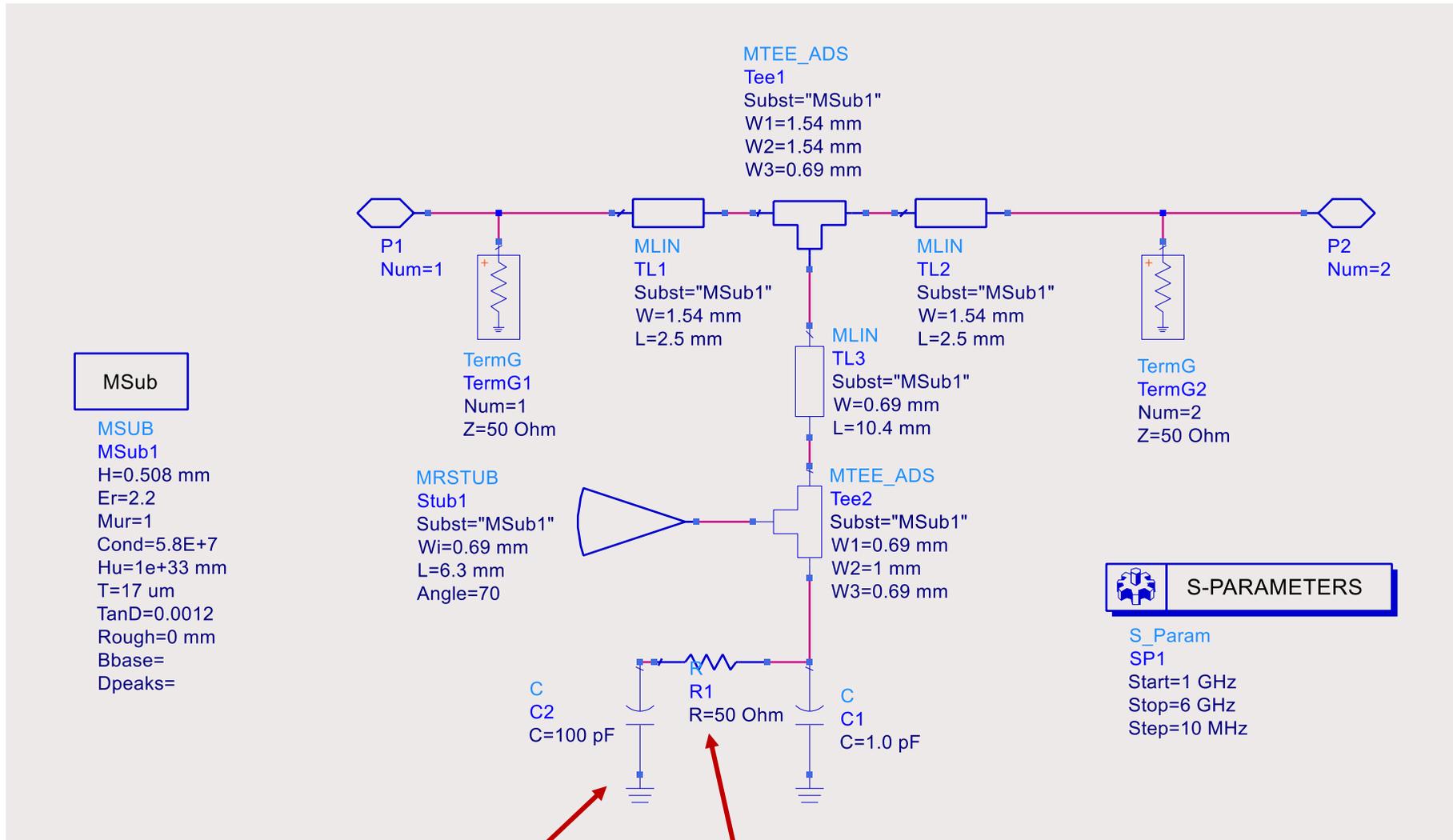
Bom desempenho na faixa de operação do amplificador

