TEMA 2: DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

1.- ALGUNOS CONCEPTOS FUNDAMENTALES

2.- ANÁLISIS Y DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE BANDA ESTRECHA

3.- AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO

4.- AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA

5.- AMPLIFICADORES BALANCEADOS

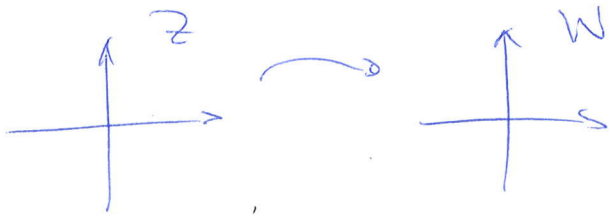
6.- AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN CLASE A

7.- AMPLIFICADORES DE DOS ETAPAS

1.- ALGUNOS CONCEPTOS FUNDAMENTALES

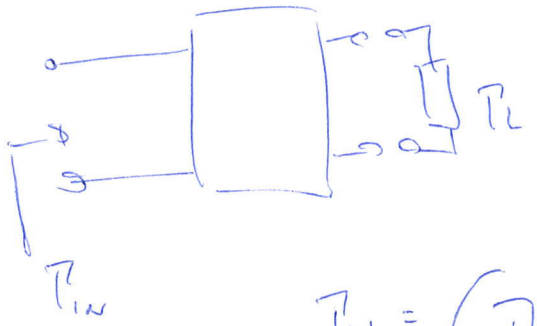
1.1.- LA TRANSFORMACIÓN BILINEAL

$$W = \frac{aZ+b}{cZ+d}$$



$a, b, c, d \in \mathbb{C}$

Ejemplos de TB:



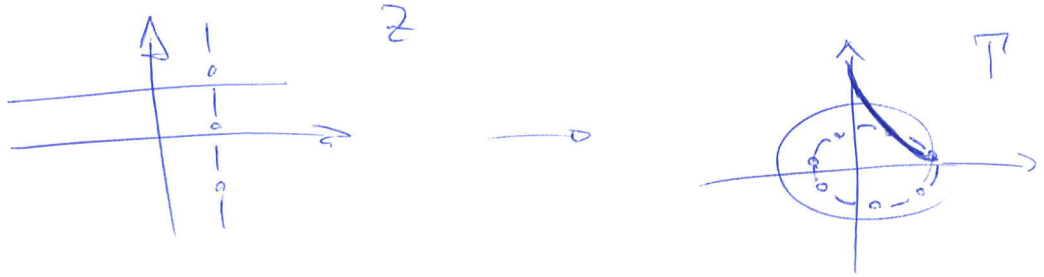
$$\Gamma_{IN} = (\Gamma_L)$$

Señales y sistemas:

$$s = \frac{1}{T_s}\,\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad \text{(regla trapezoidal)}$$

Transformada s:

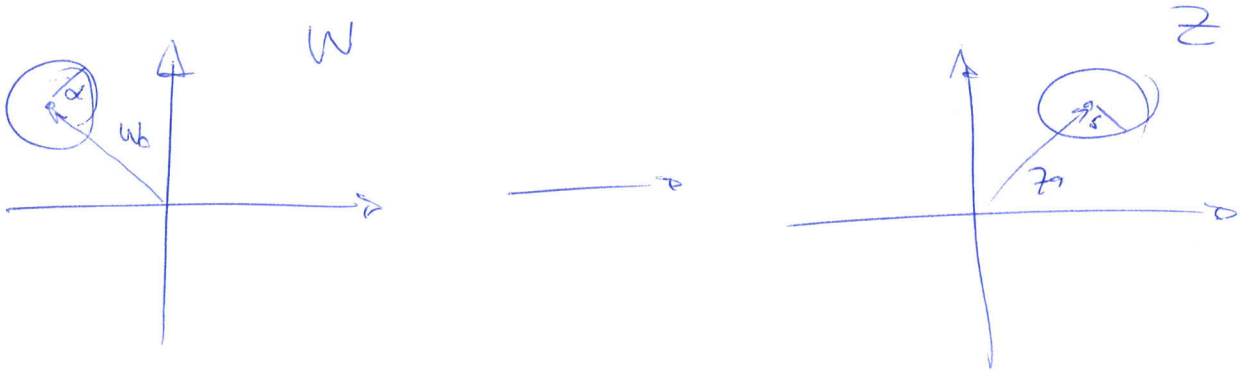
Carta de Smith $\rightarrow \Gamma = \dfrac{\bar{z} - 1}{\bar{z} + 1} = \dfrac{z - z_0}{z + z_0}$



Rectas $\rightarrow$ circunferencias
(Carta de Smith)

En general, para un TB, se transforman circunferencias en otras circunferencias.

$$W = \frac{aZ+b}{cZ+d} \longrightarrow Z = \frac{-dW+b}{cW-a}$$



Dado un círculo en el plano W (W_0, α), queremos transformarlo en otro en el plano Z (Z_0, R), conocidos los parámetros de la T.B

pasos:

1.- Recordar la ecuación de la circunferencia

2.- Transformar el círculo centrado en el origen

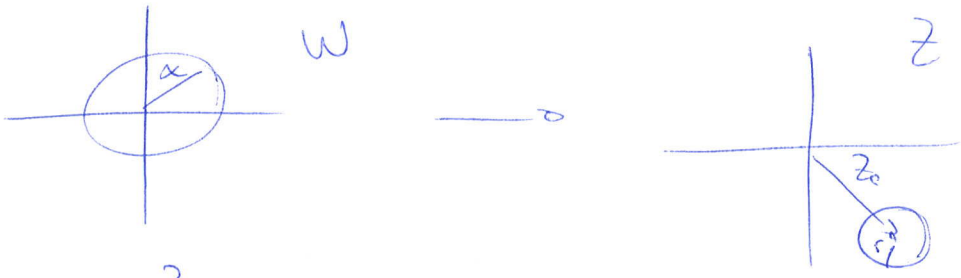
3.- Transformar el círculo centrado en cualquier punto.

1.- $|z - z_0|^2 = r^2 = (z - z_0)(z - z_0)^* = r^2$

$\rightarrow |z^2| - z_0^* z - z_0 z^* + |z_0|^2 - r^2 = 0$

$\left(\rightarrow |z|^2 - (\ )\, z - (\ )\, z^* + (\ ) = 0 \right)$

2.-



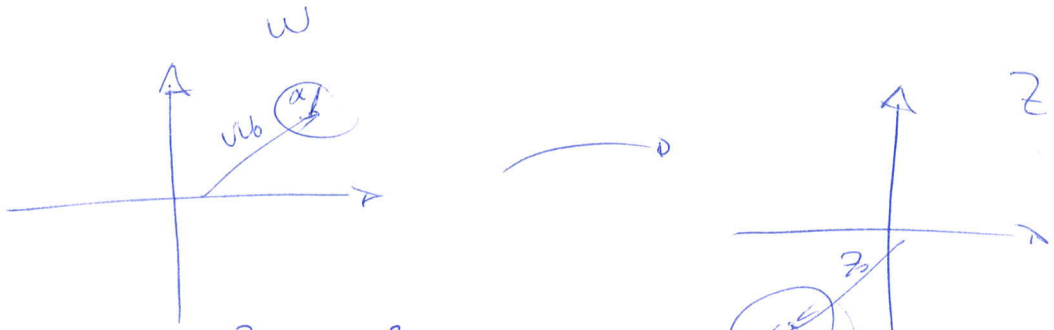
$|w|^2 = |\alpha|^2$

$$\alpha^2 = \left|\frac{az+b}{cz+d}\right|^2 = \frac{(az+b)(cz+b)^*}{(cz+d)(z+d)^*}$$

$$|z|^2 + \frac{ab^* - \alpha^2 cd^*}{|a|^2 - \alpha^2|c|^2} z + \left(\frac{ab^* - \alpha^2 cd^*}{|a|^2 - \alpha^2|c|^2}\right)^* z^* + \frac{|b|^2 - \alpha^2|d|^2}{|a|^2 - \alpha^2|c|^2} = 0$$

$$\boxed{\begin{aligned} z_0 &= \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2|c|^2} \\ r &= \frac{\alpha\,|ad - bc|}{\left||a|^2 - \alpha^2|c|^2\right|} \end{aligned}}$$

3.-



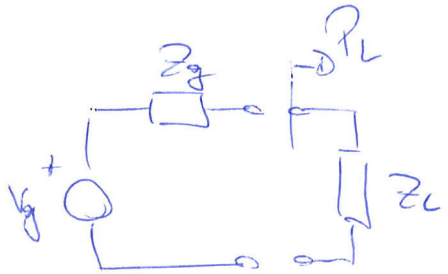
$$|W - w_0|^2 = \alpha^2$$

$$W = \frac{aZ + b}{cZ + d}$$

$$|W - w_0|^2 = \left| \frac{aZ + b}{cZ + d} - w_0 \right|^2 = \left| \frac{a - c w_0 Z + b - d w_0}{cZ + d} \right|^2 = \alpha^2$$

Mismas expresiones haciendo $\nearrow a \to a' = a - c w_0$
$\searrow b \to b' = b - d w_0$

1.2.- FACTOR DE DESADAPTACIÓN DE POTENCIA M



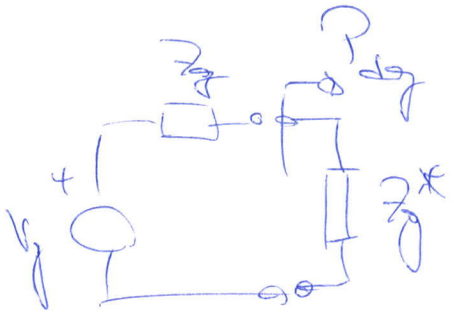
esta puede representar cualquier parte de una cadena de biportes

Queremos relacionar la potencia realmente entregada a la carga con la disponible del generador

$$\begin{cases} P_L \equiv \text{potencia entregada a } Z_L \\ P_{dg} \equiv \text{potencia disponible del generador} \end{cases}$$

$$\boxed{P_L = M \cdot P_{dg}}$$

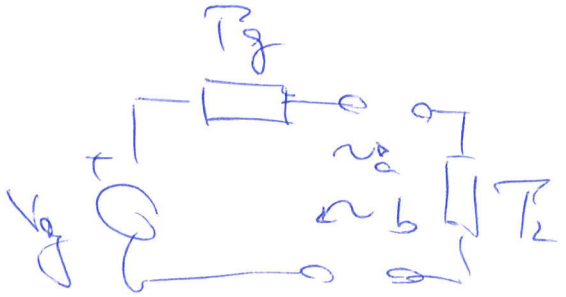
$$0 \leq M \leq 1$$



Con teoría de circuitos se puede calcular, primero obteniendo P_L y luego cargando con Z_g^* y obteniendo P_{dg}.

$$\boxed{\mu = \frac{4 R_g R_L}{|Z_g + Z_L|^2}}$$

Se puede obtener otra expresión en función de Γ_g y Γ_L, y usando las ondas de potencia:



$$a = a_g + b\Gamma_g$$

$$b = \Gamma_L a$$

$$a_g = \frac{V_g}{\sqrt{8Z_a}}(1 - \Gamma_g)$$

$$|a_g|^2 = P_{dg}(1 - |\Gamma_g|^2)$$

$$P_L = |a|^2 - |b|^2 = |a|^2 \left(1 - |\Gamma_L|^2\right)$$

$$a = a_g \frac{1}{1 - \Gamma_g \Gamma_L} \longrightarrow |a|^2 = \frac{|a_g|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_L|^2}$$

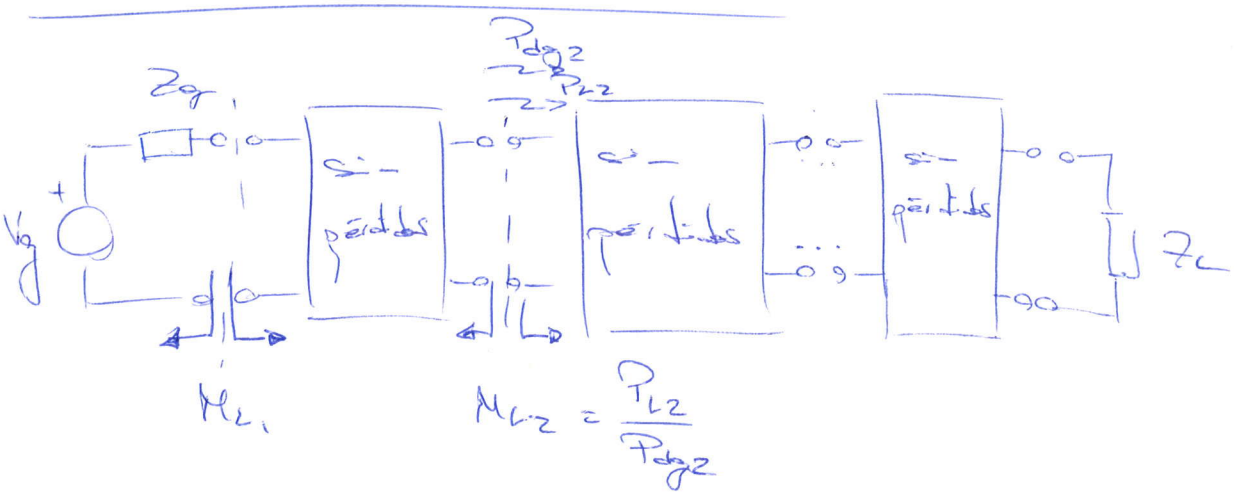
$$\boxed{P_L = |a_g|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_L|^2} = P_{dg} \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_L|^2}}$$

$$\boxed{M = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_L|^2}}$$

Si $\Gamma_L = \Gamma_g^*$, $M = 1$

Si $|\Gamma_L| = 1$, $M = 0$ (cargas reactivas puras)

1.3.- PROPIEDAD DE INVARIANZA DE M:



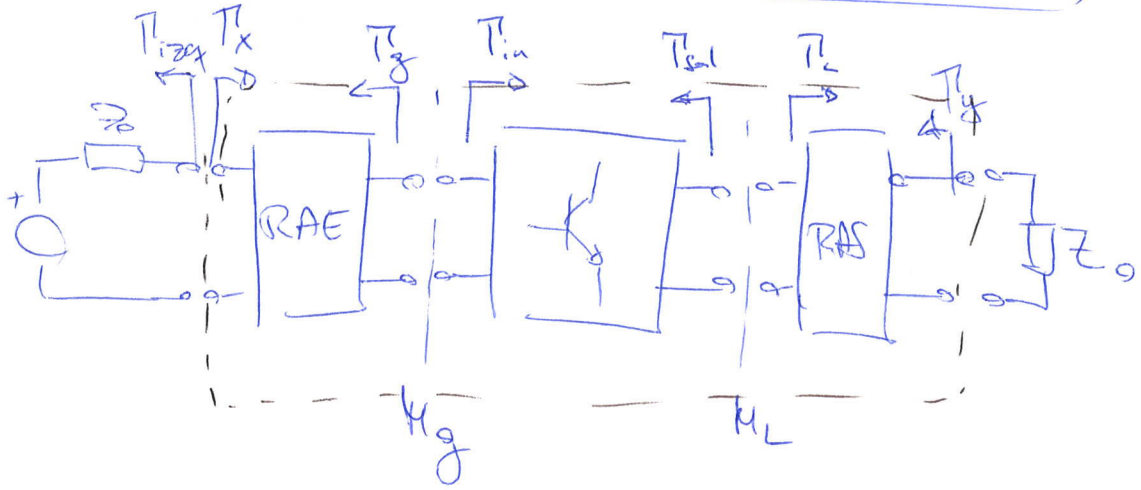
Se pueden establecer equivalentes de Thevenin en cada plano, siendo cada impedancia equivalente distinta, pero los factores de desadaptación son el mismo en todos los planos:

SIN PÉRDIDAS → $\boxed{M_{L1} = M_{L2} = \ldots = M_{LN}}$

Todos los P_{Li} son iguales (no hay pérdidas) y los P_{dgi} también.

