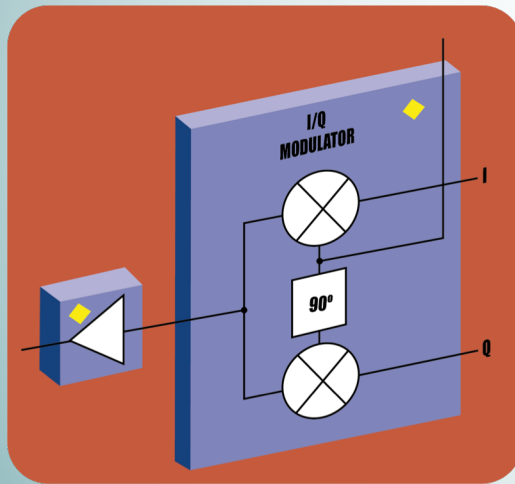


# Electrónica de Radiofrecuencia

## TEMA 1. INTRODUCCIÓN

### 1.4 AMPLIFICADORES EN PEQUEÑA SEÑAL



**Juan Pablo Pascual Gutiérrez**

**Enrique Villa Benito**

**Luisa María de la Fuente Rodríguez**

**José Ángel García García**

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES

Este material se publica bajo la siguiente licencia:

[Creative Commons BY-NC-SA 4.0](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)



# Amplificadores en pequeña señal

---

## Índice:

- Clasificación de amplificadores
- El transistor, corazón del amplificador. Modelos
- Objetivos del diseño: redes entrada y salida
- Estabilidad: definiciones, factores y círculos de estabilidad
- Bajo Ruido: definición de figuras de mérito y círculos de ruido
- Diseño unilateral
- Diseño bilateral
- Amplificadores multietapa
- Resumen diagrama de flujo de diseño

# Amplificadores en pequeña señal

---

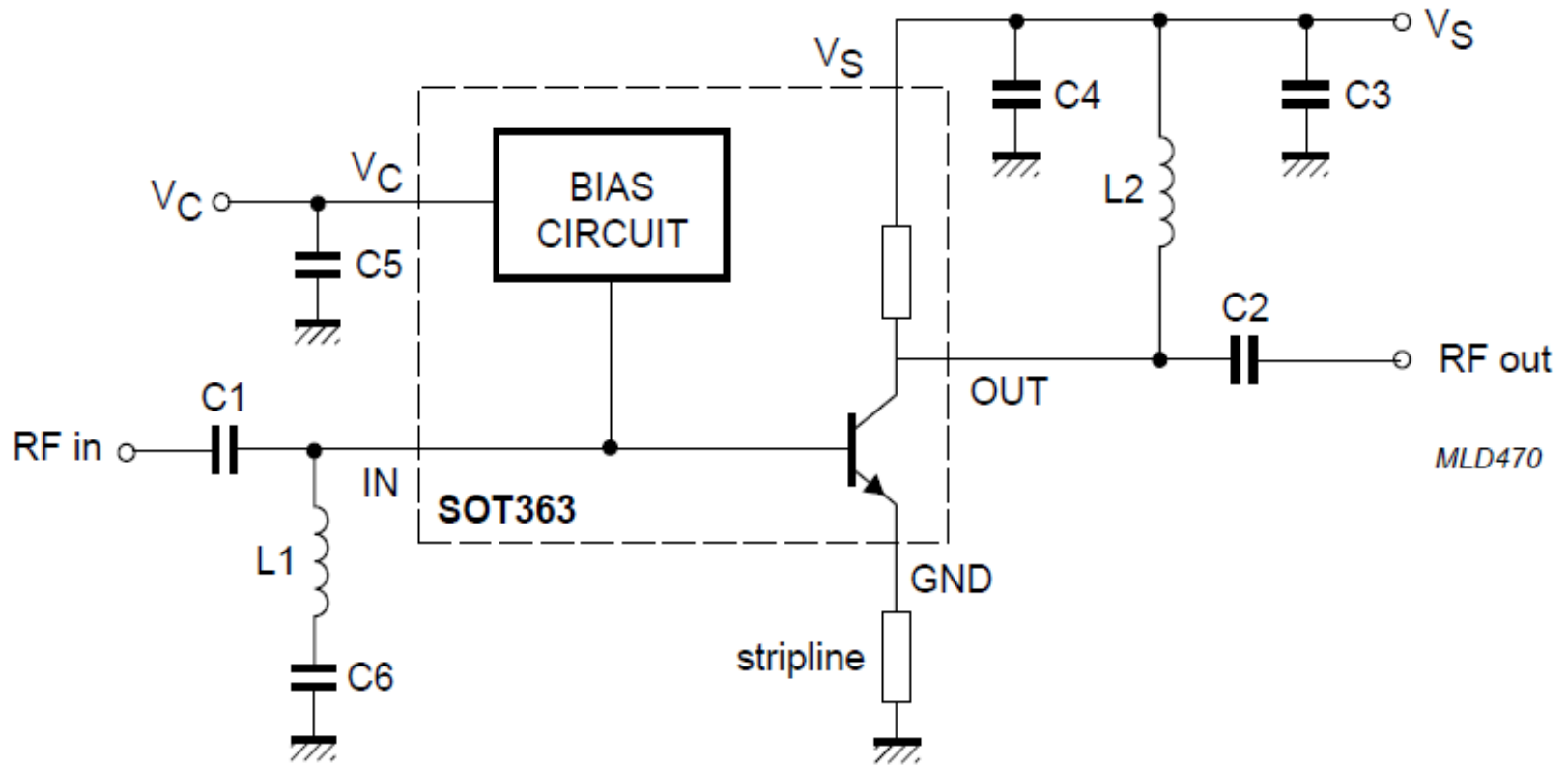
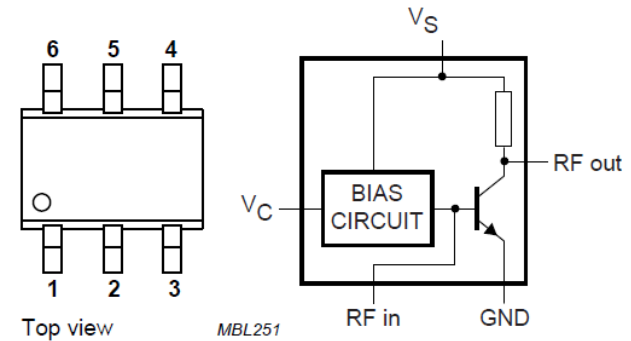


Amplificador BGA2012 montado en una placa de evaluación

# Amplificadores en pequeña señal

## Ejemplo de amplificador: BGA2012

1900 MHz high linear low noise amplifier



# Amplificadores en pequeña señal

---

## Clasificación:

Los amplificadores se pueden clasificar en términos de:

- aplicaciones
- características funcionales
- bandas de frecuencia
- técnicas de adaptación
- topología del circuito

Según sus aplicaciones y características funcionales:

1. Amplificadores de propósito general
2. Amplificadores de potencia
3. **Amplificadores bajo ruido**
4. Amplificadores de alta linealidad
5. Amplificadores de alta eficiencia
6. Amplificadores de ganancia y potencia variables
7. Amplificadores logarítmicos



**Nuestro objetivo en este tema**

# Amplificadores en pequeña señal

---

Según su ancho de banda frecuencial:

1. Amplificadores de banda estrecha ( $< 20\%$ )
2. Amplificadores de banda ancha ( $> 20\%$  y  $< 2$  octavas)
3. Amplificadores de ultra banda ancha ( ancho de banda multioctava)
4. Amplificadores de acoplo directo.

Según su técnica de adaptación o topología del circuito:

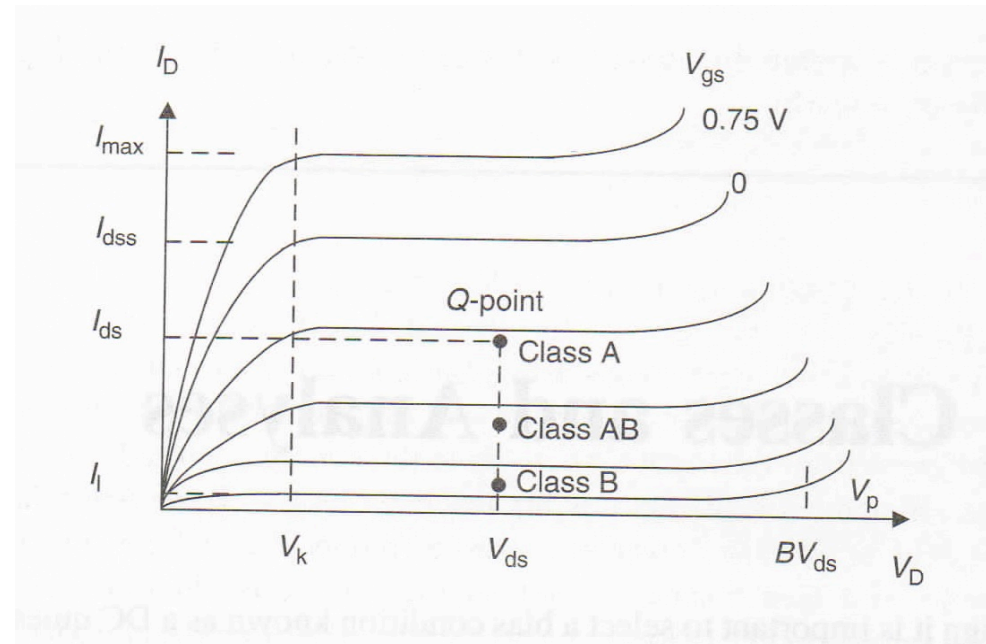
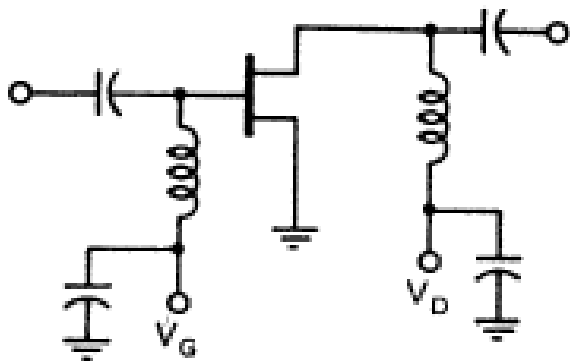
1. Amplificador de adaptación reflectiva (reactiva)
2. Amplificador de adaptación con pérdidas (resistivo-reactivo)
3. Amplificador realimentado
4. Amplificador de adaptación activa
5. Amplificador distribuido (traveling wave)
6. Amplificador equilibrado
7. Amplificador push-pull.

# Amplificadores en pequeña señal

- De los muchos tipos de amplificadores: bajo ruido, potencia, banda ancha, pequeña señal, etc. en este tema nos centraremos en los amplificadores de **pequeña señal**, es decir, los que trabajan en un régimen lineal con amplitudes pequeñas o moderadas que no llegan a saturar los dispositivos.
- Eso excluye los Amplificadores de Potencia

# Amplificadores en pequeña señal

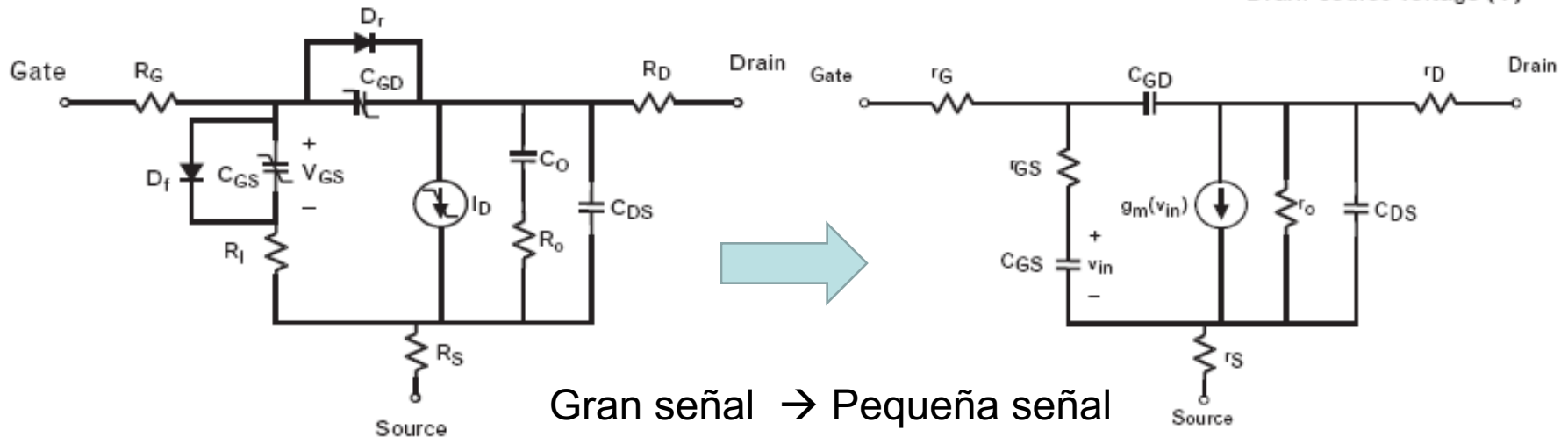
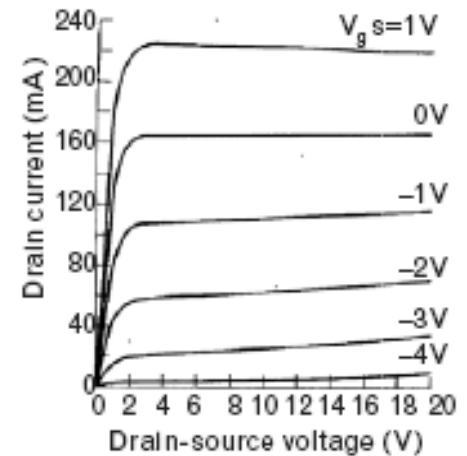
- El elemento esencial de los amplificadores de RF y MW es el transistor (BJT, CMOS, MESFET, HEMT, etc.) que se polariza en un determinado punto de trabajo (clase) en el que es capaz de proporcionar ganancia a cambio de consumir potencia DC.



# Amplificadores en pequeña señal

- También se puede disponer del modelo del transistor en gran señal, o el de pequeña señal para un punto DC concreto.
- Modelo en gran señal:  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$

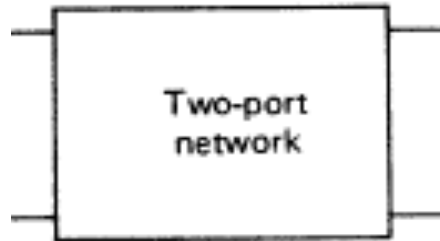
$$I_{DS} = \beta(V_{GS} - V_P)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS})$$



# Amplificadores en pequeña señal

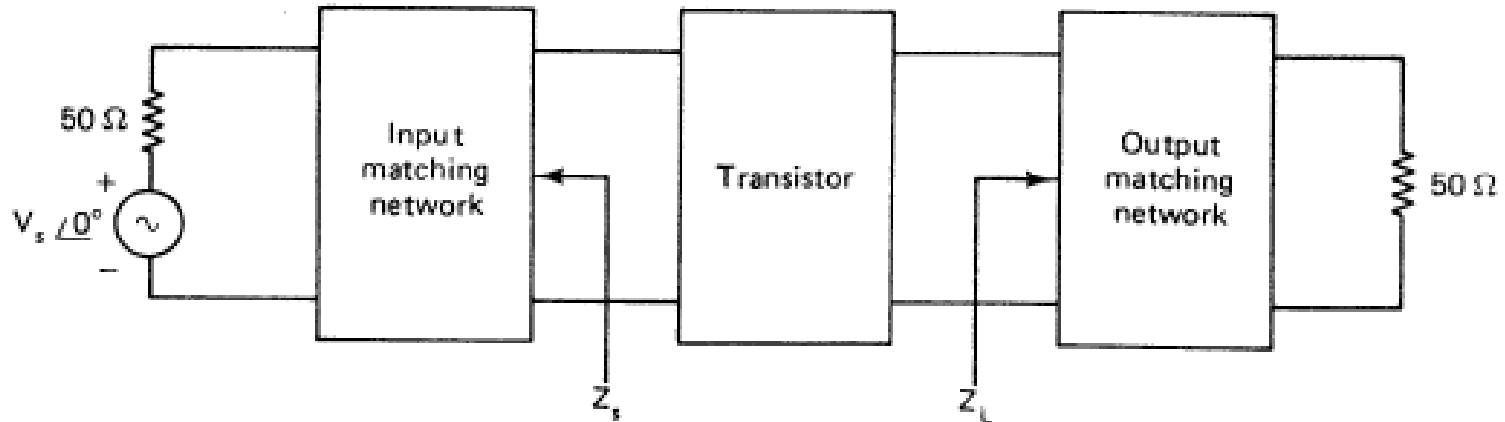
---

- Consideramos al transistor como una red dos puertas caracterizada por sus parámetros S cuando está polarizado en un punto DC fijo.