Projeto do filtro de polarização



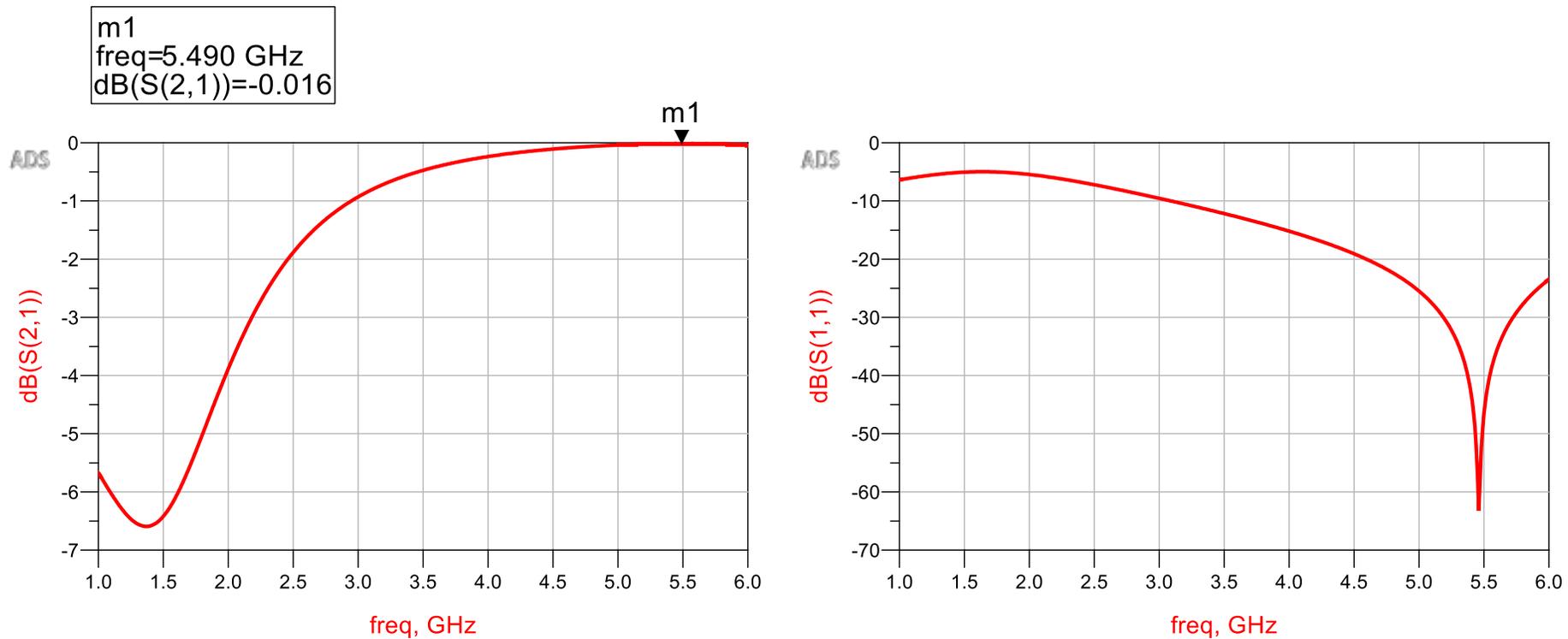
Análise em banda larga – coeficiente de reflexão próximo de 0 dB em torno de 1,9 GHz
Transistor é **condicionalmente estável** nessas frequências

