

## Capítulo 2: Amplificadores de microondas

Objetivo: Diseño de amplificadores de microondas. Se partirá de los parámetros medidos o proporcionados por el fabricante para llegar a construir un amplificador con las características pedidas de: estabilidad, ganancia, ruido, ancho de banda y desadaptación a la entrada y salida pedida ( $ROE_{in}$  y  $ROE_{out}$ ).

Será indispensable, desde el punto de vista de diseño, el manejo de la carta de Smith.

También se verán características adicionales de diseño como estrategias de polarización.

Por último se contemplarán los tipos de amplificadores de potencia.



# ÍNDICE

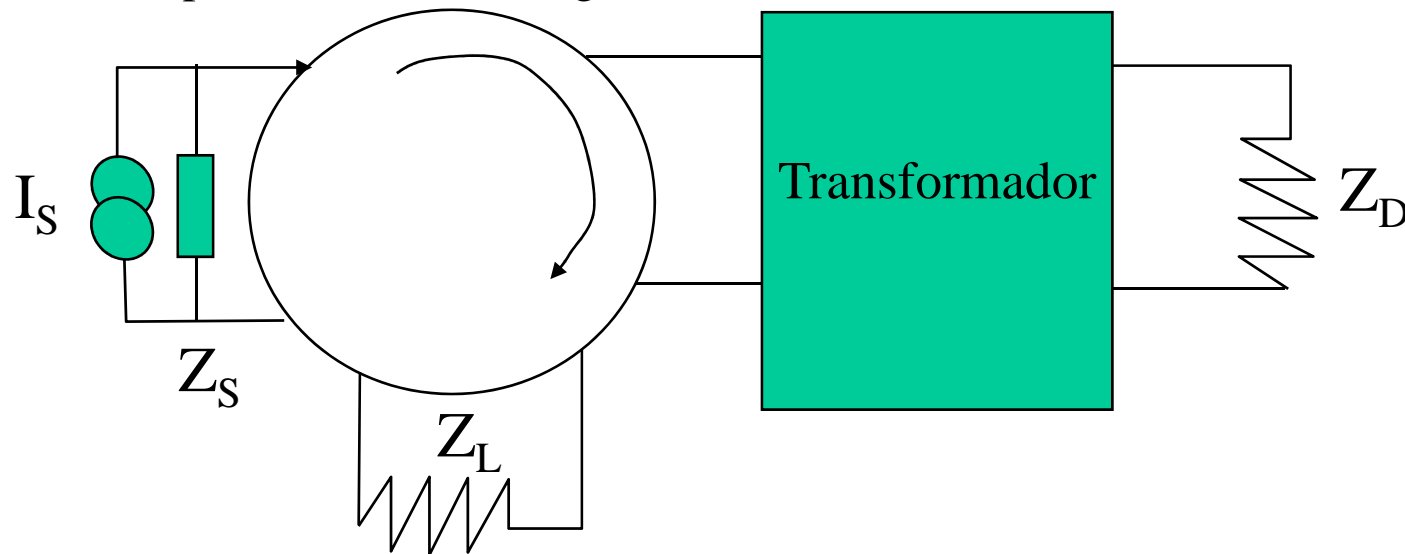
---

- Índice.
- Introducción.
- Propiedades de la transformación bilineal.
- Criterios de diseño de amplificadores de microondas en transmisión.
- Estabilidad de amplificadores de microondas: circunferencias de estabilidad.
- Ganancia en amplificadores de microondas: circunferencias de ganancia.
- Ruido en amplificadores de microondas: circunferencias de ruido.
- Desadaptación de entrada y salida: circunferencias de desadaptación.
- Amplificadores de banda ancha.
- Polarización de amplificadores.
- Amplificadores de potencia.
- Conclusiones.



# INTRODUCCIÓN A AMPLIFICADORES EN MICROONDAS (I)

- Origen: amplificadores paramétricos a reflexión contruados básicamente con varactores y circuladores (desde 1958 hasta década de 1970)
  - Utilizan el concepto de resistencia negativa del diodo varáctor, diodo Gunn o Impatt.



- Las mejoras realizadas en el transistor bipolar durante la década de los 70 le permitieron que pudiera trabajar como oscilador hasta 10 GHz.
- Al mismo tiempo se empezaron a utilizar BJTs y MESFETs en circuitos amplificadores en transmisión.
- Clave: miniaturización y reducción de efectos parásitos de L y C.



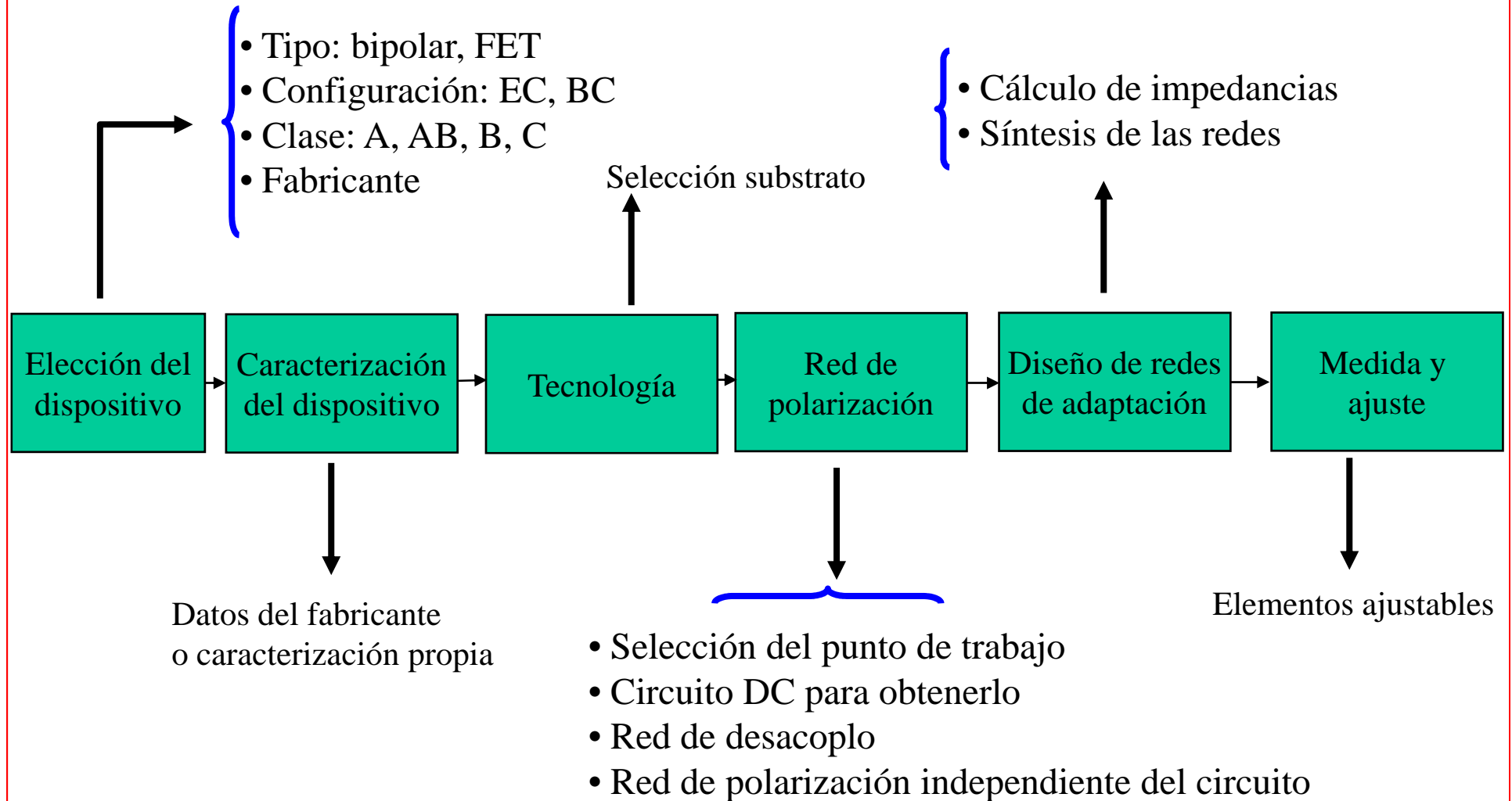
# INTRODUCCIÓN (II): DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS EN TRANSMISIÓN

---

- Se abordará el diseño de amplificadores basados en dispositivos semiconductores. El funcionamiento de los dispositivos será en transmisión.
- Se utilizará tecnología híbrida, se integran líneas de transmisión impresas con circuitos integrados (tecnología MIC, microwave integrated circuits).
- No se presentará la tecnología monolítica (MMIC, monolithic microwave integrated circuits) donde todas las redes aparecen integradas en un circuito único.
- El diseño de cualquier amplificador en tecnología híbrida requiere distintas tareas. En rojo se marcan las tareas de diseño, propiamente dicho.
  - Elección del dispositivo transistor.
  - Caracterización del mismo.
  - Elección del sustrato.
  - **Diseño de la red de polarización.**
  - **Diseño de la red de microondas o radiofrecuencia.**
  - Medida y ajuste del amplificador.



# INTRODUCCIÓN (III): DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS



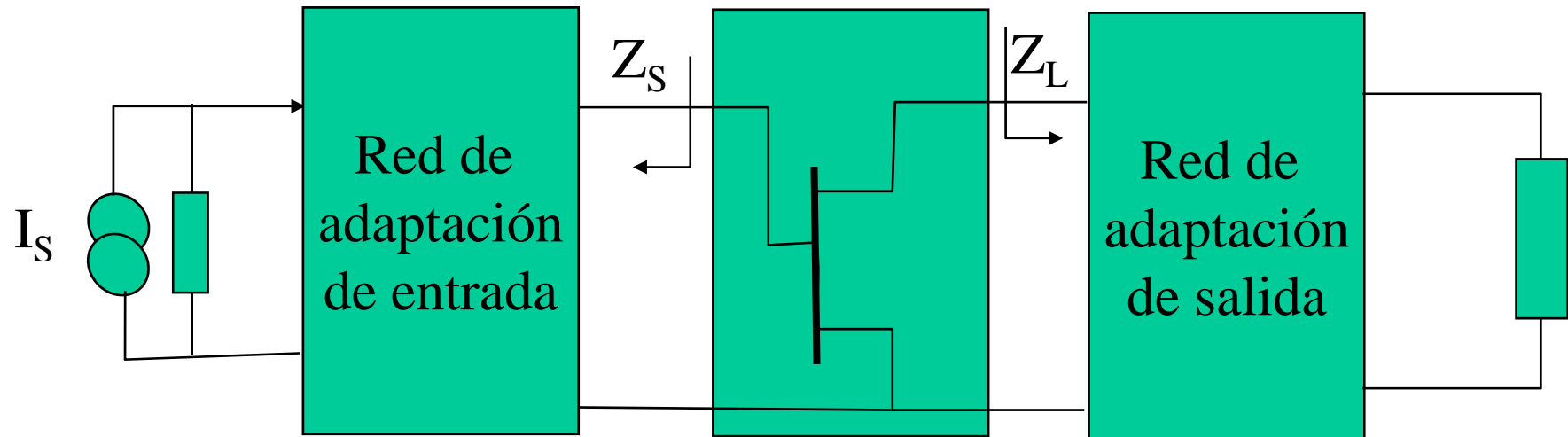
# INTRODUCCIÓN (IV): elección del dispositivo

---

- La tecnología bipolar se utiliza para aplicaciones de hasta 8 GHz, en amplificadores de ganancia (no son recomendables en bajo ruido) y para osciladores por su bajo ruido de fase.
- Desarrollo de la tecnología de los FET:
  - En aplicaciones donde el ruido sea importante es la primera opción.
  - Mayor movilidad de los dispositivos: se pueden alcanzar frecuencias mayores.
    - Hasta 40 GHz basados en homoestructuras.
    - Hasta 120 GHz basados en heteroestructuras.
- Problema: efectos parásitos provocan realimentación del dispositivo que pueden hacerlo oscilar:
  - Inductancia de la fuente a masa
  - Capacidad entre drenador (colector) y puerta (base)



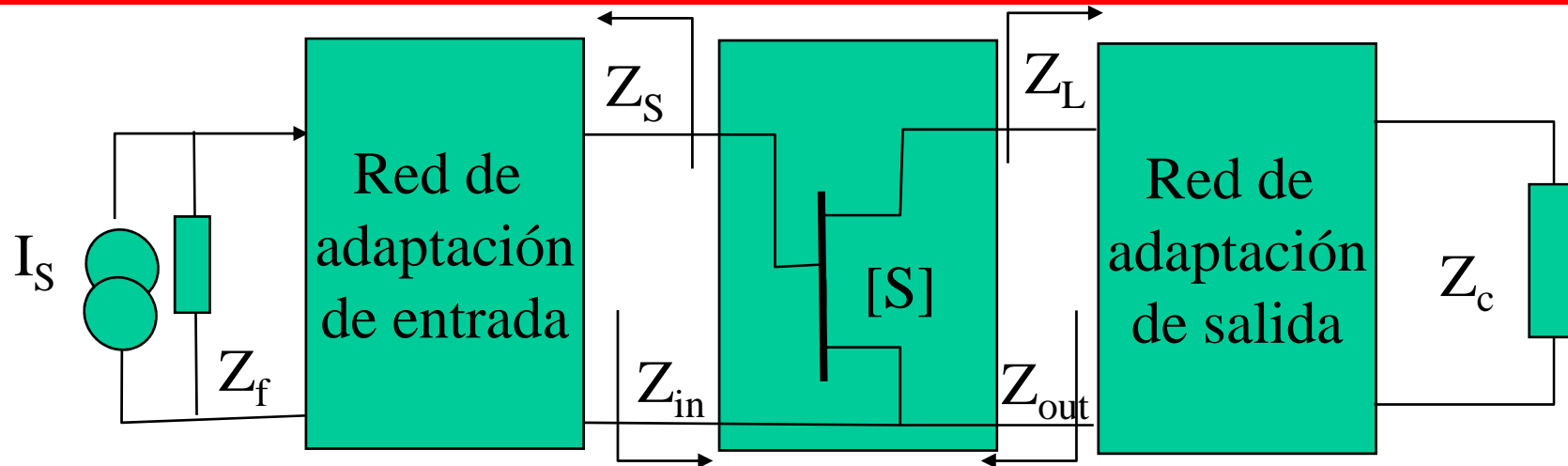
# INTRODUCCIÓN (V): diseño de la red de radiofrecuencia



- A partir de este instante se prestará atención al diseño de la red de radiofrecuencia y se dejará para el final del tema la red de polarización.
- La red de radiofrecuencia tendrá por objeto sintetizar las impedancias de fuente ( $Z_S$ ) y de carga ( $Z_L$ ) para conseguir las propiedades que se buscan.
- Dichas impedancias se consiguen por las llamadas redes de adaptación de entrada y salida. Estas redes, más que redes de adaptación, son redes de transformación de impedancias que transforman las impedancias terminales en las requeridas ( $Z_S$ ) y ( $Z_L$ ).



# INTRODUCCIÓN (VI): objetivo



- Objetivo:
  - **Determinación de las impedancias de carga  $Z_S$  y  $Z_L$  con que es necesario cargar el transistor, definido a partir de los parámetros  $S$ , para conseguir las características de diseño pedidas al amplificador: estabilidad, ganancia, ruido, desadaptación a la entrada y a la salida (desajuste entre  $Z_S$  y  $Z_{in}$  ó  $Z_L$  y  $Z_{out}$ )**
- Medios:
  - Carta de Smith
  - Transformación bilineal:  $Z_{in}=f([S], Z_L)$ ;  $Z_{out}=f([S], Z_S)$





# TRANSFORMACIÓN BILINEAL (I)

- Punto de partida:
  - El lugar geométrico de las cargas objeto de diseño suele ser una circunferencia.
  - La relación entre cargas en dos planos diferentes viene dada por una transformación bilineal.
  - Una circunferencia en un plano A, mediante una transformación bilineal, se transforma en otra circunferencia en un plano B
- Repaso, ecuación de una circunferencia: circunferencia, centro  $(x_o, y_o)$  y radio R
$$(x - x_o)^2 + (y - y_o)^2 = R^2 \Rightarrow x^2 + y^2 - 2xx_o - 2yy_o + (x_o^2 + y_o^2 - R^2) = 0$$
- La carta de Smith trabaja en el plano complejo, luego es conveniente trabajar en dicho plano.
- Notación con números complejos:  $z=x+jy$ ,  $z_o=x_o+jy_o$

$$|Z - Z_o|^2 - R^2 = 0 \Rightarrow (Z - Z_o) \cdot (Z - Z_o)^* - R^2 = 0$$

$$\boxed{Z \cdot Z^* - Z \cdot Z_o^* - Z_o^* \cdot Z + (Z_o \cdot Z_o^* - R^2) = 0} \quad (1)$$



# TRANSFORMACIÓN BILINEAL (II)

- El siguiente paso es la transformación de un lugar geométrico en un plano en otro lugar geométrico en otro plano.
- Transformación bilineal del plano complejo Z en el plano complejo W

$$W = \frac{A \cdot Z + B}{C \cdot Z + D} \Rightarrow |W|^2 = \rho^2 \Rightarrow \frac{A \cdot Z + B}{C \cdot Z + D} \cdot \frac{A^* \cdot Z^* + B^*}{C^* \cdot Z^* + D^*} - \rho^2 = 0$$

- Algebraicamente: circunferencias del plano Z se transforman en circunferencias del plano W y viceversa.

$$Z \cdot Z^* \cdot (A \cdot A^* - \rho^2 C \cdot C^*) - Z \cdot (\rho^2 C \cdot D^* - A \cdot B^*) - Z^* \cdot (\rho^2 D \cdot C^* - B \cdot A^*) + (B \cdot B^* - \rho^2 D \cdot D^*) = 0 \quad (2)$$

- Comparando (1) y (2), la circunferencia  $|W|^2 = \rho^2$  resulta en una circunferencia en el plano Z con centro y radio:

$$Z_o = \frac{(\rho^2 D \cdot C^* - B \cdot A^*)}{|A|^2 - \rho^2 \cdot |C|^2}; R = \rho \cdot \frac{|A \cdot D - B \cdot C|}{\left| |A|^2 - \rho^2 \cdot |C|^2 \right|}$$



# DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS UTILIZANDO LOS PARÁMETROS S DEL TRANSISTOR

- Un transistor viene definido por los parámetros S que da el fabricante o por las medidas que puedan hacerse del mismo conectado a líneas de 50 ohm.
- Los parámetros S varían con cualquier cambio en la polarización, con cualquier variación en las condiciones de medida (temperatura, humedad, ...)
  - Hay que dejar algún margen de variación de los parámetros S
- Objetivos de diseño:
  - Máxima ganancia de potencia.
  - Mínima figura de ruido.
  - Ganancia estable lo que supone que no haya oscilaciones
  - ROE de entrada y salida lo más cercanas a la unidad.
  - Ganancia uniforme en un ancho de banda (ROE por debajo de un valor en esa banda)
  - Respuesta de fase lineal.
  - Insensibilidad a pequeños cambios en los parámetros S
- Las topologías en baja frecuencia son válidas (amplificadores balanceados, cascode, push-pull, ...) pero asegurando la estabilidad del dispositivo
  - Estabilización mediante cargas resistivas en entrada, salida o ambas (PADDING)
  - Estabilización mediante realimentación negativa



# RESUMEN DE PROPIEDADES EN EL DISEÑO DE LA RED DE RADIOFRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR

PROPIEDAD	CARACTERÍSTICA	PLANO $\Gamma_S$	PLANO $\Gamma_L$
Estabilidad	Entrada (se define en $\Gamma_{in}$ que depende de $\Gamma_L$ )		X
	Salida (se define en $\Gamma_{out}$ que depende de $\Gamma_S$ )	X	
Ganancia	Potencia		X
	Transducción	X	X
	Disponible	X	
Ruido		X	
Desadaptación	Entrada	X	
	Salida		X



# CONCEPTO DE GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (I)

---

- Definiciones:
  - Ganancia de potencia:  $G_p = (\text{Potencia entregada a la carga}) / (\text{Potencia de entrada al amplificador})$
  - Ganancia transducción:  $G = (\text{Potencia entregada a la carga}) / (\text{Potencia disponible del generador})$
  - Ganancia disponible:  $G_a = (\text{Potencia disponible en la carga}) / (\text{Potencia disponible del generador})$
- Desde el punto de vista de diseño la ganancia importante es la de transducción ya que relaciona las potencias a las que se tienen acceso real: la potencia que recibe la carga y la potencia que entrega el generador.
- No obstante, por razones de simplificar el diseño y considerar sólo una carga (en el plano de salida o en el de entrada), se suele hacer un diseño en términos de ganancia de potencia (plano de salida) o disponible (plano de entrada).
  - Se suele utilizar la ganancia de potencia cuando queremos separar el plano de salida en donde diseñamos la ganancia de potencia del plano de entrada donde diseñaríamos para un ruido óptimo.
  - Las circunferencias de ganancia de potencia NO tienen intersección con las de ruido.
  - Las circunferencias de ganancia disponible SÍ tienen intersección con las de ruido.