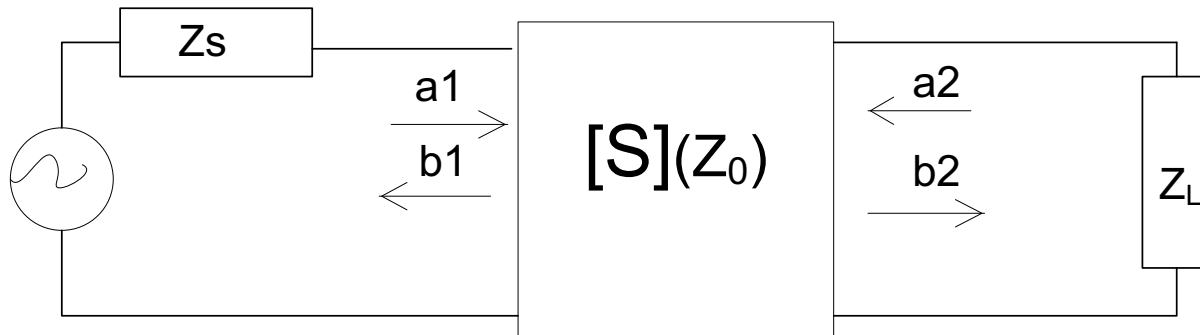
# Amplificadores en pequeña señal

- El objetivo fundamental del diseño será determinar las impedancias de entrada y salida que proporcionen la ganancia deseada.
- También habrá que considerar la estabilidad y el bajo ruido del amplificador resultante.



# Amplificadores en pequeña señal

- Recordamos la fórmula general de la Ganancia en Transferencia para una bipuerta definida por los parámetros S.



$$G_T = \frac{P_L}{P_S} = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S S_{11} - \Gamma_L S_{22} + \Gamma_S \Gamma_L \Delta|^2}$$

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

# Amplificadores en pequeña señal

---

Definiciones de ganancia de un amplificador:

$$G_T = \frac{\text{Potencia\_entregada\_carga}}{\text{Potencia\_disponible\_fuente}} = G_T(Z_s, Z_L)$$

$$G_p = \frac{\text{Potencia\_entregada\_carga}}{\text{Potencia\_entrada\_amplificador}} = G_p(Z_L)$$

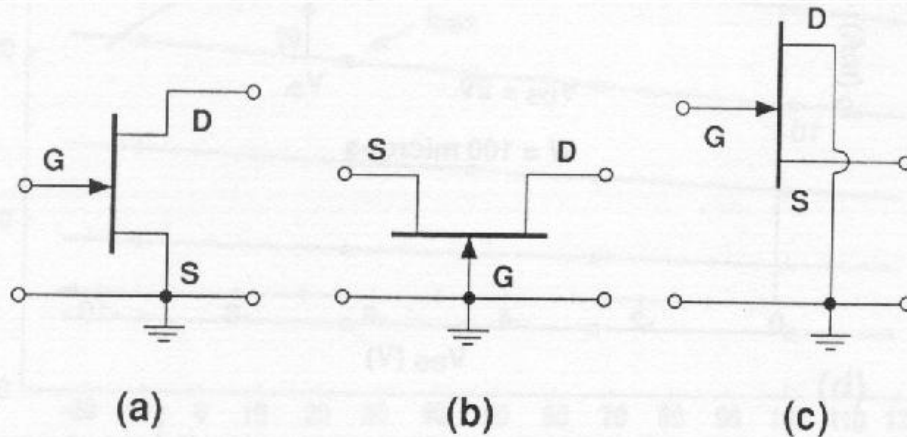
$$G_a = \frac{\text{Potencia\_disponible\_desde\_amplificador}}{\text{Potencia\_disponible\_desde\_fuente}} = G_a(Z_s)$$

$$G_i = \frac{\text{Potencia\_disponible\_desde\_amplificador}}{\text{Potencia\_entregada\_carga\_desde\_fuente\_si\_el}} = G_i(Z_L)$$

*amplificador \_no \_está \_presente*

# Amplificadores en pequeña señal

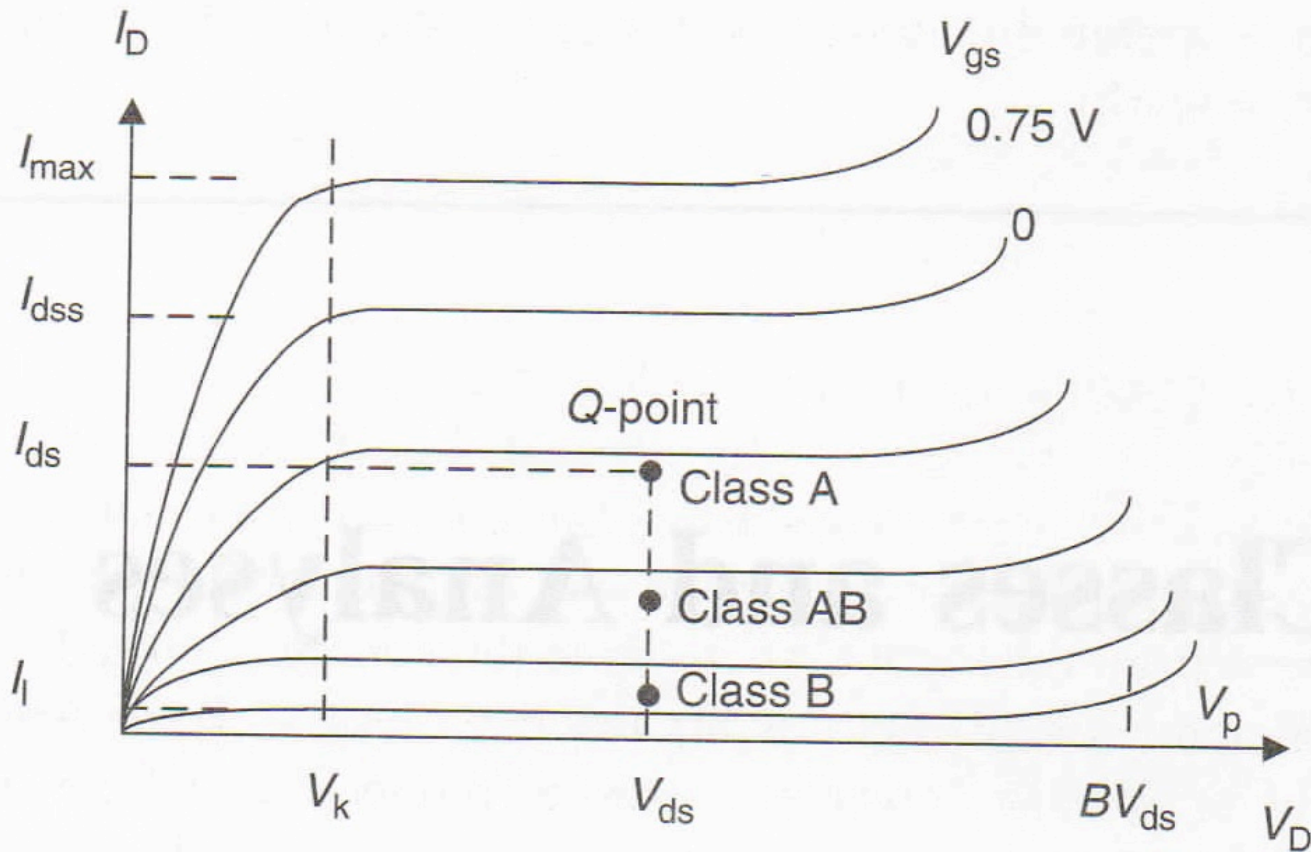
- Para el amplificador más sencillo la bipuerta definida por sus parámetros  $S$  será un transistor (BJT, MESFET, HEMT, HBT, etc.) conectado de modo que tenga 2 puertas y un terminal común.



The three connections of a three-terminal FET: (a) common-source FET configuration; (b) common-gate FET configuration; (c) common-drain FET configuration. Bias components are not shown.

# Amplificadores en pequeña señal

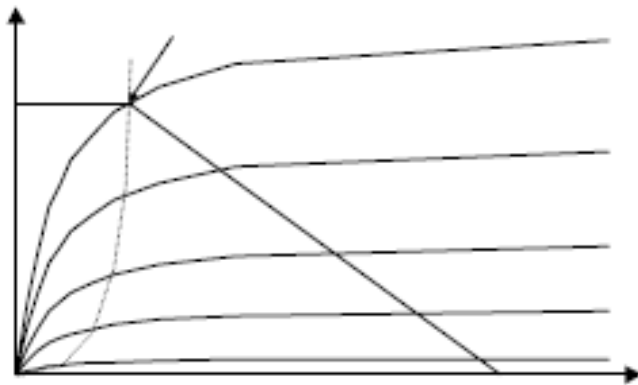
- El transistor deberá estar polarizado en DC en un punto adecuado.



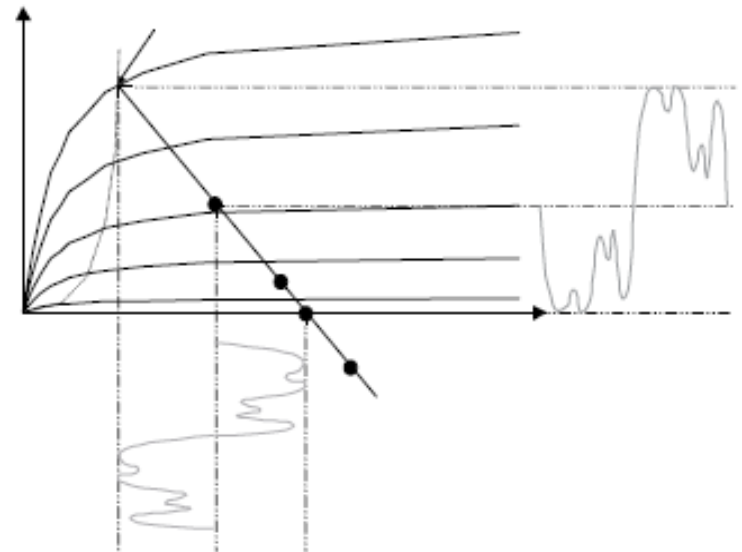
# Amplificadores en pequeña señal

- Las curvas DC del transistor también permiten estimar la potencia que puede entregar el dispositivo y la resistencia de carga  $R_L$ .

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_{dd} (V_{dd} - V_{knee}) \quad R_L = \frac{(V_{dd} - V_{knee})^2}{2P_{out}}$$



Load-line for a transistor (this example assumes a FET device).

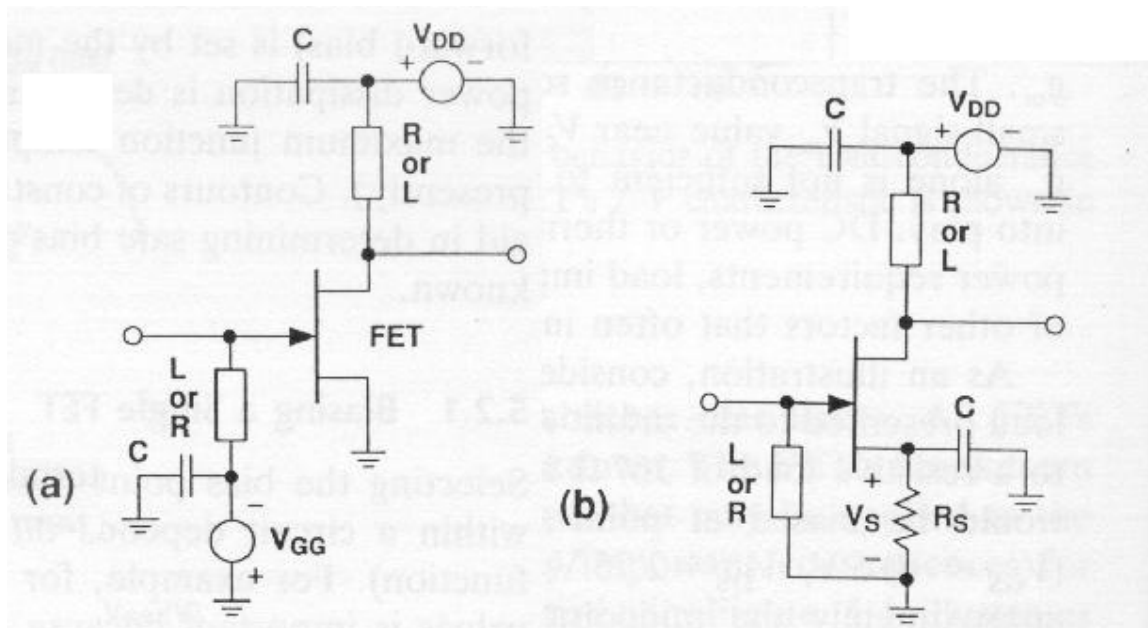


# Amplificadores en pequeña señal

- La red de polarización no debería influir (idealmente) en el comportamiento de RF.

Polarización doble

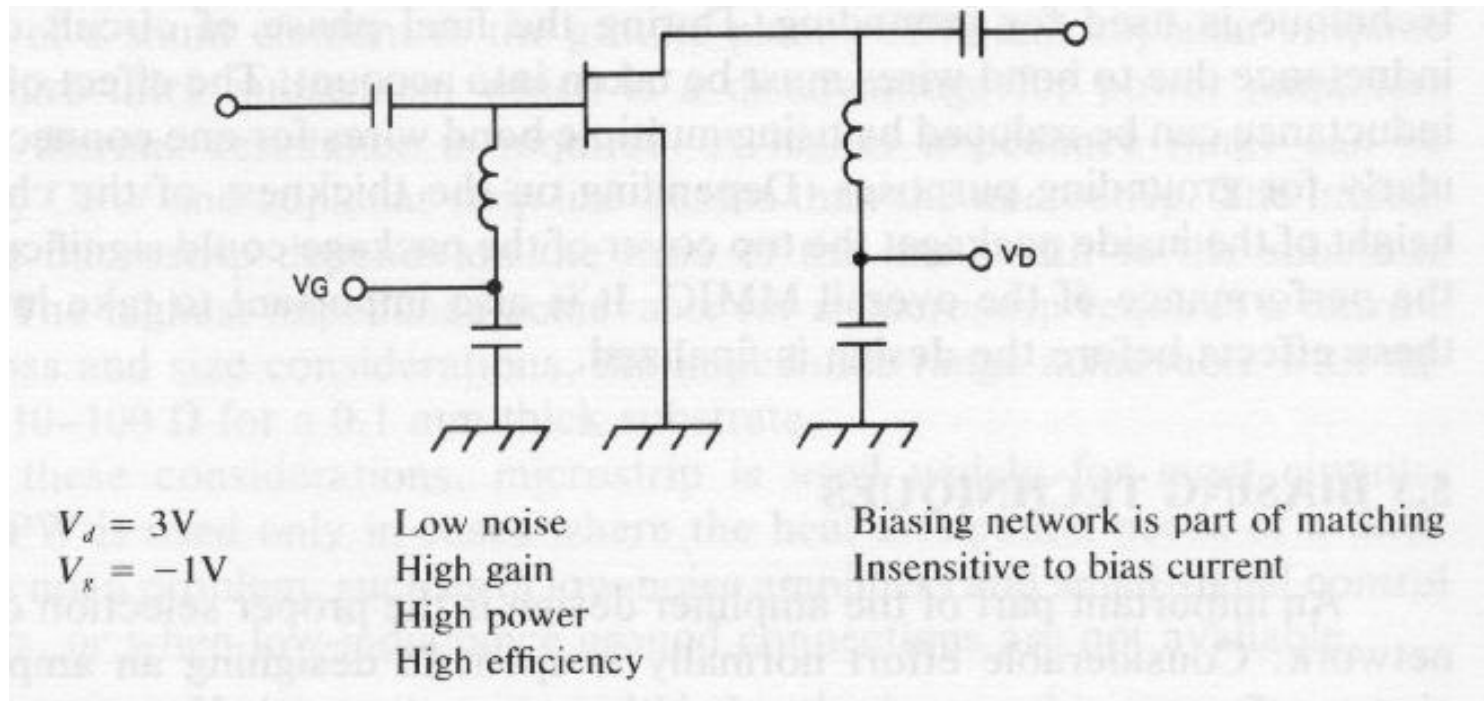
Polarización sencilla



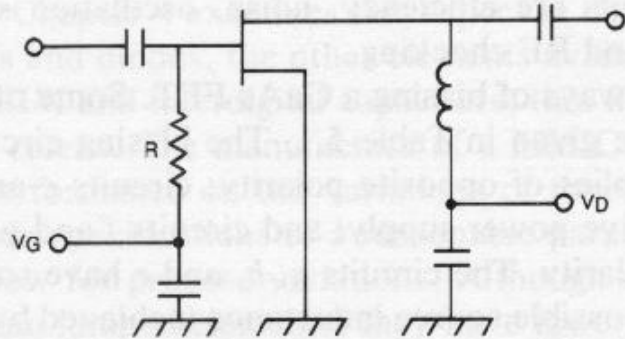
(a) FET biased using two voltage supplies to set  $V_{DS}$  and  $V_{GS}$  independently; and (b) FET biased with only a single voltage supply and a series source resistor to set the bias operating point.