[Ojo, las potencias incidentes no son iguales, pero sí las entregadas.

1.4. RELACIÓN DE M CON LOS COEFICIENTES DE REFLEXIÓN DE ENTRADA Y SALIDA DE UN AMPLIFICADOR (COE_{in}, COE_{out}):



Γ_x: coeficiente de reflexión de entrada del amplificador completo.

Γ_y: coeficiente de reflexión de salida del amplificador completo.

$Z_g = Z_L = Z_0 = 50\,\Omega$ porque los amplificadores se diseñan pensando en conectarlos a esas cargas

Especificación en microondas: ganancia, COE_{in}, COE_{out}

$$\boxed{COE_{in} = \frac{1+|\Gamma_x|}{1-|\Gamma_x|}} \longrightarrow \boxed{|\Gamma_x| = \frac{COE_{in}-1}{COE_{in}+1}}$$

Normalmente se dice que $COE_{in,out} < $ cierta cantidad

$\Rightarrow |\Gamma_x| <$ cierto valor, $M_x >$ algún valor

Al dar estos valores, se está fijando el factor de desadaptación en ese plano, M_x

$$M_x = \frac{(1-|\Gamma_{izq}|^2)(1-|\Gamma_x|^2)}{|1-\Gamma_{izq}\Gamma_x|^2}$$

En este caso, $\Gamma_{izq} = 0$ y:

ya que $Z_g = Z_0$

$$\boxed{M_x = 1-|\Gamma_x|^2}$$

RAE sin pérdidas $\Rightarrow M_g = M_x$

$$\boxed{ROE_{in} = \frac{1+\sqrt{1-\eta_x}}{1-\sqrt{1-\eta_x}}}$$

$$\boxed{\eta_g = 1-\left(\frac{ROE_{in}-1}{ROE_{in}+1}\right)^2}$$

Una vez que especifican η_g, al elegir Γ_g, Γ_{in} está fijado por la expresión:

$$\eta_g = \frac{(1-|\Gamma_g|^2)(1-|\Gamma_{in}|^2)}{|1-\Gamma_g\Gamma_{in}|^2}$$

Y lo mismo para la salida ($Z_L = Z_0$)

Suponemos que ya se ha fijado Γ_g, es decir, que conocemos η_g y Γ_g. ¿Qué carga Γ_{in} cumplen la relación de η_g? (círculos de η_g constante)

2.- ANÁLISIS Y DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE BANDA ESTRECHA

2.1.- DEFINICIONES DE GANANCIA

- Ganancia de potencia:

$$\boxed{G_p = \frac{P_{eL}}{P_{in}}}$$

- Ganancia disponible:

$$\boxed{G_d = \frac{P_{dsal}}{P_{dg}}}$$

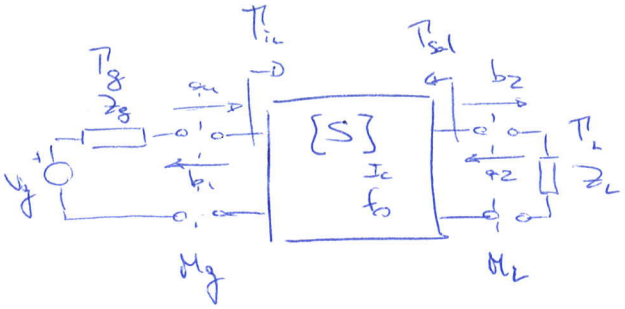
informa de lo que es capaz de amplificar el transistor

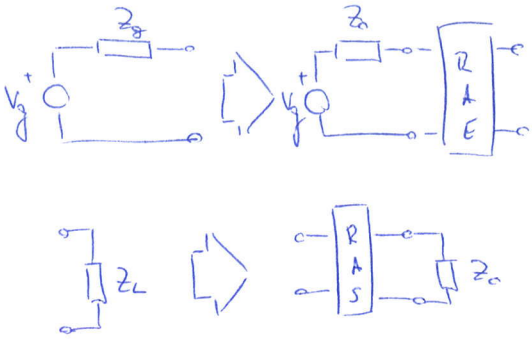
- Ganancia de transducción:

$$\boxed{G_t = \frac{P_{eL}}{P_{dg}}}$$

ganancia verdadera del amplificador

$$\boxed{G_t = M_L G_d} \qquad \boxed{G_t = M_g G_p} \qquad \boxed{G_d = \frac{M_g}{M_L} G_p}$$





$$G_p = \frac{P_{oL}}{P_{in}} = f([S], Z_L)$$

$$G_d = \frac{P_{dout}}{P_{dg}} = f([S], Z_g)$$

$$G_t = \frac{P_{oL}}{P_{dg}} = f([S], Z_g, Z_L) = G_p \cdot M_g = G_d \cdot M_L$$

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

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

$$G_t = G_p M_g$$

$$\boxed{G_p = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |\Gamma_{in}|^2} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2}}$$

$$\boxed{G_t = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 \, |1 - \Gamma_g \Gamma_{in}|^2}}$$

Podemos desarrollar Γ_{in} para dejar G_t en función de $[S]$, Γ_g, Γ_L :

$$\boxed{\Gamma_{in} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{\Delta\Gamma_L - S_{11}}{S_{22}\Gamma_L - 1}}$$ (transformación bilineal)

$$\Rightarrow |1 - \Gamma_g \Gamma_{in}|^2 = \left| \frac{1 - S_{22}\Gamma_L - \Gamma_g S_{11} + \Delta\Gamma_L \Gamma_g}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|^2$$

$$\Rightarrow \boxed{G_t = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)\,|S_{21}|^2\,(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{22}\Gamma_L)(1 - S_{11}\Gamma_g) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_g|^2}}$$

- $\Gamma_g = \Gamma_L = 0 \Rightarrow G_t = |S_{21}|^2$ $\neq$ ADAPTACIÓN

  $(Z_L = Z_g = Z_0)$

- CASO UNILATERAL: $S_{12} = 0$ → entrada y salida desacopladas

$$\boxed{G_{tu} = \underbrace{\frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2}}\;\underbrace{|S_{21}|^2}\;\underbrace{\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}}}$$

← 3 términos independientes

$\Gamma_{in} = S_{11}$

$\Gamma_{sal} = S_{22}$ independientemente de Z_g y Z_L

$$\boxed{G_{tu,max} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2}\,|S_{21}|^2\,\frac{1}{1-|S_{22}|^2}}$$

$\Gamma_g = S_{11}^*$

$\Gamma_L = S_{22}^*$

Esto es la MAG: la ganancia de transducción que hay cuando en la entrada y en la salida tenemos adaptación compleja conjugada.

$$G_{tu}\cdot\frac{1-|S_{11}|^2}{1-|S_{11}|^2}\,\frac{1-|S_{22}|^2}{1-|S_{22}|^2} = \frac{(1-|\Gamma_g|^2)(1-|S_{11}|^2)}{|1-S_{11}\Gamma_g|^2}\,\frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)}\cdot\frac{(1-|\Gamma_L|^2)(1-|S_{22}|^2)}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} =$$

$$\boxed{G_{tu} = M_g\cdot G_{tu,max}\cdot M_L}$$

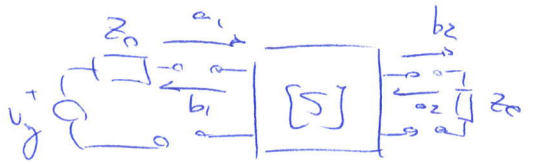
Figura de mérito unilateral: $U = \dfrac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)}$

$$\frac{1}{(1+U_1)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U_2)^2}$$

$$G_d = \frac{G_t}{M_L} = G_p\,\frac{M_g}{M_L}$$

$$\boxed{G_d = \frac{|S_{21}|^2\,(1-|\Gamma_g|^2)}{|1-S_{11}\Gamma_g|^2 - |S_{22}-\Delta\Gamma_g|^2}}$$

Ejemplo: Calcular G_t, G_p, G_d de un bipuerto caracterizado por sus $[S]$ y cargado con Z_0 en sus 2 puertos



$$G_t = \frac{P_{ec}}{P_{dg}} = \frac{|b_2|^2 - |a_2|^2}{|a_1|^2 - \Gamma_g |b_1|^2} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = |S_{21}|^2 \quad (a_2 = 0)$$

$Z_g = Z_L = Z_0$

$$G_p = \frac{G_t}{M_g} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \qquad \left(\Gamma_{iL} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \cancel{\Gamma_L}^{\,0}}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)$$

$$G_d = \frac{G_t}{M_L} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2}$$

— o —

2.2 - ESTABILIDAD

- Definiciones
- Curvas de estabilidad
- Condiciones de estabilidad
- Impedancia de lazo
- Caso unilateral

- Definiciones

Hay 3 tipos de estabilidad:

- Estabilidad incondicional: un dispositivo, a la frecuencia de trabajo, tiene estabilidad incondicional si para cualquier carga Γ_L pasiva, la impedancia de entrada, Γ_{in}, también es pasiva y también a la inversa:

$$\text{AND} \begin{cases} \forall \Gamma_L,\ |\Gamma_L| < 1 \Rightarrow |\Gamma_{in}| = \left| \dfrac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \\ \forall \Gamma_g,\ |\Gamma_g| < 1 \Rightarrow |\Gamma_{sal}| = \left| \dfrac{S_{22} - \Delta \Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \right| < 1 \end{cases}$$

Se tienen que cumplir las 2 condiciones

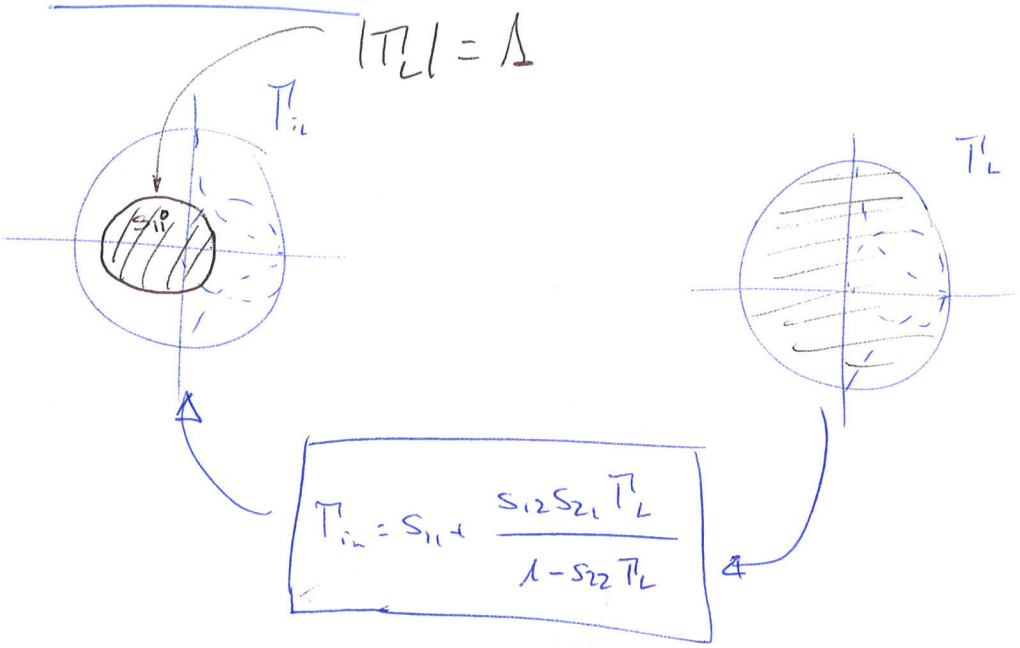
- Estabilidad condicional: ahora basta con que se cumpla una de las 2 condiciones:

$$\text{OR} \begin{cases} \exists \Gamma_L,\ |\Gamma_L| < 1 \Rightarrow |\Gamma_{in}| > 1 \\ \exists \Gamma_g,\ |\Gamma_g| < 1 \Rightarrow |\Gamma_{sal}| > 1 \end{cases}$$

- Inestabilidad incondicional: se deben cumplir ambas condiciones:

$$\text{AND}\begin{cases} \forall\, \Gamma_L,\ |\Gamma_L| < 1 \Rightarrow |\Gamma_{in}| > 1 \\ \forall\, \Gamma_g,\ |\Gamma_g| < 1 \Rightarrow |\Gamma_{out}| > 1 \end{cases}$$

- Curvas de estabilidad



Para saber si el interior de Γ_L se transforma en el interior en Γ_{in} o en el exterior, se mira donde cae $\Gamma_{in} = S_{11}$ $(\Gamma_L = 0)$