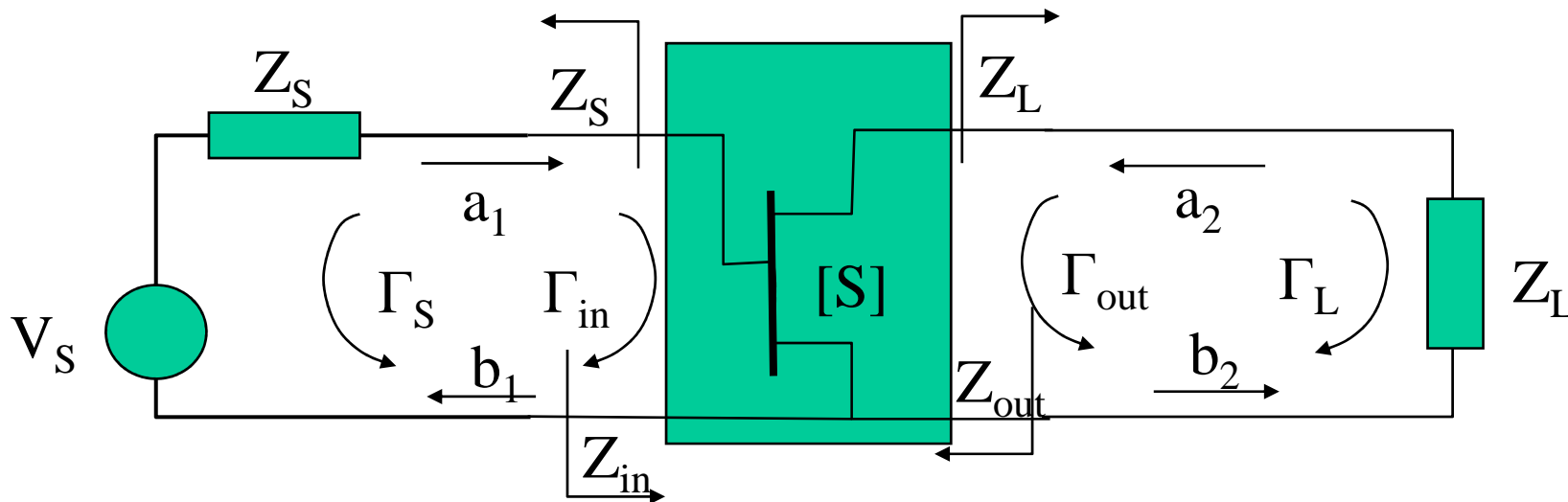
## CONCEPTO DE GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (II)

- Se anticipa el concepto de estabilidad en un amplificador para poder generalizar las definiciones de ganancia.
- Un amplificador es estable cuando no oscila, es decir cuando la potencia reflejada en la puerta del amplificador es menor que la potencia incidente. Esto supone que el módulo del coeficiente de reflexión es menor que 1.  
$$|\Gamma_{IN}| < 1 \text{ y } |\Gamma_{OUT}| < 1$$
- Ganancia en condiciones de estabilidad incondicional. Independientemente de la carga que se conecta, siempre se verifica la condición anterior. Entonces:
  - Se puede conseguir adaptación conjugada SIMULTÁNEA a la entrada y a la salida
  - $G_p = G = G_a = G_{max}$
- Condiciones de estabilidad condicional: dependiendo de las cargas que se conecten, el amplificador será estable o inestable. El carácter de estabilidad del transistor es uno, pero las regiones de estabilidad de entrada o de salida son diferentes.
- Si el dispositivo sólo es condicionalmente estable, no se puede conseguir adaptación conjugada **simultánea** en la entrada y la salida manteniendo la estabilidad del amplificador.

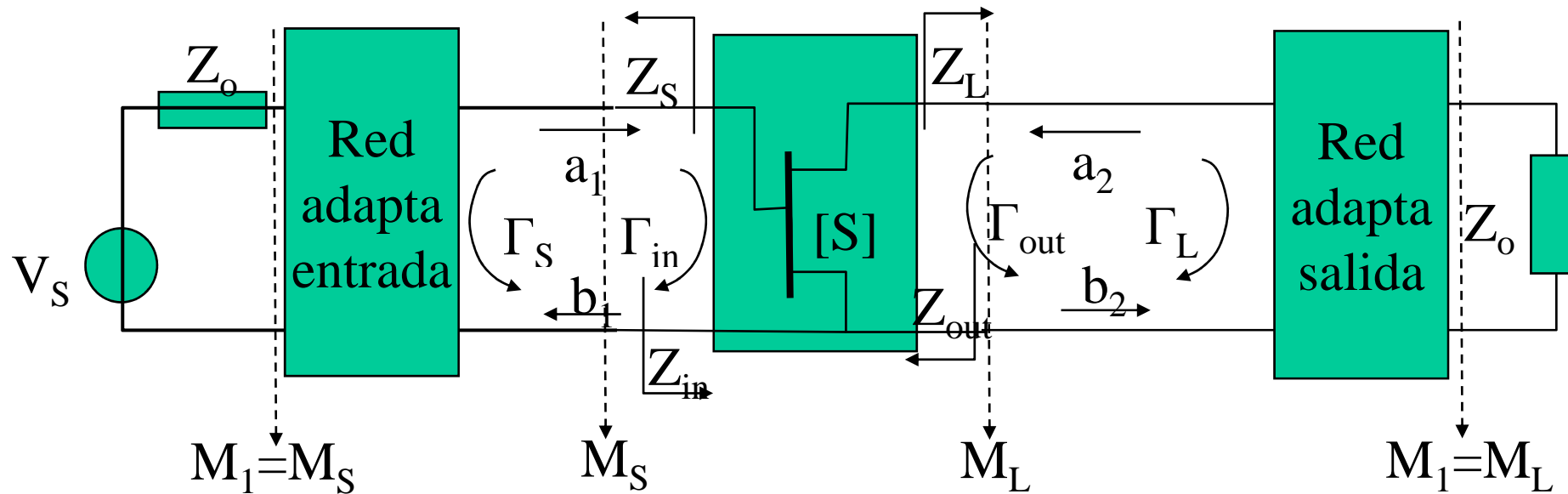


## CONCEPTO DE GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (III)

- La figura muestra el conjunto de cargas y de transformaciones entre ellas que ocurren en el diseño de un amplificador.
- Se vuelve a insistir que el diseño consistirá en sintetizar  $Z_S$  y  $Z_L$  pero  $Z_S$  influye en el valor de  $Z_{out}$  mientras que  $Z_L$  en  $Z_{in}$ .
- En esos planos de entrada y salida habrá que considerar la desadaptación que se produce mediante el coeficiente de desadaptación  $M$ .



## GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (IV): OBTENCIÓN DE EXPRESIONES DE GANANCIA

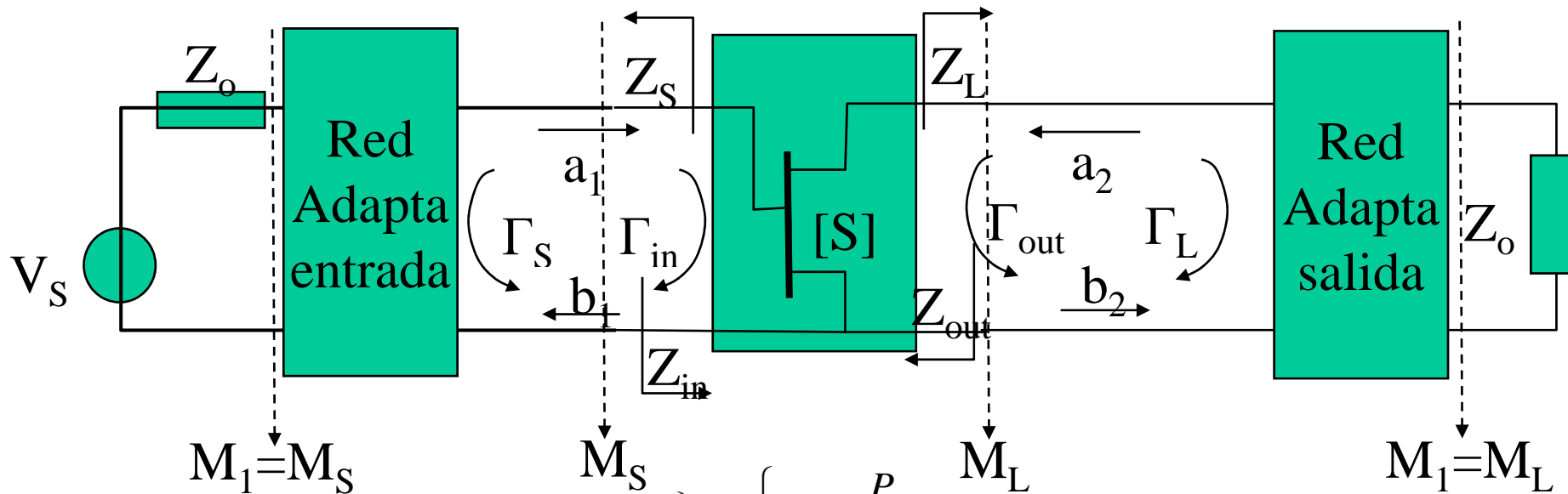


- En el plano de entrada (S, source) y en el plano de salida (L, load) los coeficientes de desadaptación son  $M_S$  y  $M_L$  y representan la discrepancia entre  $Z_S$  y el conjugado de  $Z_{in}$  ( $M_S$ ) y entre  $Z_L$  y el conjugado de  $Z_{out}$  ( $M_L$ ).
- Por el teorema enunciado en el capítulo 3 sobre el coeficiente de desadaptación se puede afirmar que el coeficiente de desadaptación a lo largo de la red de entrada y de la red de salida permanecen constantes. Es decir:  $M_S = M_1$  y  $M_L = M_2$
- En el plano donde se encuentra  $M_1$  podemos identificar el coeficiente de reflexión conjugado con el coeficiente de reflexión a la línea y con los parámetros con él relacionados.





# GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (V): OBTENCIÓN DE EXPRESIONES DE GANANCIA



$$\left. \begin{aligned} P_{inc} &= \frac{1}{2} \cdot |V^+|^2 \cdot Y_c \\ P_{in} &= (1 - |\rho_S|^2) \cdot P_{inc} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} G_p &= \frac{P_L}{P_{in}} \\ G &= \frac{P_L}{P_{inc}} = (1 - |\rho_S|^2) \cdot G_p \end{aligned} \right.$$

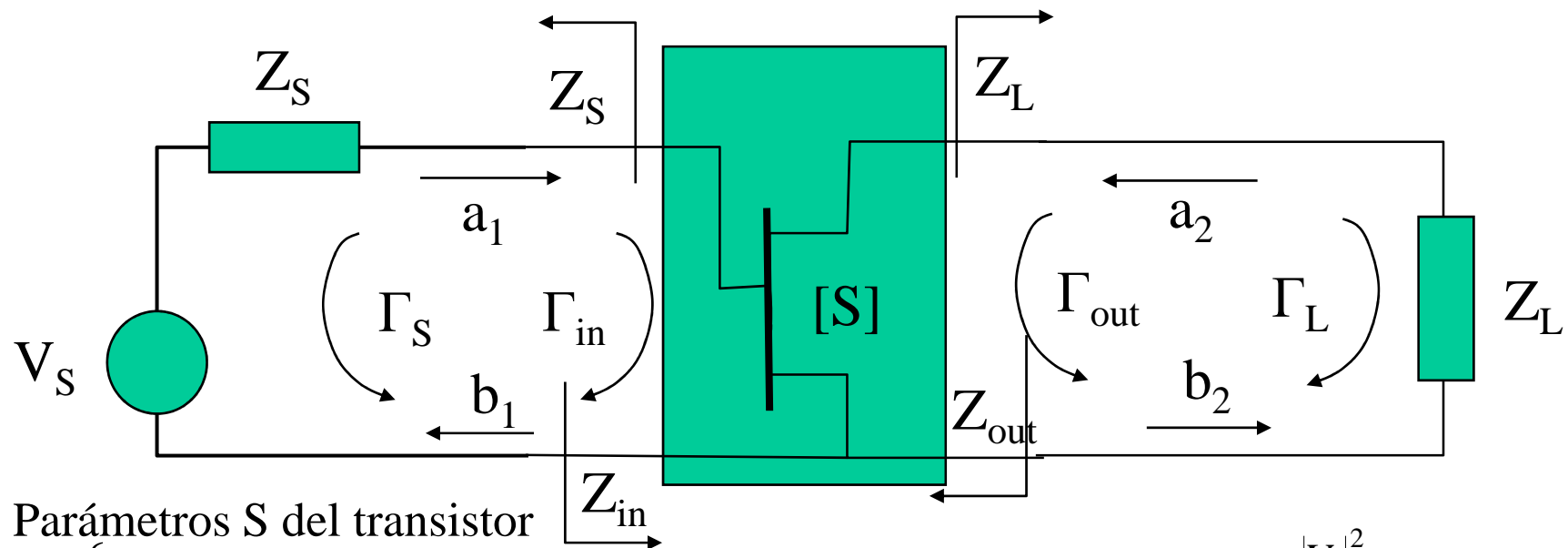
Por el teorema de invarianza del coeficiente de desadaptación. Desarrollando a partir del plano 1

$$M_S = 1 - |\rho_S|^2 = \frac{4 \cdot R_S \cdot R_{IN}}{|Z_S + Z_{IN}|^2} = M_1$$

$$ROE_1 = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} = \frac{1 + \sqrt{1 - M_1}}{1 - \sqrt{1 - M_1}} \stackrel{\text{teorema}}{=} \frac{1 + \sqrt{1 - M_S}}{1 - \sqrt{1 - M_S}} = \frac{1 + |\rho_S|}{1 - |\rho_S|}$$



# CONCEPTO DE GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (VI): OBTENCIÓN DE EXPRESIONES DE GANANCIA



Parámetros S del transistor

$$\begin{cases} b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{cases}$$

Condición de terminación

$$a_2 = \Gamma_L b_2$$

Parámetro de entrada:

$$\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} = \frac{(s_{11} - \Delta \cdot \Gamma_L)}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L}$$

$$P_{in} = P_{disp} \cdot M_S = \frac{|V_S|^2}{8R_S} \cdot M_S$$

$$M_S = \frac{4R_{in}R_S}{|Z_S + Z_{IN}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{IN}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S|^2}$$

$$M_L = \frac{4R_{out}R_L}{|Z_L + Z_{OUT}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{OUT}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{OUT} \cdot \Gamma_L|^2}$$



# GANANCIA DE POTENCIA DE UN AMPLIFICADOR (VII): OBTENCIÓN DE EXPRESIONES DE GANANCIA

- Ganancia de potencia:

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - s_{22} \cdot \Gamma_L|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{IN}|^2)} = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - s_{22} \cdot \Gamma_L|^2 - |s_{11} - \Delta \cdot \Gamma_L|^2}; \Delta = s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$$

- Ganancia de transducción:

$$G_T = G = G_P \cdot M_S = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - s_{22} \cdot \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S|^2} = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - s_{11} \cdot \Gamma_S) \cdot (1 - s_{22} \cdot \Gamma_L) - s_{21} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_S \cdot \Gamma_L|^2}$$

- Condiciones de estabilidad incondicional:

$$\begin{aligned} Z_S &= Z_{IN}^* \\ Z_L &= Z_{OUT}^* \end{aligned} \quad K > 1$$

$$G_P = G_{p,MAX} = G = G_{MAX} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \cdot (K - \sqrt{K^2 - 1}) = MAG$$

$$\frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} = \textit{figura de mérito}$$

Factor de Rollet

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12} \cdot s_{21}|}$$



# CONCEPTO DE GANANCIA EN UN AMPLIFICADOR (VIII): CONDICIONES DE UNILATERALIDAD

- En el caso unilateral se puede aproximar el parámetro  $s_{12}=0$ .
- Las expresiones de la ganancia se simplifican al precio de aparecer un error que hay que analizar si es tolerable o no.

- Ganancia de transducción 
$$G_{TU} = G = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - s_{11} \cdot \Gamma_S) \cdot (1 - s_{22} \cdot \Gamma_L)|^2}$$

- Ganancia de potencia

$$G_{PU} = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - s_{22} \cdot \Gamma_L|^2 \cdot (1 - |s_{11}|^2)};$$

- Figura de mérito unilateral

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

- Error cometido

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



# ESTABILIDAD EN AMPLIFICADORES (I): CIRCUNFERENCIAS DE ESTABILIDAD

- Definición: un amplificador es estable cuando la potencia reflejada en la puerta del amplificador es menor que la potencia incidente.
- Condición: el módulo del coeficiente de reflexión es menor que 1.

$$|\Gamma_{IN}| = \left| \frac{(s_{11} - \Delta \cdot \Gamma_L)}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \right| < 1 \quad |\Gamma_{OUT}| = \left| \frac{(s_{22} - \Delta \cdot \Gamma_S)}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_L} \right| < 1$$

- Los valores de los coeficientes de reflexión que definen la condición de estabilidad dependen de las condiciones de carga a la entrada y a la salida que, a su vez, son los objetivos de diseño del amplificador para unas determinadas características.
- Objetivo: determinar las cargas  $\Gamma_L$  ( $Z_L$ ) (circunferencia de estabilidad de carga) y  $\Gamma_S$  ( $Z_S$ ) (circunferencia de estabilidad de fuente) que hacen que  $\Gamma_{IN}$  y  $\Gamma_{OUT}$  son menores que 1.
- Transformación bilineal entre  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_{IN}$ : circunferencia en el plano  $\Gamma_{IN}$  se transforma en circunferencia en el plano  $\Gamma_L$

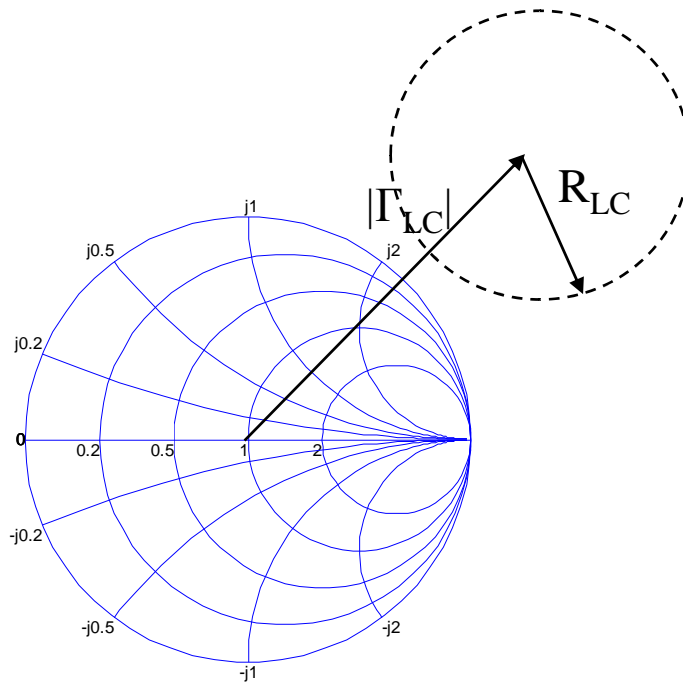
$$\Gamma_{LC} = \frac{(s_{22} - \Delta \cdot s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_{LC} = \frac{|s_{12} \cdot s_{21}|}{||s_{22}|^2 - |\Delta|^2|} \quad \Gamma_{SC} = \frac{(s_{11} - \Delta \cdot s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_{SC} = \frac{|s_{12} \cdot s_{21}|}{||s_{11}|^2 - |\Delta|^2|}$$

- Transformación de regiones (para el círculo de estabilidad de carga): el valor  $\Gamma_L = 0$  resulta en el plano  $\Gamma_{IN}$  en  $\Gamma_{IN} = s_{11}$ . Si  $|s_{11}| < 1$  la región en que está  $\Gamma_L = 0$  es estable (que puede ser interior o exterior al círculo de estabilidad de carga)