# Amplificadores en pequeña señal

- En la práctica la red de polarización si influye en el comportamiento de RF.



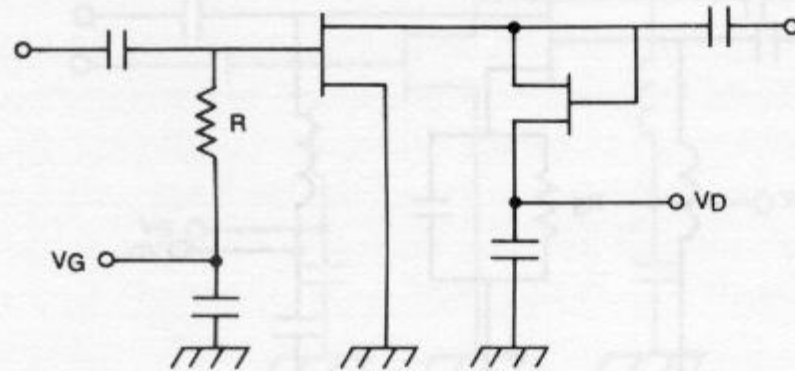
# Amplificadores en pequeña señal



$$V_d = 3V$$
$$V_g = -1V$$

Moderately noisy  
High gain  
High power  
High efficiency

Biasing network is part of matching  
Insensitive to bias current  
High value of  $R$  provides higher isolation between gate and power supply



$$V_d = 5V$$
$$V_g = -1V$$

Low noise  
High gain  
Medium power  
Low efficiency

Broadband at lower frequencies  
sensitive to bias voltage

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Los parámetros [S] del transistor dependen del punto DC y se supone que incluyen la red de polarización.
- Significado  $S_{11}$ : impedancia de entrada del transistor con la salida cargada con  $Z_0$  (50 Ohm)
- Significado  $S_{22}$ : impedancia de salida del transistor con la entrada cargada con  $Z_0$  (50 Ohm)
- Significado  $S_{21}$ : ganancia de potencia con  $Z_0$  (50 Ohm) en la entrada y la salida ( $S_{21}$  alto).
- Significado  $S_{12}$ : ganancia inversa con  $Z_0$  (50 Ohm) en la entrada y la salida ( $S_{12}$  bajo ó 0).

# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: Transistor NEC 900175

## NEC

**Ku-BAND MEDIUM  
POWER GaAs MESFET**

**NE9000 SERIES  
NE9001 SERIES  
NE9002 SERIES**

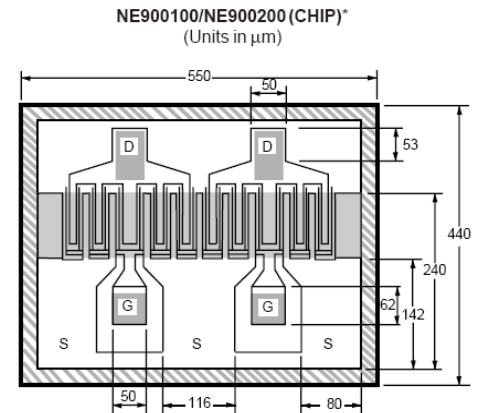
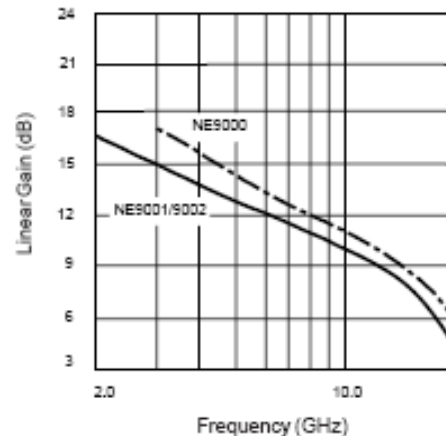
### FEATURES

- CLASS A OPERATION
- HIGH OUTPUT POWER  
 $P_{OUT} = 26.5 \text{ dBm}$   
 $G_{1dB} = 7 \text{ dB}$
- HIGH POWER ADDED EFFICIENCY

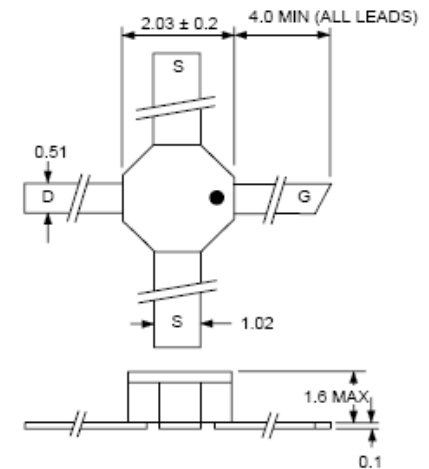
### DESCRIPTION

The NE9000, NE9001, and NE9002 are 0.5 micron recessed gate medium power GaAs FETs for commercial and space amplifier and oscillator applications to 20 GHz. Chip configurations available are: the NE900000, a one cell die of 400  $\mu\text{m}$  gate width; the NE900100, a one cell die of 750  $\mu\text{m}$  gate width; and the NE900200, a two cell die of 1500  $\mu\text{m}$  total gate width. The series is available in chip form or a variety of hermetic ceramic packages. The NE900000, NE900100, and NE900200 are standard die without wrap-around source metallization, while the NE900000G, NE900100G, and NE900200G have wrap-around source metallization. The series is space qualified.

TYPICAL LINEAR GAIN vs. FREQUENCY



### PACKAGE OUTLINE 89A

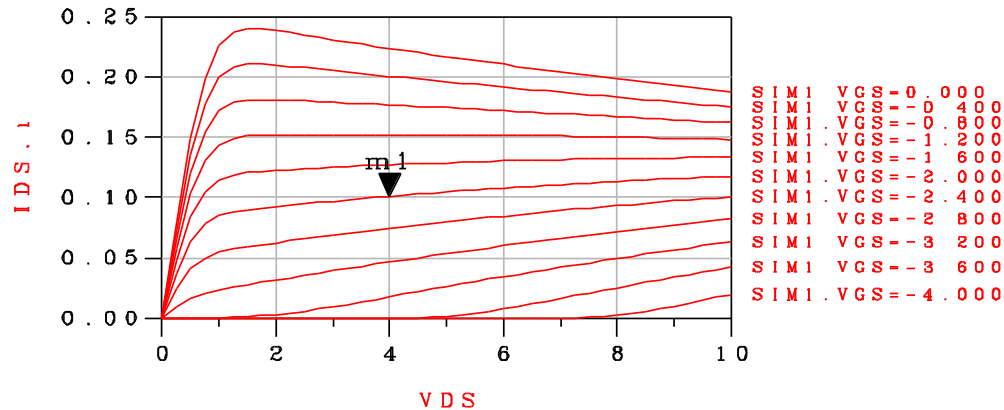


# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: parámetros S NEC 900175: DC

```
m1
indep(m1)=4.000
vs(IDS.i,VDS)=0.101
SIM1.VGS=-2.000000
```

Drain Current versus Bias Curves

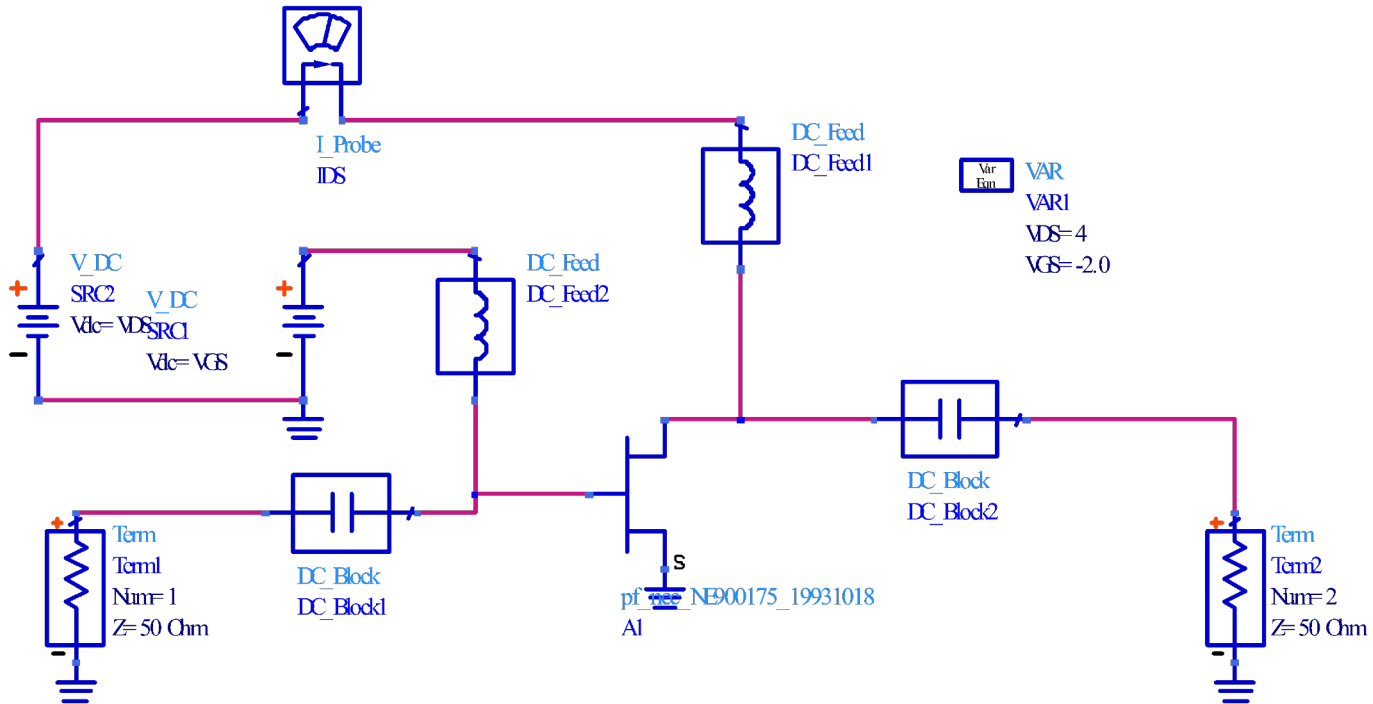


Move Marker m1 to update values below:

VDS	Device Power Consumption at m1 bias point, Watts
4.000	0.404

# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: parámetros S NEC 900175: S



Var Em VAR  
VARI  
VDS=4  
VGS=-2.0

**S-PARAMETERS**

S\_Param  
SP1  
Start=0.1 GHz  
Stop=10.0 GHz  
Step=0.1 GHz

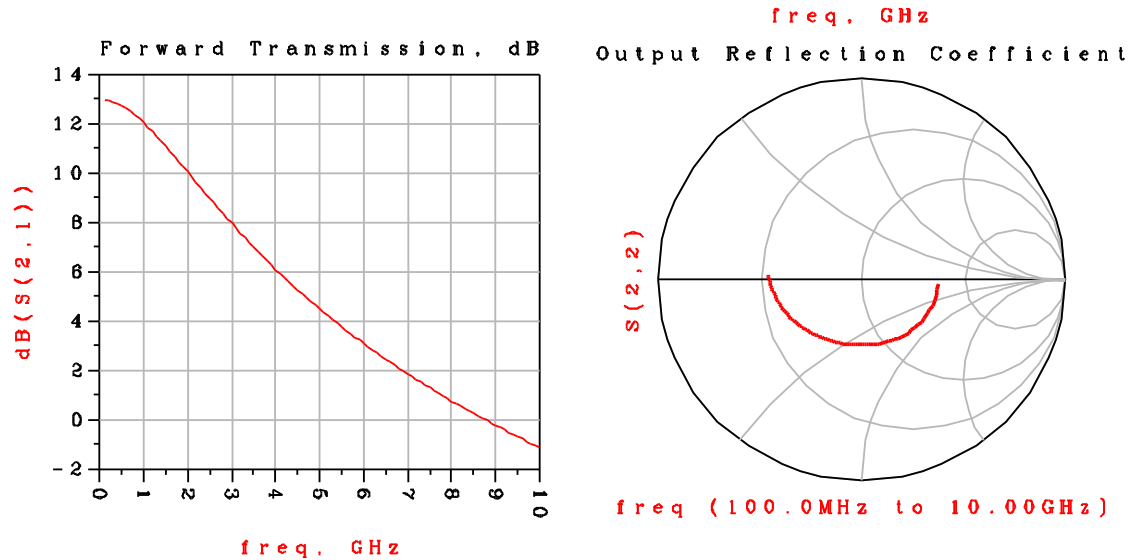
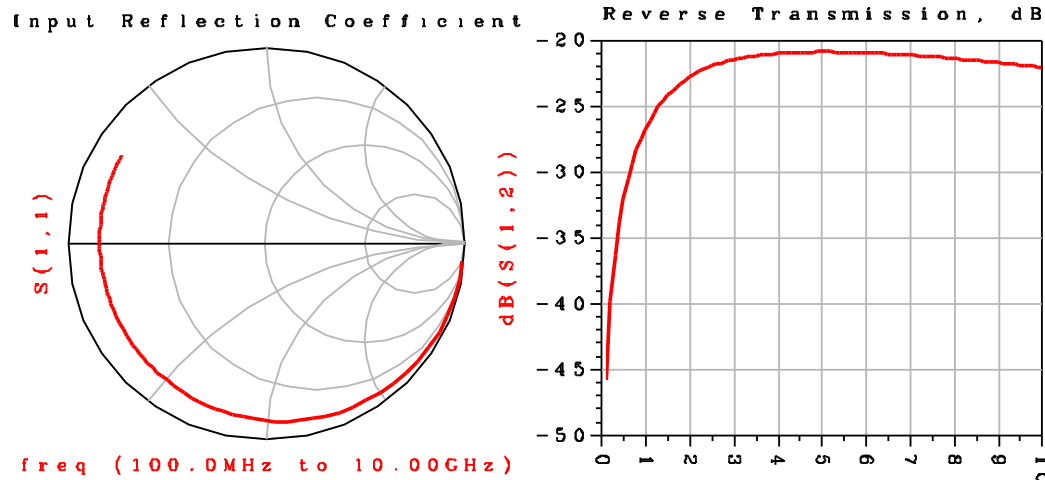
**DC**

DC  
DC1

Disp Temp Display/Template  
disptemp2  
"S\_Params\_Quad\_dB\_Smith"  
"S\_21\_11\_wZoom1"