Projeto do filtro de polarização com estabilização para baixas



Carregamento resistivo em baixas frequências

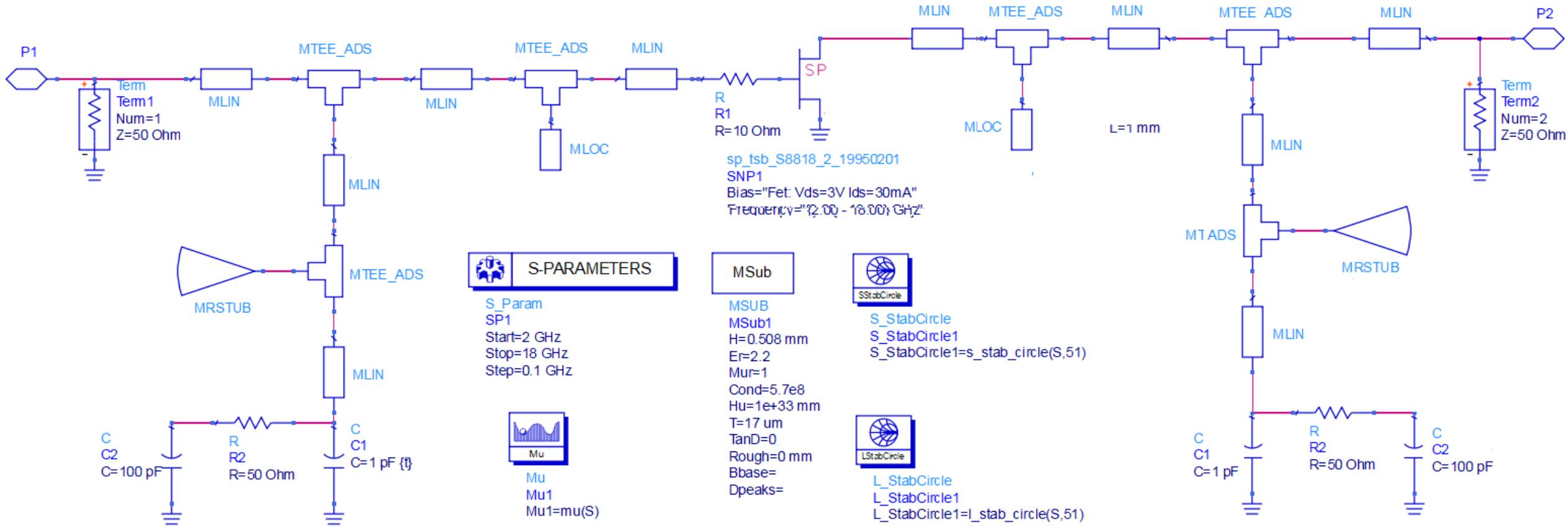
Projeto do filtro de polarização com estabilização para baixas frequências



Análise em banda larga – coeficiente de reflexão de baixas frequências foi reduzido
Transistor com filtros de polarização ficará estável em baixas frequências

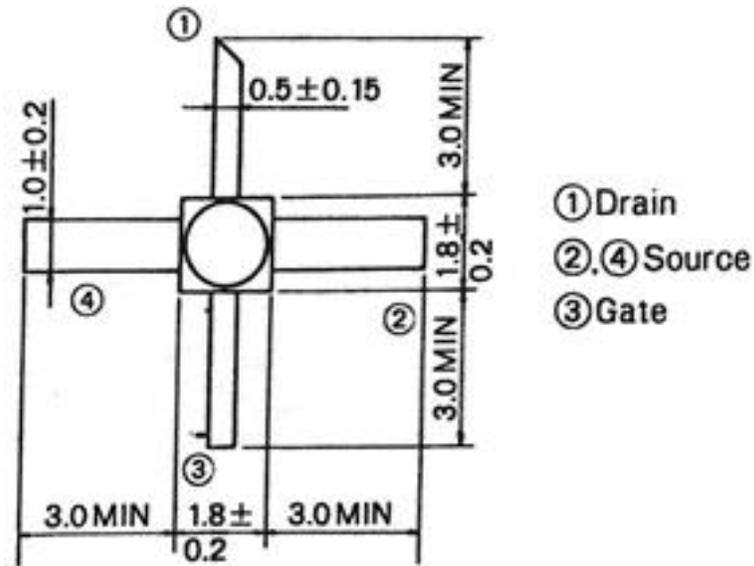
Projeto do amplificador

- Adicione circuitos RC nos filtros de polarização, como mostrado abaixo
- Verifique a resposta em frequência do amplificador e sua estabilidade