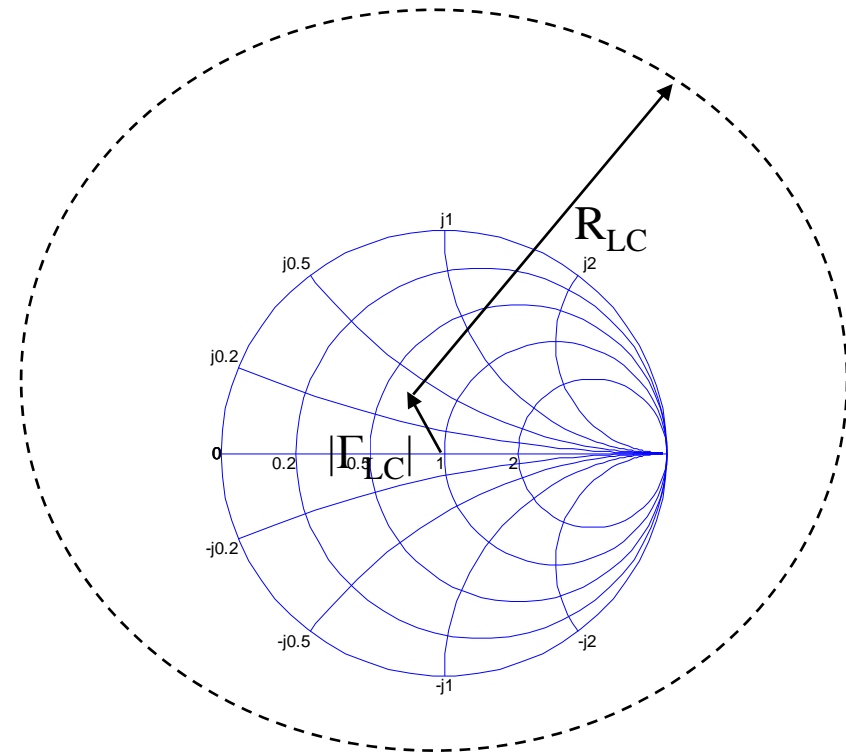


# ESTABILIDAD EN AMPLIFICADORES (II): ESTABILIDAD INCONDICIONAL (I)

- Hay dos situaciones: circunferencia de estabilidad exterior a la carta de Smith ó carta de Smith interior a la circunferencia de estabilidad



$$|\Gamma_{LC}| > 1 + R_{LC}$$



$$|\Gamma_{LC}| + 1 < R_{LC}$$



# ESTABILIDAD EN AMPLIFICADORES (III): ESTABILIDAD INCONDICIONAL (II)

Condiciones necesarias y suficientes para estabilidad incondicional

Factor de Rollet  $K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12} \cdot s_{21}|} > 1$

$$|s_{11}| < 1; |s_{22}| < 1$$

$$|s_{12} \cdot s_{21}| < 1 - |s_{11}|^2 \quad (1)$$

$$|s_{12} \cdot s_{21}| < 1 - |s_{22}|^2 \quad (2)$$

Sumando (1) y (2) se puede poner

$$K > 1 + \frac{|\Delta|^2 - 1}{2|s_{12} \cdot s_{21}|}$$

$$\Delta = s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$$



## ESTABILIDAD EN AMPLIFICADORES (IV): PROPIEDADES DEL FACTOR DE ROLLET

---

$$K]_z = \frac{2r_{11}r_{22} - \operatorname{Re}(z_{12} \cdot z_{21})}{|z_{12} \cdot z_{21}|}$$
$$K]_y = \frac{2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12} \cdot y_{21})}{|y_{12} \cdot y_{21}|}$$

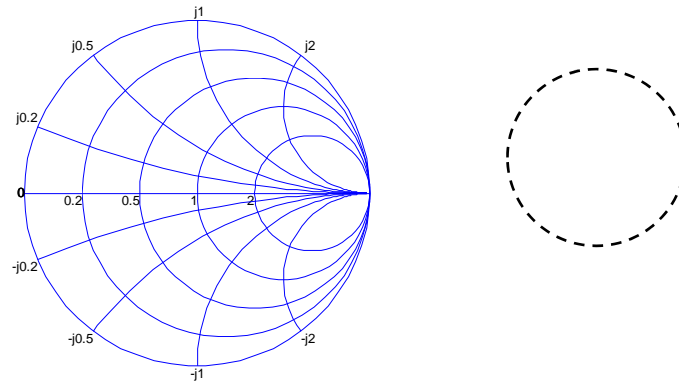
- Si se conectan en serie con la entrada y la salida sendas resistencias el factor K queda aumentado ya que no se ve modificado el parámetro  $z_{12}$  ( $K' > K$ )
- K no cambia si se añaden al cuadripolo elementos reactivos puros
- K es invariante con cualquier cambio de referencia de los parámetros S



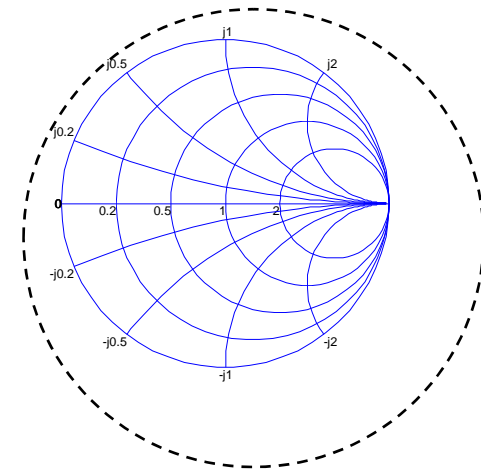


# ESTABILIDAD EN AMPLIFICADORES (V): ESTABILIDAD CONDICIONAL

- Para un dispositivo inestable existen cuatro posibles configuraciones de las circunferencias, de las cuales será más importante la última configuración.
  - Círculo de estabilidad cae totalmente fuera de la carta de Smith y  $|s_{11}| > 1$ ; corresponde a  $K < -1$ ,  $|s_{22}| < |\Delta|$

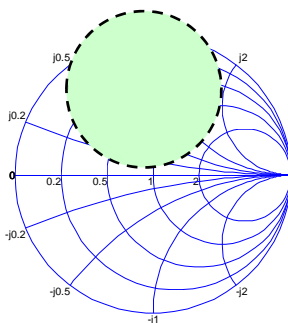


- Círculo de estabilidad encierra la carta de Smith y  $|s_{11}| > 1$ ;  $K < -1$

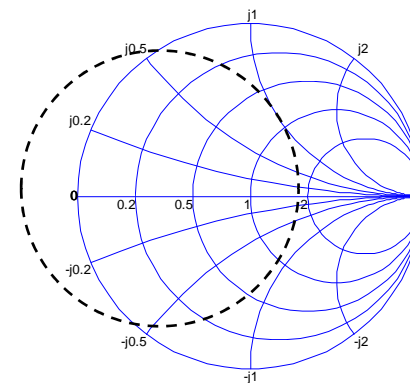
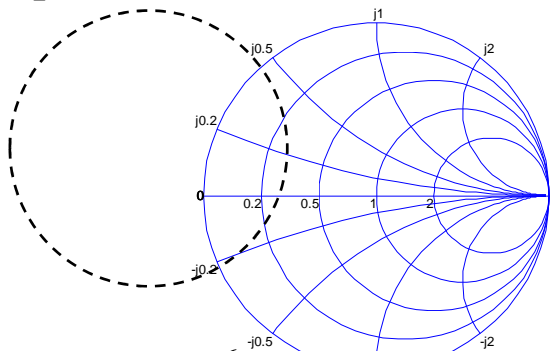


# ESTABILIDAD EN AMPLIFICADORES (VI): ESTABILIDAD CONDICIONAL

- El círculo de estabilidad cae totalmente dentro de la carta de Smith: puede haber valores estables dentro o fuera de la carta de Smith dependiendo de  $s_{11}$



- El círculo de estabilidad es secante a la carta de Smith ( $-1 < K < 1$ ). Hay dos situaciones, que incluya al origen o que no lo incluya.



$$\Gamma_L = 0 \Rightarrow \Gamma_{IN} = s_{11} \Rightarrow \begin{cases} |s_{11}| > 1 \Rightarrow \text{exterior inestable} \\ |s_{11}| < 1 \Rightarrow \text{exterior estable} \end{cases}$$

$$\Gamma_L = 0 \Rightarrow \Gamma_{IN} = s_{11} \Rightarrow \begin{cases} |s_{11}| > 1 \Rightarrow \text{interior inestable} \\ |s_{11}| < 1 \Rightarrow \text{interior estable} \end{cases}$$



# EJEMPLO CON EL TRANSISTOR MESFET DE AVAGO ATF34143: parámetros S

ATF-34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$			MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	
0.5	0.96	-37	20.07	10.079	153	-29.12	0.035	68	0.40	-35	24.59		
0.8	0.91	-60	19.68	9.642	137	-26.02	0.050	56	0.34	-56	22.85		
1.0	0.87	-76	18.96	8.867	126	-24.29	0.061	48	0.32	-71	21.62		
1.5	0.81	-104	17.43	7.443	106	-22.27	0.077	34	0.29	-98	19.85		
1.8	0.78	-115	16.70	6.843	98	-21.62	0.083	28	0.28	-110	19.16		
2.0	0.75	-126	16.00	6.306	90	-21.11	0.088	23	0.26	-120	18.55		
2.5	0.72	-145	14.71	5.438	75	-20.45	0.095	15	0.25	-140	17.58		
3.0	0.69	-162	13.56	4.762	62	-19.83	0.102	7	0.23	-156	16.69		
4.0	0.65	-166	11.61	3.806	38	-19.09	0.111	-8	0.22	174	15.35		
5.0	0.64	139	10.01	3.165	16	-18.49	0.119	-21	0.22	146	14.25		
6.0	0.65	114	8.65	2.706	-5	-18.06	0.125	-35	0.23	118	13.35		
7.0	0.66	89	7.33	2.326	-27	-17.79	0.129	-49	0.25	91	10.91		
8.0	0.69	67	6.09	2.017	-47	-17.52	0.133	-62	0.29	67	9.71		
9.0	0.72	48	4.90	1.758	-66	-17.39	0.135	-75	0.34	46	8.79		
10.0	0.75	30	3.91	1.568	-86	-17.08	0.140	-88	0.39	28	8.31		
11.0	0.77	10	2.88	1.393	-105	-16.95	0.142	-103	0.43	10	7.56		
12.0	0.80	-10	1.74	1.222	-126	-16.95	0.142	-118	0.47	-10	6.83		
13.0	0.83	-29	0.38	1.045	-145	-17.39	0.135	-133	0.53	-28	6.18		
14.0	0.85	-44	-0.96	0.895	-161	-17.86	0.128	-145	0.58	-42	5.62		
15.0	0.86	-55	-2.06	0.789	-177	-18.13	0.124	-156	0.62	-57	5.04		
16.0	0.85	-72	-3.09	0.701	166	-18.13	0.124	-168	0.65	-70	3.86		
17.0	0.85	-88	-4.22	0.615	149	-18.06	0.125	177	0.68	-85	3.00		
18.0	0.88	-101	-5.71	0.518	133	-18.94	0.113	165	0.71	-103	2.52		

ATF-34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 60\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$			MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	
0.5	0.95	-41	21.91	12.454	150	-31.06	0.028	68	0.29	-41	26.48		
0.8	0.89	-65	21.33	11.654	134	-28.18	0.039	57	0.24	-67	24.75		
1.0	0.85	-83	20.46	10.549	123	-26.56	0.047	49	0.23	-84	23.51		
1.5	0.78	-111	18.74	8.646	103	-24.44	0.060	38	0.21	-114	21.59		
1.8	0.75	-122	17.92	7.873	95	-23.74	0.065	33	0.21	-125	20.83		
2.0	0.73	-133	17.16	7.207	87	-23.22	0.069	29	0.20	-136	20.19		
2.5	0.69	-151	15.78	6.149	73	-22.38	0.076	22	0.19	-155	19.08		
3.0	0.67	-168	14.56	5.345	60	-21.62	0.083	15	0.19	-171	18.09		
4.0	0.64	161	12.53	4.232	37	-20.54	0.094	3	0.18	162	16.53		
5.0	0.63	134	10.88	3.501	16	-19.58	0.105	-10	0.19	135	15.23		
6.0	0.64	111	9.49	2.983	-5	-18.79	0.115	-24	0.21	109	12.89		
7.0	0.66	86	8.15	2.557	-26	-18.27	0.122	-38	0.24	84	11.22		
8.0	0.69	65	6.92	2.217	-46	-17.79	0.129	-51	0.28	62	10.21		
9.0	0.73	46	5.72	1.932	-65	-17.46	0.134	-65	0.33	42	9.36		
10.0	0.76	28	4.73	1.723	-84	-16.95	0.142	-79	0.38	25	8.94		
11.0	0.78	9	3.70	1.531	-104	-16.71	0.146	-94	0.42	7	8.23		
12.0	0.81	-11	2.57	1.344	-124	-16.71	0.146	-111	0.47	-12	7.56		
13.0	0.84	-30	1.20	1.148	-143	-17.02	0.141	-126	0.52	-29	6.94		
14.0	0.86	-44	-0.12	0.986	-159	-17.46	0.134	-139	0.58	-43	6.37		
15.0	0.87	-56	-1.21	0.870	-175	-17.59	0.132	-150	0.62	-58	5.78		
16.0	0.86	-72	-2.21	0.775	168	-17.59	0.132	-163	0.65	-71	4.60		
17.0	0.86	-88	-3.35	0.680	151	-17.65	0.131	-178	0.68	-86	3.79		
18.0	0.89	-101.99	-4.81	0.575	135	-18.42	0.120	169	0.71	-104	3.33		

ATF-34143 Typical Noise Parameters

$V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{n50}$	$G_n$ dB
0.5	0.10	0.90	13	0.16	21.8
0.9	0.11	0.85	27	0.14	18.3
1.0	0.11	0.84	31	0.13	17.8
1.5	0.14	0.77	48	0.11	16.4
1.8	0.17	0.74	57	0.10	16.0
2.0	0.19	0.71	66	0.09	15.6
2.5	0.23	0.65	83	0.07	14.8
3.0	0.29	0.59	102	0.06	14.0
4.0	0.42	0.51	138	0.03	12.6
5.0	0.54	0.45	174	0.03	11.4
6.0	0.67	0.42	-151	0.05	10.3
7.0	0.79	0.42	-118	0.10	9.4
8.0	0.92	0.45	-88	0.18	8.6
9.0	1.04	0.51	-63	0.30	8.0
10.0	1.16	0.61	-43	0.46	7.5

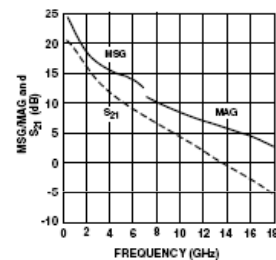


Figure 23. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3 V, 20 mA.

ATF-34143 Typical Noise Parameters

$V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 60\text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{n50}$	$G_n$ dB
0.5	0.11	0.84	15	0.14	24.5
0.9	0.14	0.78	30	0.12	20.7
1.0	0.15	0.77	34	0.12	20.2
1.5	0.20	0.69	53	0.10	18.5
1.8	0.23	0.66	62	0.10	17.7
2.0	0.26	0.62	72	0.09	17.2
2.5	0.33	0.55	91	0.07	16.3
3.0	0.39	0.50	111	0.05	15.4
4.0	0.53	0.43	149	0.03	13.7
5.0	0.67	0.39	-173	0.04	12.3
6.0	0.81	0.39	-137	0.07	11.1
7.0	0.96	0.42	-104	0.14	10.0
8.0	1.10	0.47	-76	0.26	9.2
9.0	1.25	0.54	-53	0.41	8.6
10.0	1.39	0.62	-37	0.60	8.2

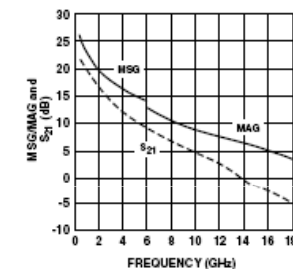
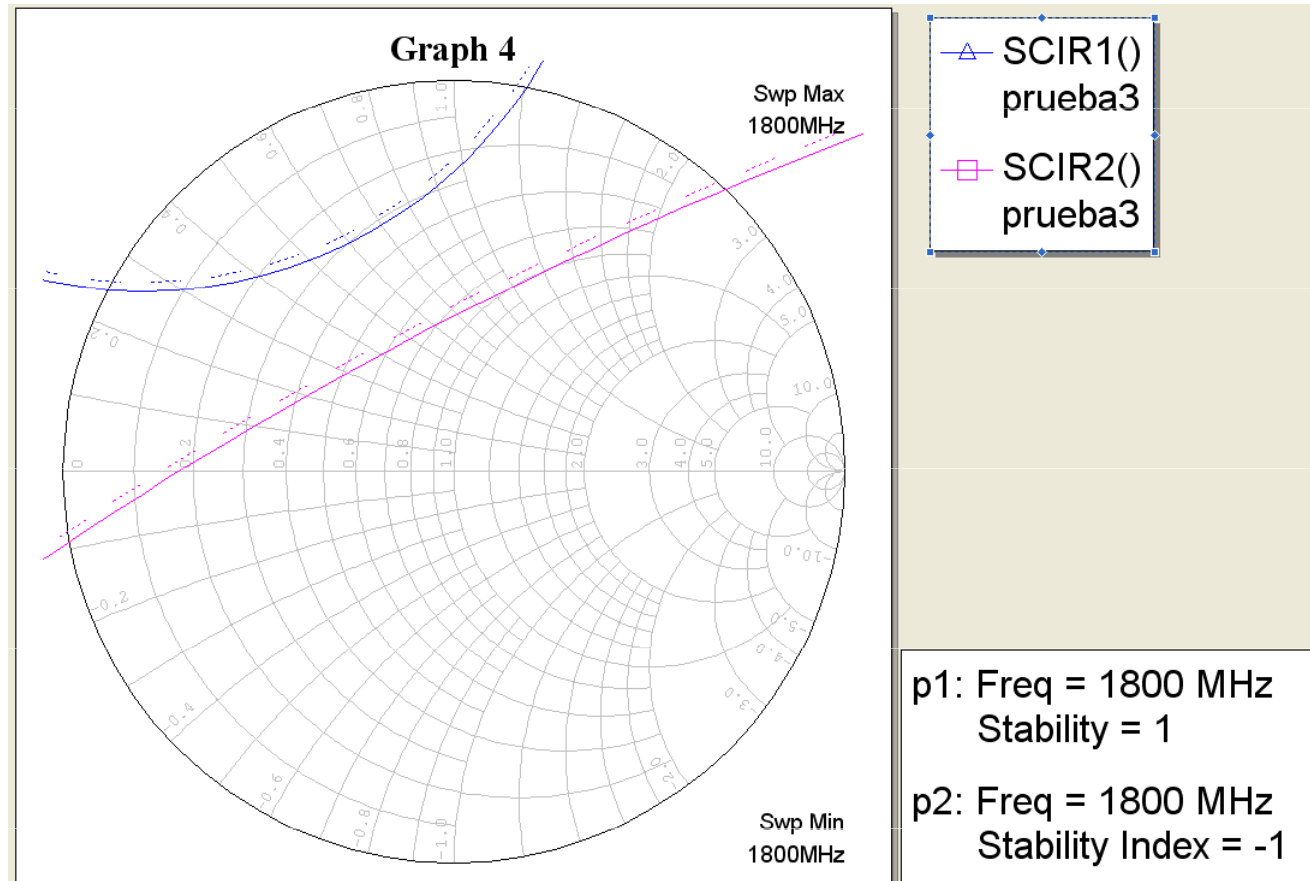


Figure 26. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 4 V, 60 mA.



# CIRCUNFERENCIAS DE ESTABILIDAD CON MICROWAVE OFFICE PARA EL ATF34143



Transistor condicionalmente estable con región estable en el plano  $\Gamma_L$  interior a la circunferencia de estabilidad y en el plano  $\Gamma_S$  exterior a la otra circunferencia de estabilidad



# GANANCIA DE POTENCIA EN AMPLIFICADORES (I)

- Ganancia de potencia normalizada  $g_P = \frac{G_P}{|s_{21}|^2}$  que si se desarrolla, resulta en:

$$\Gamma_L \cdot \Gamma_L^* - \left[ \frac{g_P \cdot (s_{22} - \Delta \cdot s_{11}^*) \cdot \Gamma_L + g_P \cdot (s_{22}^* - \Delta^* \cdot s_{11}) \cdot \Gamma_L^* - (1 - |s_{11}|^2) \cdot g_P + 1}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \cdot g_P + 1} \right] = 0$$

- Vemos que es una circunferencia en el plano de impedancias de carga  $\Gamma_L$

$$\Gamma_{LG} = \frac{(s_{22}^* - \Delta^* \cdot s_{11}) \cdot g_P}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \cdot g_P + 1} \quad R_{LG} = \frac{\left(1 - 2K \cdot g_P \cdot |s_{12} \cdot s_{21}| + g_P^2 |s_{12} \cdot s_{21}|^2\right)^{1/2}}{\left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right) \cdot g_P + 1}$$

- Comentarios:

- Cuando  $g_P$  tiende a infinito la circunferencia degenera en la de estabilidad de carga.
- Cuando  $g_P=0$ ,  $\Gamma_{LG}=0$ ,  $R_{LG}=1$ , que es la carta de Smith
- Suele ser normal dibujar las circunferencias a saltos de 1 dB desde el máximo:
  - A partir de la MAG para incondicionalmente estables
  - A partir de la figura de mérito para transistores condicionalmente estables.
- La ecuación de los centros de las circunferencias de ganancia constante están sobre la misma recta que los de estabilidad.
- Las expresiones de ganancia disponible serían duales a las de potencia.