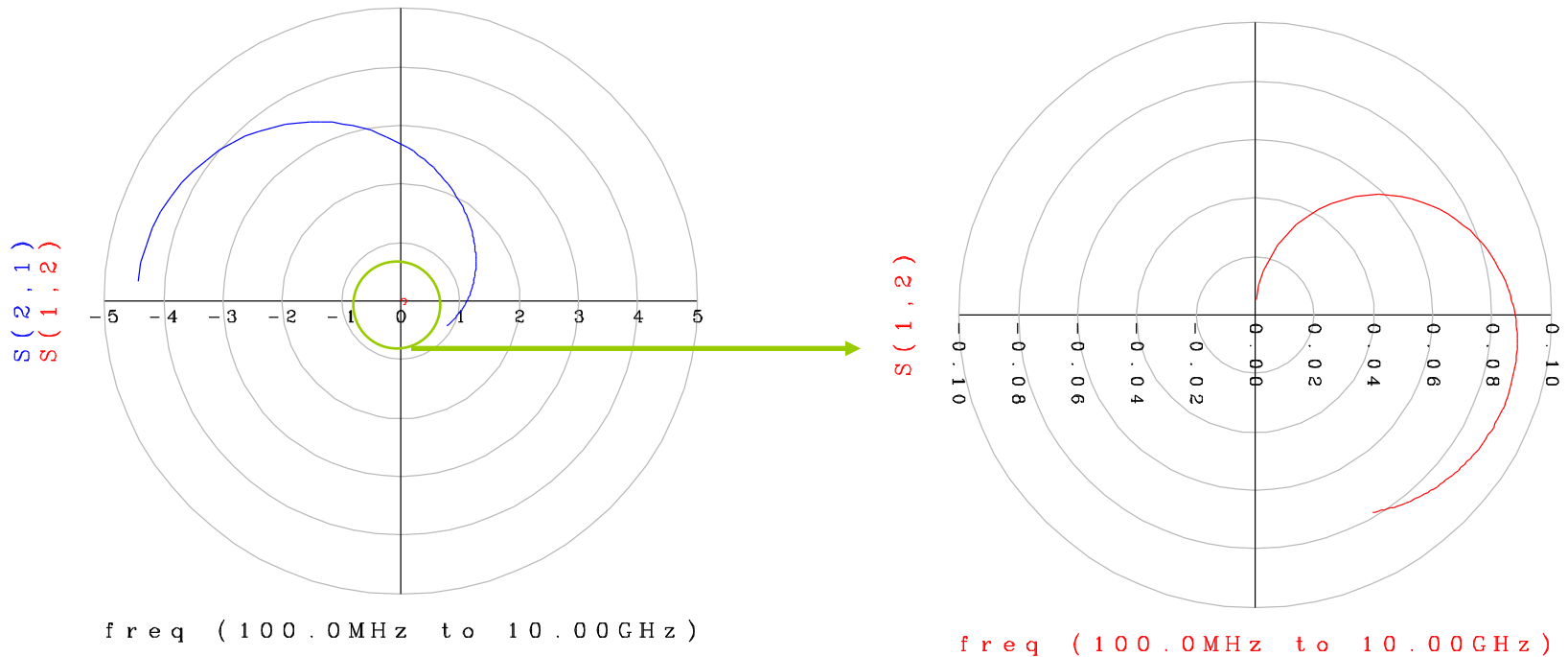
# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: parámetros S NEC 900175: S



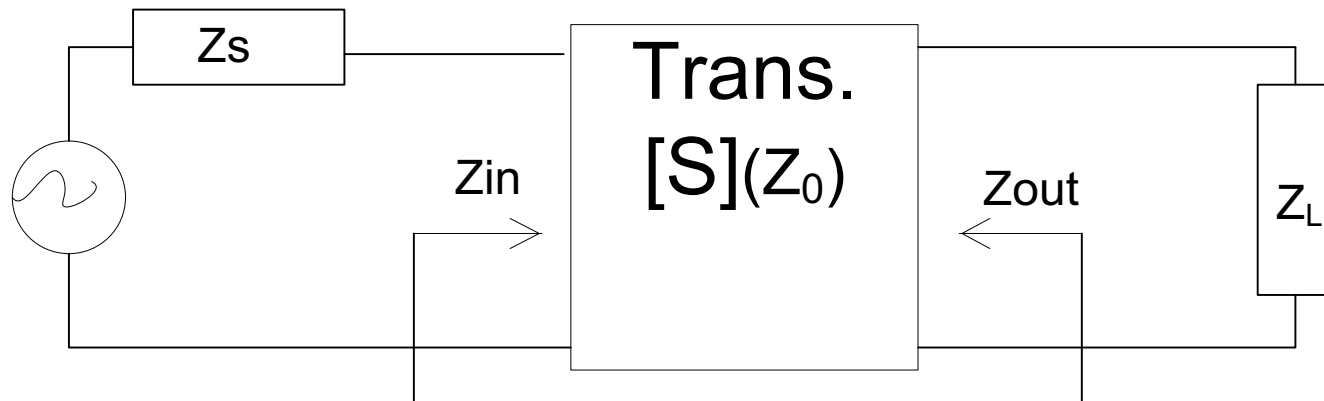
# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: parámetros S NEC 900175: S



# Amplificadores en pequeña señal

- Estabilidad del transistor cargado: para una carga pasiva  $Z_L$ ,  $\text{Re}(Z_{in}) > 0$



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

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

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

$$Z_{out} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}}$$

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Estabilidad incondicional: para cualquier carga pasiva  $\Gamma_L$  siempre  $|\Gamma_{in}| < 1$
- O bien para cualquier impedancia de fuente pasiva  $\Gamma_s$  siempre  $|\Gamma_{out}| < 1$
- TRANSISTOR CONDICIONALMENTE ESTABLE: algunos valores de  $\Gamma_L \rightarrow |\Gamma_{in}| > 1$  o bien algunos valores de  $\Gamma_s \rightarrow |\Gamma_{out}| > 1$
- Equivale a que algunos  $Z_L \rightarrow \text{Re}(Z_{in}) < 0$  ó bien algunos  $Z_s \rightarrow \text{Re}(Z_{out}) < 0$
- Trazado círculos de estabilidad

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Estabilidad condicional: frontera  $\Gamma_L \rightarrow |\Gamma_{in}|=1$

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

- Círculos de estabilidad de carga: centro  $C_L$  y radio  $r_L$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$r_L = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

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

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Desde la salida: frontera  $\Gamma_s \rightarrow |\Gamma_{out}| = 1$

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

- Círculos de estabilidad de fuente: centro  $C_s$  y radio  $r_s$

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$r_s = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

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

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Las condiciones necesarias y suficientes de estabilidad incondicional se pueden poner como:

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

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

- En el caso de transistor unilateral ( $S_{12}=0$ ) se reduce a :

$$|S_{11}| < 1 \quad |S_{22}| < 1$$

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Si  $k > 1 \rightarrow$  estabilidad incondicional. Se puede obtener la  $G_a$  máxima con óptima adaptación.
- Si  $k < 1 \rightarrow$  estabilidad condicional. Óptima adaptación inestable  $\rightarrow$  habrá que usar los círculos de estabilidad para escoger las impedancias

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Como alternativa más sencilla para verificar la estabilidad incondicional está el factor  $\mu$ , definido en [M. L. Edwards, J. H. Sinsky, A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 12 (1992), 2303-2310.] como la distancia más corta de la zona inestable al centro de la carta de Smith.

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

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

# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: NEC 900175 VDS=4, VGS=-2 RF=2 GHz.
- Para saber cuál es la parte estable se evalúa  $\Gamma_s$  ó  $\Gamma_L = 0$  y se ve si  $|S_{22}|$  ó  $|S_{11}| < 1$

Dsp  
Temp

DisplayTemplate

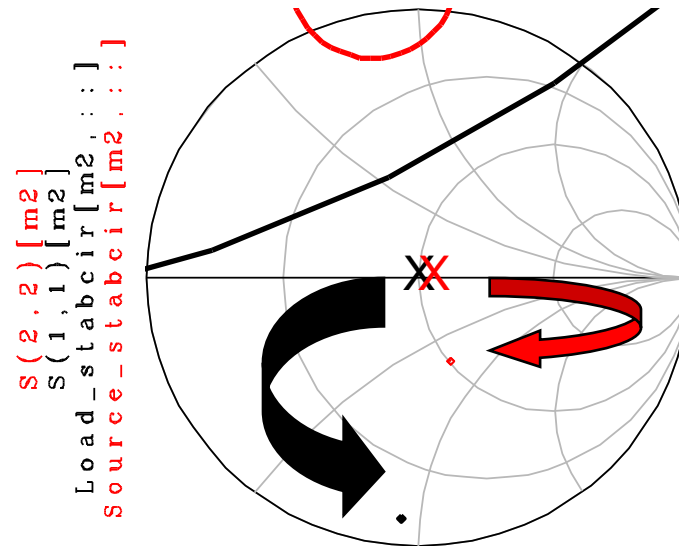
disptemp3

"Crcles\_Ga\_Stab"

"Crcles\_Stability"

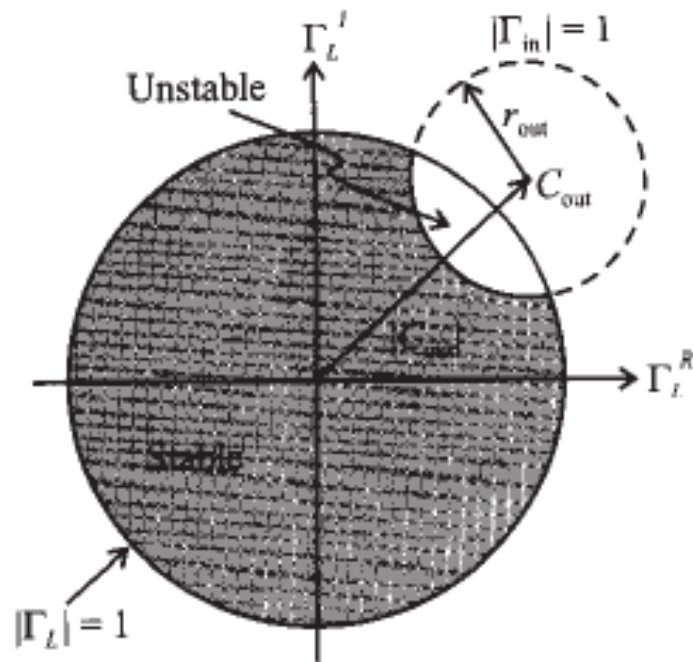
RF Frequency	Stability Factor, K
2.000 GHz	0.307

Source and Load  
Stability Circles

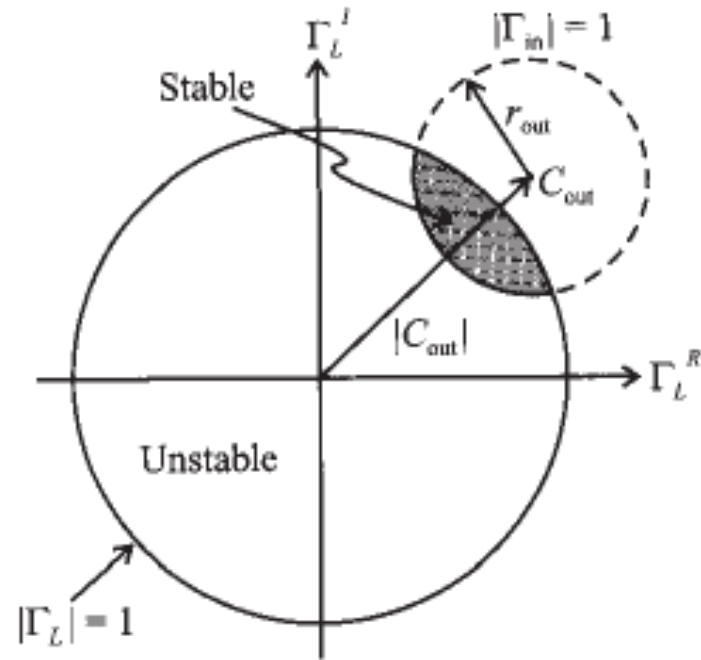


```
indep(Source_stabcir[m2,:]) (0.000 to 51.000)  
indep(Load_stabcir[m2,:]) (0.000 to 51.000)  
(0.000 to 0.000)
```

# Amplificadores en pequeña señal



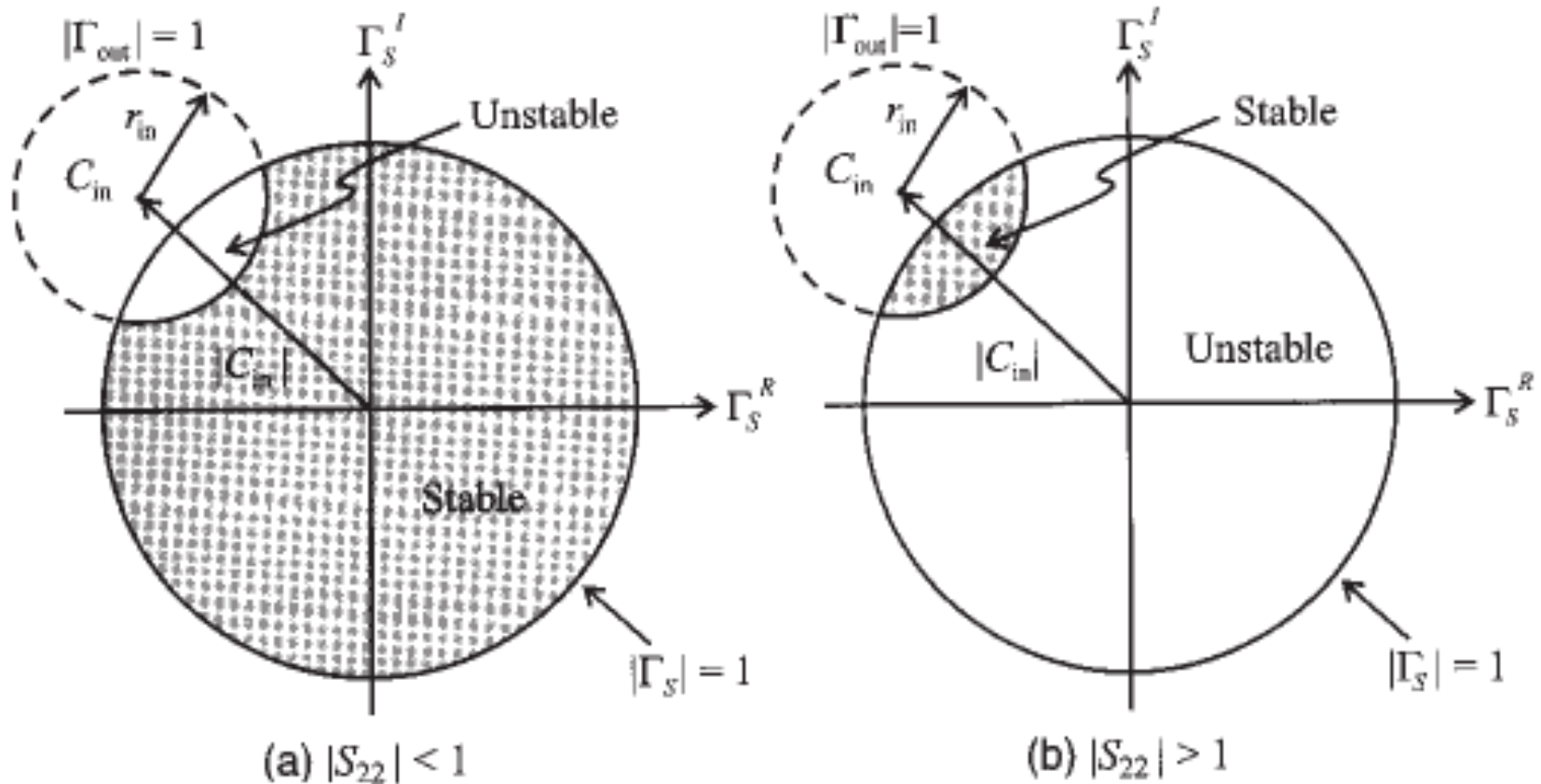
(a) Shaded region is stable, since  $|S_{11}| < 1$



(a) Stable region excludes the origin,  $\Gamma_L = 0$ , since  $|S_{11}| > 1$

Output stability circles denoting stable and unstable regions.

# Amplificadores en pequeña señal

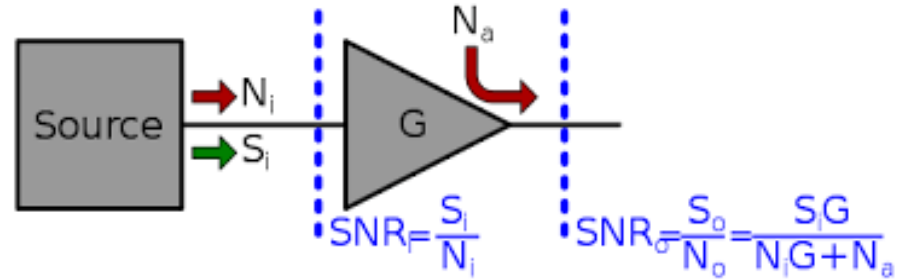


Input stability circles denoting stable and unstable regions.