En este caso, $|\Gamma_{in}| < 1$ para todos los $|\Gamma_L| < 1$

Usando la transformación en sentido inverso, obtenemos los círculos de estabilidad a la entrada (plano Γ_g) y a la salida (plano Γ_L)

- Circunferencia de estabilidad a la salida: (CES)

$$C_{L_0} = \frac{\Delta^* S_{11} - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}$$

$$R_{L_0} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{\left||\Delta|^2 - |S_{22}|^2\right|}$$

- Circunferencia de estabilidad a la entrada: (CEE)

$$C_{g_0} = \frac{S_{22} \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2}$$

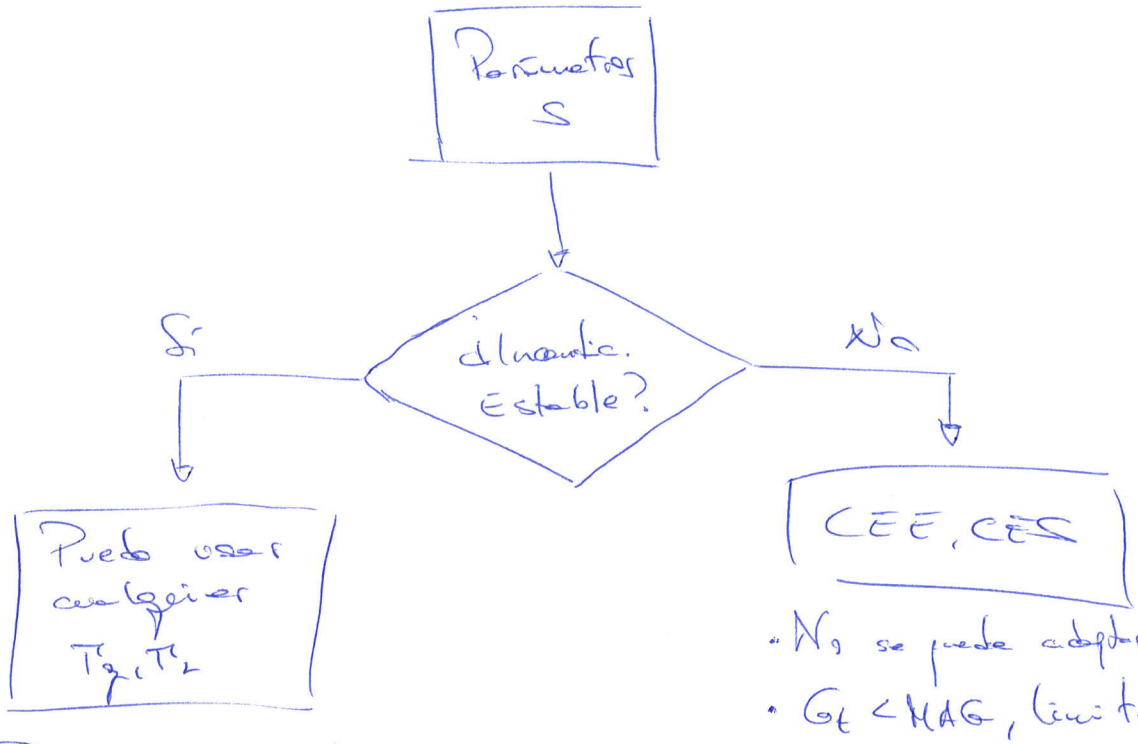
$$R_{g_0} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{\left||\Delta|^2 - |S_{11}|^2\right|}$$

Se puede estudiar la estabilidad de un tot sin tener que usar CEE ni CES.

CES y CEE son duales:

$$S_{11} \longleftrightarrow S_{22}$$

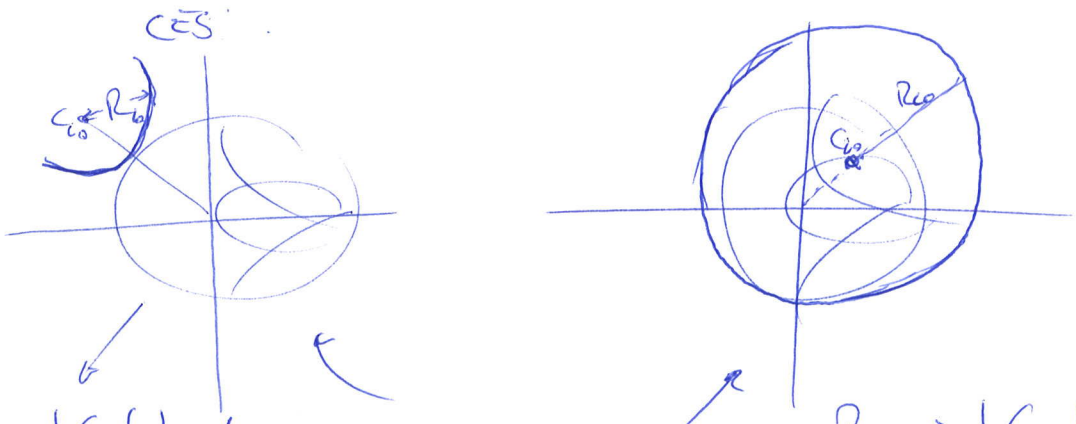
Pasos del diseño:



- Podemos conseguir adaptación compleja conjugada simultánea
- En este caso, $G_t = MAG$

- No se puede adaptar simultáneamente
- $G_t < MAG$, limitada por estabilidad

- Condiciones para estabilidad incondicional:



Radio $\leq |\text{Centro}| - 1$ — caso límite — $R_{L0} \geq |C_{L0}| + 1$

$|S_{11}| < 1$

Usando las expresiones de R_{LO} y C_{LO}:

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

Constante de Rollet

La primera situación da como condición $K > 1$

La segunda $\begin{cases} K > 1 \\ |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2 \end{cases}$

$\Rightarrow$ Estabilidad incondicional en el plano T_L

Para el plano T_g, tenemos las mismas condiciones cambiando en el 2º caso:

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2$$

Juntando todo:

- Condiciones para estabilidad incondicional:

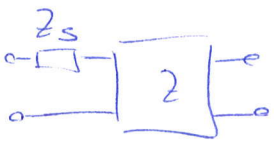
$$K > 1 \qquad |\Delta| \leq 1$$

$K > 1$ $\lvert\Delta\rvert \leq 1$	Estabilidad incondicional
$K > 1$ $\lvert\Delta\rvert > 1$	Estabilidad condicional (poco frecuente) - no hay cortes de circunferencias
$-1 < K < 1$	Estabilidad condicional - lo normal - hay corte de circunferencias
$K < -1$	Inestabilidad incondicional

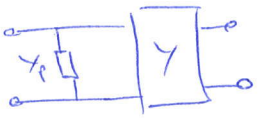
Constante de Rollet en función de Z e Y:

$$K = \frac{2 r_{11} r_{22} - \mathrm{Re}(Z_{12} Z_{21})}{|Z_{12} Z_{21}|}$$

$$K = \frac{2 g_{11} g_{22} - \mathrm{Re}(Y_{12} Y_{21})}{|Y_{12} Y_{21}|}$$



$Z_{T11} = Z_{11} + Z_s$



$Y_{T11} = Y_{11} + Y_p$

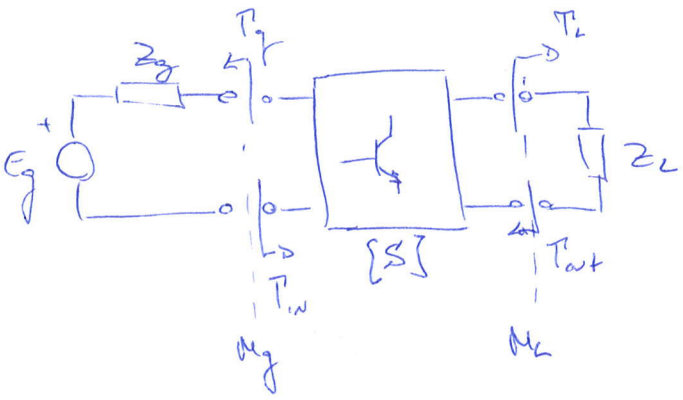
Si Z_s e Y_p son reactivos puros no se altera la estabilidad, pero si tienen parte real, K crece ⇒ PADDING

Aplicable también a la salida

K no depende de la impedancia de referencia

Ejemplo: 3.3.2 Guillermo González

- Condiciones de adaptación compleja conjugada:



garantizamos $M_g = M_L = 1$

$(COE_{IN} = COE_{out} = 1)$

$\longrightarrow \Gamma_{IN} = \Gamma_g^*$

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

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \Gamma_g^* \longrightarrow \Gamma_g = \frac{S_{11}^* - \Delta^*\Gamma_L^*}{1 - S_{22}^*\Gamma_L^*}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} = \Gamma_L^* \longrightarrow \Gamma_L^* = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g}$$

$$\Longrightarrow \underline{C_g\Gamma_g^2 - B_g\Gamma_g + C_g^* = 0}, \quad \begin{cases} C_g = S_{11} - S_{22}^*\Delta \\ B_g = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \end{cases}$$

Si hacemos lo mismo para Γ_L:

$$\Longrightarrow \underline{C_L\Gamma_L^2 - B_L\Gamma_L + C_L^* = 0}, \quad \begin{cases} C_L = S_{22} - S_{11}^*\Delta \\ B_L = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \end{cases}$$

La solución de esos polinomios nos da las impedancias de carga y generador que cumplen la adaptación compleja conjugada:

$$\Gamma_g = \frac{B_g \pm \sqrt{B_g^2 - 4|C_g|^2}}{2C_g}$$

$$\Gamma_L = \ldots$$

En principio 2 y 4 soluciones: $\Gamma_g', \Gamma_g'', \Gamma_L', \Gamma_L''$

Pero es posible que no todas sean compatibles

i) $|\Gamma' \cdot \Gamma''| = 1 \Rightarrow \Gamma^2 - \frac{B}{C}\Gamma + \underbrace{\frac{C'^*}{C'}}_{\left|\frac{C'^*}{C'}\right| = 1} = 0$

$$|\Gamma'| = \frac{1}{|\Gamma''|}$$

Las soluciones que estén fuera del círculo unidad no nos valen.

ii) $\boxed{\Delta = B_g^2 - 4|C_g|^2 = B_L^2 - 4|C_L|^2 = 4(k^2-1)|S_{12}|^2|S_{21}|^2}$

$\Delta > 0 \Leftrightarrow k > 1,\ k < -1$ ← inestabilidad incondicional

$\Delta < 0 \Leftrightarrow -1 < k < 1$

estabilidad condicional con corte de circunferencias

estabilidad incondicional

iii) Si $\Delta < 0$ $(-1 < k < 1)$

$$\Gamma_g = \frac{B_g \pm \sqrt{-|\Delta|}}{2C_g} = \frac{B_g \pm j\sqrt{|\Delta|}}{2C_g}$$

→ raíces complejas conjugadas $\Rightarrow |\Gamma_g'| = |\Gamma_g''| = 1$

(idem para Γ_L)

Por tanto, las impedancias son reactivas puras y no nos sirven (no se les puede suministrar potencia)

iv) Si $\delta > 0$

$$\Gamma_g = \frac{B_g \pm \sqrt{\delta}}{2G_g} \qquad \Gamma_L = \frac{B_L \pm \sqrt{\delta}}{2G_L}$$

Si se escoge el signo + en Γ_g, hay que cogerlo también en Γ_L:

$$\Gamma_g' \Longleftrightarrow \Gamma_L' \quad \text{para adaptación}$$

$$\Gamma_g'' \Longleftrightarrow \Gamma_L''$$

Y sólo vale una de las dos.

v) $B_g > 0$

$+ \longrightarrow \Gamma_g' \longleftrightarrow \Gamma_L'$ fuera del círculo unidad

$- \longrightarrow \Gamma_g'' \longleftrightarrow \Gamma_L''$ dentro del círculo unidad

$B_g < 0$

$+ \longrightarrow \Gamma_g' \longleftrightarrow \Gamma_L'$ dentro del círculo unidad

$- \longrightarrow \Gamma_g'' \longleftrightarrow \Gamma_L''$ fuera del círculo unidad

- Adaptación conjugada en función de la estabilidad:

• Incondicionalmente estable:

$$\begin{cases} k > 1 \\ |\Delta| < 1 \end{cases} \qquad \begin{matrix} B_g, B_L > 0 \\ \delta > 0 \end{matrix}$$

$$\Gamma_g^a = \frac{B_g - \sqrt{\delta}}{2C_g} \qquad \begin{cases} B_g = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_g = S_{11} - S_{22}^* \Delta \\ \delta = 4(k^2-1)|S_{21}|^2 |S_{12}|^2 \end{cases}$$

Igual para $\Gamma_L \Rightarrow$ dispositivo adaptable

(Γ_g^a: impedancia de adaptación del dispositivo)

• Estabilidad condicional sin corte de circunferencia:

$$\begin{cases} k > 1 \\ |\Delta| > 1 \end{cases} \qquad \begin{matrix} \delta > 0 \\ B_g, B_L < 0 \end{matrix}$$

$$\Gamma_g^a = \frac{B_g + \sqrt{\delta}}{2C_g} \quad \ldots$$

También es adaptable con cargas pasivas.

$\Rightarrow$ Estabilidad condicional adaptable

• Estabilidad condicional con corte de circunferencia:

$-1 < k < 1 \qquad \delta < 0$

$\Gamma_g^{a'}, \Gamma_g^{a''}$ No nos valen porque son cargas reactivas, por lo que se considera un caso no adaptable.