# GANANCIA DE POTENCIA EN AMPLIFICADORES (II): PROPIEDADES DE LOS CÍRCULOS DE GANANCIA DISPOSITIVOS INCONDICIONALMENTE ESTABLES

- Cuando el dispositivo es estable un conjunto de círculos cae dentro de la carta de Smith:

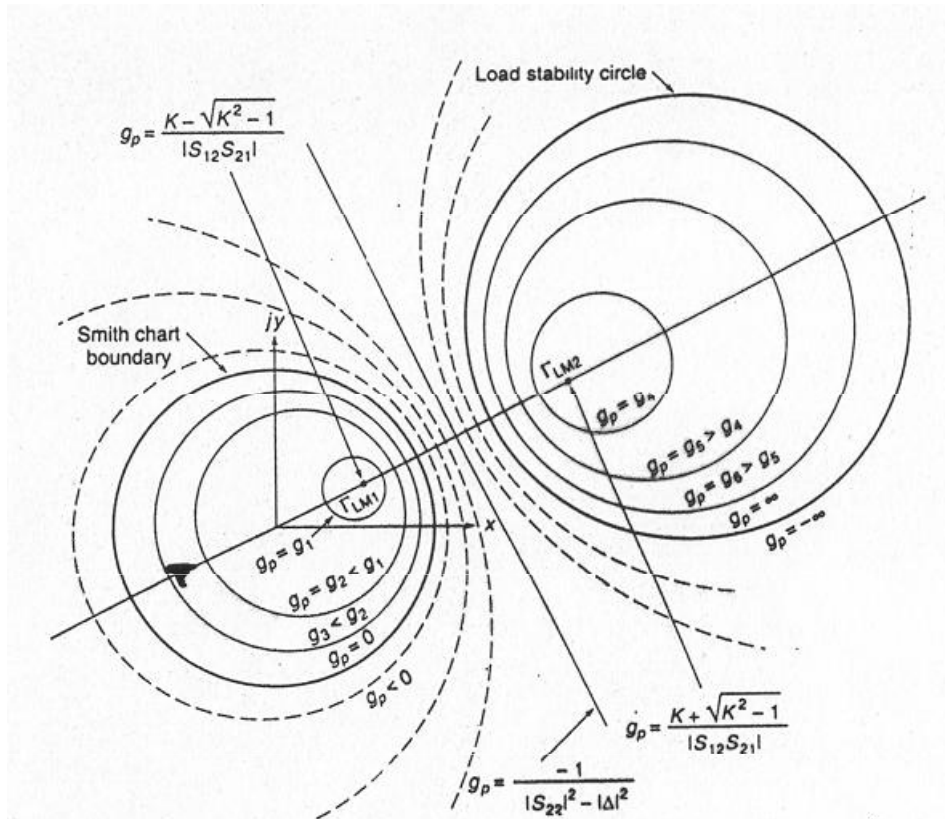
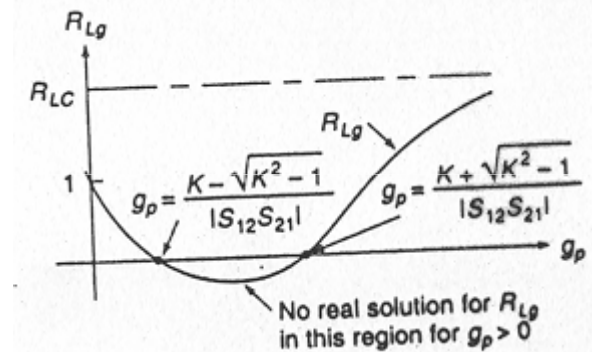


FIGURE 10.15

Circles of constant normalized power gain for an absolutely stable transistor when the load stability circle lies outside the Smith chart. The circles of constant negative power gain are shown by the dashed circles.

$$g_p = \frac{K \pm \sqrt{K^2 - 1}}{|S_{12} \cdot S_{21}|}$$



# GANANCIA DE POTENCIA EN AMPLIFICADORES (III): PROPIEDADES DE LOS CÍRCULOS DE GANANCIA DISPOSITIVOS CONDICIONALMENTE ESTABLES

- Propiedades:
  - $K < 1$
  - El círculo de ganancia cortará en dos puntos la carta de Smith que coinciden con el círculo de estabilidad. Estos dos puntos son invariantes

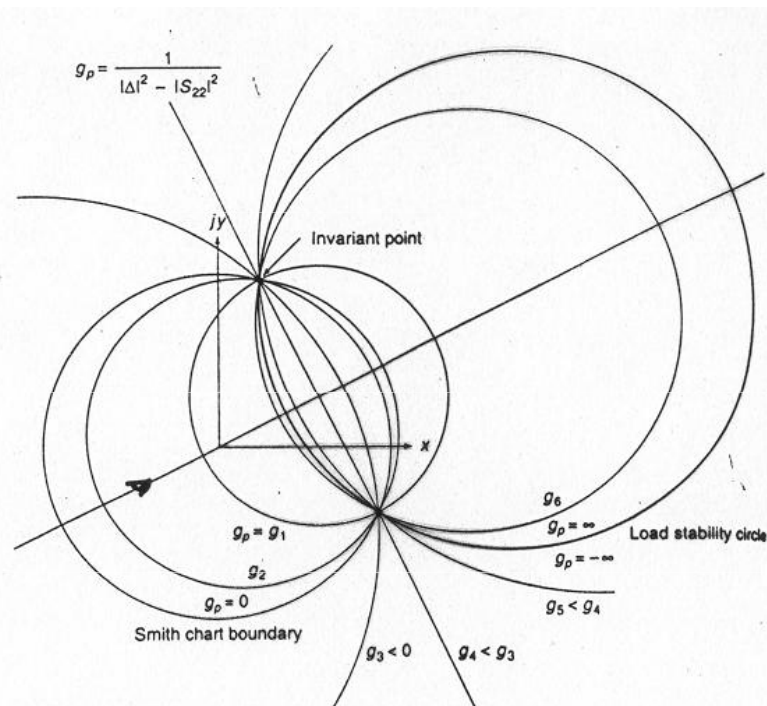
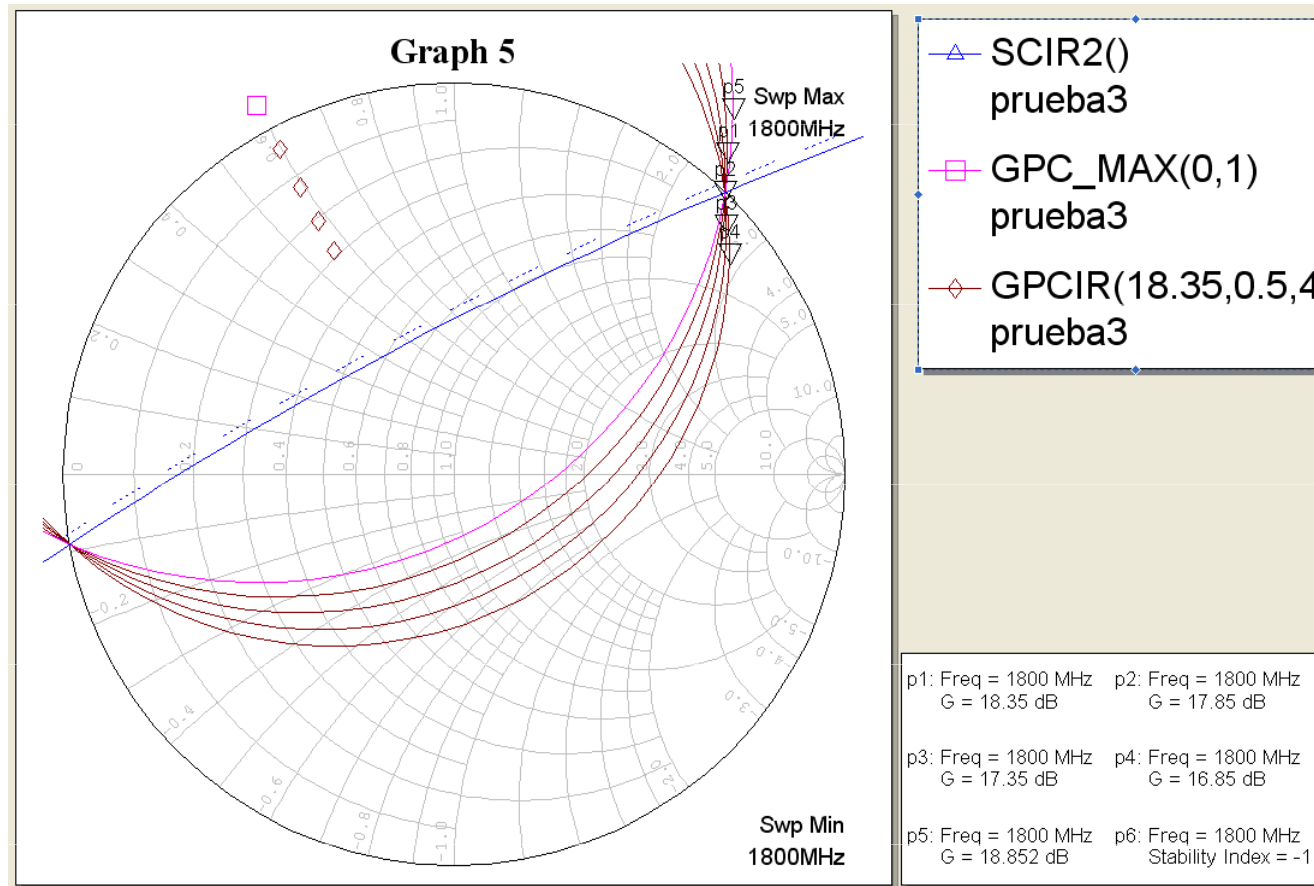


FIGURE 10.18  
Constant normalized power-gain circles for an unstable device.



# CIRCUNFERENCIAS DE GANANCIA DE POTENCIA CON MICROWAVE OFFICE PARA EL ATF34143

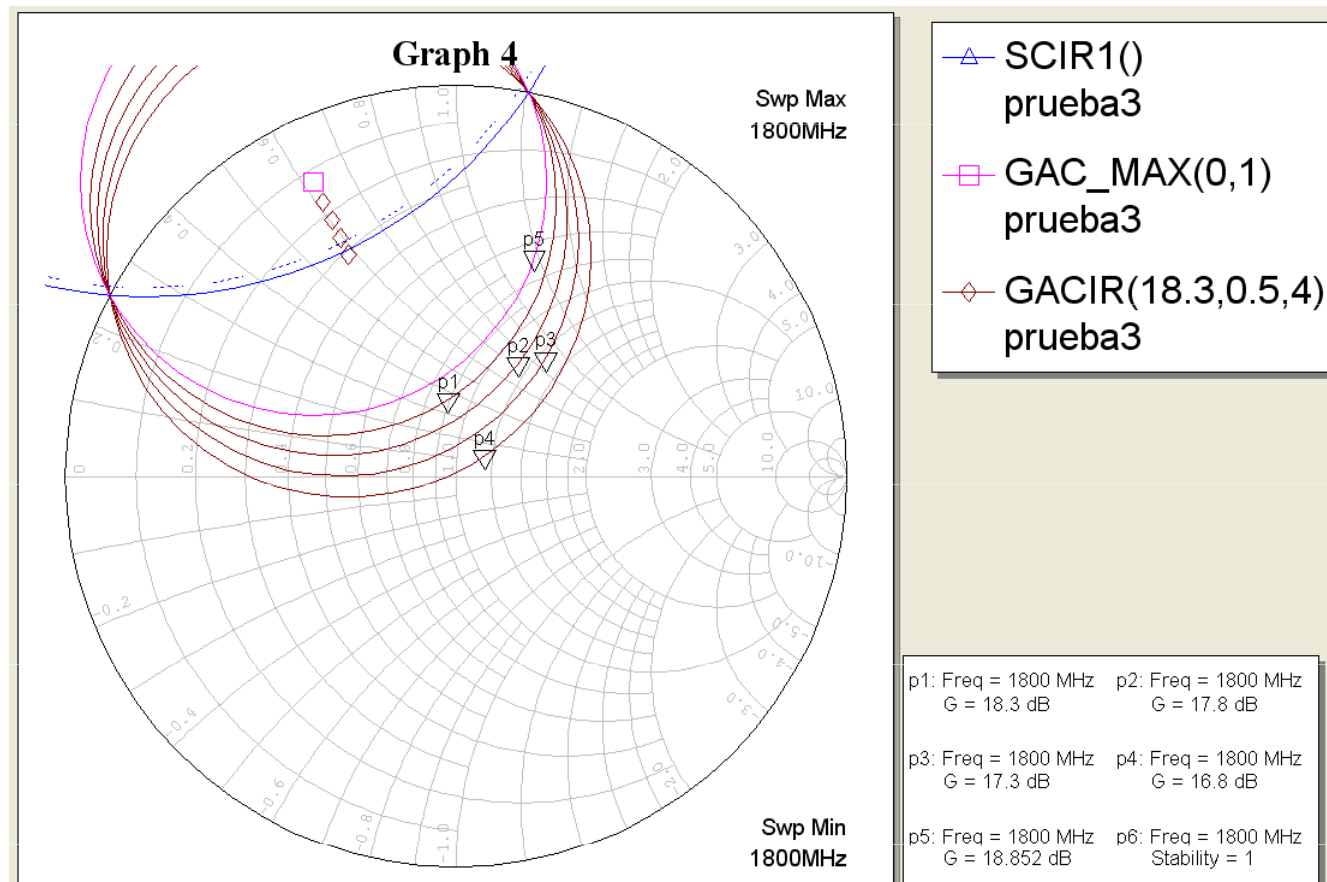


Transistor condicionalmente estable, las circunferencias de ganancia de potencia están en el plano  $\Gamma_L$  y se cortan en los dos puntos invariantes con la de estabilidad de carga. Se muestra una máxima ganancia de potencia de 18.85 dB y luego saltos de 0.5 dB





# CIRCUNFERENCIAS DE GANANCIA DISPONIBLE CON MICROWAVE OFFICE PARA EL ATF34143



Transistor condicionalmente estable, las circunferencias de ganancia disponible están en el plano  $\Gamma_s$  y se cortan en los dos puntos invariantes con la de estabilidad de carga. Se muestra una máxima ganancia disponible de 18.85 dB y luego saltos de 0.5 dB



# GANANCIA EN AMPLIFICADORES UNILATERALES (IV): CÍRCULOS DE GANANCIA EN CONDICIONES DE UNILATERALIDAD

- Se puede aproximar  $s_{12}=0$ . Pueden aparecer nuevas circunferencias de transformación completamente diferentes a las bilaterales que se han presentado
- Expresión de la ganancia de transducción:

$$G_T = G = \frac{(1-|\Gamma_S|^2) \cdot |s_{21}|^2 \cdot (1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S|^2 |1-s_{22} \cdot \Gamma_L|^2} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-s_{11} \cdot \Gamma_S|^2} \cdot |s_{21}|^2 \cdot \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-s_{22} \cdot \Gamma_L|^2} = G_S \cdot G_0 \cdot G_L$$

- Nuevos círculos:

$$\frac{g_S \cdot s_{11}^*}{1 - (1 - g_S) \cdot |s_{11}|^2} = \frac{\sqrt{1 - g_S} \cdot (1 - |s_{11}|^2)}{1 - (1 - g_S) \cdot |s_{11}|^2} \quad g_S = \frac{G_S}{G_{Smax}}$$

$$\frac{g_L \cdot s_{22}^*}{1 - (1 - g_L) \cdot |s_{22}|^2} = \frac{\sqrt{1 - g_L} \cdot (1 - |s_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L) \cdot |s_{22}|^2} \quad g_L = \frac{G_L}{G_{Lmax}}$$

- Los centros de cada familia caen sobre rectas con ángulo  $s_{11}^*$  ó  $s_{22}^*$
- La máxima ganancia se da cuando  $g_S$  ó  $g_L=1$  corresponde al punto  $s_{11}^*$  ó  $s_{22}^*$



# RUIDO EN AMPLIFICADORES (I)

## INTRODUCCIÓN

- Definiciones:

- Ruido térmico es el resultante del movimiento de los electrones en una resistencia debido a la agitación térmica. Se refleja en un voltaje aleatorio en dicha resistencia.
- No hay forma analítica de definirlo por lo que estadísticamente se considera como un proceso ergódico cuya densidad espectral de potencia (a frecuencias inferiores a 1000 GHz) es constante (función de correlación delta en el origen)
- Dicha función es par por lo que podemos modelarla para  $f > 0$ :
- Para un margen de frecuencias:  $P_N = 4kTR\Delta f$
- Ruido shot: debido a la naturaleza discreta de los portadores que constituyen la corriente en las uniones p-n. Su valor es proporcional a la tensión de polarización y tiene densidad espectral plana.
- Ruido flicker: proporcional a  $1/f$
- En alta frecuencia, en amplificadores, influyen el shot y el térmico: habrá que buscar un punto de polarización que con buena ganancia (valor importante de la transconductancia) tenga el menor ruido shot posible

$$\left. \begin{aligned} S_e(\omega) &= 4kTR \\ S_i(\omega) &= 4kT/R \end{aligned} \right\}$$

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J / K}$$



# RUIDO EN AMPLIFICADORES (II)

- Caracterización del ruido:

- Figura de ruido a una frecuencia dada es la relación entre la potencia de ruido existente a la salida del cuadripolo en los casos en que el cuadripolo fuera real e idea.

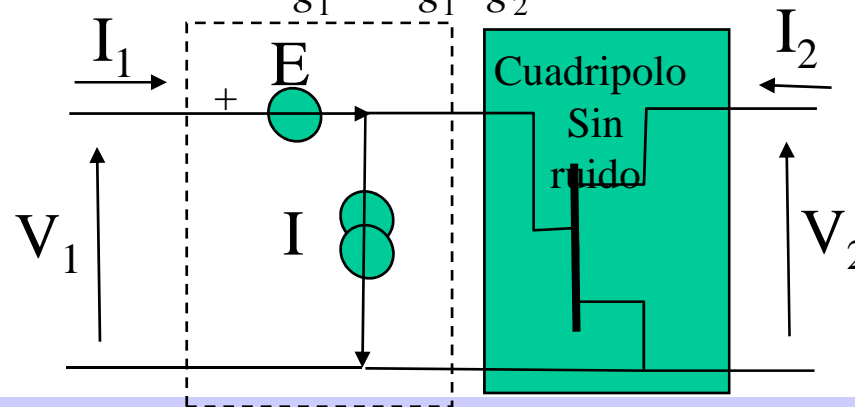
$$f = \frac{kT_0BG + N_{in}}{kT_0BG} = \frac{kT_0BG + kT_{eq}BG}{kT_0BG} = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0}$$

$$T_{eq} = T_0 \cdot (f - 1)$$

- Los dispositivos de muy bajo nivel de ruido se representan en función de  $T_{eq}$
- Cuando hay varias etapas, interesa amplificadores con un factor de ruido lo más bajo posible lo que supone que la primera etapa tenga el menor ruido posible.

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \dots$$

- Modelado del ruido



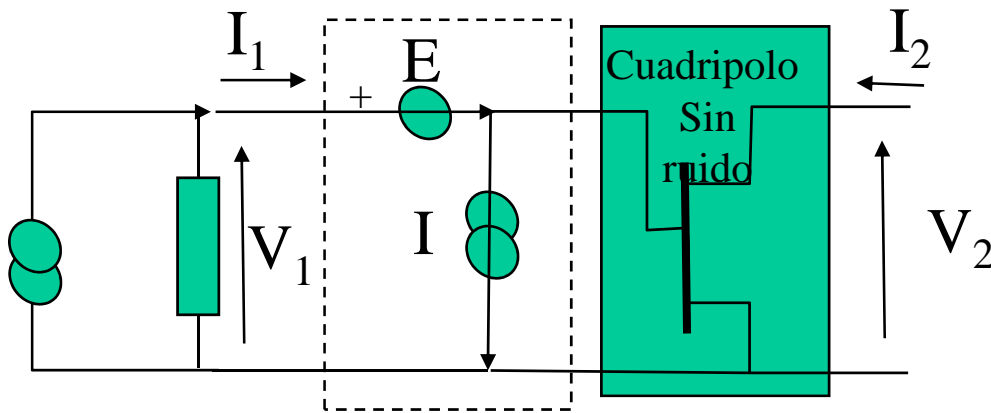
$$V_1 = AV_2 + BI_2 + E$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 + I$$



# RUIDO EN AMPLIFICADORES (III)

- La red libre (de ruido) no modifica el ruido luego su figura de ruido será la de la parte ruidosa



$$\overline{I_s^2} + \overline{|I + Y_S E|^2} =$$

$$\overline{I_s^2} + \overline{I^2} + |Y_S|^2 \overline{E^2} + Y_S^* \overline{I \cdot E^*} + Y_S \overline{I^* \cdot E}$$

$$f = 1 + \frac{\overline{|I + Y_S E|^2}}{\overline{I_s^2}}$$

- Descomponemos I en una parte incorrelada con E y otra totalmente correlada

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_n^* \cdot E} &= 0; \overline{I_n^* \cdot (I - I_n)} = 0 \\ \overline{I^* \cdot E} &= \overline{E \cdot (I - I_n)^*} = Y_\gamma^* \cdot \overline{E^2} \\ \overline{I^2} &= \overline{(I - I_n)^2} + \overline{I_n^2} = |Y_\gamma|^2 \cdot \overline{E^2} + \overline{I_n^2} \\ f &= 1 + \frac{|Y_\gamma + Y_S|^2 \cdot \overline{E^2} + \overline{I_n^2}}{\overline{I_s^2}} \end{aligned} \right\} \begin{cases} \overline{E^2} = 4kT_0 R_n B \\ \overline{I_n^2} = 4kT_0 G_n B \end{cases}$$



## RUIDO EN AMPLIFICADORES (IV)

$$f = 1 + \frac{G_n}{G_S} + \frac{R_n}{G_S} \cdot \left[ (G_S + G_\gamma)^2 + (B_S + B_\gamma)^2 \right]$$

Si se busca el mínimo de la anterior función, resulta para  $G_S = G_o$

$$G_o = \left( \frac{G_n + R_n \cdot G_\gamma^2}{R_n} \right)^{1/2}; B_o = -B_\gamma \quad f = f_o + \frac{r_n}{g_S} \cdot \left[ (g_S - g_o)^2 + (b_S - b_o)^2 \right]$$

Expresando las admitancias en función de los coeficientes de reflexión

$$f = f_o + \frac{4 \cdot r_n \cdot |\Gamma_S - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) \cdot |1 + \Gamma_o|^2}; N_i = \frac{(f - f_o) \cdot |1 + \Gamma_o|^2}{4 \cdot r_n} = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)}$$