# Amplificadores en pequeña señal

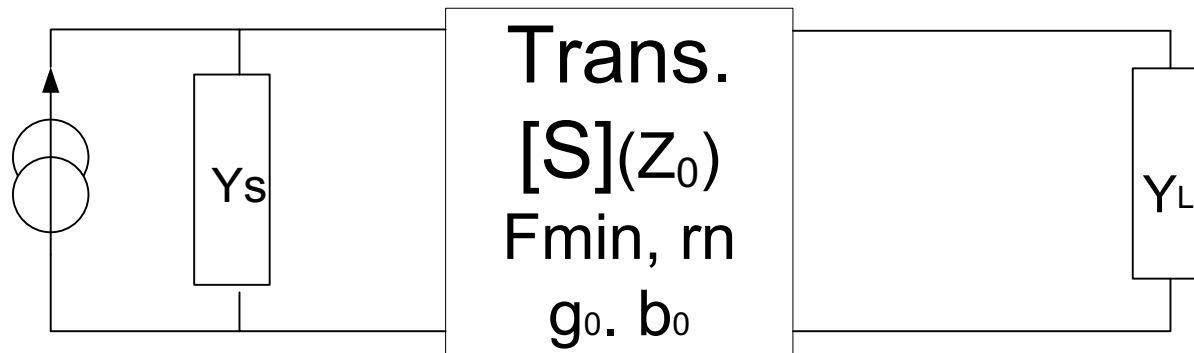
- Factor de ruido de un amplificador

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \Big|_{T_0}$$



- $F > 1 \rightarrow F_{dB} > 0$ 

$$F_{dB} = 10 \log(F)$$



- $F_{min}$ : Factor de ruido mínimo,  $r_n$ : resistencia equivalente de ruido, Admitancia óptima:

$$\overline{Y}_{opt} = g_0 + jb_0$$

# Amplificadores en pequeña señal

---

- En general para una admitancia  $Y_s$ :

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{g_s} \left[ (g_s - g_0)^2 (b_s - b_0)^2 \right]$$

- donde  $\overline{Y}_S = g_s + jb_s$
- o bien:

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_0|^2}$$

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Desde el punto de vista de ruido lo ideal es mostrar una admitancia  $Y_s$  que coincida con  $Y_o$ , la óptima de ruido. Así se aseguraría  $F=F_{\min}$
- Pero hay otros factores a tener en cuenta, como la adaptación, por lo que se busca un compromiso con ayuda de los círculos de ruido.
- Círculos de ruido: lugar geométrico de  $\Gamma_s$  que proporcionan el mismo valor de  $F$
- Permiten hacerse una idea gráfica de cuanto se estropea  $F$  por alejarse de  $\Gamma_s = \Gamma_0 (F_{\min})$

# Amplificadores en pequeña señal

- Las expresiones del centro y el radio de los círculos de ruido son las siguientes:

$$C_s = \frac{\Gamma_0}{1 + N}$$

$$N = \frac{F - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_0|^2$$

$$r_F = \frac{1}{1 + N} \sqrt{N^2 + N(1 - |\Gamma_0|^2)^2}$$

Noise Circles

SP.freq[FreqCGN]
2.000 GHz

Disp  
Temp

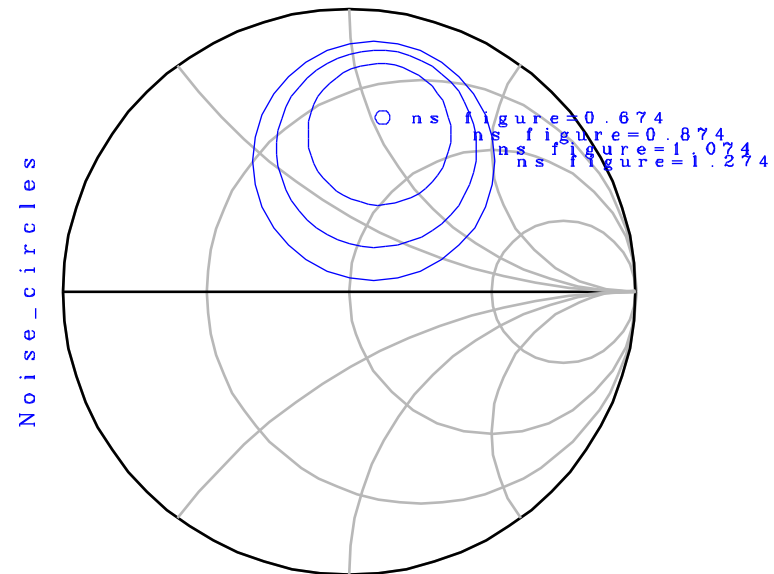
DisplayTemplate

disptemp3

"Circles\_Ca\_NF"

"Circles\_Ca\_Stab"

"Circles\_Stability"



cir\_pts (0.000 to 51.000)

# Amplificadores en pequeña señal

## Círculos de Ganancia en Potencia Disponible

Como  $G_A$  depende sólo de  $\Gamma_s$ , se puede trazar el lugar geométrico de las impedancias de fuente  $\Gamma_s$  que proporcionan una ganancia disponible dada. El valor máximo coincidirá con la impedancia de fuente que proporciona adaptación conjugada.

Interesará comparar estos círculos con los de ruido, que también dependen de  $\Gamma_s$  para optimizar la elección.

Se define:  $C_1 = s_{11} - Ds_{22}^*$

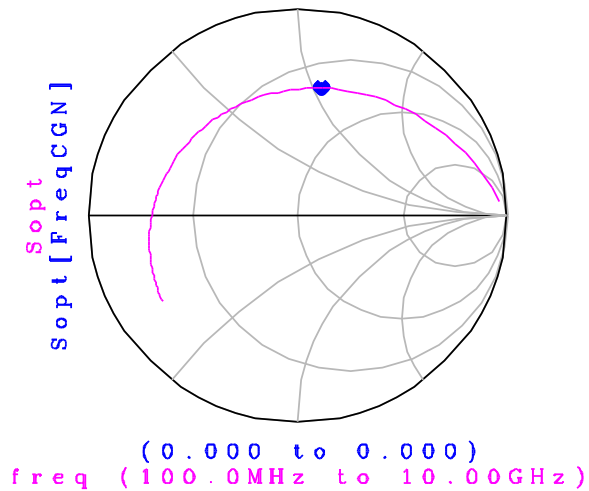
$$g_1 = \frac{G_A}{|s_{21}|^2}$$

Centro:  $T_{G_A} = \frac{g_1 \operatorname{Re}(C_1)}{1 + |s_{11}|^2 g_1 - |D|^2 g_1} - j \frac{g_1 \operatorname{Im}(C_1)}{1 + |s_{11}|^2 g_1 - |D|^2 g_1}$

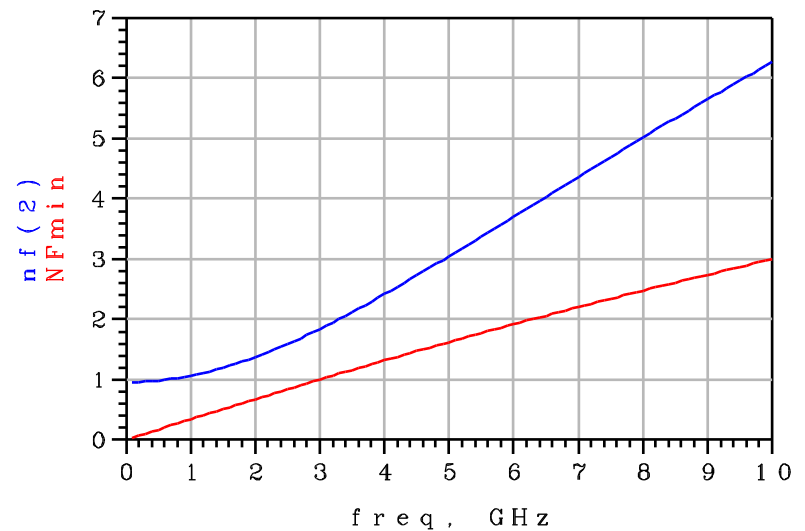
Radio:  $R_{G_A} = \frac{\sqrt{1 - 2K|s_{12}s_{21}|g_1 + |s_{12}s_{21}|^2 g_1^2}}{|1 + |s_{11}|^2 g_1 - |D|^2 g_1|}$

# Amplificadores en pequeña señal

Loci of optimal source impedances  
for minimum noise figure



Minimum NF and NF with  
50 ohm terminations





# Amplificadores en pequeña señal

---

- La fórmula de Friis relaciona ruido y ganancia de una cascada de bloques:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \dots G_{n-1}}$$

- Se define la MEDIDA DE RUIDO, que considera no solo el ruido, también la ganancia extrapolando una cascada de  $n \rightarrow \infty$  etapas iguales:

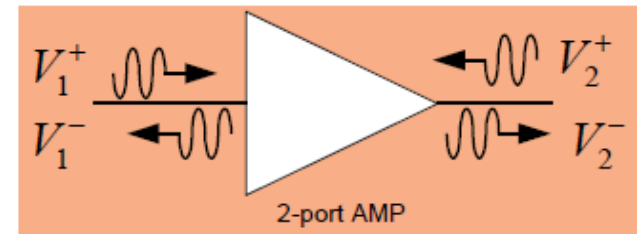
$$F_M = \frac{F - \frac{1}{G}}{1 - \frac{1}{G}}$$

# Amplificadores en pequeña señal

Dentro de los amplificadores de pequeña señal: los más importantes son los de bajo ruido (Low Noise Amplifiers)

## LNA Key Parameters and FOM (Figure of Merit)

- **Function:** To amplify the incoming signal while adding as little as noise and distortion as possible
- **Small-signal gain** (S21)
- **Noise Figure** (NF)
- **Linearity** (i.e., IIP3 and P1dB)
- **Stability** – high reverse isolation (S12)
- **Power consumption** – battery life, lower heat
- **Bandwidth** (frequency response)
- **Input/output matching** (return loss) – why turn away valuable power



$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+ = 0} = \Gamma^{(1)} \Big|_{V_2^+ = 0}$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^+ = 0} = \Gamma^{(2)} \Big|_{V_1^+ = 0}$$

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+ = 0} \sim \text{Gain}(\text{forward})$$

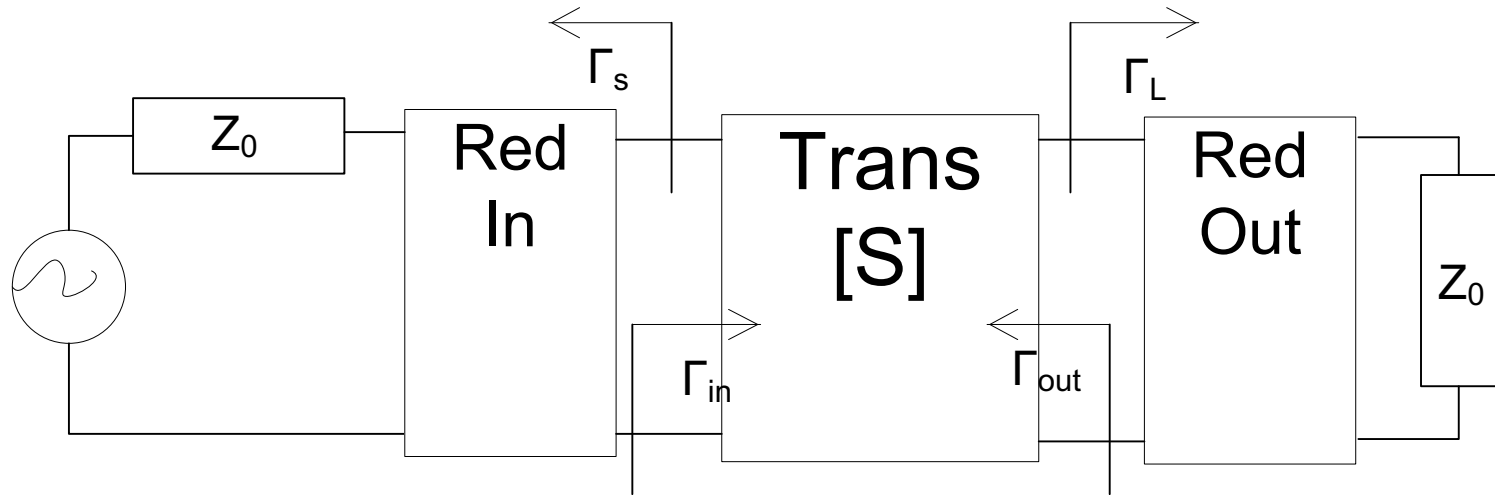
$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^+ = 0} \sim \text{Gain}(\text{reverse})$$

$$FOM_{LNA} = \frac{G \times IIP3 \times f}{(F-1) P_{DC}}$$



# Amplificadores en pequeña señal

- Diseño unilateral: aproximación simplificada suponiendo  $S_{12}=0$ . Validez limitada.
- $S_{12}=0 \rightarrow \Gamma_{in}=S_{11}, \Gamma_{out}=S_{22}$



$$G_{Tu} = G_{in} G_{trans} G_{out} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2}$$

- $G_{tmax} \rightarrow \Gamma_s = S_{11}^*, \Gamma_L = S_{22}^*$

# Amplificadores en pequeña señal

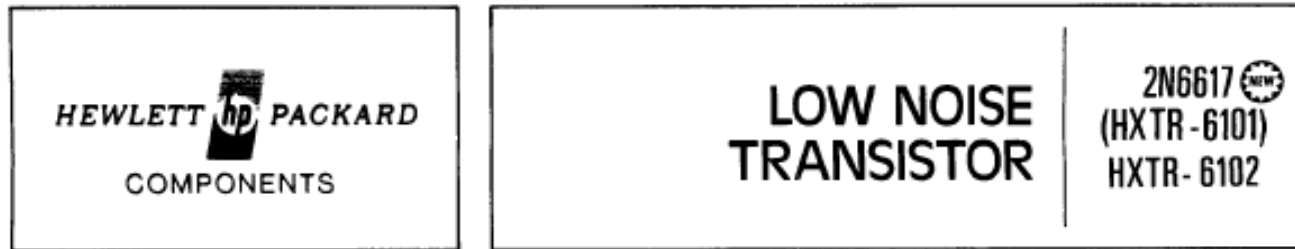
---

- Figura de mérito unilateralidad:  $u$
- $u=0$ : unilateral perfecto
- $-20\log(1+u) < G_t(\text{dB}) - G_{tu}(\text{dB}) < -20\log(1-u)$

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

# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo: Transistor BJT HXTR6101



## Features

### LOW NOISE FIGURE

- 2.8dB at 4GHz, Typical (2N6617)
- 2.5dB at 4GHz, Typical (HXTR-6102)