$\underbrace{\Gamma_L^{a'}}, \underbrace{\Gamma_L^{a''}}$

$\Rightarrow$ Estabilidad condicional no adaptable

- Inestabilidad incondicional:

$k < -1$

$\Gamma_g' \longleftrightarrow \Gamma_L''$ $\Rightarrow$ no se puede adaptar simultáneamente con cargas pasivas

$\Downarrow$

no adaptable

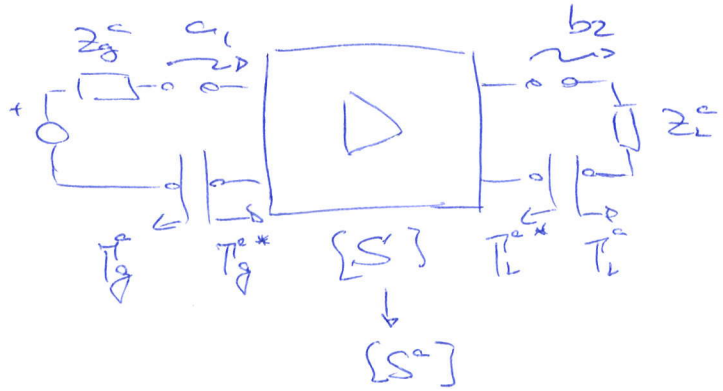
- MAG y MSG:

- MAG: Maximum Available Gain

Es la ganancia de transductor en condiciones de adaptación compleja conjugada simultánea

$$\boxed{\Gamma_g = \Gamma_g^a \ , \quad \Gamma_L = \Gamma_L^a}$$

Sólo se puede definir si $k > 1$



Podemos hacer un cambio de las impedancias de referencia a Γ_g^a y Γ_L^a

$\Downarrow$

$S_{11}^a = 0 \ , \ S_{22}^a = 0$

No hay onda reflejada $\Rightarrow G_t = \left|\frac{b_2}{a_1}\right|^2 = |S_{21}^a|^2$

$$K = \frac{1 + |\Delta^a|^2 - \cancel{|S^a_{11}|^2}^{\to 0} - \cancel{|S^a_{22}|^2}^{\to 0}}{2|S^a_{21}||S^a_{12}|}$$

(K invariante respecto a cambios de impedancia de referencia)

$$|\Delta^a| = |S^a_{12} S^a_{21}|$$

$$\Rightarrow |\Delta^a|^2 - 2K|\Delta^a| + 1 = 0 \Rightarrow |\Delta^a| = |S^a_{12} S^a_{21}| = K \mp \sqrt{K^2 - 1}$$

$$\Rightarrow \boxed{MAG = \frac{|S^a_{21}|}{|S^a_{12}|}\left(K \pm \sqrt{K^2 - 1}\right)}$$

+ ≡ parejas de soluciones fuera de la carta de Smith para est. incond.

$$\frac{S^a_{21}}{S^a_{12}} = \frac{S_{21}}{S_{12}}$$

este cociente también es invariante respecto a la referencia

Estabilidad incondicional:

$K > 1$
$|\Delta| \leq 1$ $\longrightarrow$ $MAG = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|\left(K + \sqrt{K^2 - 1}\right) \equiv$ máx G_t

Estabilidad condicional adaptable:

$K > 1$
$|\Delta| > 1$ $\longrightarrow$ $MAG = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|\left(K + \sqrt{K^2 - 1}\right) \equiv$ min G_p con entrada adaptada

Estabilidad condicional no adaptable:

$-1 < K < 1$ $\longrightarrow$ MAG no existe

Inestabilidad incondicional:

$K < -1$ $\longrightarrow$ MAG no existe

No son útiles excepto con padding.

Para la estabilidad condicional se adaptable:

- MSG: Maximum Stable Gain

Se hace igual a la MAG que tendría el dispositivo cuando $K = 1$

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

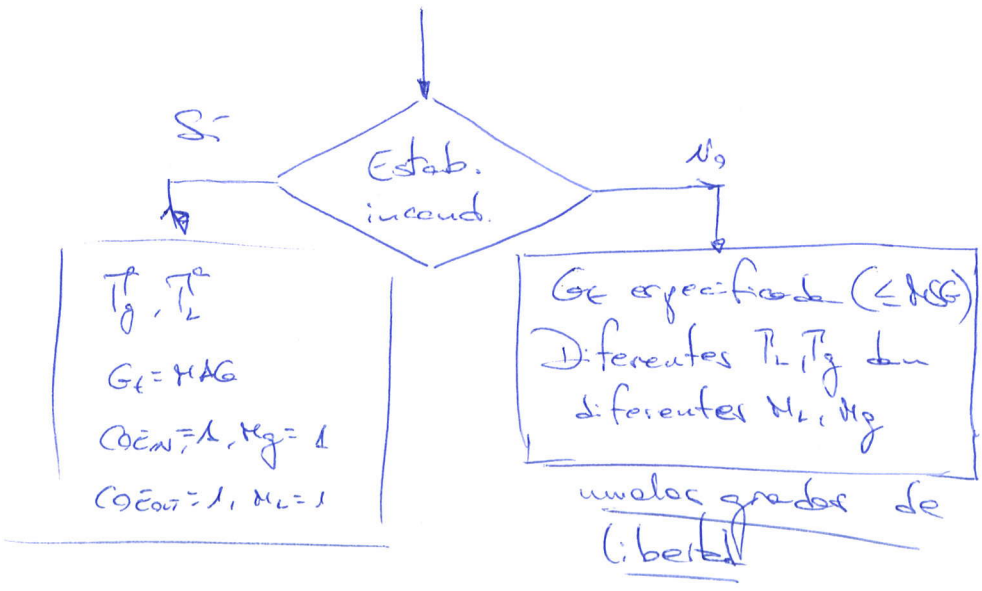
Nos da una idea aproximada de la ganancia que podemos obtener sin que haya problemas de estabilidad.

Ejemplo: (*2.32-234*) → ATF-10736

2.3.- DISEÑO DE AMPLIFICADORES BAJO ESPECIFICACIONES DE GANANCIA

→ banda estrecha

→ pequeña señal



En estabilidad incondicional, habrá que desadaptar si piden $G_t < MAG$

$$G_t = G_t(S, \Gamma_g, \Gamma_2) \quad \begin{cases} < MAG \\ < MSG \end{cases}$$

4 valores a calcular: $|\Gamma_g|, \measuredangle \Gamma_g, |\Gamma_L|, \measuredangle \Gamma_L$

$$\left.\begin{aligned} M_g &= M_g(S, \Gamma_g, \Gamma_L) \\ M_L &= M_L(S, \Gamma_g, \Gamma_L) \end{aligned}\right\}$$ se pueden especificar también (generalmente por cotas)

Vamos a ver <u>3 tipos de diseño</u>

i) $G_t = G_{t_{espec}} < MAG/MSG$

<u>$M_g = 1$</u> $\Rightarrow COE_{IN} = 1$ plano de entrada adaptado

El plano de salida en principio está desadaptado

ii) $G_t = G_{t_{espec}}$

<u>$M_L = 1$</u> $\Rightarrow COE_{OUT} = 1$

$M_g = ??$ (el que salga)

iii) $G_t = G_{t_{espec}}$

<u>COEs compensados</u> $\Rightarrow$ iterativo

<u>$M_g = M_L$</u>

- <u>DISEÑO 1</u>

$G_t = G_{t\,espec}$

$M_g = 1$

$M_L = ??$

$$G_t = M_g G_p = G_p = G_p(S', \Gamma_L)$$

(circ. G_p = cte)

→ busco Γ_L tal que $G_p = G_{t\,espec}$.

→ $$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \Gamma_g^*$$

<u>Grado de libertad: elegir Γ_L</u>

- <u>DISEÑO 2</u>

$G_t = G_{t\,espec}$

$M_L = 1$

$M_g = ??$

$$G_t = M_L G_d = G_d = G_d(S', \Gamma_g)$$

(circ. G_d = cte)

→ busco Γ_g tal que $G_d = G_{t\,espec}$.

→ $$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} = \Gamma_L^*$$

<u>Grado de libertad: Γ_g</u>

Antes de ver el procedimiento de COEs compensados, veremos las circunferencias de $G_d = cte$ y $G_p = cte$

· CIRCUNFERENCIAS DE G_p CONSTANTE

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 \left(1 - |\Gamma_L|^2\right)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2}$$

i) $g_p = \dfrac{G_p}{|S_{21}|^2}$ ii) $1 - |\Gamma_L|^2 = 1 - \Gamma_L \Gamma_L^*$

iii) $|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 = (1 - S_{22}\Gamma_L)(1 - S_{22}^*\Gamma_L^*)$

$= 1 - S_{22}\Gamma_L - S_{22}^*\Gamma_L^* + |S_{22}|^2 \Gamma_L \Gamma_L^*$

iv) $|S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2 = |S_{11}|^2 - S_{11}^*\Delta\Gamma_L - S_{11}\Delta^*\Gamma_L + |\Delta|^2 \Gamma_L \Gamma_L^*$

Operando operando...

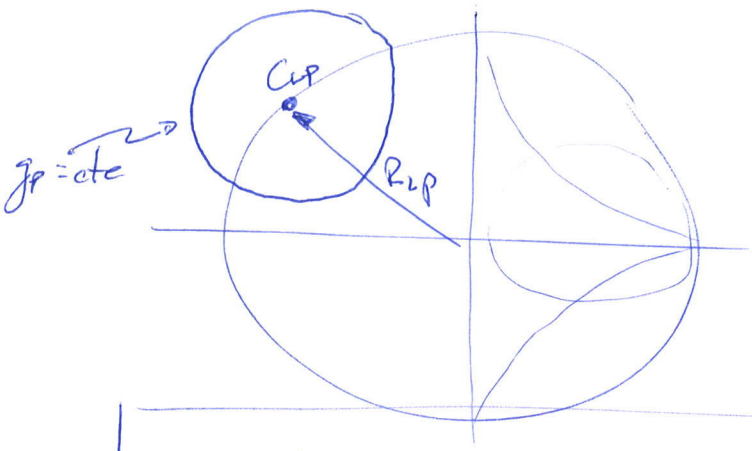
$$\Gamma_L \Gamma_L^* - \frac{g_p(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}\Gamma_L - \underbrace{\left(\frac{g_p(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}\right)}_{A}\Gamma_L^* +$$

$$+ \frac{g_p(1 - |S_{11}|^2) - 1}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} = 0$$

$|C_{Lp}|^2 - R_{Lp}^2$

ecuación de una circunferencia en el plano Γ_L

$$\boxed{C_{Lp} = \frac{g_p(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}}$$



$$C_{gd} = \frac{g_d\left(S_{11}^* - \Delta^* S_{22}\right)}{1 + g_d\left(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right)}$$

$$R_{gd} = \frac{\sqrt{1 - 2K g_d |S_{12}S_{21}| + g_d^2 |S_{12}S_{21}|^2}}{\left|1 + g_d\left(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right)\right|}$$

$$R_{Lp} = \frac{\sqrt{1 - 2K g_p |S_{12}||S_{21}| + g_p^2 |S_{12}S_{21}|^2}}{\left|1 + g_p\left(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right|}$$

Propiedades de las curvas $G_p = cte$:

1.- $g_p = 0 \rightarrow$ centro en el origen y radio 1: borde de la Carta de Smith

2.- $g_p \rightarrow \infty$: $C_{Lp} = \dfrac{S_{22}^* - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$ $\quad R_{Lp} = \dfrac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|}$

$\longrightarrow$ CES

3.- Dependiendo del tipo de estabilidad, tendremos unas propiedades específicas:

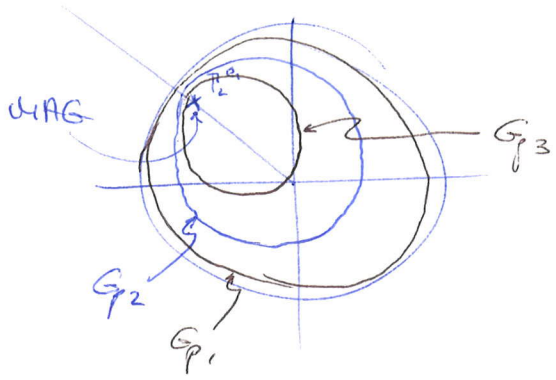
a) Estabilidad incondicional

$K > 1$

$|\Delta| < 1$ $\qquad G_t < MAG$

$MAG \rightarrow T_L^a$

$G_{p1} < G_{p2} < G_{p3} < G_{p4} \leq MAG$



b) Estabilidad condicional adaptable (sin cortes):

$K > 1$

$|\Delta| > 1$

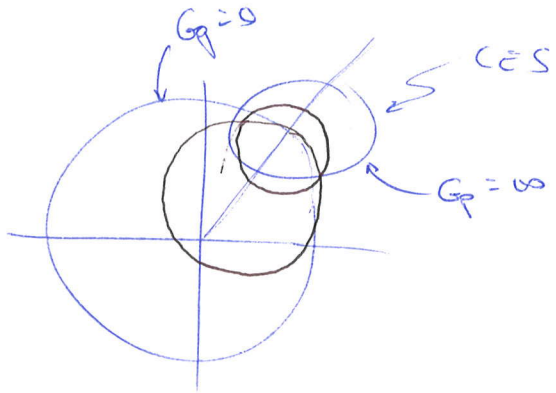
$T_L^c \to G_p = G_p|_{min} = MAG$

$G_{p1} > G_{p2} > G_{p3} \geq MAG$ (al revés que antes)

→ Estabilidad condicional no adaptable:

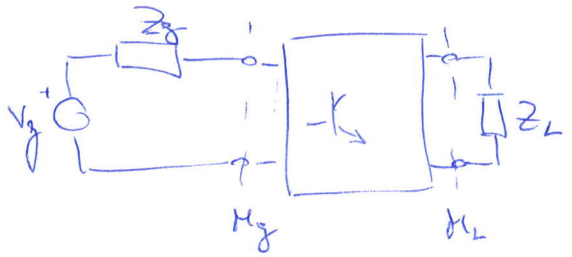
$-1 < K < 1$

No hay MAG, sino MSG



→ (ej 2.2 - 2.9 *)

- Diseño de amplificadores bajo especificaciones de ganancia



$\boxed{G_t}$

$COE_{IN} \rightarrow M_g$

$COE_{OUT} \rightarrow M_L$

Opciones:

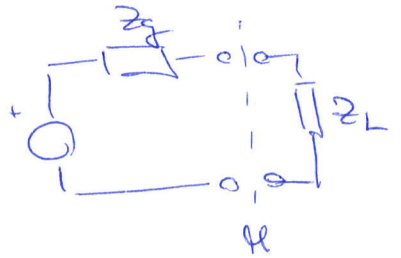
1.- Adaptar entrada: $M_g = 1 \rightarrow G_t = G_p \rightarrow ¿M_L?$

2.- Adaptar salida: $M_L = 1 \rightarrow G_t = G_d \rightarrow ¿M_g?$

3.- Desadaptar controladamente entrada y salida

2.4.- DISEÑO CON COEs COMPENSADOS

- Curvas de factor de desadaptación (M) constante:



- Z_L es conocida
- Buscamos lugar geométrico de Z_g tal que $M = cte$

$$M = \frac{(1-|\Gamma_g|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_g\Gamma_L|^2}$$

$$(1-|\Gamma_g|^2)(1-|\Gamma_L|^2) - M\,\underbrace{|1-\Gamma_g\Gamma_L|^2}_{(1-\Gamma_g\Gamma_L)(1-\Gamma_g^*\Gamma_L^*)} = 0$$

Dividiendo por $1-|\Gamma_L|^2$ $\rightarrow$

$$1 - |\Gamma_g|^2 - A\left(1 - \Gamma_g \Gamma_L\right)\left(1 - \Gamma_g^* \Gamma_L^*\right) = 0$$

$$A = \frac{M}{1 - |\Gamma_L|^2}$$

$$|\Gamma_g|^2 - \frac{A}{1 + A|\Gamma_L|^2}\Gamma_L \Gamma_g - \underbrace{\frac{A}{1 + A|\Gamma_L|^2}\Gamma_L^*}_{\text{centro}} \Gamma_g^* + \underbrace{\frac{A - 1}{1 + A|\Gamma_L|^2}}_{|\text{centro}|^2 - \text{radio}^2} = 0$$

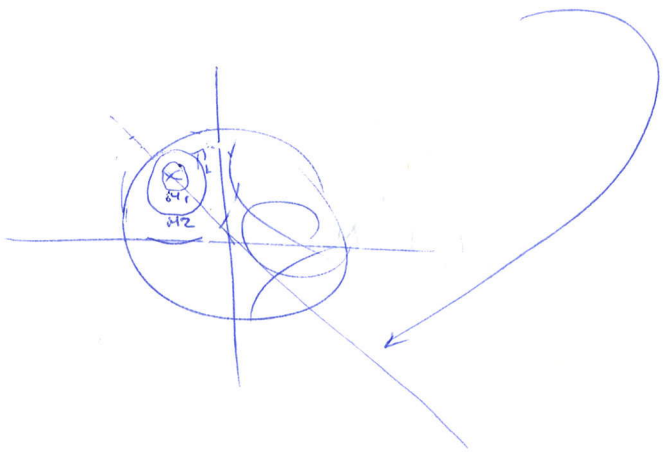
En el plano Γ_g tenemos:

$$\boxed{C_M = \frac{M \Gamma_L^*}{1 + (M-1)|\Gamma_L|^2} \qquad R_M = \sqrt{|C_M|^2 - \frac{M - 1 + |\Gamma_L|^2}{1 + (M-1)|\Gamma_L|^2}}}$$

$M = 0 \Rightarrow C_M = 0,\ R_M = 1 \rightarrow$ borde de la Carta de Smith

$M = 1 \Rightarrow C_M = \Gamma_L^*,\ R_M = 0 \rightarrow$ colapsa en un punto, $\Gamma_g = \Gamma_L^*$

Los círculos que cte tienen todos centro en



- Metodología de diseño con COEs compensados

Especificaciones: $G_t \leq G_{t\,diseño}$

$COE_{IN} \leq COE_{IN\,diseño} \rightarrow M_g > M_{g\,diseño}$

$COE_{OUT} \leq COE_{OUT\,diseño} \rightarrow M_L > M_{L\,diseño}$

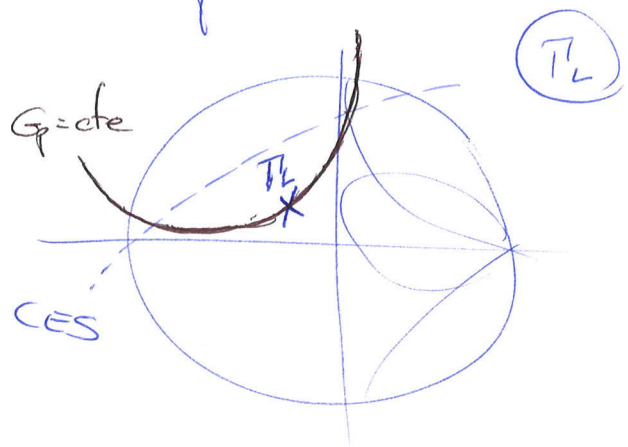
En principio, $COE_{IN} = COE_{OUT}$

Suponemos que el diseño es posible.

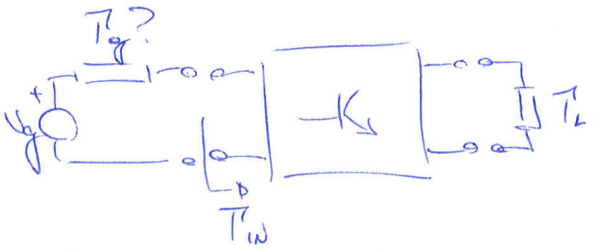
1.- Tomamos $M_g = M_{g\,diseño}$, y $G_t = G_{t\,diseño}$

$$\rightarrow G_p = \frac{G_t}{M_g}$$

2.- Curvas de G_p = cte + curvas de estabilidad

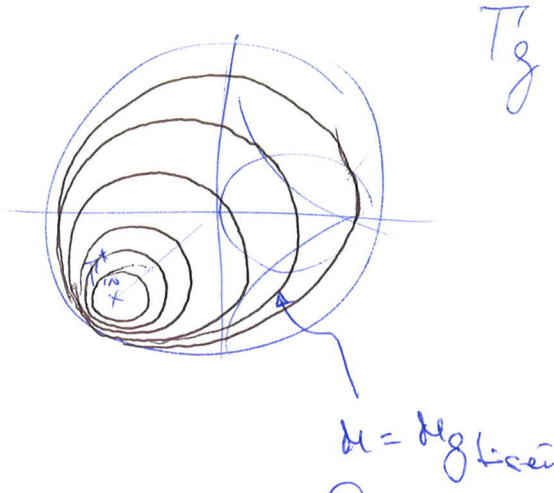


elegir Γ_L en el plano de salida



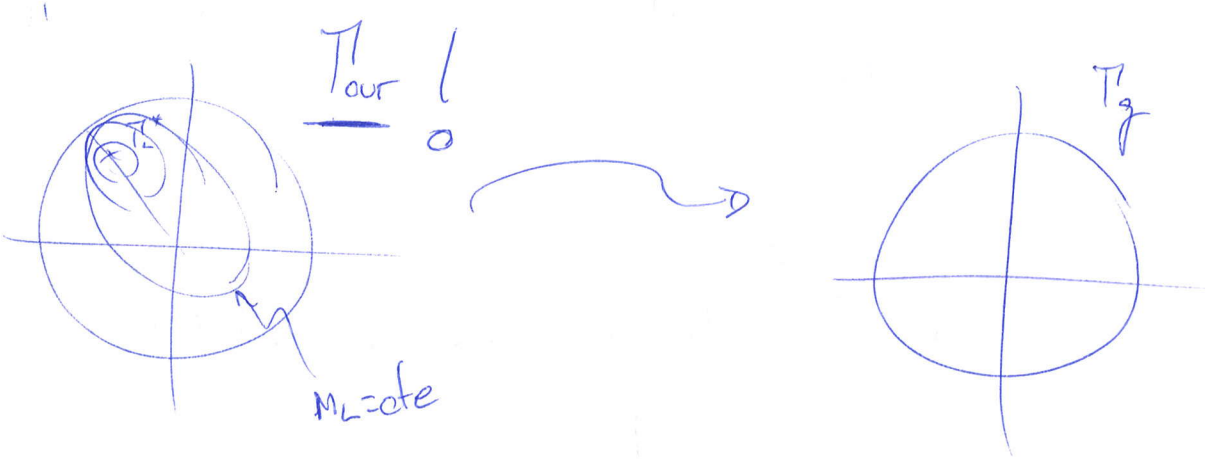
$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

3.- Calcular Γ_{IN} y dibujar circunferencias M_g = cte en Γ_g y CEE



El factor μ_L variará en función del punto de la curva que se tome.

Se traslada la curva de desadaptación del plano de salida a la entrada

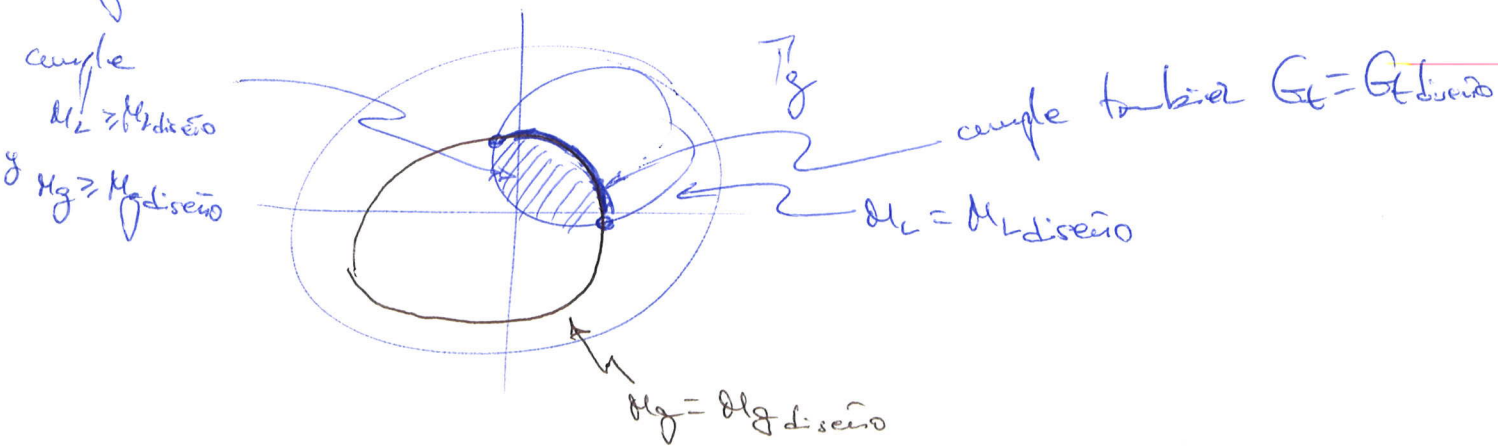


(en Γ_{out} porque la impedancia conocida es Γ_L)

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

(transf. bilineal)

$\Gamma_g(\Gamma_{out})$ también es una TBL



Los pasos que quedan son, por tanto:

4.- Calcular en la salida la circunferencia de Γ_{OUT} tal que $M_L = M_{L\,diseño} = cte$

5.- Se traslada este círculo a la entrada vía la transf. bilineal $\Gamma_{OUT} = S_{22} + \dfrac{S_{12} S_{21} \Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g}$

6.- Si se puede, se selecciona Γ_g sobre la circunf. $M_g = cte$ y dentro de la $M_L = cte$

o fuera, dependiendo de la transformación $\Gamma_{OUT} \to \Gamma_g$

Ejemplo: ATF-19736 (x2.32-2.34*)

$f = 3{,}02$ GHz

para el ampliff. completo:
- $G_t = 19$ dB
- $|S_{11}| < -7$ dB
- $|S_{22}| < -7$ dB

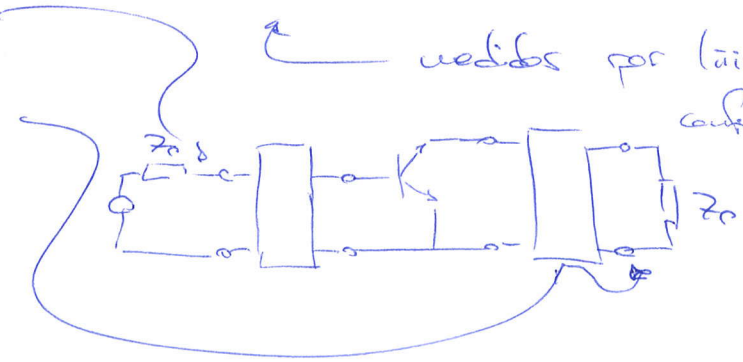
$I_d = 25$ mA

$V_{dc} = 4$ V

$S_{11} = 0{,}62 \angle -85{,}5°$ $\quad S_{12} = 0{,}14 \angle 43{,}5$

$S_{21} = 3{,}99 \angle 88{,}5°$ $\quad S_{22} = 0{,}21 \angle -9{,}09°$

medidos por Lüig en la configuración en que se monta



(práctica del laboratorio)

Curvas de estabilidad: (* 2.12, 2.13 *)

↳ hay que pintarlas para todas las frecuencias – las que puede asegurar

$|S_{11}| < -7\,dB \rightarrow M_g > 0{,}8$ $\quad |S_{11}| = 10^{-7/20} = 0{,}199 \simeq 0{,}2 = |S_{22}|$

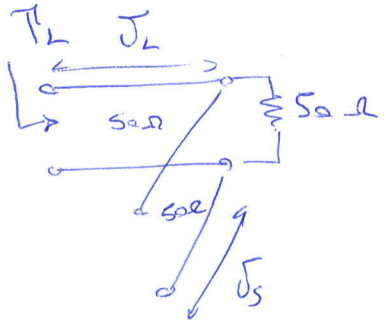
$|S_{22}| < -7\,dB \rightarrow M_L > 0{,}8$

$M_g = 1 - |S_{11}|^2 = M_L$

Elegir una Γ_L lo más cerca posible del centro de la carta y lo más lejos posible de la zona inestable

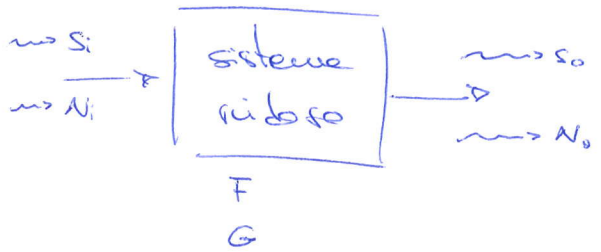
Aquí acaba el objetivo de la asignatura: obtener Γ_g y Γ_L para que cumpla el diseño.