Para una figura de ruido constante resulta un conjunto de circunferencias

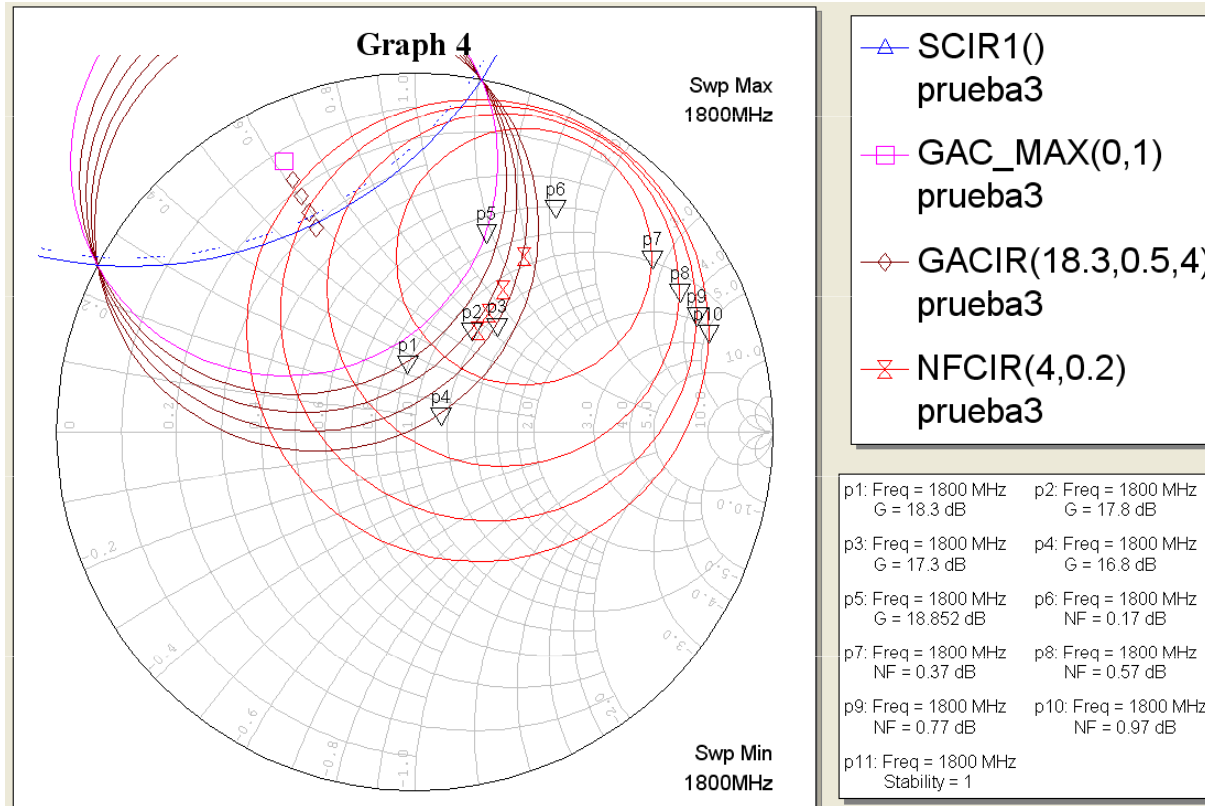
$$C_i = \frac{\Gamma_{opt}}{N_i + 1} \quad R_i = \frac{\sqrt{N_i \cdot (N_i + 1 - |\Gamma_{OPT}|^2)}}{N_i + 1} \quad N_i = \frac{f - f_o}{4 \cdot \left( \frac{R_n}{Z_o} \right)} \cdot |1 + \Gamma_o|^2$$

Los centros están sobre la recta cuyo vector de dirección es  $\Gamma_o$

Ruido mínimo  $f_i = f_o$  se reduce al punto  $\Gamma_o$



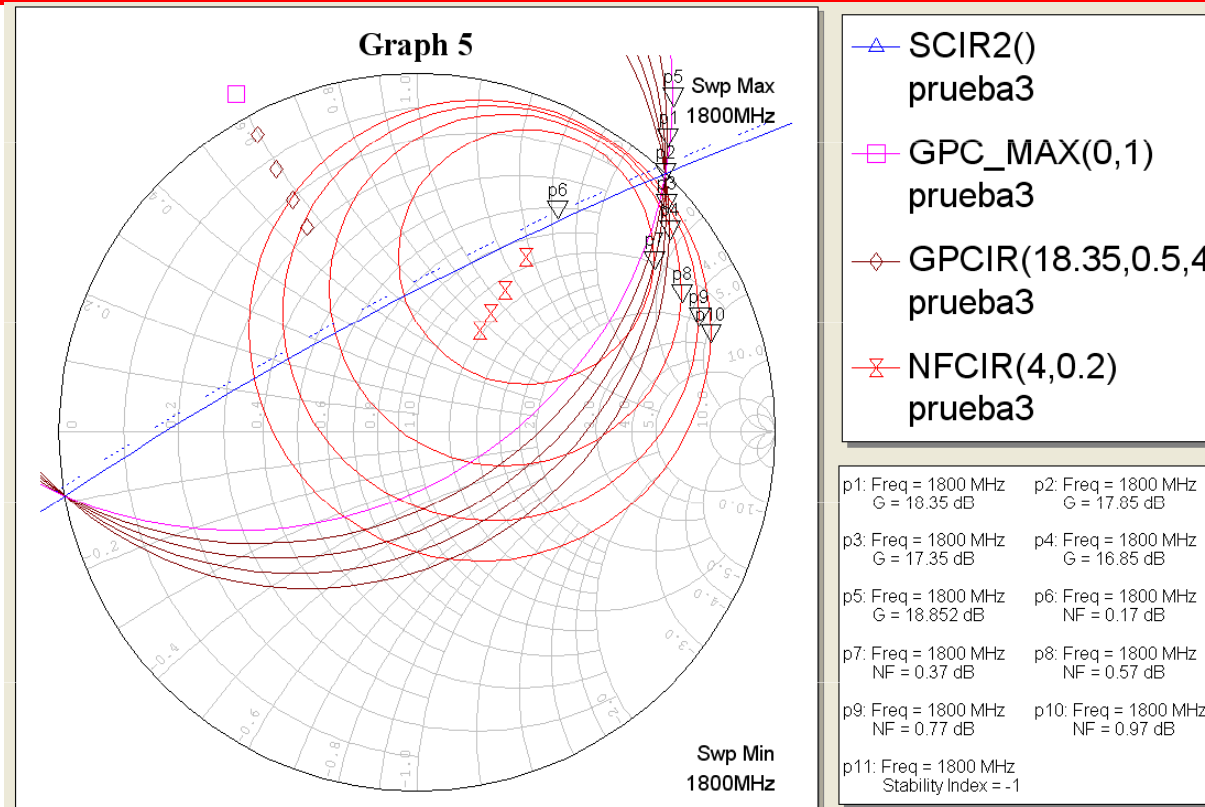
# CIRCUNFERENCIAS DE RUIDO CON MICROWAVE OFFICE PARA EL ATF34143



Transistor condicionalmente estable, las circunferencias de ganancia disponible están en el plano  $\Gamma_S$  y se cortan en los dos puntos invariantes con la de estabilidad de carga. También se muestran las circunferencias de ruido que, al estar en el mismo plano que las de ganancia disponible, tienen intersección.



# CIRCUNFERENCIAS DE RUIDO CON MICROWAVE OFFICE PARA EL ATF34143



Transistor condicionalmente estable, las circunferencias de ganancia de potencia están en el plano  $\Gamma_L$  y se cortan en los dos puntos invariantes con la de estabilidad de carga.

También se muestran las circunferencias de ruido que NO se cortan con las de ganancia de potencia por estar en planos distintos. Sí habría intersección con las transformadas conjugadas de ganancia de potencia que se muestran a continuación.





# DESADAPTACIÓN EN AMPLIFICADORES (I): TRANSFORMACIÓN DE CÍRCULO DE GANANCIA

- Objetivo anterior de diseño: elegir cargas de salida y entrada que cumplan unas determinadas especificaciones de ganancia o de ruido y de estabilidad.
- Además: máxima transferencia de energía (en la medida de lo posible) lo que supondría adaptación entrada y/o salida.
- Herramienta: transformación del círculo de ganancia del plano  $\Gamma_L$  al plano de entrada
- Nuevo círculo por la transformación bilineal

$$\Gamma_{in}^* = \frac{(\Delta^* \cdot \Gamma_L^* - s_{11}^*)}{s_{22}^* \cdot \Gamma_L^* - 1} \quad \Gamma_{inc}^* = \frac{R_{Lg}^2 \cdot s_{22} \cdot \Delta^* + (s_{22} \cdot \Gamma_{Lg} - 1) \cdot (s_{11}^* - \Delta^* \cdot \Gamma_{Lg}^*)}{|R_{Lg} \cdot s_{22}|^2 - |s_{22} \cdot \Gamma_{Lg} - 1|^2} \quad R_{in} = \frac{|s_{12} \cdot s_{21}| \cdot R_{Lg}}{\left| |R_{Lg} \cdot s_{22}|^2 - |s_{22} \cdot \Gamma_{Lg} - 1|^2 \right|}$$

- Las anteriores cargas están en el plano de entrada.
- Hay expresiones equivalentes para la transformación de las circunferencias de ganancia disponible en el plano  $\Gamma_{OUT}$



## DESADAPTACIÓN EN AMPLIFICADORES (II): CÍRCULOS DE DESADAPTACIÓN

- Objetivo: diseñar un amplificador con una  $ROE_{(in \ o \ out)}$  determinada a partir de una carga  $\Gamma_L$  ó  $S$  ya seleccionada.
- Parámetros conocidos y expresiones de partida:

$$\rho = \frac{ROE - 1}{ROE + 1} \quad M = \frac{(1 - |\Gamma_{IN}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S|^2} = 1 - \rho^2$$

- En el caso de un criterio de desadaptación a la entrada, se conoce una carga de salida determinada  $\Gamma_{L1}$  que se corresponde con un  $\Gamma_{IN1}$ . La expresión de desadaptación resulta una circunferencia en el plano  $\Gamma_S$ .

$$\Gamma_{sM} = \frac{M_1 \cdot \Gamma_{in}^*}{1 - (1 - M_1) \cdot |\Gamma_{in}^*|^2} \quad R_{sM} = \frac{\sqrt{1 - M_1} \cdot (1 - |\Gamma_{in}^*|^2)}{1 - (1 - M_1) \cdot |\Gamma_{in}^*|^2}$$

- Lo mismo se puede hacer para la desadaptación a la salida:

$$\Gamma_{lM} = \frac{M_2 \cdot \Gamma_{out}^*}{1 - (1 - M_2) \cdot |\Gamma_{out}^*|^2} \quad R_{lM} = \frac{\sqrt{1 - M_2} \cdot (1 - |\Gamma_{out}^*|^2)}{1 - (1 - M_2) \cdot |\Gamma_{out}^*|^2}$$



# AMPLIFICADORES DE VARIAS ETAPAS: CONSIDERACIONES DE GANANCIA

- La ganancia total del amplificador es el producto de las ganancias parciales sólo en los casos de las ganancias de potencia y disponible ya que sólo dependen de una de las cargas.
- No se puede afirmar lo mismo para la ganancia de transducción que depende de las cargas en los dos planos.
  - La afirmación anterior se puede aplicar a la ganancia de transducción en el caso de que exista adaptación conjugada simultánea a la entrada y a la salida.
  - Si no existe adaptación conjugada simultánea la afirmación sobre los productos de ganancias parciales no es cierta porque se considerarían los coeficientes de desadaptación ( $M_i$ ) dos veces.
- Para un amplificador de dos etapas puede ponerse que:

$$G_p = \prod_{i=1}^n G_{pi} \Big|_{n=2} = G_{p1} \cdot G_{p2}; G_a = \prod_{i=1}^n G_{ai} \Big|_{n=2} = G_{a1} \cdot G_{a2}$$

$$G_T = \frac{P_{L2}}{P_{dg1}} = \frac{P_{in2} \cdot G_{P2}}{P_{dg1}} = \frac{P_{dg1} \cdot M_1 \cdot G_{P1} \cdot G_{P2}}{P_{dg1}} = G_{T1} \cdot G_{p2} = G_{a1} \cdot G_{T2}$$



# AMPLIFICADORES DE VARIAS ETAPAS: CONSIDERACIONES DE RUIDO

- Potencia de ruido de la primera etapa:  $P_{n1,out} = G_{p1} \cdot G_{p2} \cdot f_1 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot M_1$
- Potencia de ruido de la segunda etapa:  $P_{n2,out} = G_{p2} \cdot (f_2 - 1) \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot M_2$
- Potencia de ruido total a la salida:

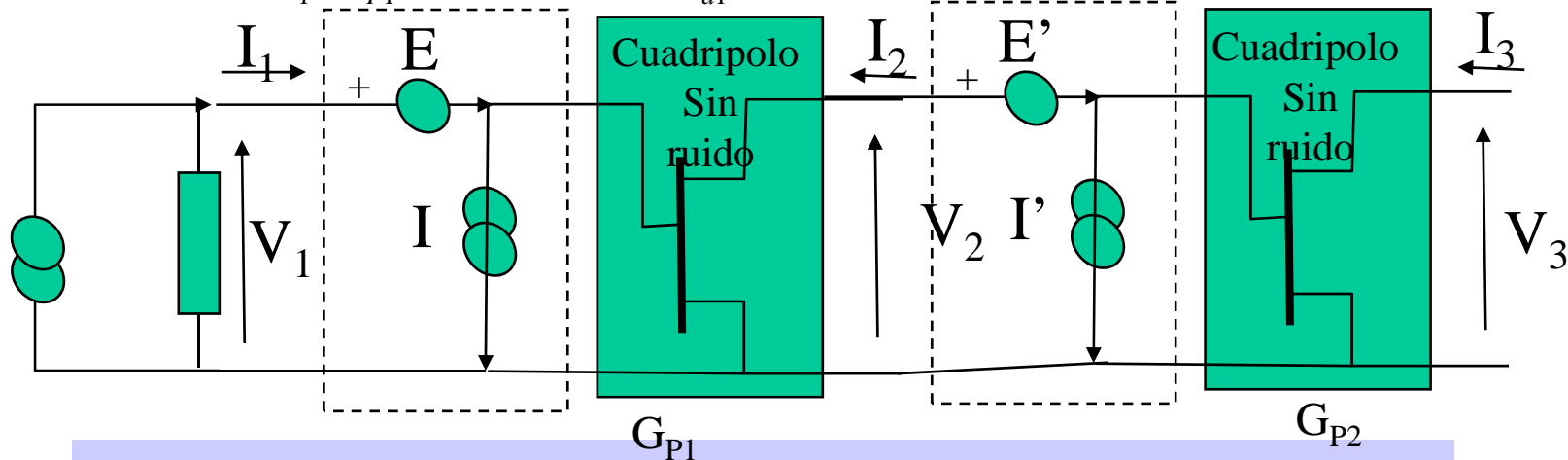
$$P_{n,out} = G_{p1} \cdot G_{p2} \cdot f_1 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot M_1 + G_{p2} \cdot (f_2 - 1) \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot M_2$$

- Potencia de ruido a la salida asociado a una nueva figura de ruido F:

$$P_{n,out} = G_{p1} \cdot G_{p2} \cdot f \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot M_1$$

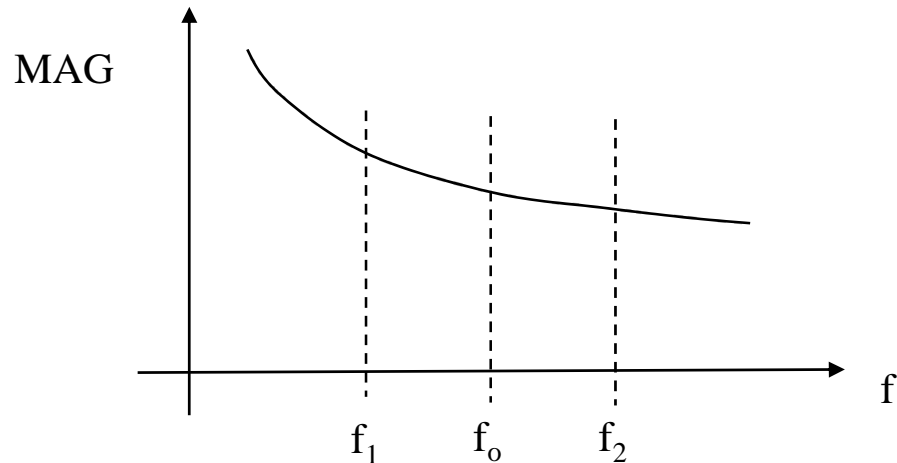
- Expresión de la figura de ruido para dos etapas. Figura de ruido para n etapas:

$$f = f_1 + (f_2 - 1) \cdot \frac{M_2}{M_1 \cdot G_{P1}} = f_1 + (f_2 - 1) \cdot \frac{1}{G_{a1}} \quad f = f_1 + (f_2 - 1) \cdot \frac{M_2}{M_1 \cdot G_{P1}} + (f_3 - 1) \cdot \frac{M_3}{M_1 \cdot G_{P1} \cdot G_{P2}} + \dots$$



# AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA

- Un amplificador ideal debería tener una ganancia constante a lo largo de toda la banda. Esto no es así por el decrecimiento del parámetro  $s_{21}$  con la frecuencia.

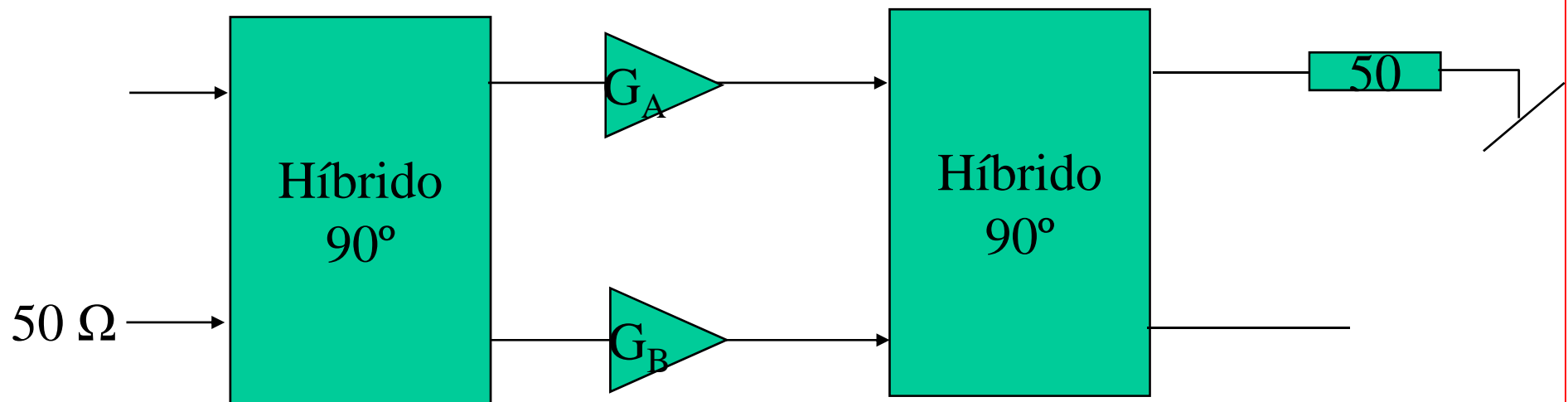


- Estrategias para la construcción de un amplificador de banda ancha:
  - Redes de adaptación reactivas que compensen variaciones de  $s_{21}$ . Se traduce en una pérdida de adaptación.
  - Redes de adaptación con pérdidas: buena adaptación pero disminuye la ganancia y aumenta la figura de ruido.
  - Realimentación negativa: aplanar la respuesta y mejorar la adaptación y estabilidad del dispositivo.