### HIGH GAIN

- 9.0dB Typical Gain at NF Bias Conditions

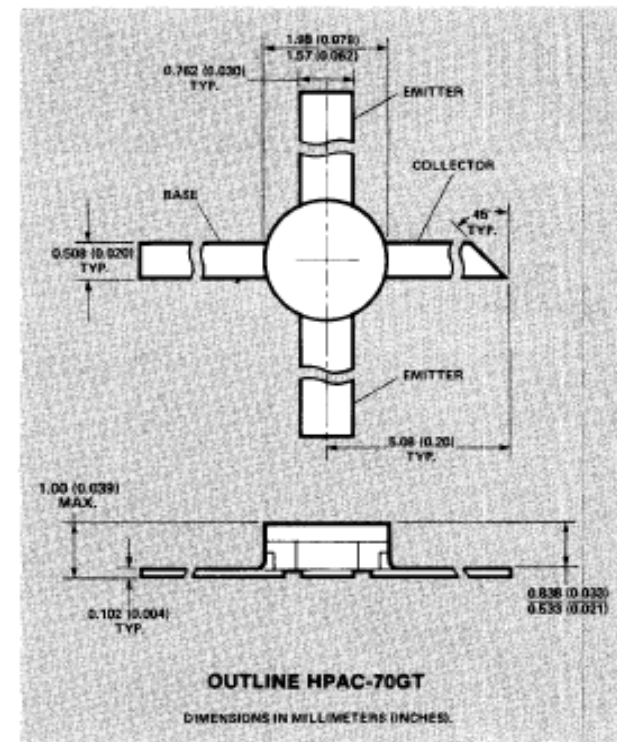
### RUGGED HERMETIC PACKAGE

- Co-fired Metal/Ceramic Construction

## Description

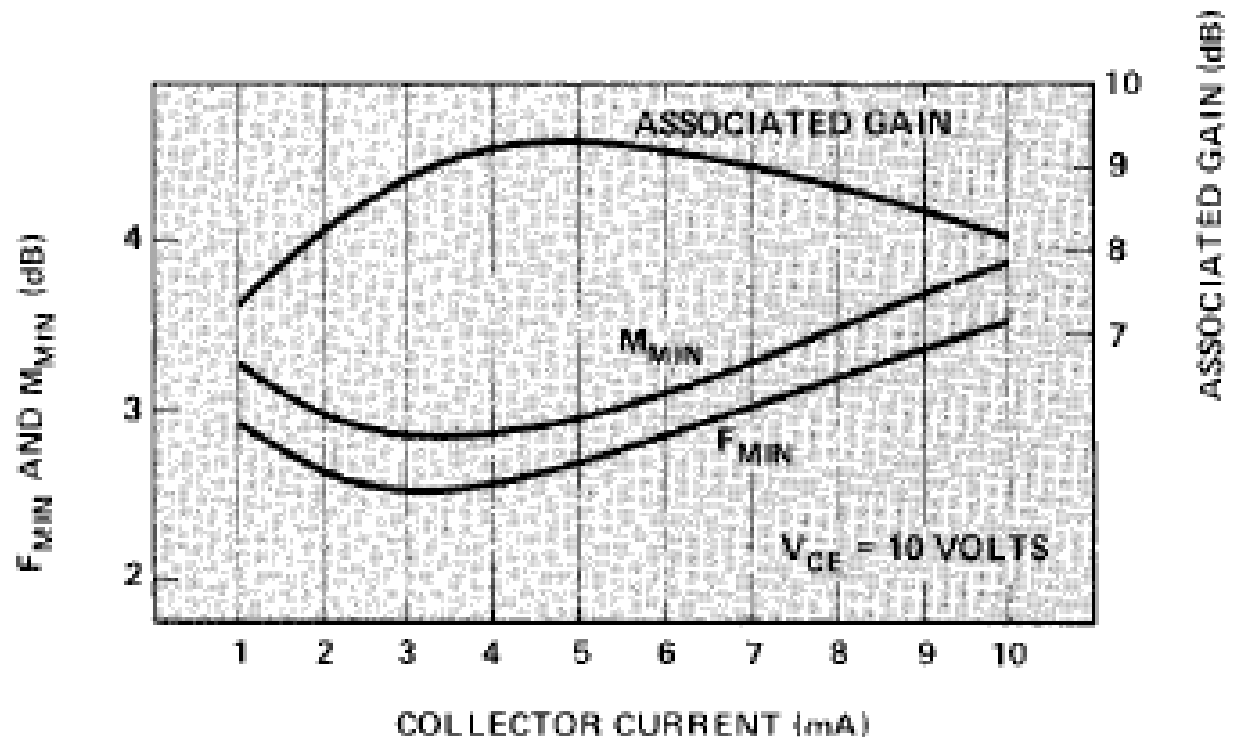
The 2N6617 (HXTR-6101) is an NPN bipolar transistor designed for minimum noise figure at 4 GHz. The device utilizes ion implantation techniques in its manufacture and the chip is also provided with scratch protection over its active area. The device is supplied in the HPAC-70GT, a rugged metal/ceramic hermetic package, and is capable of meeting the environmental requirements of MIL-S-19500 and the test requirements of MIL-STD-750/883.

The HXTR-6102 is a lower noise selection of the 2N6617.



# Amplificadores en pequeña señal

- Ejemplo diseño de bajo ruido cuasi-unilateral : BJT HXTR6101 @ 4 GHz
- Elección polarización:  $I_c=4 \text{ mA}$  ( $V_{ce}=10\text{V}$ ), para bajo ruido pero también mayor ganancia que  $I_c=3\text{mA}$ .



# Amplificadores en pequeña señal

## Scattering Parameters

$$S_{11} = 0.552/169^\circ$$

$$S_{12} = 0.049/23^\circ$$

$$S_{21} = 1.681/26^\circ$$

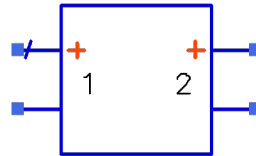
$$S_{22} = 0.839/-67^\circ$$

## Noise Parameters

$$F_{MIN} = 2.5 \text{ dB}$$

$$\Gamma_O = .475/166^\circ$$

$$R_n = 3.5 \text{ ohms}$$



S2P\_Eqn

S2P1

$$S[1,1]=\text{complex}(0.522*\cos(169/180*\pi),0.522*\sin(169/180*\pi))$$

$$S[1,2]=\text{complex}(0.049*\cos(23/180*\pi),0.049*\sin(23/180*\pi))$$

$$S[2,1]=\text{complex}(1.681*\cos(26/180*\pi),1.681*\sin(26/180*\pi))$$

$$S[2,2]=\text{complex}(0.839*\cos(-69/180*\pi),0.839*\sin(-69/180*\pi))$$

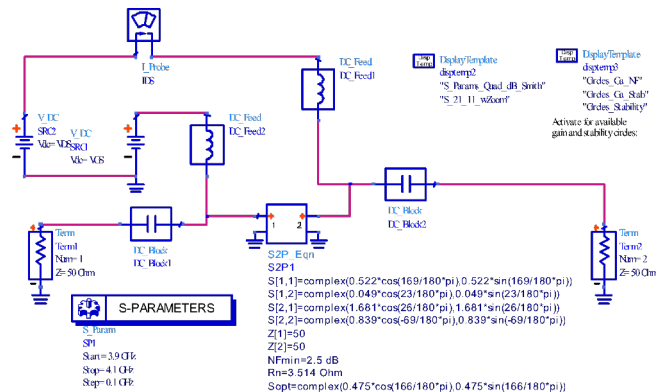
$$Z[1]=50$$

$$Z[2]=50$$

$$NF_{min}=2.5 \text{ dB}$$

$$R_n=3.514 \text{ Ohm}$$

$$S_{opt}=\text{complex}(0.475*\cos(166/180*\pi),0.475*\sin(166/180*\pi))$$



# Amplificadores en pequeña señal

---

- Con la aproximación unilateral:

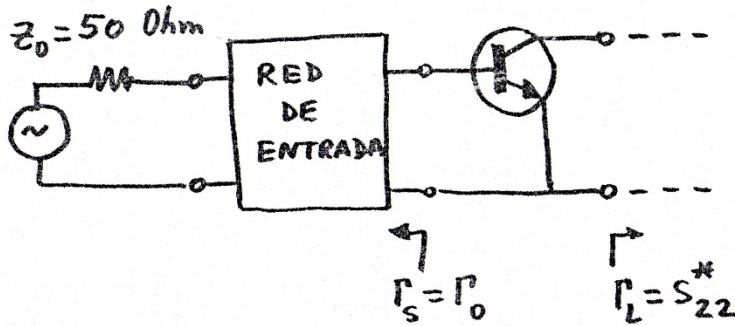
$$G_{Tu} dB = G_{in} dB + G_{trans} dB + G_{out} dB = 1.38 + 4.51 + 5.29 = 11.18 dB$$

- $k=1.07$
- $u=0.167 \rightarrow -1.35 < G_t - G_{tu} < 1.59$
- $G_{tmax} \rightarrow \Gamma_s = S_{11}^* = 0.522 \angle -169^\circ \rightarrow F > F_{min}$
- Para  $F_{min} \rightarrow \Gamma_s = \Gamma_o = 0.475 \angle 166^\circ \rightarrow G < G_{tmax}$

# Amplificadores en pequeña señal

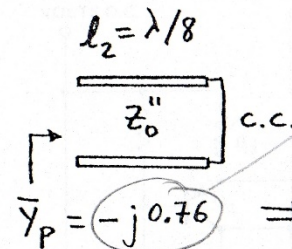
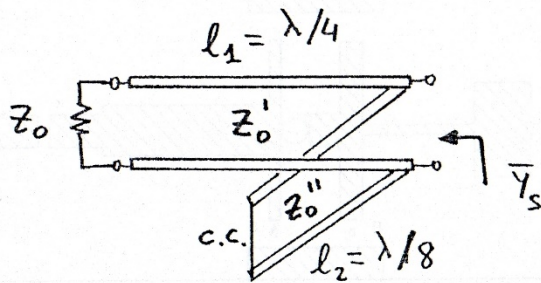
## • Síntesis de Impedancias

AMPLIFICADOR. Ejemplo. Diseño red adaptadora.



$$\Gamma_0 = 0.475 \angle 146.6^\circ = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

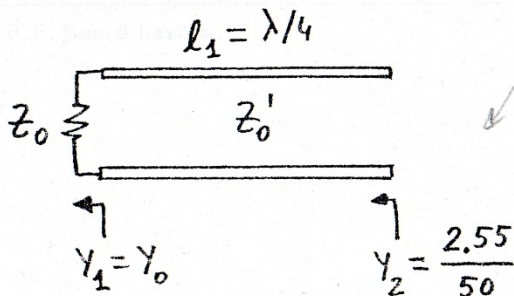
$$\bar{Y}_s = 2.55 - j0.76$$



$$\Rightarrow Y_p = -j \frac{0.76}{50} = -j \frac{1}{Z''_0 \tan \beta l_2}$$

$\beta l_2 = 1$

$$Z''_0 = \frac{50}{0.76} = 65.8 \text{ Ohm}$$



$$Z'_0 = \sqrt{50 \frac{50}{2.55}} = 31.3 \text{ Ohm}$$

parte IM

parte real

$$\text{Tg}\left(\frac{2\pi \lambda}{\lambda} \frac{\lambda}{8}\right) = 1$$

$$\text{Tg}\left(\frac{\pi}{4}\right) = 1$$

# Amplificadores en pequeña señal

RF Frequency

4.000 GHz

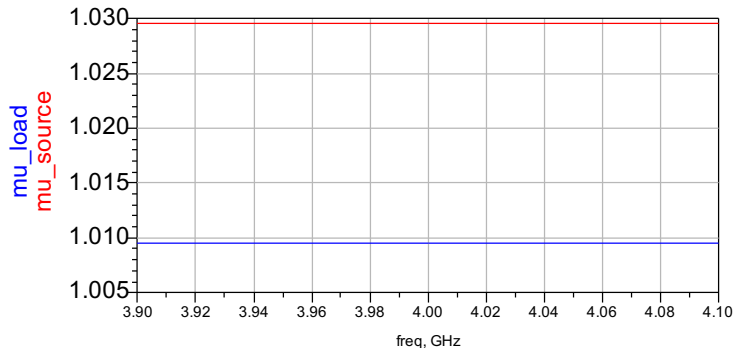
Stability Factor, K

1.073

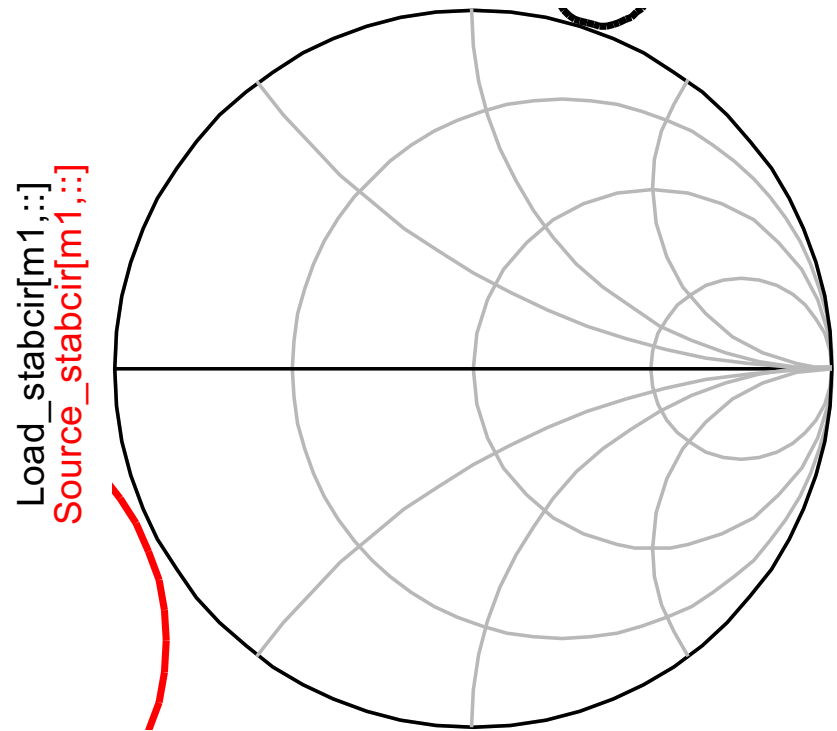
Eqn  $\mu_{load} = \mu(S)$

Eqn  $\mu_{source} = \mu_{prime}(S)$

If either  $\mu_{source}$  or  $\mu_{load}$  is  $>1$ ,  
the circuit is unconditionally stable.



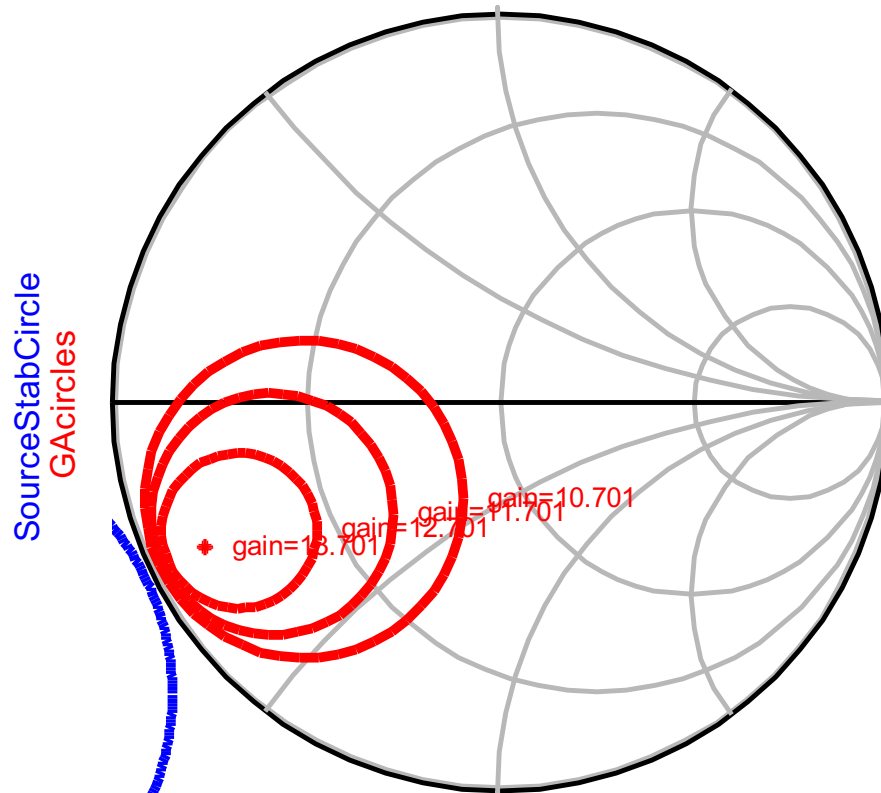
## Source and Load Stability Circles



$\text{indep}(\text{Source\_stabcir}[m1,::])$  (0.000 to 51.00)  
 $\text{indep}(\text{Load\_stabcir}[m1,::])$  (0.000 to 51.00)