Obtener Γ_g, Γ_L:



3.- AMPLIFICADORES DE BAJO NIVEL DE RUIDO

3.1.- Repaso de ruido: (enfoque sistémico)



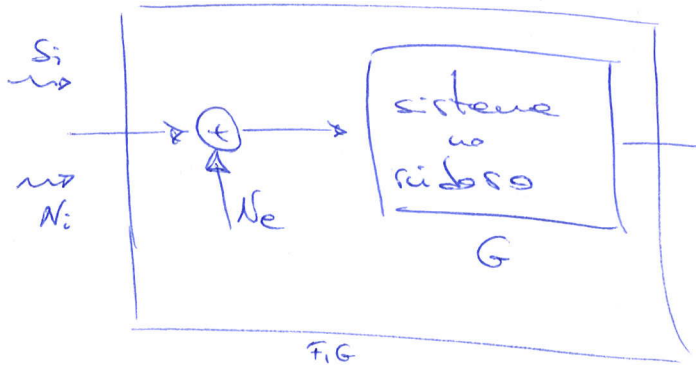
$S_o = S_i G$

$N_o = N_i G + N_{interno}$

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

N_i corresponde a una R a 290°K

Normalmente $N_{interno}$ se expresa a la entrada:



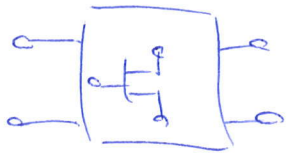
$G S_i = S_o$

$G(N_i + N_e) = N_o$

$$F = 1 + \frac{N_e}{N_i}$$

se define con R a 290°K porque queremos un parámetro que sólo dependa del sistema

- Ruido en biquertos:



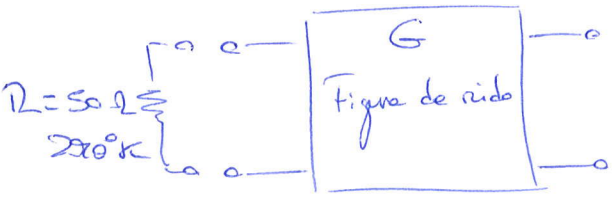
[S] → 4 nºs complejos a cada frecuencia

¿Cuántos parámetros más?

↳ 2 parámetros reales
↳ 1 parámetro complejo } a cada frecuencia

Para especificar el comportamiento ruidoso

- Definición de F para un biquerto:



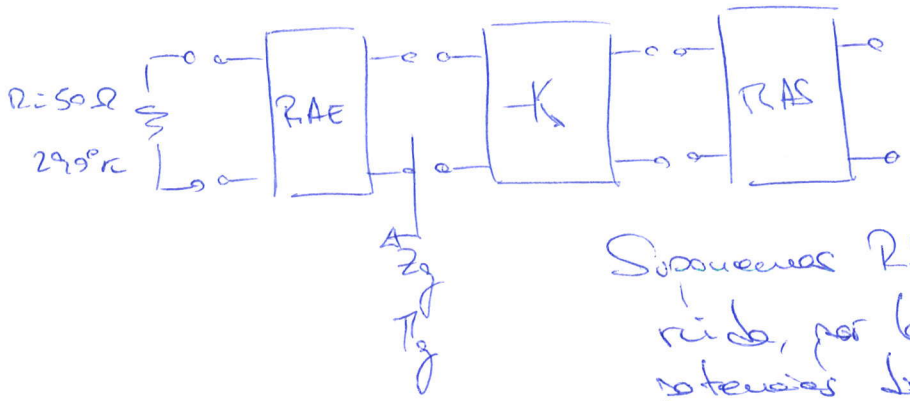
$$F = \frac{\text{Pot. disponible total de ruido a la salida}}{\text{Pot. disponible de ruido a la salida debida a R}}$$

$$F = \frac{\text{Pot. disp. total de ruido a la salida}}{\text{Pot. disp. de ruido a la entrada} \times G_d}$$

Comentarios:

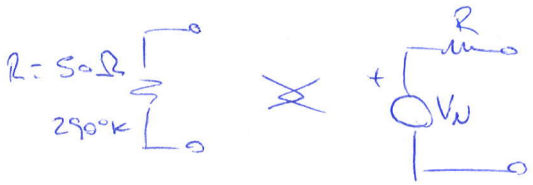
i) Se podría trabajar también con potencias entregadas a cualquier Z_L

ii) Es más importante $T=290°K$ que $R=50\,\Omega$:



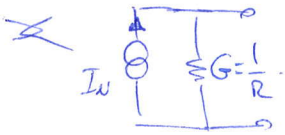
Suponemos RAE, RAS no introducen ruido, por lo que no cambian las potencias disponibles de ruido

VCM



$$\overline{V_N^2} = 4kTR\Delta f$$

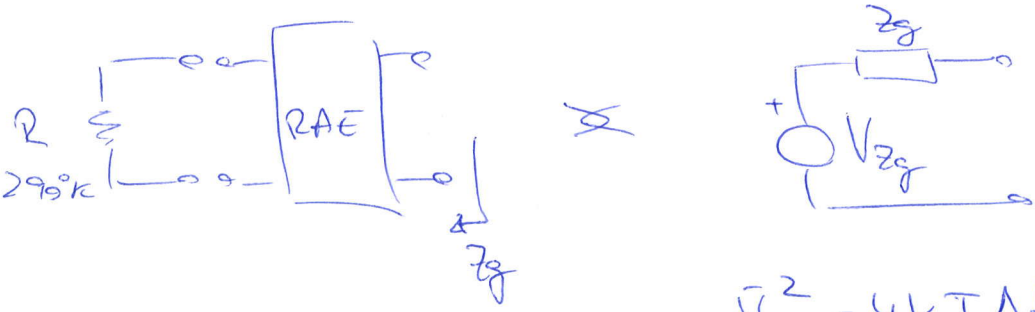
$$kT\Big|_{T=290°K} = 4\cdot 10^{-21}\ W/Hz$$



$$\overline{I_N^2} = 4kT\Delta f\, G$$

$$= -174\ dBm/Hz$$

$$\boxed{P_N = \frac{\overline{V_N^2}}{4R} = kT\Delta f}$$ → depende de T, no de R

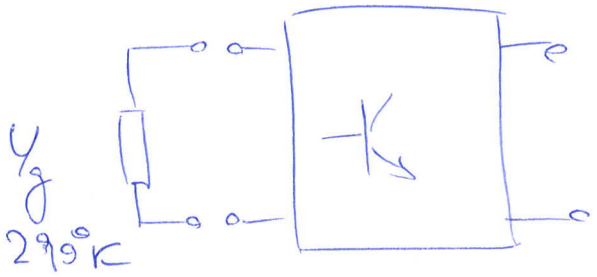


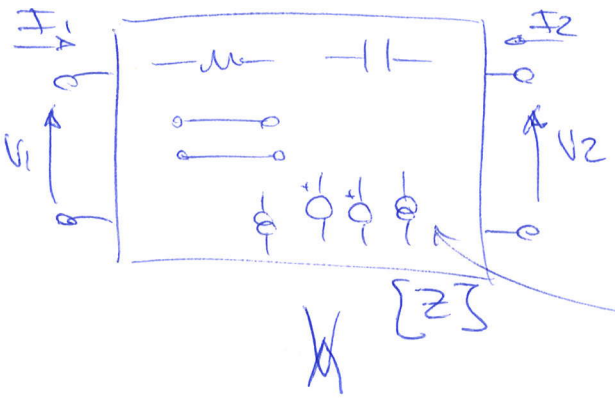
$$\overline{V_{Z_g}^2} = 4kT\Delta f\, Re(Z_g)$$

$$P_N = kT\Delta f$$

Lo que se ponga a la salida es irrelevante para el cálculo de F.

- Cálculo de la figura de ruido

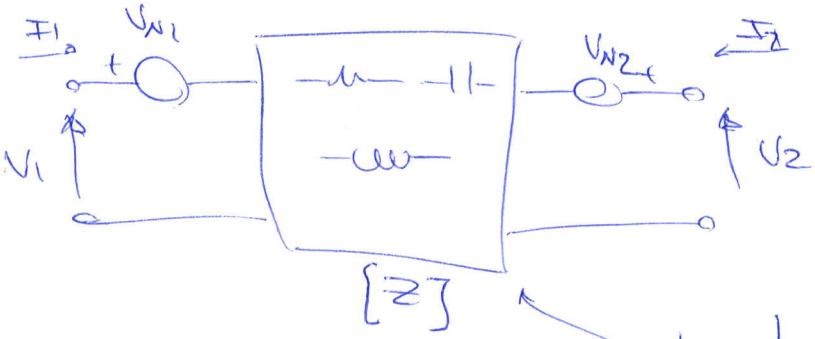




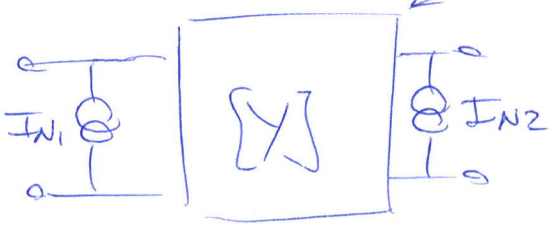
$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + V_{N1}$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + V_{N2}$$

con fuentes independientes de ruido



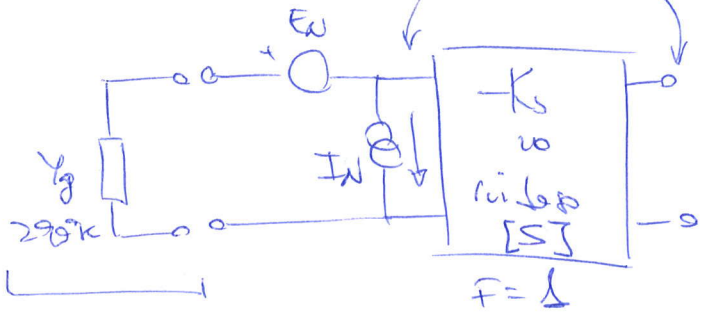
biguerta con ruidosa y sin fuentes independientes

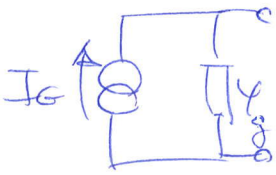


Hay otra forma de expresarlo con parámetros ABCD:

esto es lo que vamos a usar porque tiene los ruidos referidos a la entrada

misma figura de ruido



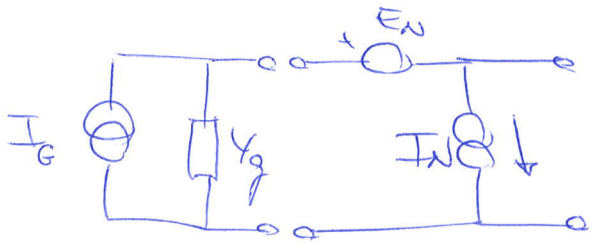


$$\overline{I_G^2} = 4kT\Delta f G_g$$

$T = 290°K$

$G_g = Re(Y_g)$

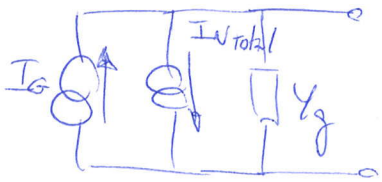
equivalente



⚠ E_N e I_N están correlados

transformar E_N a la forma Norton

$I_{N\,total} = I_N + E_N \cdot Y_g$



Ruido externo $\rightarrow I_G$

Ruido interno $\rightarrow I_{N\,total}$

$$\Rightarrow F = \frac{\overline{(I_G + I_{N\,total})^2}}{\overline{I_G^2}}$$

I_G e I_{Ntotal} están incorrelados $\Rightarrow \overline{I_G + I_{Ntotal}}^2 = \overline{I_G}^2 + \overline{I_{Ntotal}}^2$

$$\boxed{F = 1 + \frac{\overline{I_{Ntotal}}^2}{\overline{I_G}^2}}$$

buscamos cómo hacer mínima la expresión $\rightarrow$ optimizar Y_g

I_N, E_N correlados $\longrightarrow$ diseño de Y_g de forma que I_{Ntotal} sea la más pequeña posible.

$$\overline{I_{Ntotal}}^2 = \overline{(E_N Y_g + I_N)}^2 = (I_N + E_N Y_g)(I_N^* + E_N^* Y_g^*) =$$

$$= \overline{I_N}^2 + |Y_g|^2 \overline{E_N}^2 + Y_g \overline{E_N I_N^*} + Y_g^* \overline{E_N^* I_N}$$

· admitancia de corrección: $Y_Y = \dfrac{\overline{E_N^* I_N}}{\overline{E_N}^2}$

· resistencia equivalente del generador E_N: $\overline{E_N}^2 = 4KT\Delta f \underline{R_N}$

· conductancia equivalente de la parte incorrelada del generador de corriente:

$$\overline{I_N}^2 = |Y_Y|^2 \overline{E_N}^2 + 4KT\Delta f \underline{G_N}$$

$$\Rightarrow \overline{I_{Ntotal}}^2 = 4KT\Delta f \left(G_N + R_N |Y_g + Y_Y|^2 \right)$$

- Figura de ruido total:

$$\boxed{F = 1 + \frac{G_N}{G_g} + \frac{R_N}{G_g}\left((G_g + G_\gamma)^2 + (B_g + B_\gamma)^2\right)}$$

Parámetros: $Y_g = G_g + jB_g$

$Y_\gamma = G_\gamma + jB_\gamma$

R_N / G_N

- ¿Cómo elegir Y_g para mínimo ruido?
- ¿Cuál es el lugar geométrico de F=cte en el plano de entrada?

$$Y_g\Big|_{\substack{\text{mínimo}\\ \text{ruido}}} = Y_m = G_m + jB_m$$

$$\longrightarrow \boxed{B_m = -B_\gamma}$$

$$\longrightarrow F = 1 + \frac{G_N}{G_g} + \frac{R_N}{G_g}(G_g + G_\gamma)^2 \rightarrow \frac{dF}{dG_g} = 0$$

$$\boxed{G_g\Big|_{\substack{\text{máximo}\\ \text{ruido}}} = G_m = \sqrt{G_\gamma^2 + \frac{G_N}{R_N}}}$$

$$\boxed{F_{min} = F_m = 1 + 2R_N(G_\gamma + G_m)}$$

$$\boxed{F = F_{min} + \frac{R_N}{G_g}\left|Y_g + Y_m\right|^2}$$

<u>Parámetros:</u> R_N, F_{min}, Y_m — Son los que se sólen usar en las hojas de características