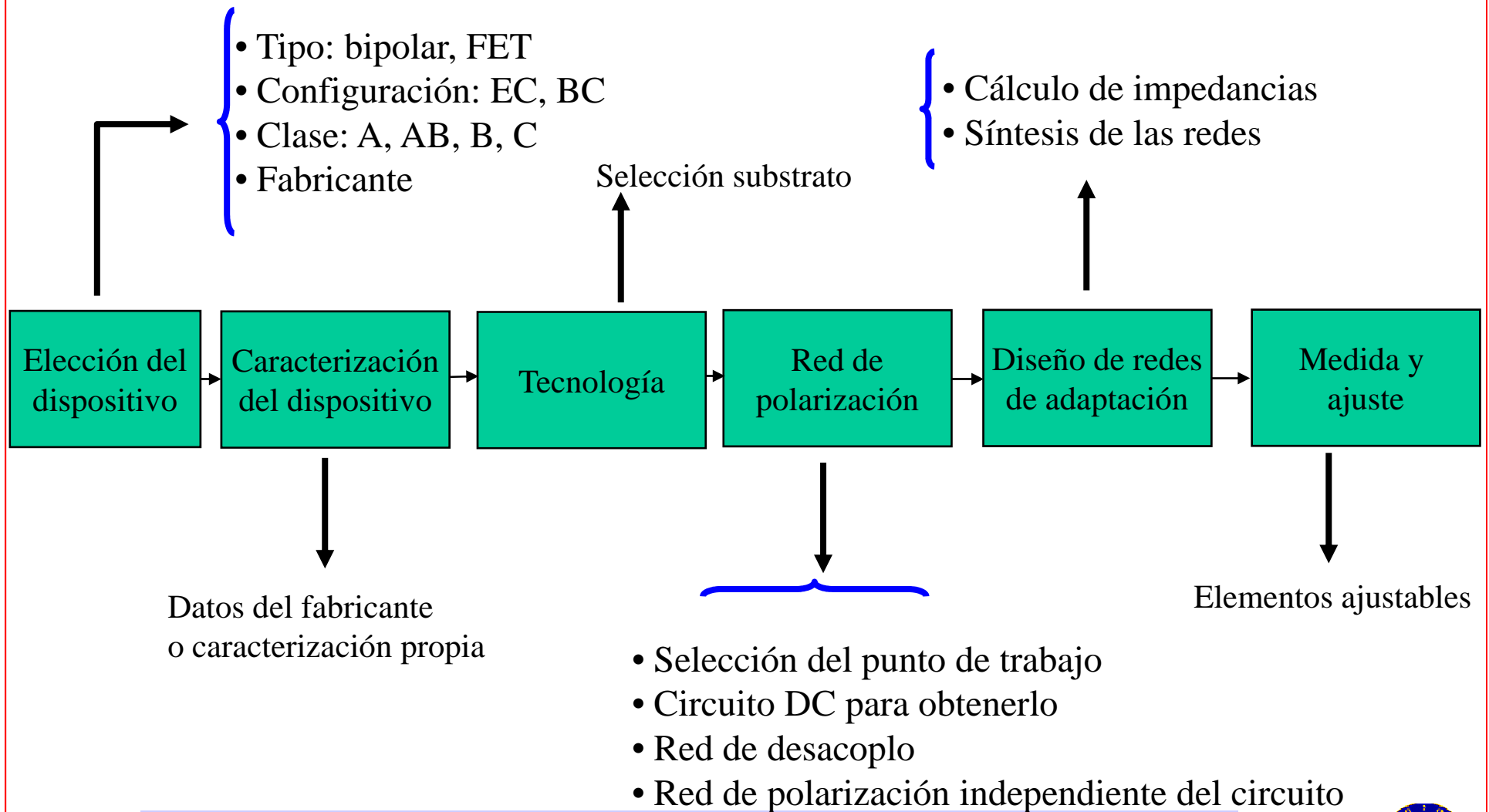


# AMPLIFICADORES BALANCEADOS

- Son considerados en ocasiones amplificadores de banda ancha.
- Requiere la utilización de híbridos de  $90^\circ$  y mediante una redundancia que da robustez en caso de ruptura de uno de los amplificadores se consigue una ganancia igual a la del amplificador del que proceden.
- Las etapas individuales se pueden optimizar despreocupándonos de la desadaptación: las reflexiones se absorberán por los acopladores.
- Si una sección falla se traduce en una pérdida de 6 dB
- El ancho de banda viene limitado por el del híbrido.

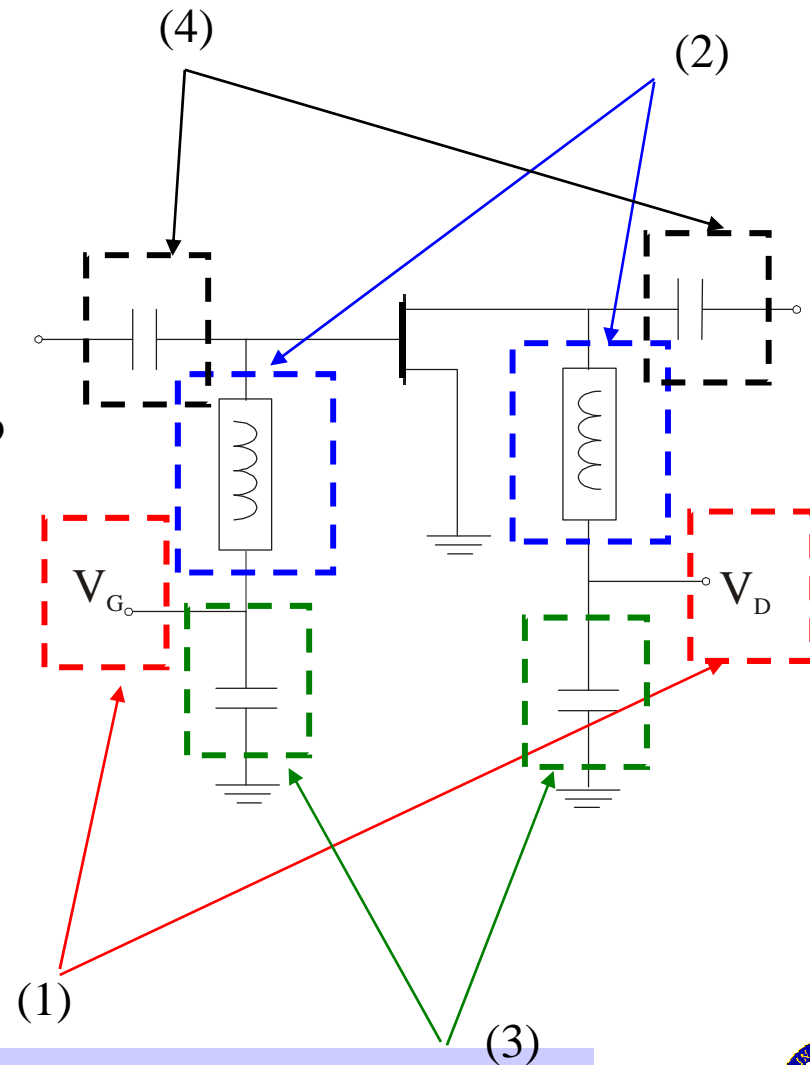


# DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS



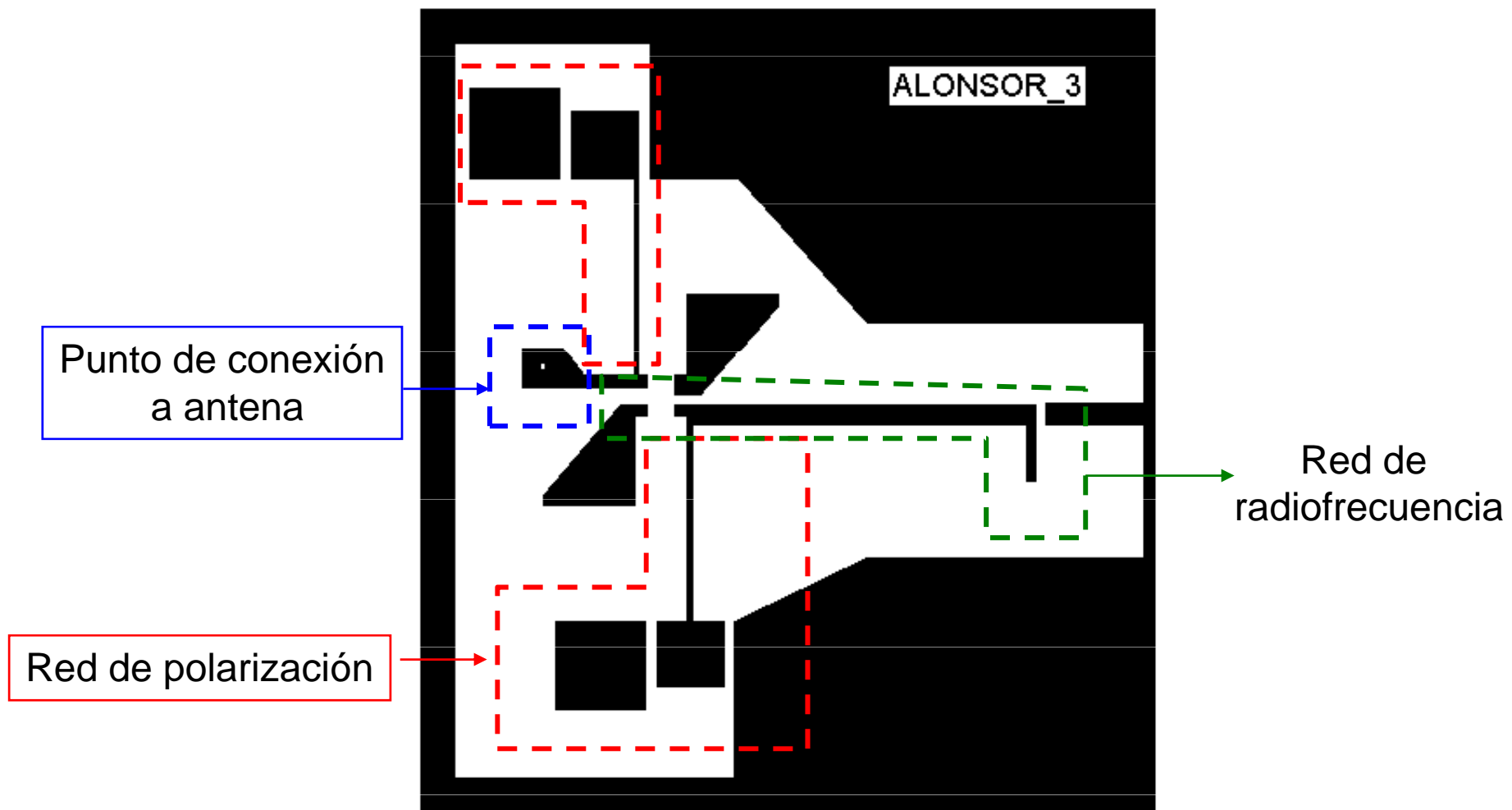
# POLARIZACIÓN DE AMPLIFICADORES

- Funciones:
  - Fija el punto de polarización del circuito: Circuito de polarización (fija  $V_g$  y  $V_d$ ) (1)
  - La señal RF no debe introducirse en el circuito DC (2)
  - El circuito RF no debe verse afectado por el circuito DC: reduce el efecto de las descargas transitorias y garantiza un corto en RF (3)
  - Los circuitos RF exteriores no deben verse afectados por la polarización del circuito en cuestión: aísla etapas de RF (4)
- Se pueden utilizar dos fuentes de polarización o una (autopolarizado)
- Estructura:
  - Elementos concentrados.
  - Elementos distribuidos.

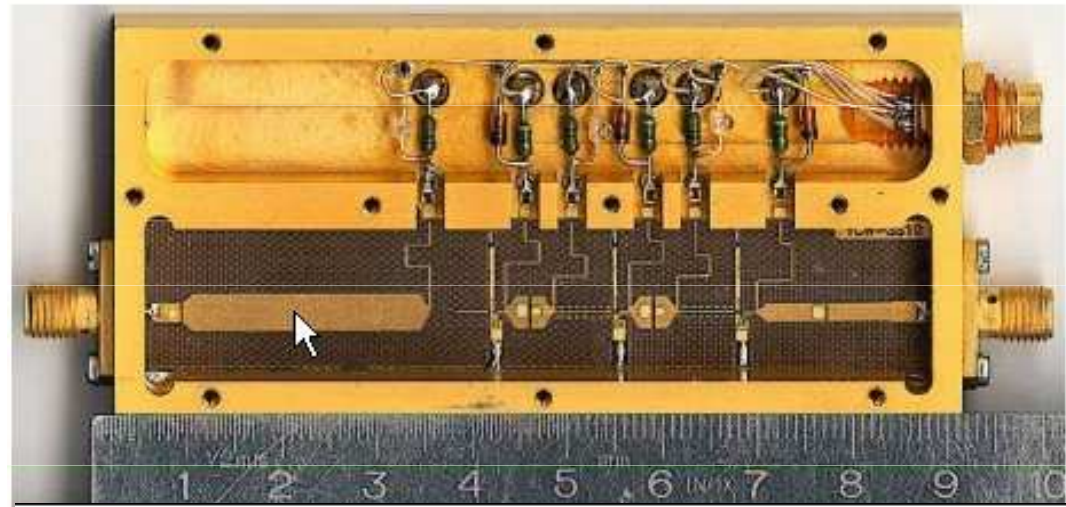




# EJEMPLO DE TRAZADO FÍSICO PARA UN RADIADOR ACTIVO EN RECEPCIÓN (AMPLIFICADOR SIN RED DE ADAPTACIÓN EN LA ENTRADA)



# AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO (Centro Astronómico Yebes)

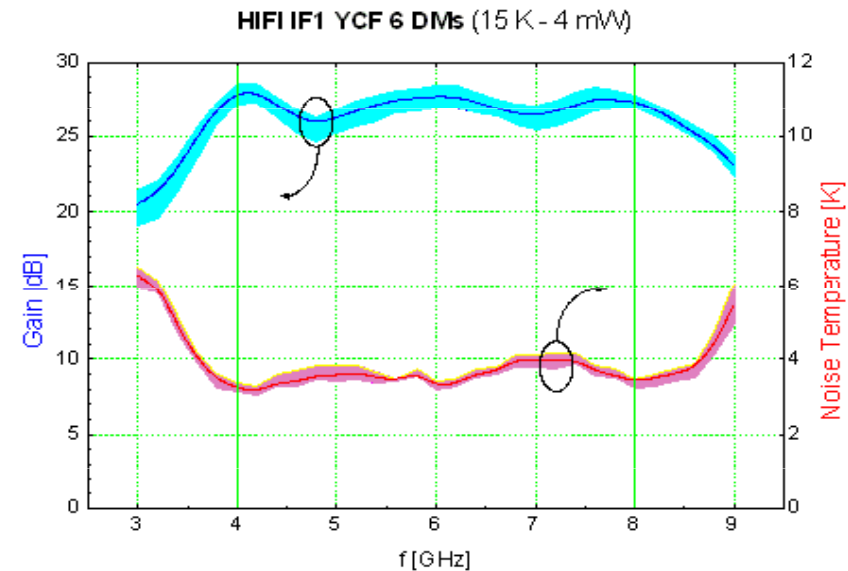
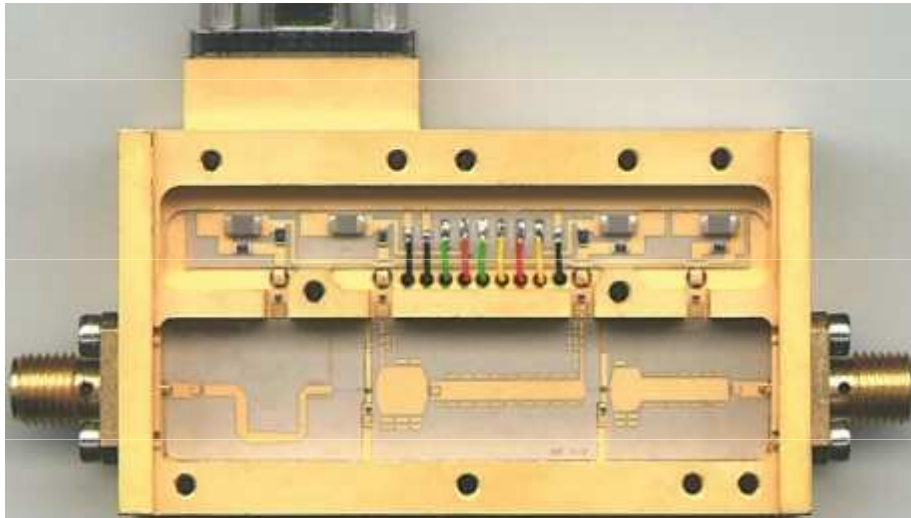


## RESULTADOS 3.2-4.7 GHz @ 15 K

Temperatura de ruido / NF med.	2.6 K / 0.038 dB
Ganacia (variación de ganancia)	36.1 dB ( $\pm 1.1$ )
Reflexión de entrada	< -8.0 dB
Reflexión de salida	< -13.5 dB
Fluctuaciones de ganancia @1 Hz	
Disipación de potencia	21.8 mW

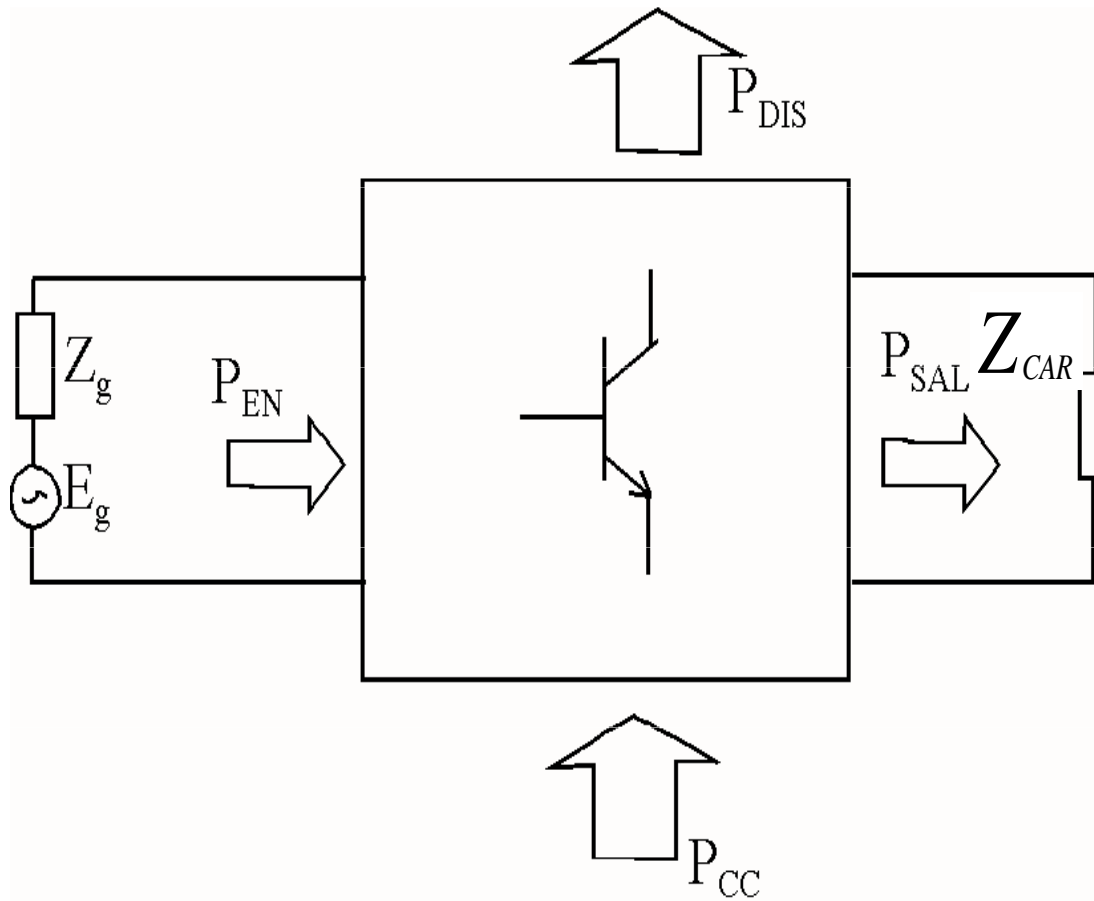


# AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO (II) (Centro Astronómico Yebes)



RESULTADOS 4-8 GHz @ 15 K (promedio DMs)	
Temperatura de ruido media / NF	3.6 K / 0.053 dB
Ganacia (variación de ganancia)	27.1 dB ( $\pm 1.1$ )
Reflexión de entrada	Aislador
Reflexión de salida	$< -13.0$ dB
Fluctuaciones de ganancia @1 Hz	$9.4 \times 10^{-5}$ Hz <sup>-1/2</sup>
Disipación de potencia	4 mW

# AMPLIFICADORES DE POTENCIA



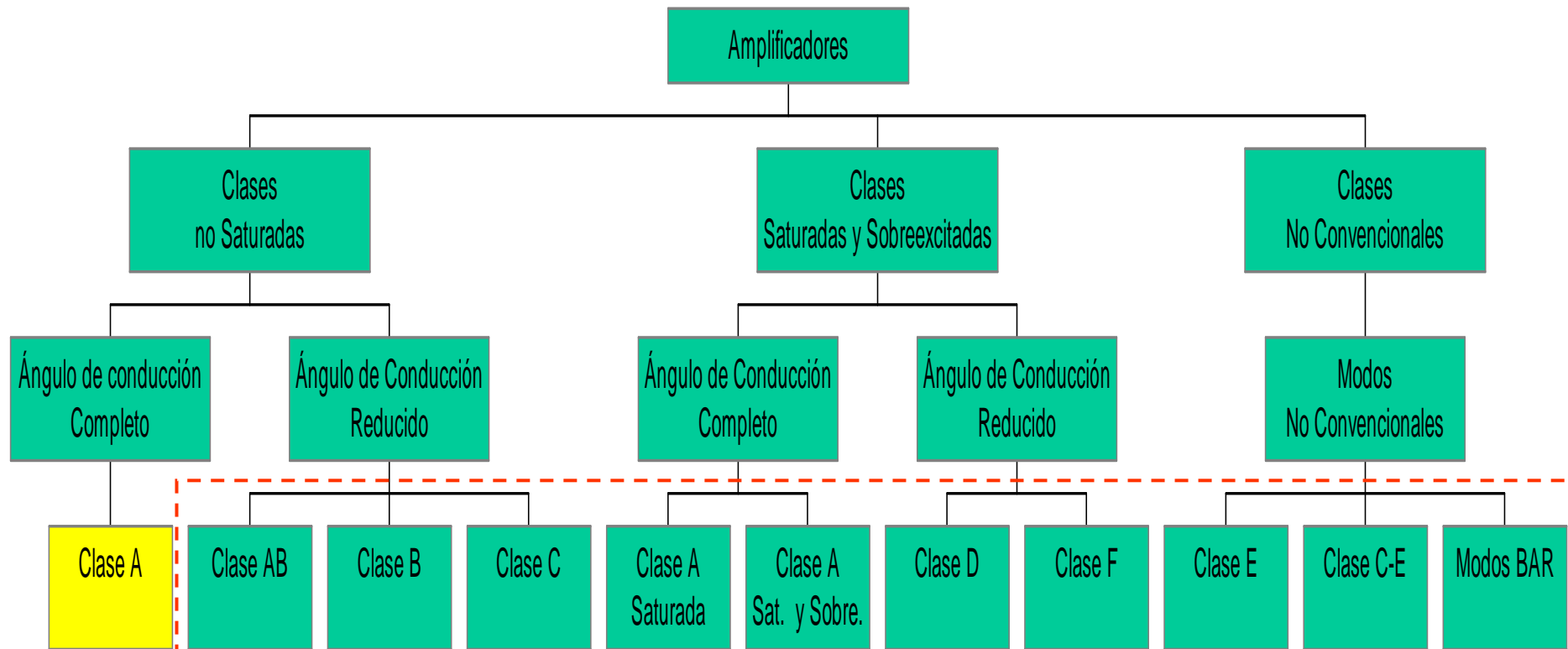
$$\eta_s = \frac{P_{SAL}}{P_{CC}}$$

$$\eta_{AÑAD} = \frac{P_{SAL}}{P_{CC} + P_{EN}}$$



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Clasificación:

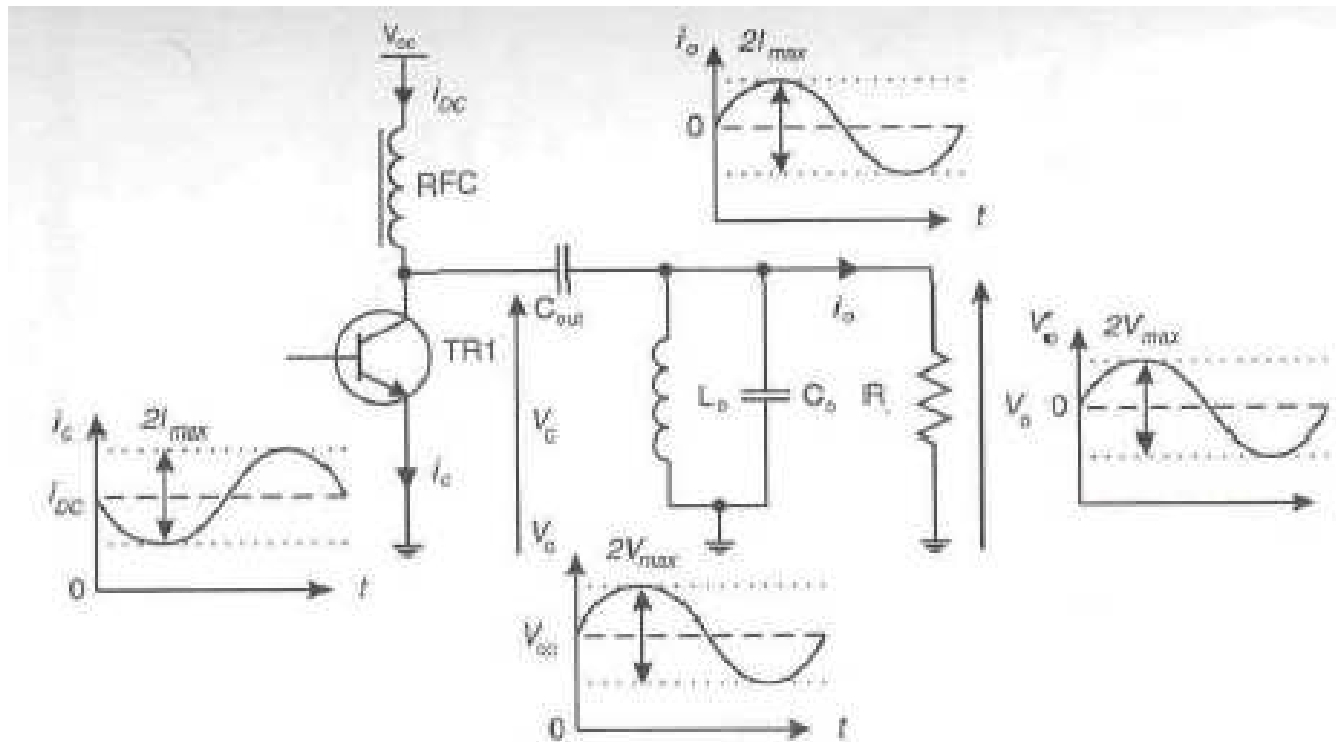


Alto rendimiento ( → No linealidad)



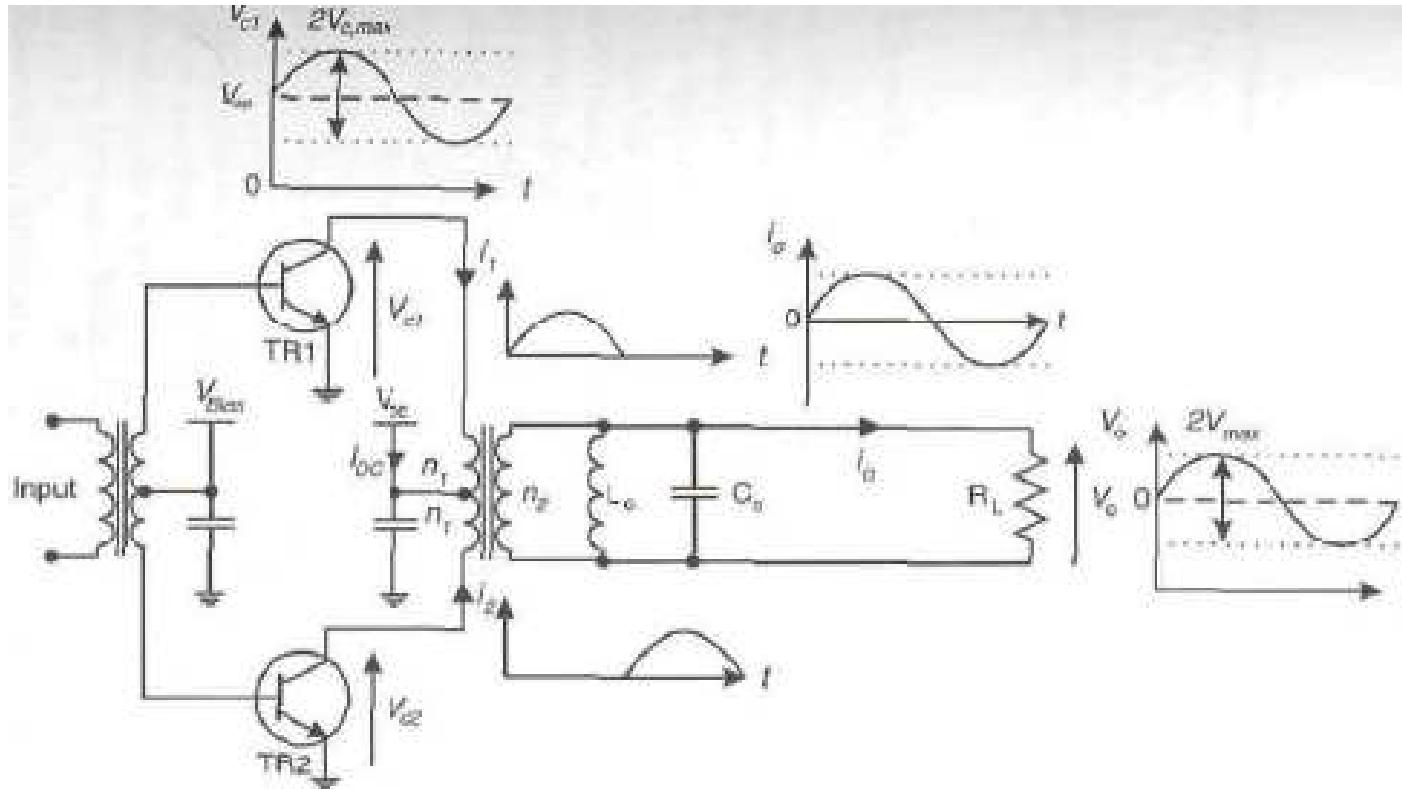
# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

## Amplificador Clase A:



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

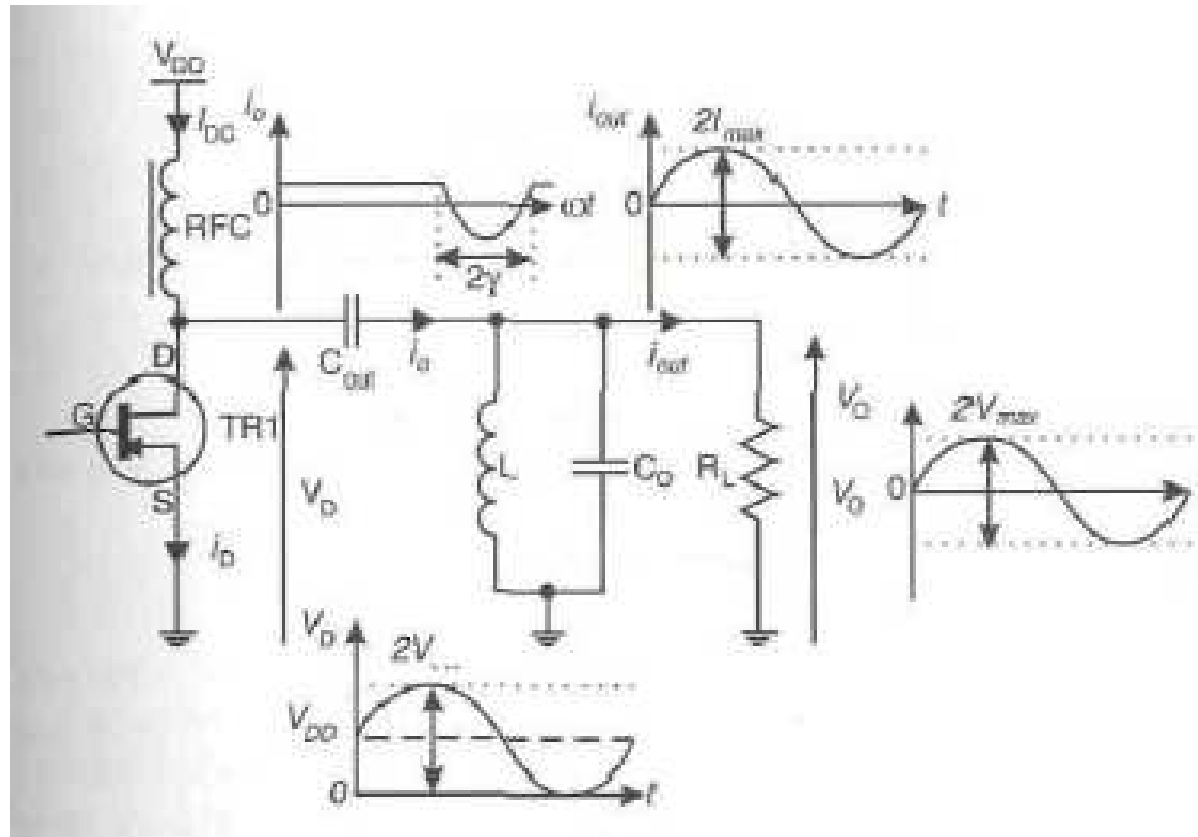
## Amplificador Clase B:



Topología Push-Pull

# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

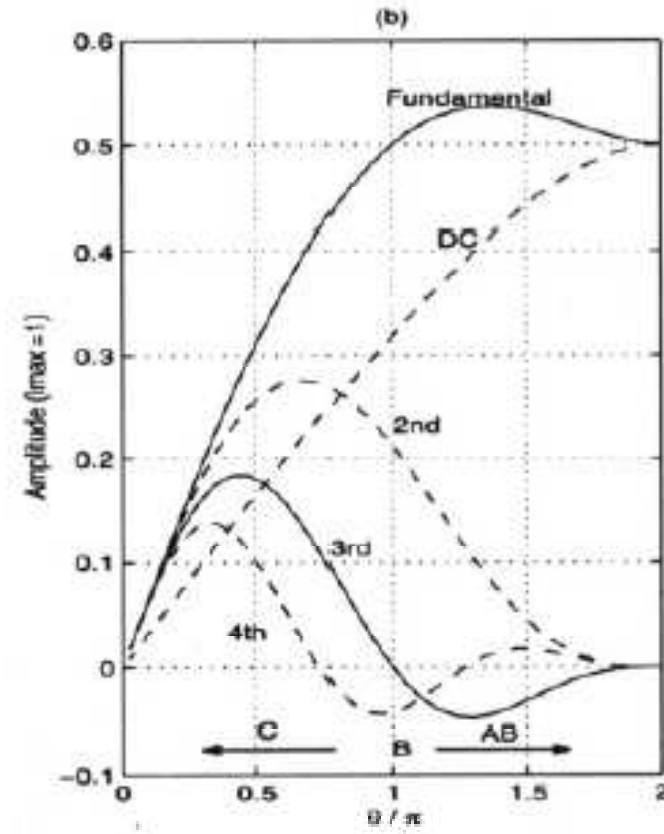
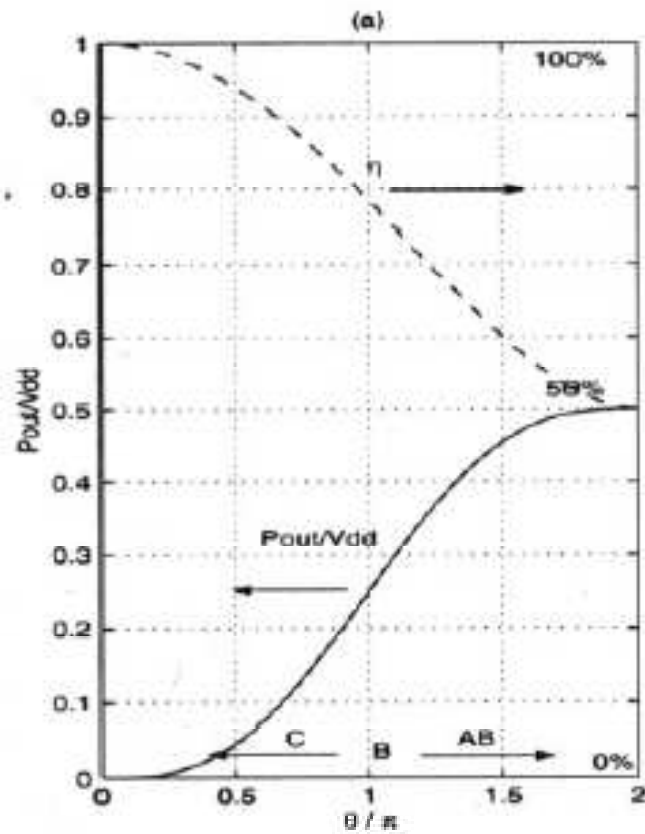
## Amplificador Clase C:





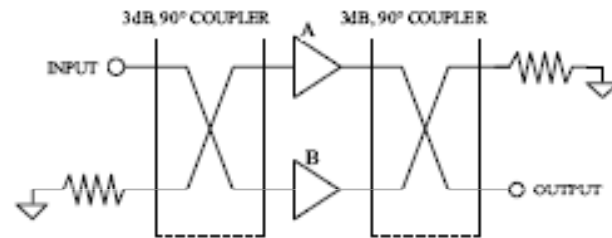
# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Eficiencia y componentes de Fourier de la corriente de colector o drenador.

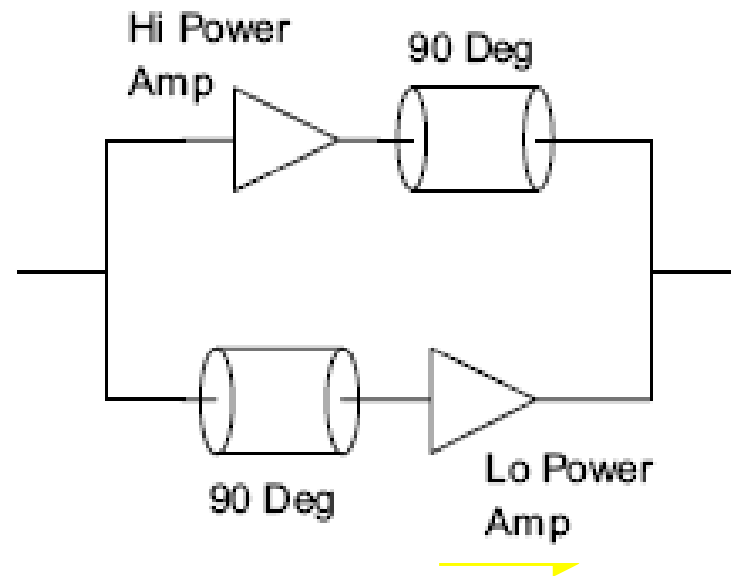


# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

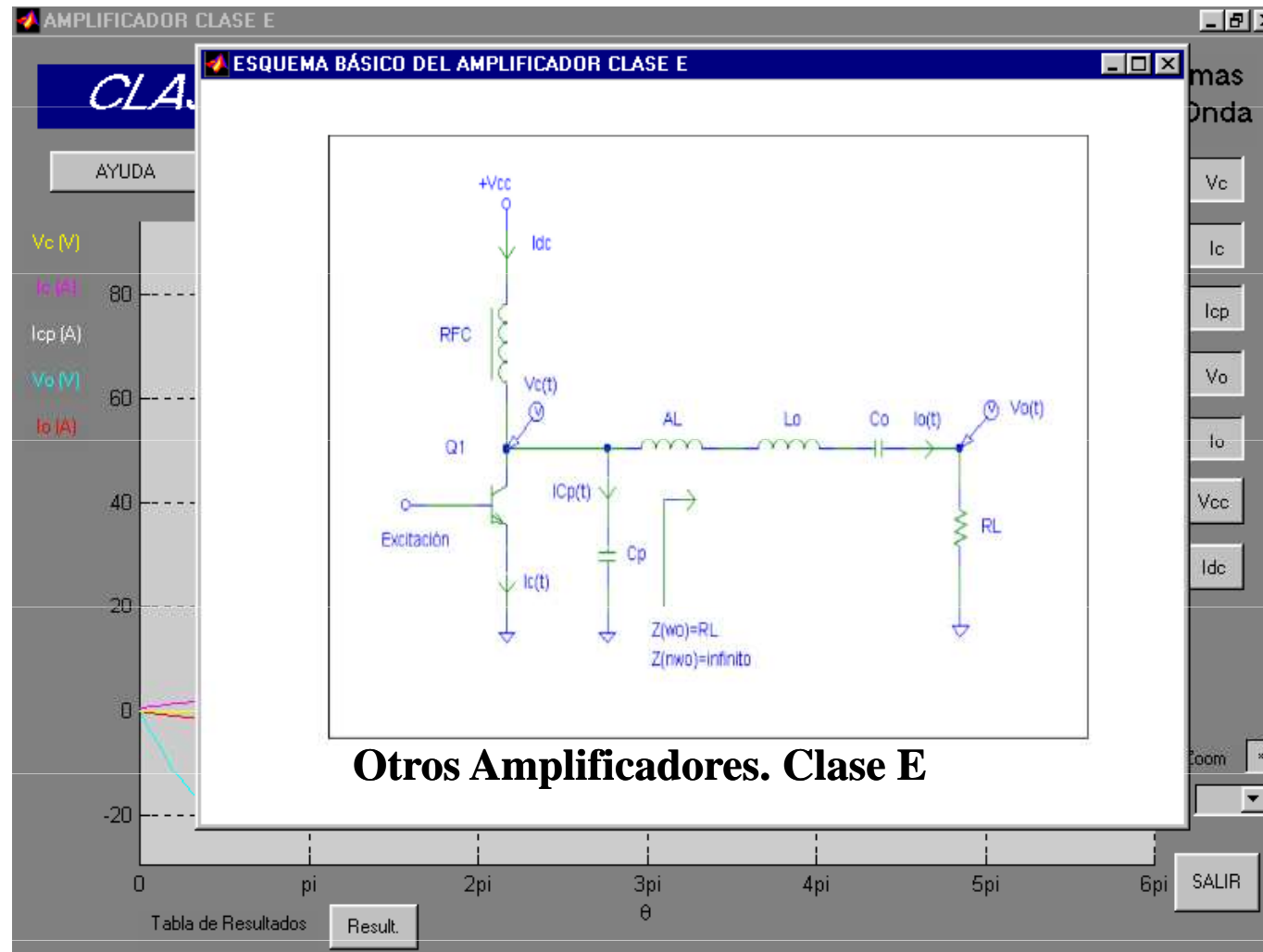
Necesidad de combinar para obtener potencias elevadas:



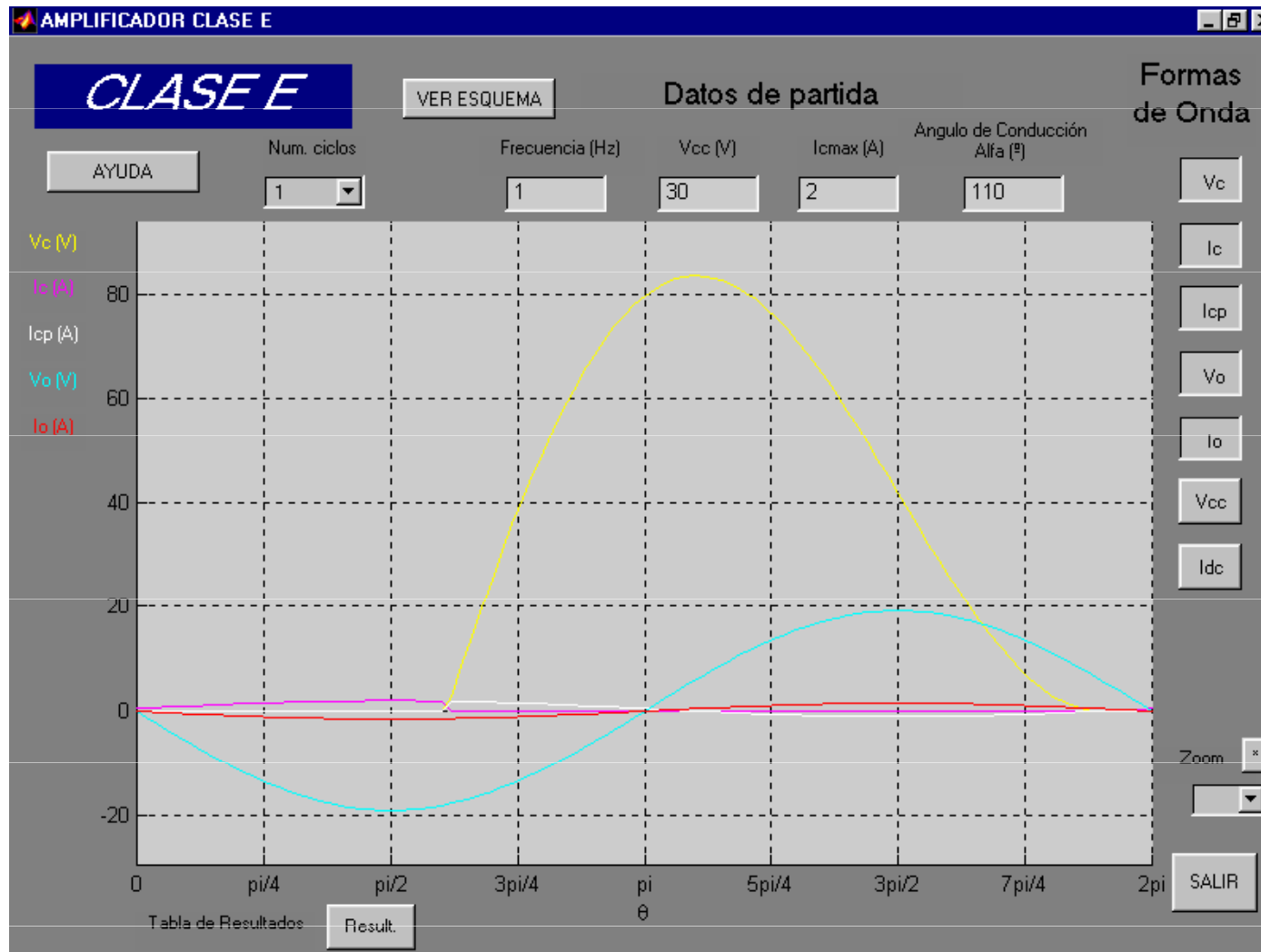
Amplificador Dougherty:



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

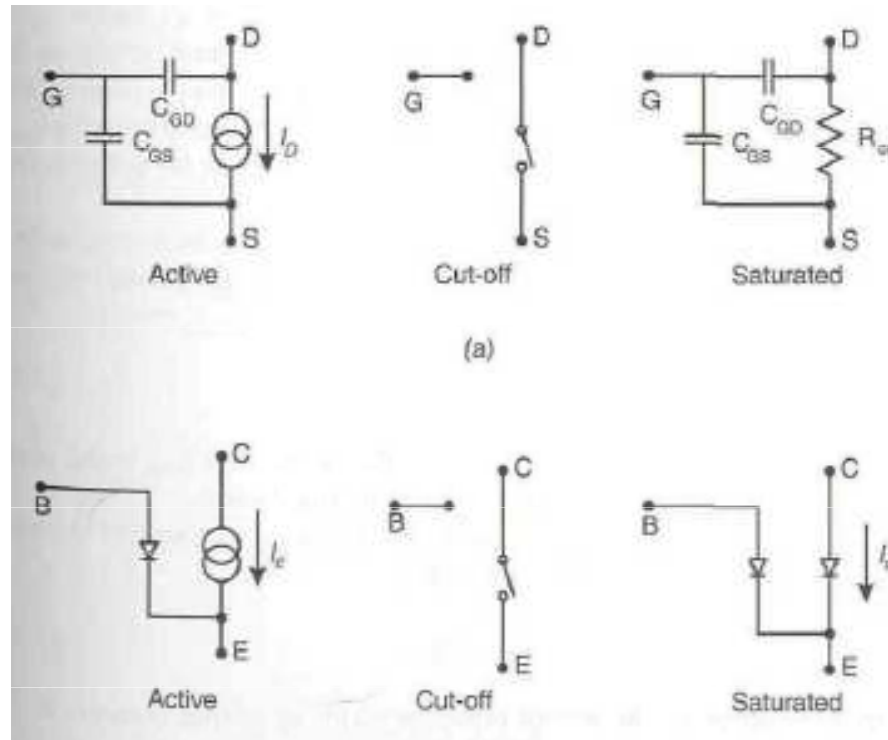


# AMPLIFICADORES DE POTENCIA



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Modelos para BJT y FET en distintas zonas de funcionamiento



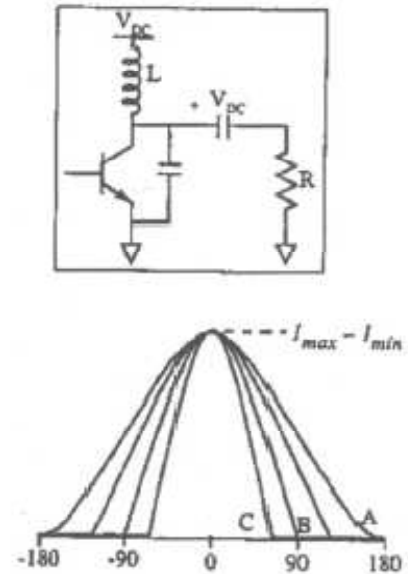
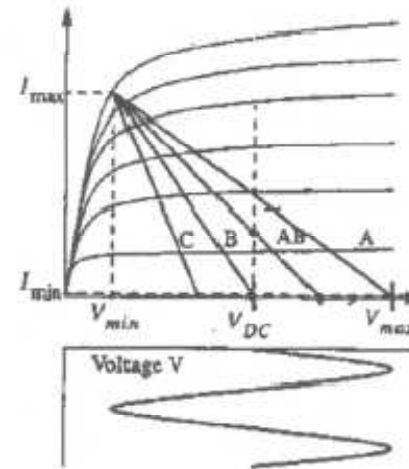
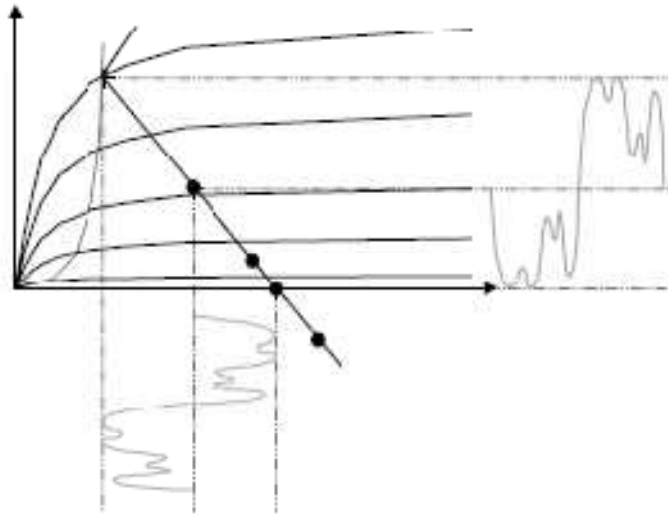
Existen diferentes modelos:

Gummel-pool  
Curtice  
Statz



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Polarización:



Determina el posible funcionamiento

Distorsiona

Establece las condiciones de carga

# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

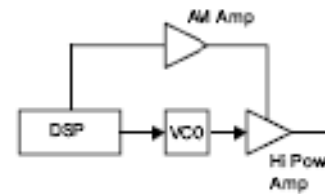
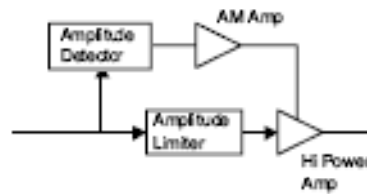
Condiciones de carga

CLASE	$\eta_{SA, L_{max}}$	$Z_{fo}$	$Z_{por}$	$Z_{in, por}$
"A"	50%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	c.c
"A" <i>satu.</i>	63.5%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	c.a
"A" <i>satu. y sobre.</i>	80%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	<i>Real</i> $R_{fo}$
"B"	78.5%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	c.c
"C"	100%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	c.c
"C" <i>satu.</i>	100%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	c.c
"C-E"	80%	<i>Compleja</i> $Z_{fo}$	Alta(c.a)	Alta(c.a)
"D"	100%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	c.a
"E"	100%	<i>Compleja</i> $Z_{fo}$	Alta(c.a)	Alta(c.a)
"F"	88%	<i>Real</i> $R_{fo}$	c.c	<i>Real</i> $R_{fo}$
"BAR"	80%	<i>Real</i> $R_{fo}$	Alta(c.a)	Alta(c.a)

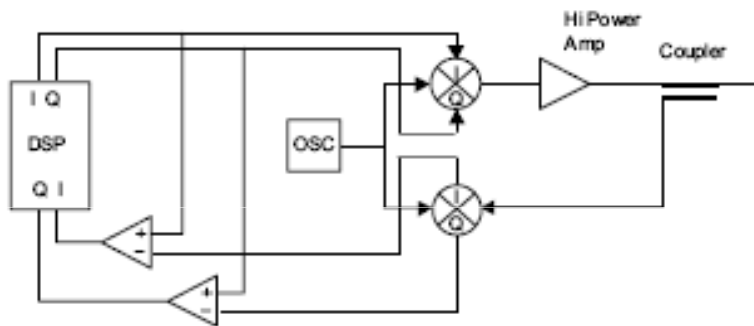


# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

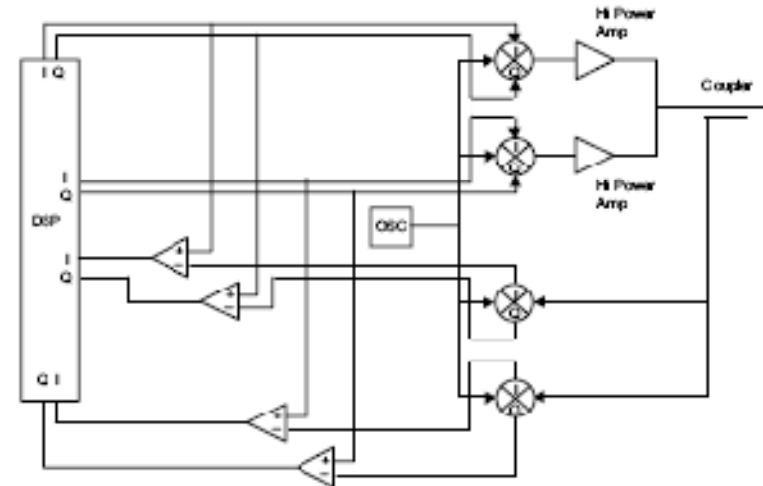
Técnicas de Linearización o Predistorsión:



Predistorsión Adaptativa



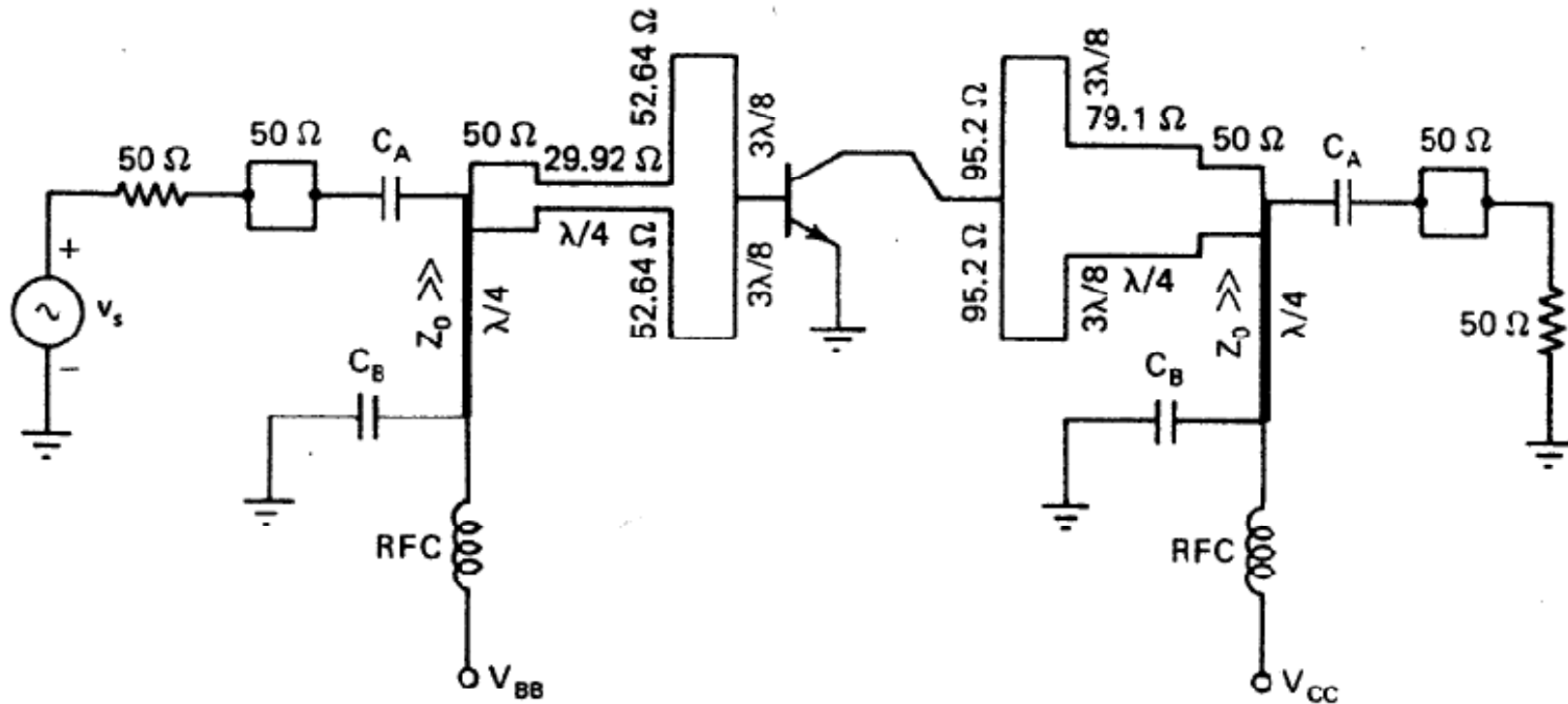
Callum





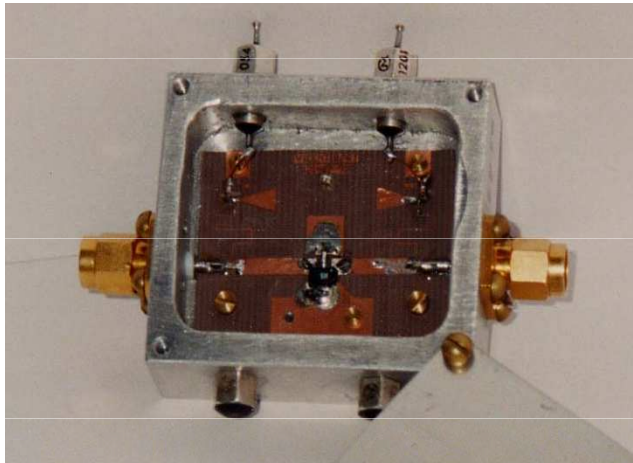
# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

## Clase A saturada y sobreexcitada



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

## Clase A saturada y sobreexcitada

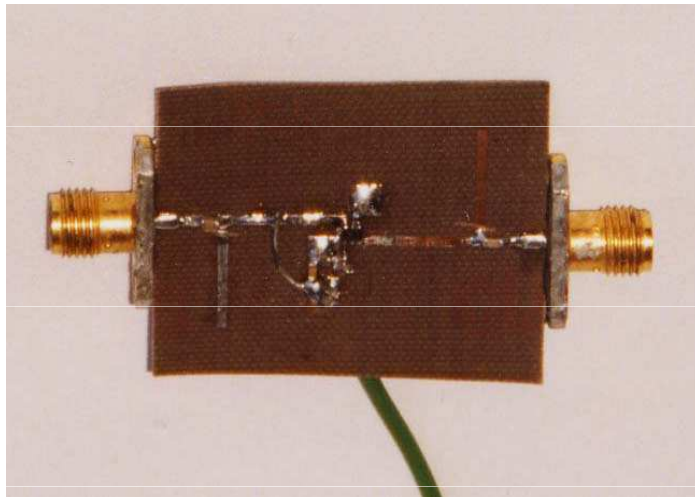


Tensión de alimentación 10 V  
Ganancia 10.5 dB

Potencia de salida 0.75 W

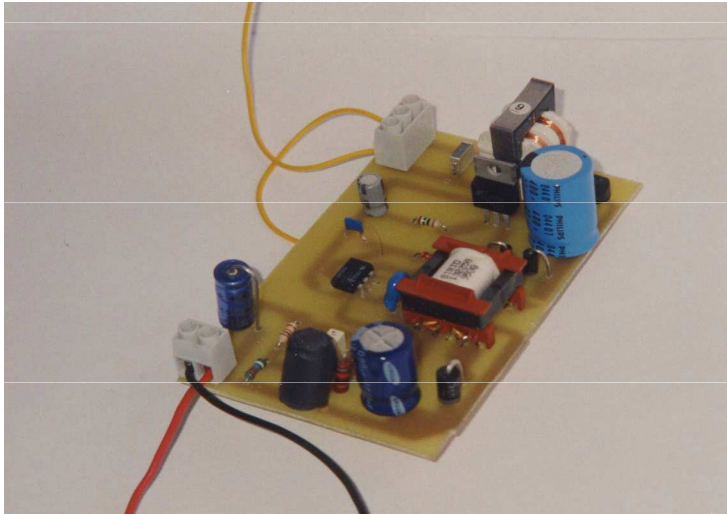
Eficiencia 69.5%

Frecuencia de trabajo 1650-1700 MHz



# AMPLIFICADORES DE POTENCIA

## Clase D. Fuentes cc



Tensión de entrada 165 a 265 VAC

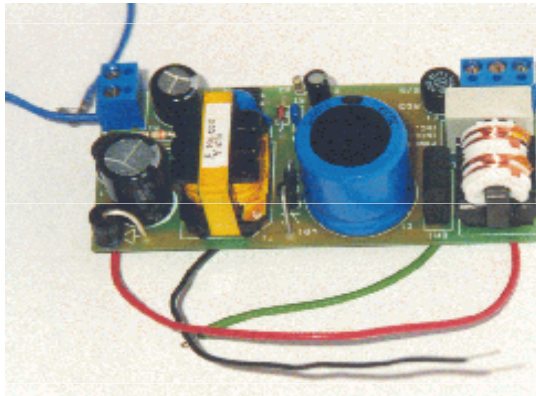
Tensión de salida  $7.5 \text{ V} \pm 2\%$

Potencia de salida (continua) 7.5 W

Potencia de salida (pico) 15 W

Eficiencia 94 %

Rizado  $\pm 20 \text{ mV}$



# CONCLUSIONES

---

- Se ha abordado el diseño de amplificadores en microondas
- El objetivo ha sido el diseño de cargas de entrada y salida que lleven al dispositivo transistor a cumplir unas características de estabilidad, ganancia, ruido, desadaptación, anchura de banda y potencia determinadas.
- Herramientas matemáticas a utilizar: carta de Smith y transformación bilineal.
- Redes implicadas:
  - De adaptación para sintetizar las impedancias requeridas.
  - De polarización para poner al dispositivo en unas condiciones de trabajo dadas.
  - Ambas tienen que estar perfectamente aisladas entre sí.
- Amplificadores de varias etapas



# BIBLIOGRAFÍA

---

- R. E. Collin, “Foundations for microwave engineering”, segunda edición, 1992, Wiley.
- D. M. Pozar, “Microwave engineering”, tercera edición, 2007, Wiley.
- G. González, “Microwave transistor amplifiers, analysis and design”, segunda edición, Prentice Hall, 1984.
- P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, “High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers”, Wiley 2009.
- I. Bahl, P. Bhartia, “Microwave solid state circuit design”, Segunda Edición, Wiley, 2003.