# Amplificadores en pequeña señal

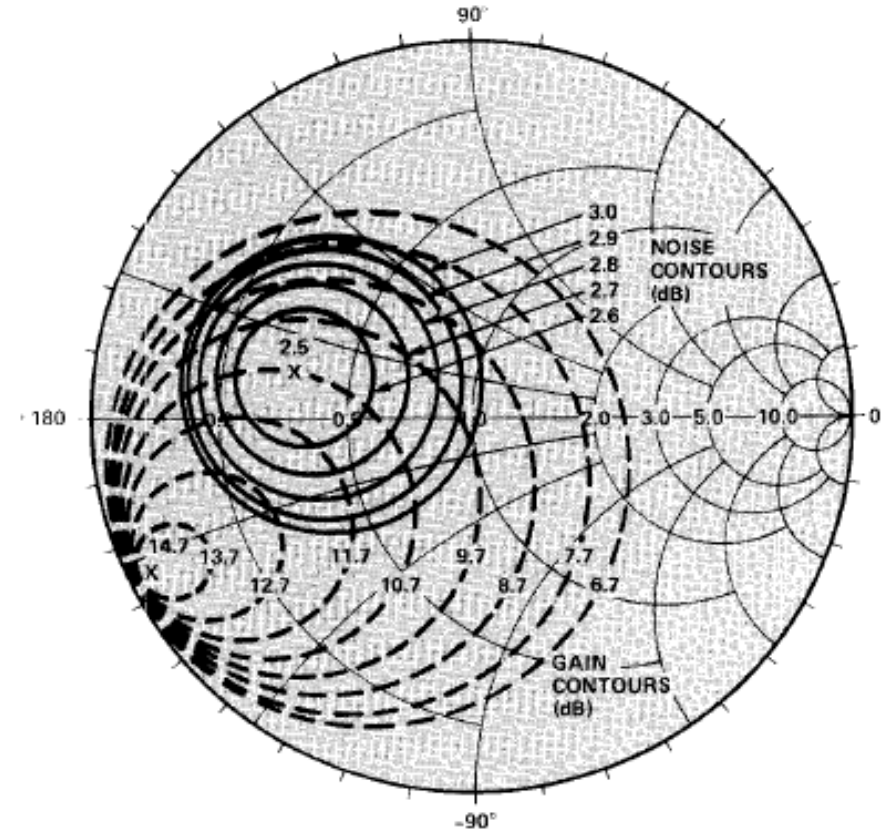
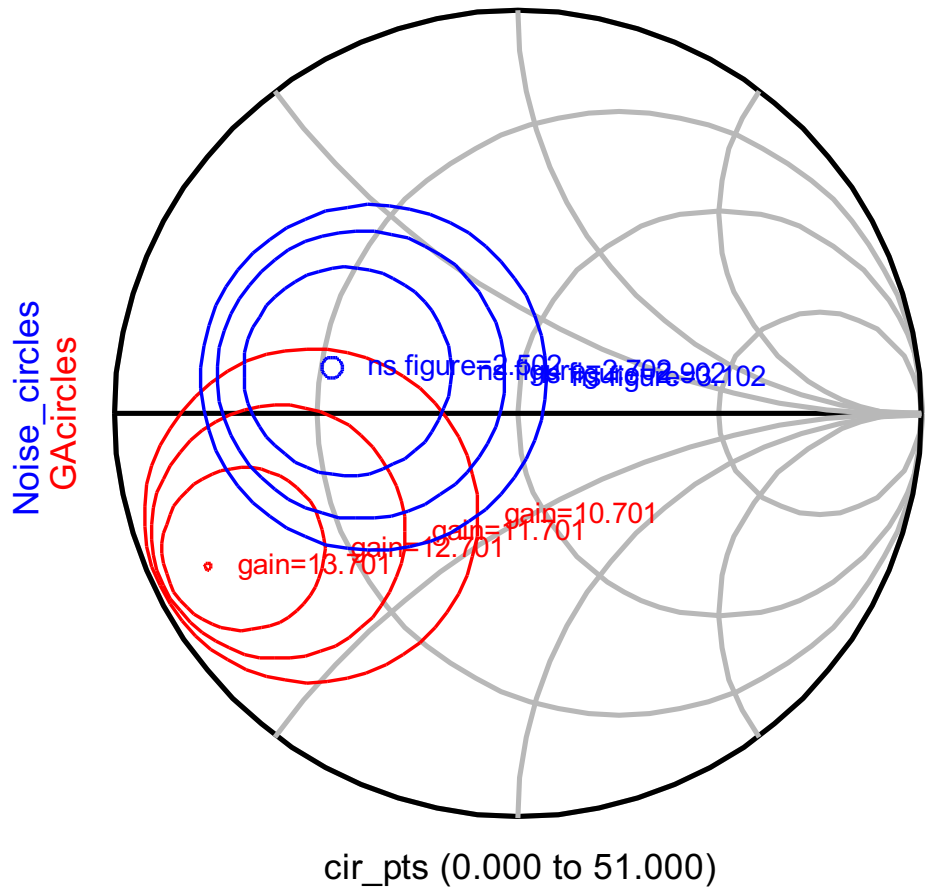
## Available Gain Circles & Source Stability Circle



cir\_pts (0.000 to 51.000)  
indep(SourceStabCircle) (0.000 to 2001.000)

# Amplificadores en pequeña señal

## Noise and Available Gain Circles



# Amplificadores en pequeña señal

---

Maximum Available  
Gain

13.703  
11.37dB

$-1.35 < G_t - G_{tu} < 1.59$   
 $-1.35 < 11.37 - 11.18 < 1.59$

Minimum Noise  
Figure, dB

2.500

Stability Factor, K

1.073

Source Impedance  
for Minimum NF

$18.030 + j5.351$

Source Reflection  
Coefficient for  
Minimum NF (Mag/Angle)

$0.475 / 166.000$

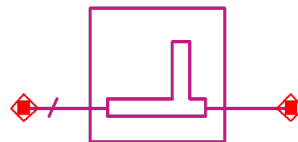
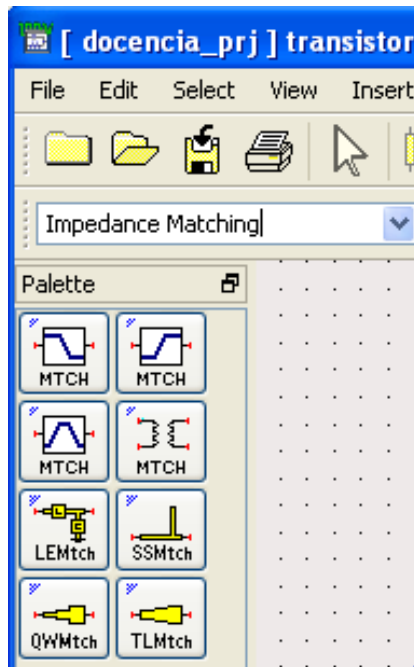
# Amplificadores en pequeña señal

- Síntesis de Impedancias con ADS

**Eqn**  $zopt1 = 50 * (1 + Sopt) / (1 - Sopt)$

freq	Sopt	zopt1	real(zopt1)	imag(zopt1)
4.000 GHz	0.475 / 166.000	18.808 / 16.530	18.030	5.351

- Usando tools/ Impedance Matching utility:



DA\_SingleStubMatch\_transistor\_S\_2\_sintesis  
DA\_SingleStubMatch1

# Amplificadores en pequeña señal

- Impedance Matching utility

The screenshot shows the 'Impedance Matching Utility' window. The 'Current Schematic' is '[ docencia\_prj ]: 2' and the 'SmartComponent' is 'DA\_SingleStubMatch1'. The 'Current Design' is 'transistor\_S\_2\_sintesis' and the 'SmartComponent Capability' is 'Design, Simulate, Display'. The 'Matching Assistant' tab is active, showing 'Specifications' and 'Terminations'.

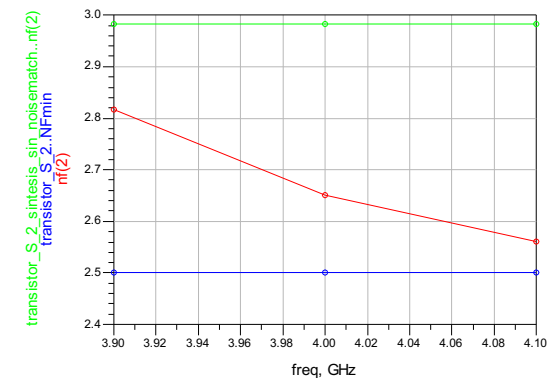
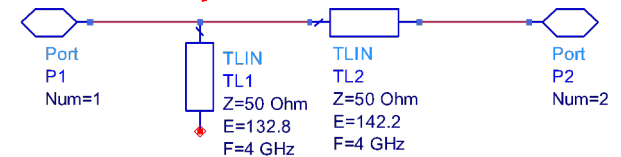
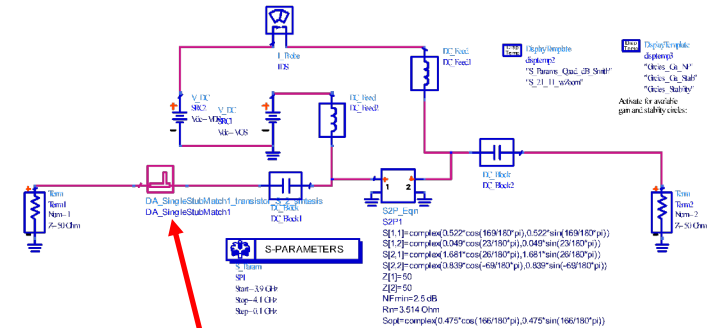
**Specifications:**

- Response Type: Maximally Flat
- Line Impedance (Ohm): 50
- F: 4 GHz
- Synthesis Technique: Analytic
- Stub Impedance (Ohm): 50
- Fp2: 4 GHz

**Terminations:**

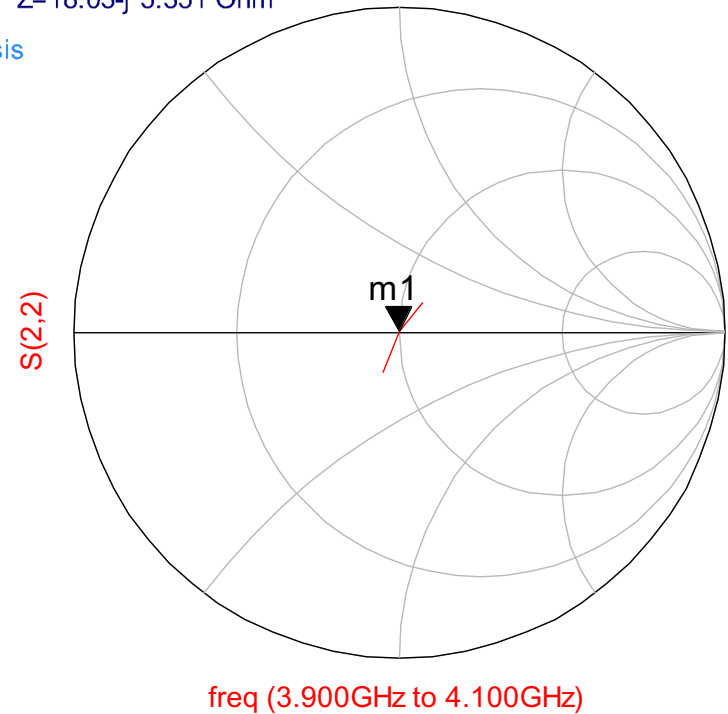
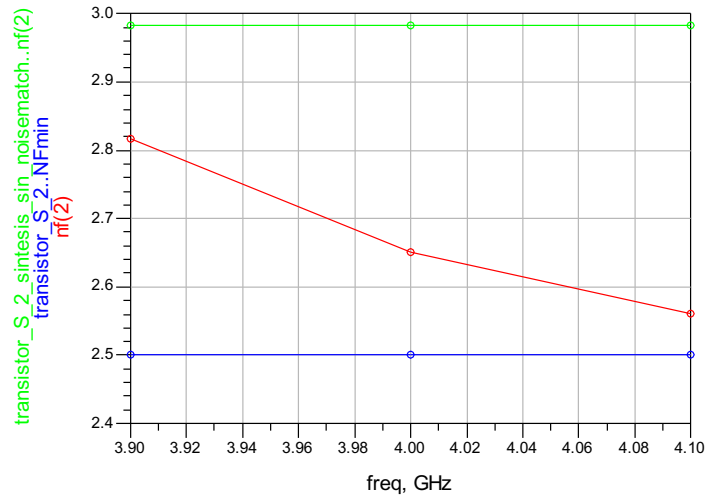
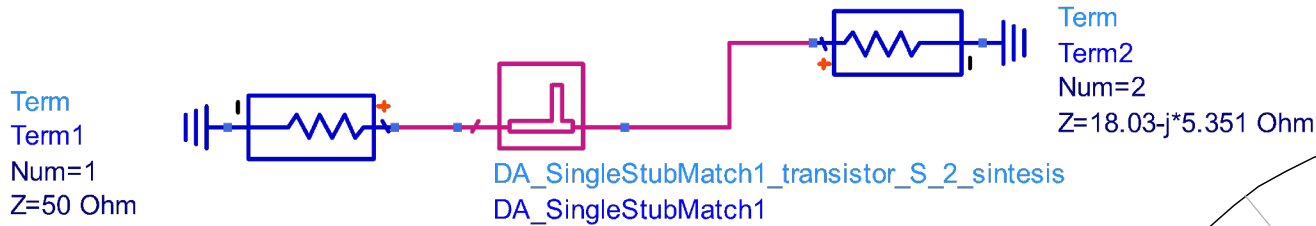
- Source Impedance: Resistive, R = 50 Ohm
- Load Impedance: Complex Impedance, Z = (18.030+j\*5) Ohm
- Interpret as Output Impedance:

Buttons at the bottom: Design, Select New Network, Help.



# Amplificadores en pequeña señal

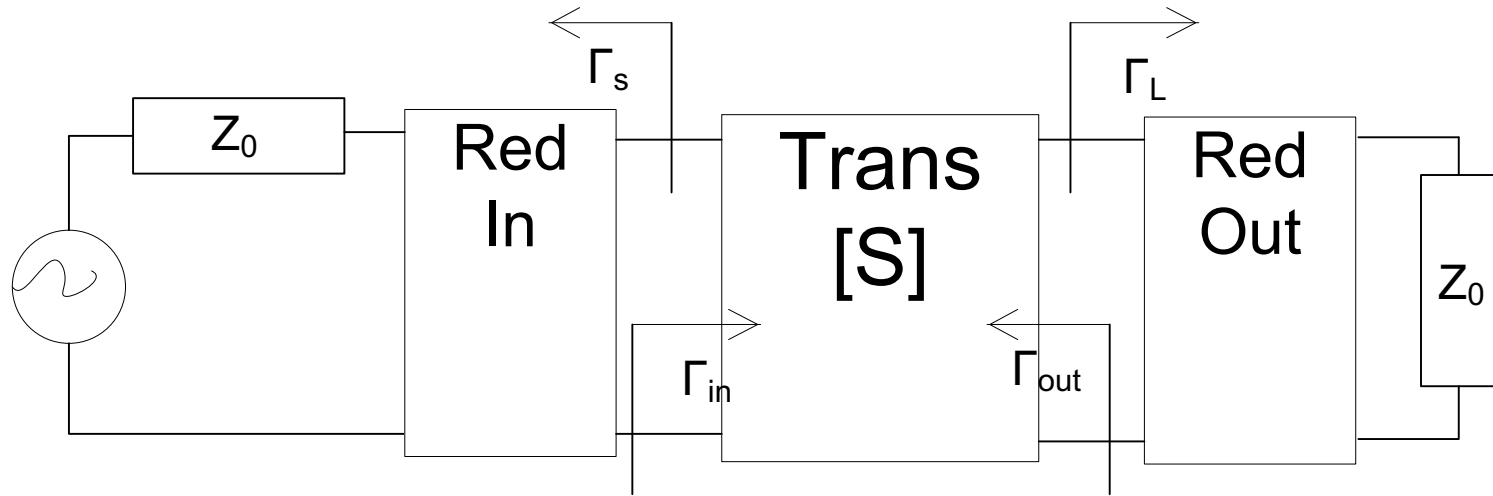
- Impedance Matching utility



m1  
freq= 4.000GHz  
S(2,2)=3.875E-4 / 105.603  
impedance = Z0 \* (1.000 + j7.463E-4)

# Amplificadores en pequeña señal

- Diseño bilateral: entrada  $\leftrightarrow$  salida



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

$$\text{Opt.} \rightarrow \Gamma_s = \Gamma_{in}^*, \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

# Amplificadores en pequeña señal

---

- Las expresiones de las soluciones óptimas  $\Gamma_{ms} = \Gamma_{in}^*$ ,  $\Gamma_{mL} = \Gamma_{out}^*$  son:

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

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

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

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

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

# Amplificadores en pequeña señal

- Funciones incluidas en ADS para cálculo de coeficientes de reflexión para adaptación conjugada:

## **sm\_z1()**

This complex measurement determines the impedance that must be presented to the input (port 1) of the network to achieve simultaneous input and output reflections.

## **sm\_z2()**

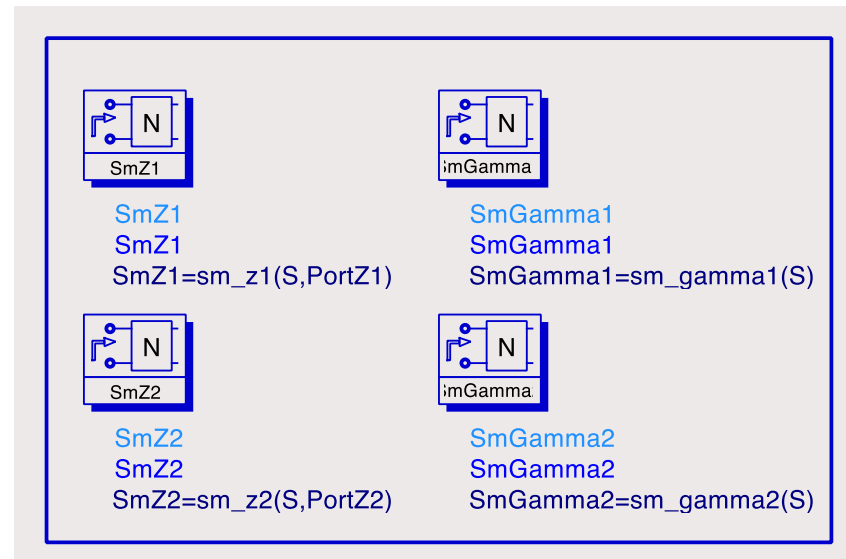
This complex measurement determines the impedance that must be presented to the output (port 2) of the network to achieve simultaneous input and output reflections.