Trabajando en impedancias:

$$\boxed{F = F_m + \frac{R_N/|Z_m|^2}{R_m}\left|Z_g + Z_m\right|^2}$$

$$Z_m = \frac{1}{Y_m} = R_m + jX_m$$

$$Z_g = \frac{1}{Y_g} = R_g + jX_g$$

También se puede expresar en función de los coeficientes de reflexión:

$$\boxed{F = F_{min} + 4 r_N \frac{|\Gamma_g - \Gamma_m|^2}{(1-|\Gamma_g|^2)|1+\Gamma_m|^2}} \qquad r_N = \frac{R_N}{Z_0}$$

Curvas $F = cte \longrightarrow$ círculos

3.2- CÍRCULOS DE FIGURA DE RUIDO CONSTANTE

$$N = \frac{F - F_m}{4 r_N} |1+\Gamma_m|^2 = \frac{|\Gamma_g - \Gamma_m|^2}{1 - |\Gamma_g|^2}$$

N sólo depende del transistor

$$\Gamma_g \Gamma_g^* - \underbrace{\frac{\Gamma_m}{N+1}}_{\text{centro}} \Gamma_g^* - \frac{\Gamma_m^*}{N+1} \Gamma_g + \underbrace{\frac{|\Gamma_m|^2 - N}{1+N}}_{|\text{centro}|^2 - \text{radio}^2} = 0$$

$$\boxed{\begin{aligned} C_{gF} &= \frac{\Gamma_m}{N+1} \\ R_{gF} &= \frac{\sqrt{N^2 - N(1-|\Gamma_m|^2)}}{1+N} \end{aligned}}$$

Ej $\longrightarrow$ (* 2.18 *)

$$F = F_m \Rightarrow N = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{gF} = \Gamma_m \\ R_{gF} = 0 \end{cases}$$

$N \in \mathbb{R} \Rightarrow$ todas las C_{gF} tienen la misma fase

$$F \to \infty,\ N \to \infty \Rightarrow \begin{cases} C_{gF} \to 0 \\ R_{gF} \to 1 \end{cases}$$

borde de la carta de Smith

Ejemplo: (* 2.35 - 2.38 *)

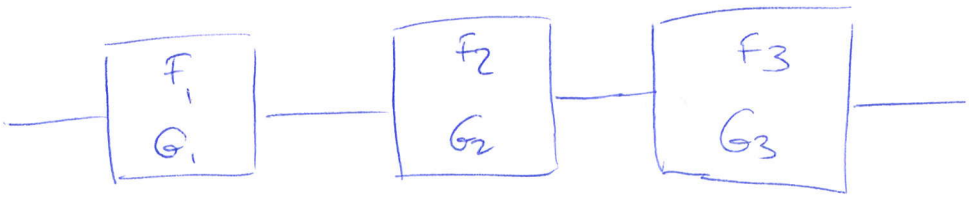
Corte de circulos $F = cte$ o $G_L = cte \to$ (* 2.19 *)

↳ no siempre $\Gamma_g^A = \Gamma_m$

↳ compromiso ruido-ganancia

3.3 - FIGURA DE MERITO: CONEXIÓN DE AMPLIFICADORES EN CASCADA

- medida de ruido: FM.



$$\boxed{F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}}$$

Suponemos una cadena infinita del mismo amplificador:

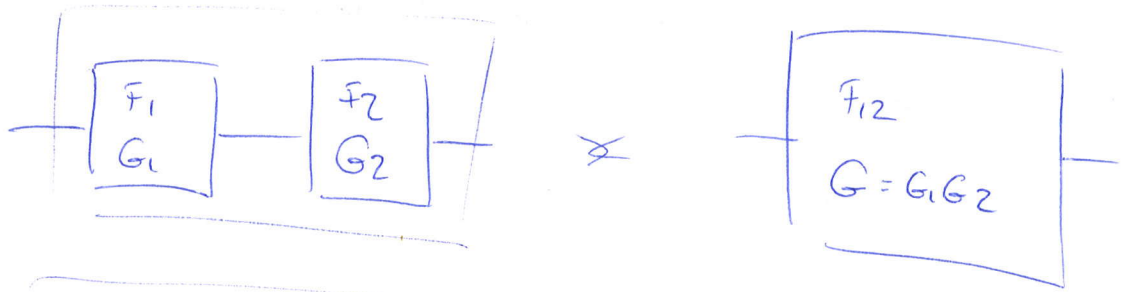
$$F_T = F_1 + \frac{F_1 - 1}{G_1} + \frac{F_1 - 1}{G_1^2} + \dots$$

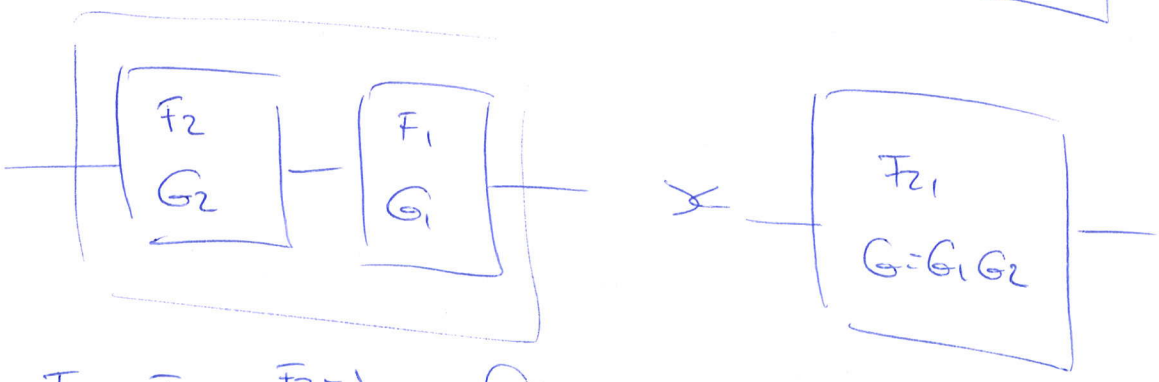
$$F_T - 1 = F_1 - 1 + \frac{F_1 - 1}{G_1} + \frac{F_1 - 1}{G_1^2} + \dots$$

$$= \frac{F_1 - 1}{1 - G_1^{-1}}$$

$$\boxed{FM = F_T - 1 = \frac{F - 1}{1 - 1/G}}$$ MEDIDA DE RUIDO

Nos da el amplificador que hay que colocar primero en una cadena, el que tenga menor FM.





$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$ Si $FM_1 < FM_2 \Rightarrow F_{12} < F_{21}$

$$F_{21} = F_2 + \frac{F_1 - 1}{G_2}$$

$F = F(T_g)$, $G_d = G_d(T_g) \Longrightarrow FM = FM(T_g)$
(a efectos de diseño)

¿lugar geométrico de $FM = cte$? $\longrightarrow$ círculos (no los vemos)

3.4.- METODOLOGÍA DE DISEÑO

- Diseño de banda estrecha y baja ruido
- Pueden pedir:

1.- $F = F_i$

2.- $F = F_i$ y G_t máxima disponible

3.- $F = F_i$ y $G_t = G_{t_i}$

1.- En el caso 1, basta con mirar los círculos de ruido constante, mirando T_g que caiga en zona estable.
Si no se pide nada más, $T_L = T_{sal}^*$

2.- Si nos piden $F = F_i$ y G_t máxima: $G_t = G_d \mathcal{M}_L$, se hace $\mathcal{M}_L = 1$ ($T_L = T_{sal}^*$), elegir la T_g de la curva para que aporte G_d mayor

Hay que tomar T_g máxima a la MAG para tener máxima ganancia disponible.

Curvas: $F = cte$
$G_d = cte$

- También se puede hacer $COE_{iL} = 1$ ($M_g = 1$), entonces hay que trasladar los círculos $G_p = cte$ del plano Γ_L al Γ_g:

$$\Gamma_g = \Gamma_{in}^* = \left(S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right)^*$$

3.- Nos piden $F = F_i$ y $G_t = G_{ti}$, así que optamos por una de las 2 cosas:

$\longrightarrow COE_{out} = 1$, $M_L = 1$

$\longrightarrow COE_{in} = 1$, $M_g = 1$

Si hacemos $COE_{in} = 1$, $M_g = 1$, $G_t = G_p$:

- Plano $\Gamma_L \rightarrow G_p = cte$
- Transformar al plano $\Gamma_g \rightarrow \Gamma_g = \left(S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right)^*$
- Plano $\Gamma_g \rightarrow G_p = cte$ + $F = cte$

  $\Rightarrow$ seleccionar Γ_g

- Volver a Γ_L para obtener Γ_L correspondiente a ese Γ_g

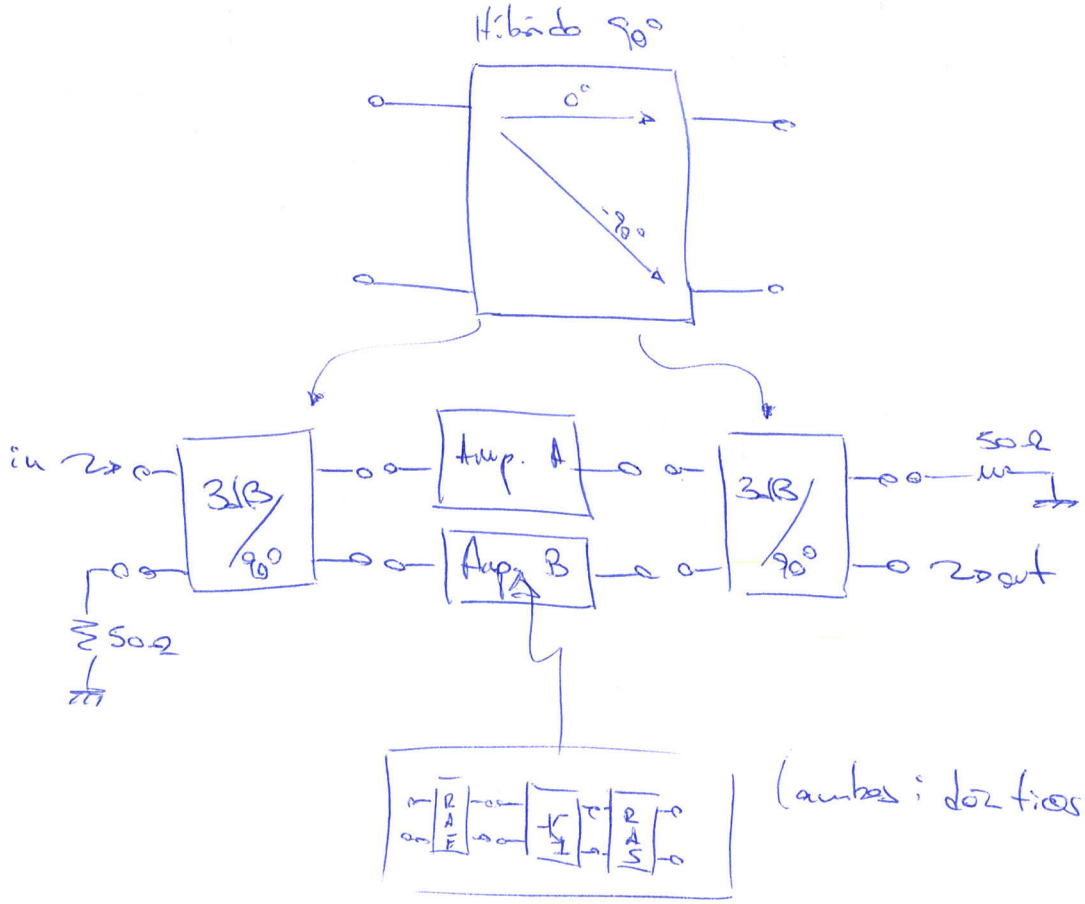
- Una última opción es usar la estrategia de COEs compuestos, que requiere usar ordenador.

4.- AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA

5.- AMPLIFICADORES BALANCEADOS

Permiten diseñar con CQEs de entrada y salida unidad, independientemente de las técnicas utilizadas en el diseño (ej: banda ancha).

Se basan en el siguiente dispositivo:



(ambos: dos tipos, generales)

Así se garantiza que la impedancia de entrada y salida sea 50 Ω

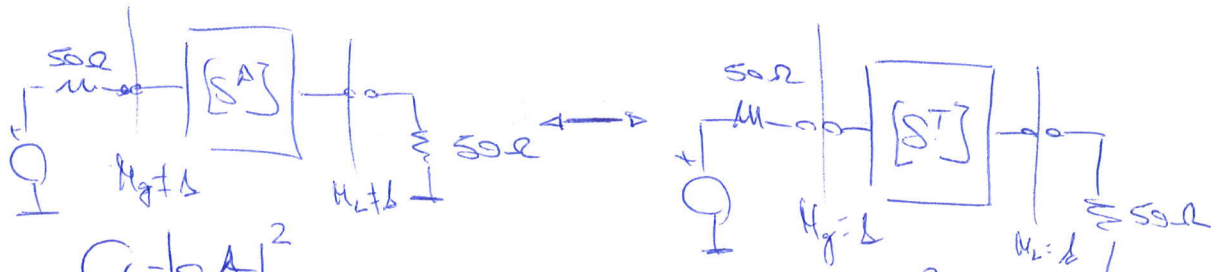
Amplificador A → $[S^A]$

Amplificador B → $[S^B]$ $\Big\}$ $[S^A] = [S^B]$

$[S^T] \rightarrow \quad S_{11}^T = 0 \qquad S_{21}^T = S_{21}^A = S_{21}^B$

$\qquad\qquad\quad S_{22}^T = 0 \qquad S_{12}^T = S_{12}^A = S_{12}^B$

(situación ideal) → híbrido y amplificadores ideales e idénticos



$G_t = |S_{21}^A|^2$

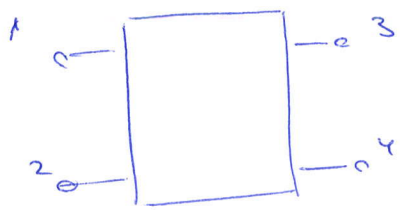
$COE_{in}, COE_{sal} \neq 1$

$G_t = |S_{21}^T|^2$

$COE_{in} = COE_{sal} = 1$

Se conserva el empaltamiento en ganancia, pero no en COEs

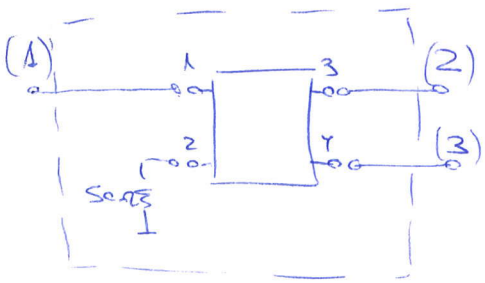
- Híbridos de 3dB y 90º:



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

(ideal, a la frecuencia de diseño)

Triplete equivalente a 2 a 50Ω:



quitar fila 2 y columna 2 →

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

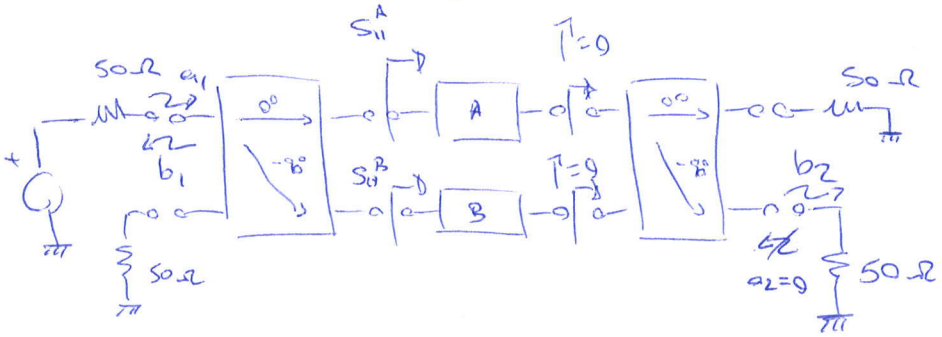
$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_2 - j a_3)$

$b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_1$

$b_3 = -j \frac{1}{\sqrt{2}} a_1$

Si se adapta el puerto 1, los otros 2 quedan automáticamente adaptados.