Projeto do amplificador

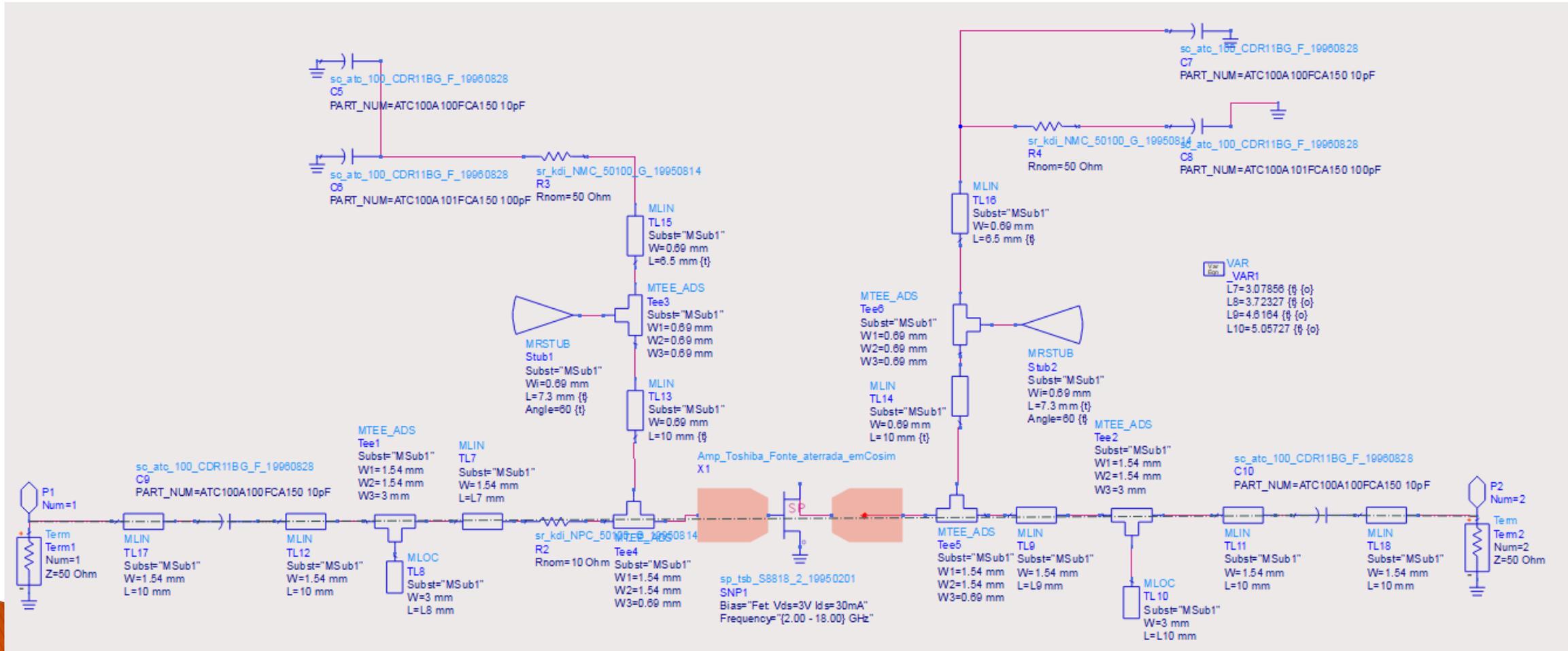
- Gere leiaute do amplificador
 - Considere as dimensões do transistor:



- Inclua capacitores de bloqueio DC na entrada e na saída do amplificador
- Assuma que os capacitores e resistores devam ter um espaçamento de 1 mm entre as áreas em que serão soldados.