## **sm\_gamma1()**

Returns the simultaneous-match input-reflection coefficient.

## **sm\_gamma2()**

Returns the simultaneous-match output-reflection coefficient.



# Amplificadores en pequeña señal

- Para la solución óptima  $\Gamma_{ms} = \Gamma_{in}^*$ ,  $\Gamma_{mL} = \Gamma_{out}^*$  se define la ganancia disponible máxima :

$$G_{a\max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left| k \pm \sqrt{k^2 - 1} \right|$$

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

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

- El signo se escoge +/- si  $B_1 </> 0$
- SOLO valido para  $k > 1$  y  $|\Delta| < 1 \rightarrow B_1 > 0$  (-), sino se define la Máxima Ganancia Estable (hacer  $k=1$  en  $G_{a\max}$ )

$$G_{MSG} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

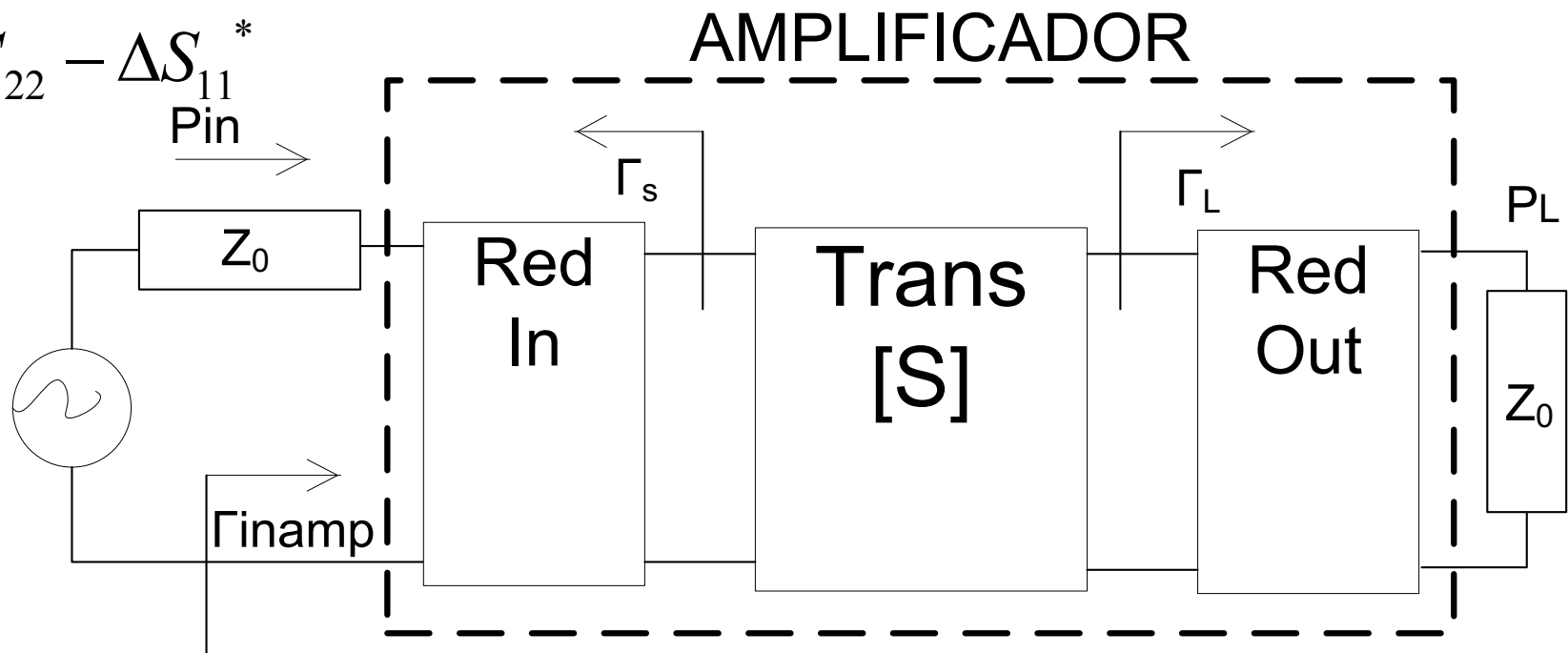
# Amplificadores en pequeña señal

- Se define la ganancia en potencia como:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)}$$

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

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



# Amplificadores en pequeña señal

- Se define la ganancia disponible como:

$$G_A = \frac{P_{avL}}{P_{avS}} = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_S|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_S C_1)}$$

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

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

- Se supone adaptación a la salida
- Notar que no depende de la carga  $\Gamma_L$
- Notar que  $P_{in} = P_{avs}$  solo sí  $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$
- Si  $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$  y  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* \rightarrow G_{Amax} = G_{max} = G_{Tmax}$

# Amplificadores en pequeña señal

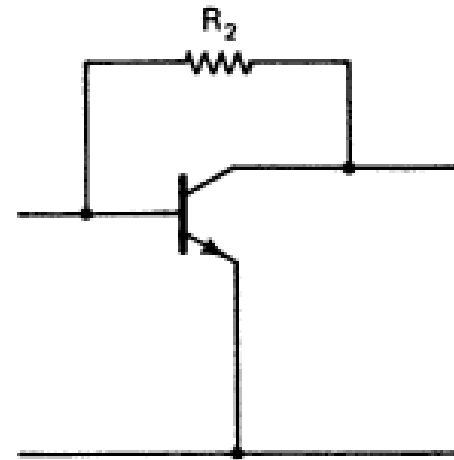
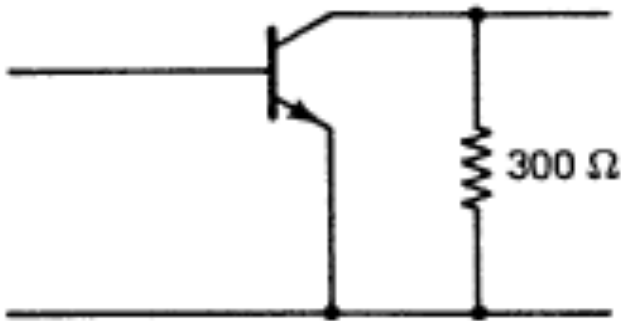
---

- Si  $k > 1$ : ganancia con adaptación simultánea
- Si  $k < 1$ :
  - Desechar el transistor por otro  $k > 1$
  - Diseño con los círculos de estabilidad
  - Añadir elemento que consiga  $k > 1$ 
    1. Resistencia en la salida
    2. Realimentación en paralelo
    3. Realimentación en serie

# Amplificadores en pequeña señal

---

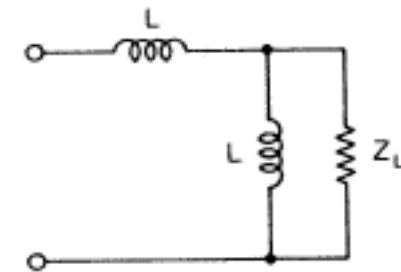
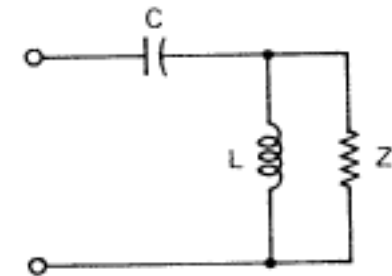
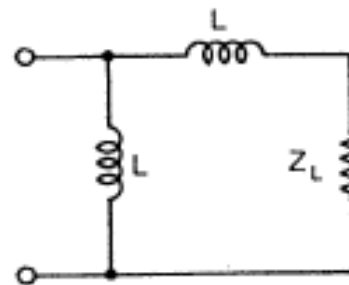
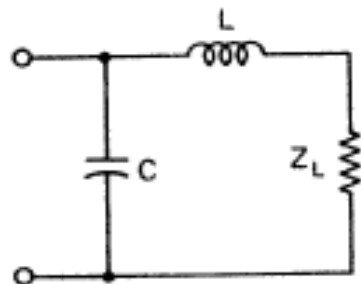
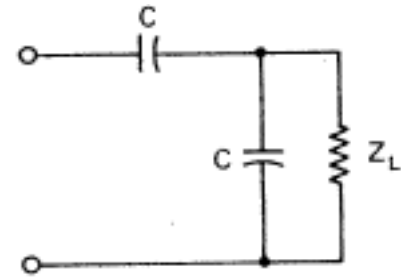
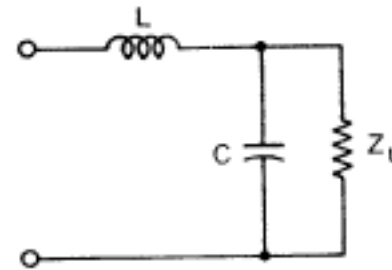
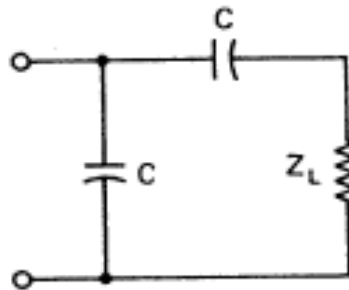
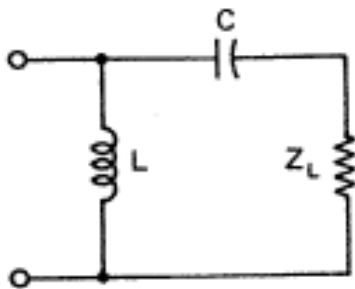
- Realimentación de transistores para estabilizar



# Amplificadores en pequeña señal

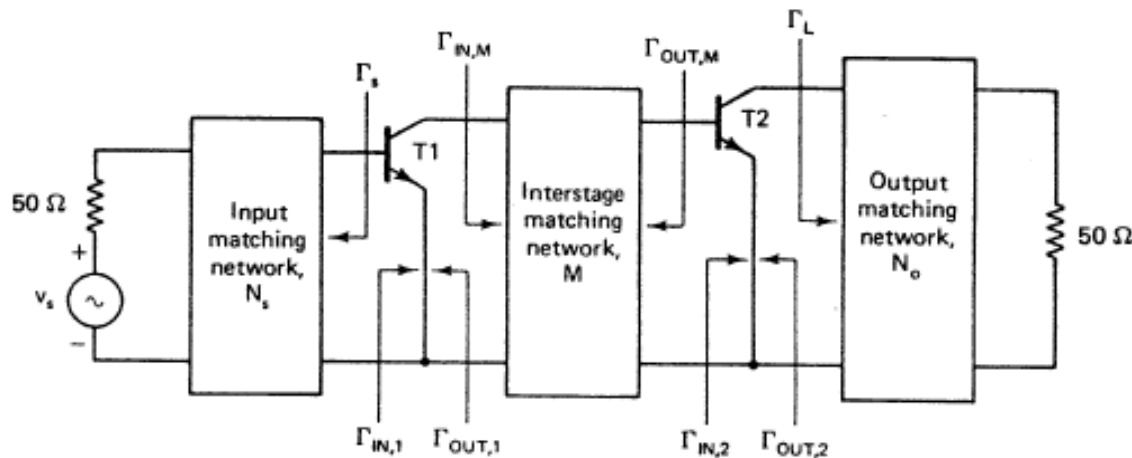
Dependiendo de la frecuencia y la tecnología:

- Redes de adaptación con líneas de transmisión
- Redes de adaptación con elementos localizados (Ls, Cs)



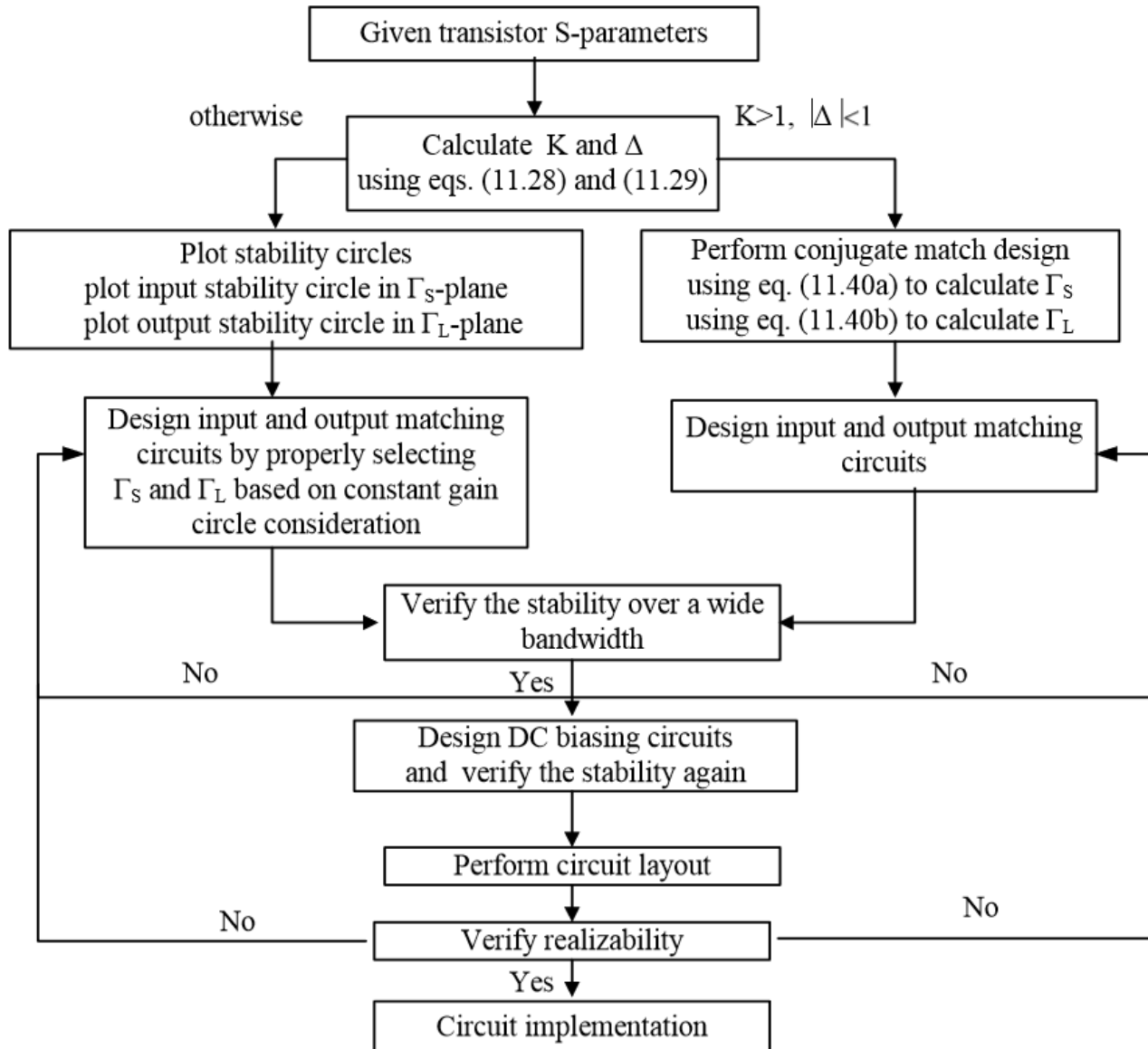
# Amplificadores en pequeña señal

- A frecuencia fija cálculo redes adaptación exacto
- Validez en banda estrecha
- Para diseño en banda ancha se requieren redes más complejas y simulación numérica
- El diseño con dos etapas puede dar más ancho de banda



# Amplificadores en pequeña señal

Diseño etapa sencilla: Resumen Diagrama de flujo



# Material Adicional

---

- Video tutorial sobre diseño de amplificadores de RF en general:
  - [https://youtu.be/UUIqW-vSq9M?si=pososAR1U9XOrQO\\_](https://youtu.be/UUIqW-vSq9M?si=pososAR1U9XOrQO_)
- Video tutorial sobre diseño de amplificadores en tecnología MMIC:
  - [https://youtu.be/9vGsKxV0Y-g?si=I7xDHkwC\\_X\\_FG0Iq](https://youtu.be/9vGsKxV0Y-g?si=I7xDHkwC_X_FG0Iq)
- Video tutorial sobre herramientas de diseño de redes de adaptación de impedancias:
  - [https://youtu.be/s8oPvj0VLCQ?si=aM\\_JULrvuYRczleX](https://youtu.be/s8oPvj0VLCQ?si=aM_JULrvuYRczleX)