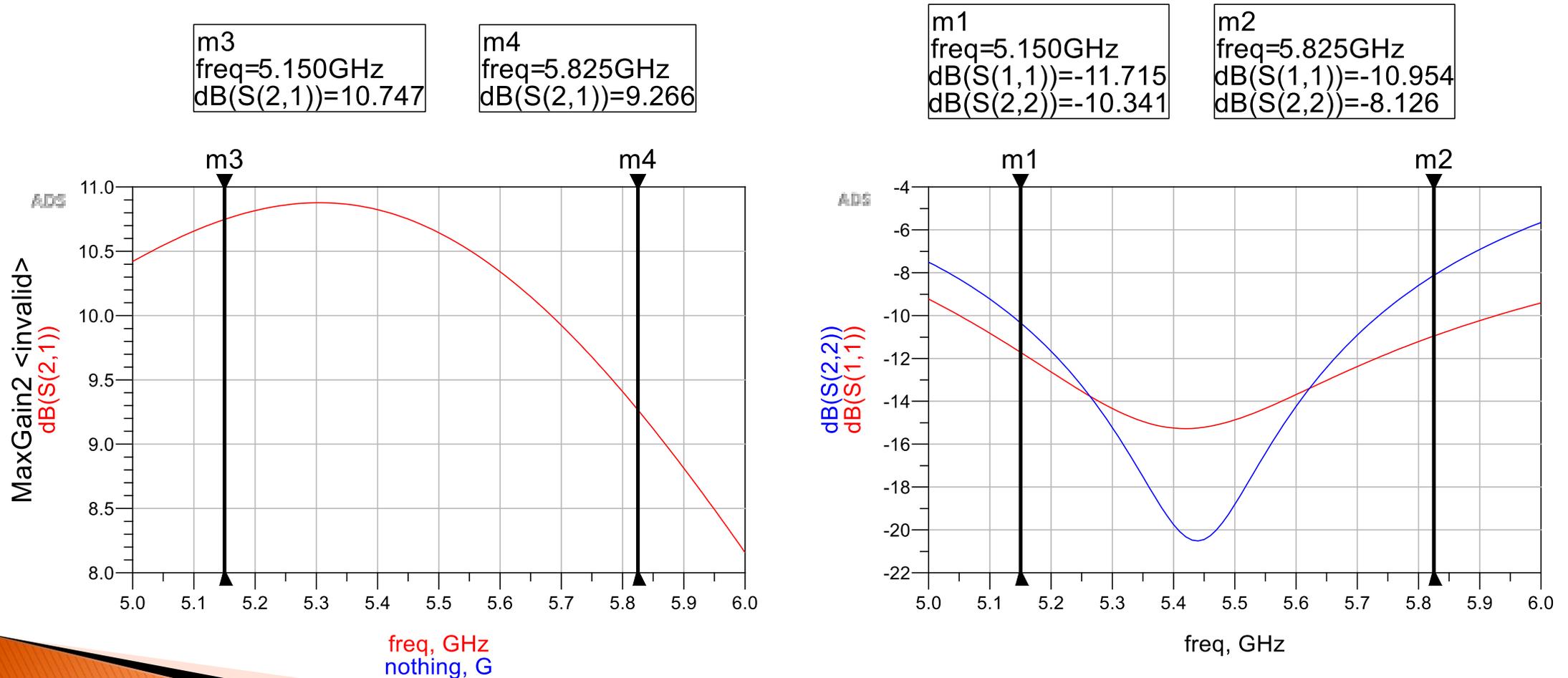
Projeto do amplificador

- Circuito esquemático final do amplificador



Projeto do amplificador

- Resposta em frequência simulada do amplificador



Projeto do amplificador

- Leiaute do amplificador e fotografia do protótipo fabricado