- Análisis del amplificador balanceado:



$$S_{11}^T = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$$

$$S_{21}^T = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_2=0}$$

$$b_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}}\frac{a_1}{\sqrt{2}} S_{21}^A + \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{-j a_1}{\sqrt{2}} S_{21}^B = -\frac{j}{2}\left(S_{21}^A + S_{21}^B\right) a_1$$

$$\boxed{S_{21}^T = -j/2\left(S_{21}^A + S_{21}^B\right)}$$

Si tenemos amplificadores gemelos:

$$S_{21}^T = -j\, S_{21}^A$$

$$b_1 = \frac{a_1}{2} S_{11}^A - j\frac{a_1}{2} S_{11}^B \cdot (-j) = \frac{a_1}{2}\left(S_{11}^A - S_{11}^B\right)$$

$$\boxed{S_{11}^T = \frac{1}{2}\left(S_{11}^A - S_{11}^B\right)} \xrightarrow{\text{gemelos}} S_{11}^T = 0$$

$$\boxed{S_{22}^{T} = \frac{1}{2}\left(S_{22}^{A} - S_{22}^{B}\right)} \qquad \boxed{S_{12}^{T} = -\frac{i}{2}\left(S_{21}^{A} + S_{21}^{B}\right)}$$

Ventajas:

- Doble manejo de potencia que cada amplificador por separado.
- Diversidad: si se cosa uno de los amplificadores, el sistema sigue funcionando (con menos ganancia, diferente COE, etc.)

Desventajas:

- Duplica el número de componentes y necesita híbridos, por lo que es más complejo.
- Tamaño
- Consumen más continua para la misma ganancia

Problemas:

- Conseguir 2 amplificadores idénticos. En tecnología integrada (monolítica) es poco importante, no así en híbrida
- Ancho de banda del híbrido limitado.

- Realización de filtros:

(* 2.25 *)

- Branch-Line:

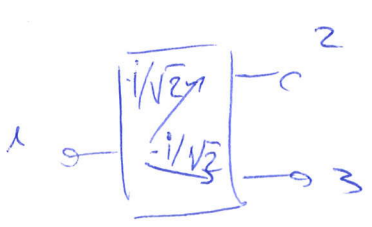
✓ Fácil de construir
✓ Poco sensible a errores de fabricación
✗ Ancho de banda pequeño

- Lange:

✗ Difícil de construir
✗ Poco repetible (los hilos de las puentes)
✗ Muy sensible a fallos de fabricación
✓ Mucho más ancho de banda que Branch-Line

(* 2.26 *)

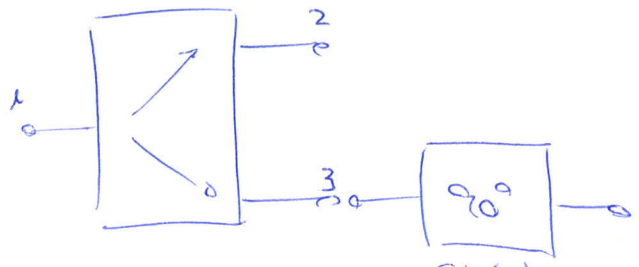
- Divisor de potencia: dispositivo de 3 puertos



$$S = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & -i & -i \\ -i & 0 & 0 \\ -i & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

✗ No da 90° de desfase

Solución:



(X4)

desfasador de 90°

$\Downarrow$

banda muy estrecha (inferior al Branch-Line)

Ejercicio:

Calcular el COE$_{in}$ de un amplificador balanceado bajo las siguientes hipótesis:

i) Híbridos ideales

ii) Amplificadores no idénticos:

$$S_{11}^{A} = |S_{11}| e^{j\delta}$$
$$S_{11}^{B} = |S_{11}| e^{j(\delta + \Delta\delta)} \qquad (* \; 2.24 \; *)$$

$$S_{11}^{T} = \frac{1}{2}\left(S_{11}^{A} - S_{11}^{B}\right) = \frac{1}{2}|S_{11}| e^{j\delta}\left(1 - e^{j\Delta\delta}\right)$$

$$COE_{IN} = \frac{1 + |S_{11}^{T}|}{1 - |S_{11}^{T}|} \qquad \underbrace{e^{j\frac{\Delta\delta}{2}}\left(e^{-j\frac{\Delta\delta}{2}} - e^{j\frac{\Delta\delta}{2}}\right)} = e^{j\frac{\Delta\delta}{2}} 2j \operatorname{sen}\frac{\Delta\delta}{2}$$

$$|S_{11}^{T}| = \frac{1}{2}|S_{11}| e^{j\delta}\left(1 - e^{j\Delta\delta}\right) = |S_{11}| \left|\operatorname{sen}\frac{\Delta\delta}{2}\right|$$

$$\boxed{COE_{IN} = \frac{1 + |S_{11}| \left|\operatorname{sen}\frac{\Delta\delta}{2}\right|}{1 - |S_{11}| \left|\operatorname{sen}\frac{\Delta\delta}{2}\right|}}$$

6.- AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN CLASE A

Hasta ahora hemos tratado de sacar la máxima ganancia a un TRT. Ahora queremos Γ_L, Γ_g que nos permitan obtener la máxima potencia de salida, aún teniendo ganancia elevada

Diseño en ganancia → $[S'_{tr}]$ (depende de Γ_L, Γ_g)

Diseño en ruido → $\Gamma_{in}, F_{min}, r_n$ (sólo depende de Γ_g)

lineal

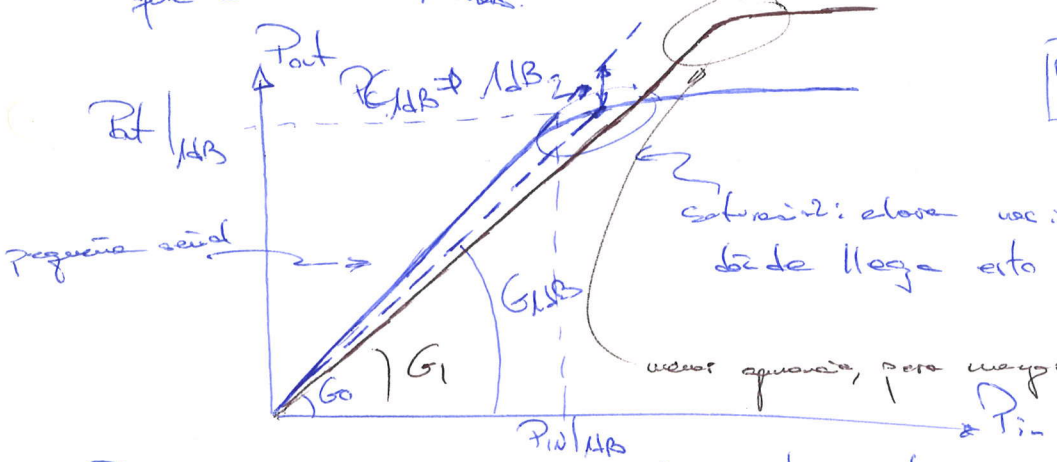
Máxima potencia de salida ⇒ saturación (no linealidad)

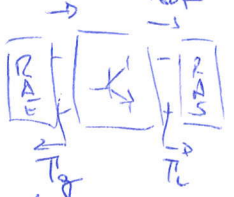
⇒ más complicado, ya que depende de cómo sea la no linealidad

Clase A → cuasilineal, llevado al límite de la no linealidad

→ compresión de ganancia

- Como primera aproximación este comportamiento sólo depende de Γ_L
- Existen curvas "lugar geométrico de impedancias Γ_L que dan una cierta potencia máxima", que son casi circulos.





saturación: ahora nos interesa saber hasta dónde llega esto

menor ganancia, pero mayor potencia de salida

- Punto de compresión de 1dB: punto en el que la diferencia entre la curva de potencia real y la esperada si la ganancia fuera lineal es de 1dB (80% de la potencia)

Por defecto, la potencia en el P_{1dB} es la de salida, y esta es la que consideramos como potencia máxima de un amplificador.

$$P_{out}\big|_{1dB} = G_{1dB} + P_{IN}\big|_{1dB}$$
$$P_{out}\big|_{1dB} = G_0 + P_{IN}\big|_{1dB} - 1dB$$
$$\Rightarrow \boxed{G_{1dB} = \frac{P_{out}\big|_{1dB}}{P_{IN}\big|_{1dB}} = G_0 - 1}$$

- Enfoque práctico:

PC_{1dB} sólo depende (casi) de Γ_L → curvas en Γ_L (*2.27*)

Asociado a el punto de polarización, distinto del de pequeña señal

- Metodología de diseño:

1.- Especifican una determinada potencia de salida, $P_{out}\big|_{1dB}$

2.- En gráficas seleccione Γ_L ⟹ se fija G_p, seleccionado PC_{1dB}

$$G_{1dB} = G_p - 1dB$$

3.- Máxima G_t ⟹ $\Gamma_g = \Gamma_{in}^*$. Régimen casi lineal, por lo que suponemos esto.

$$\delta_g = 1 \rightarrow G_t = G_p \Longrightarrow \underline{\text{adaptar la entrada}}$$

$$\Gamma_g = \left(S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right)^*$$

Habitualmente se superponen además las curvas de $G_p = cte$ para elegir mejor Γ_L. Esto es porque también pueden especificarnos la ganancia.

$COE_{in} = 1$

$COE_{out} = ?$

Si queremos $\underline{COE_{out} = 1}$, se procede igual, pero trasladando el $COE = 1$ de la entrada a la salida:

1.- Elegir Γ_L basándome en $G_p = cte$, $P_{1dB} = cte$

2.- Elegir Γ_g para adaptación de salida: $\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} = \Gamma_L^*$

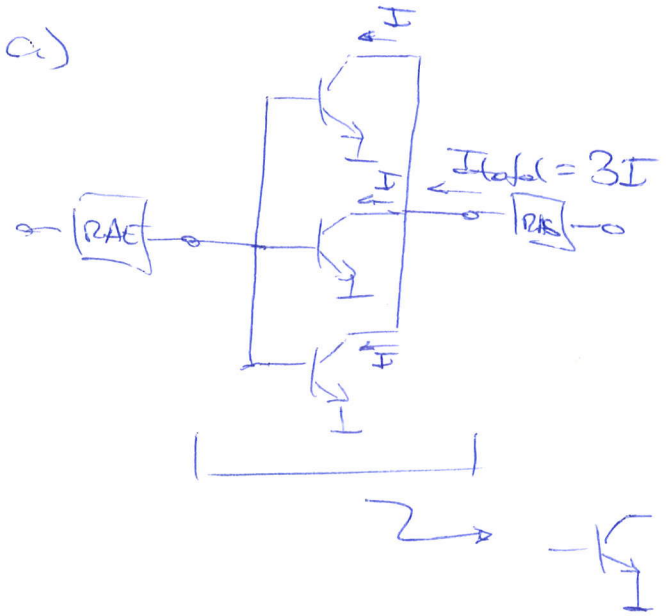
$$\Rightarrow \boxed{\Gamma_g = \frac{S_{22} - \Gamma_L^*}{\Delta - S_{11}\Gamma_L^*}} \quad ¡G_t \neq G_p! \quad G_t = \delta_g G_p$$

- COMBINACIÓN DE POTENCIA

a) Combinar dispositivos (trts)

b) Combinar amplificadores

a)



Pero vez se usa con trts discretos:

× difícil trts iguales

× Z_{in} ↓↓ ⇒ difícil adaptar

× Si falla un trt, falla todo

Ej.: FLK022XP (de Fujitsu), 250 mW
FLK052XP 500 mW
FLK202XV 1,7 W

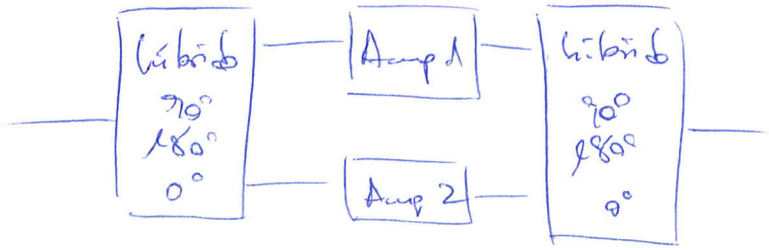
× 2 trts
× 8 trts

→ en integrados sí se usa

---

b) Técnicas de combinación de potencia propiamente dichas

- diseñar amplificadores independientes
- combinarlos con híbrido de 180°, 90° o 0° (Wilkinson)



$P_{sal} = N \cdot P_{amp}$

✓ 90° → bajo COE_{out}

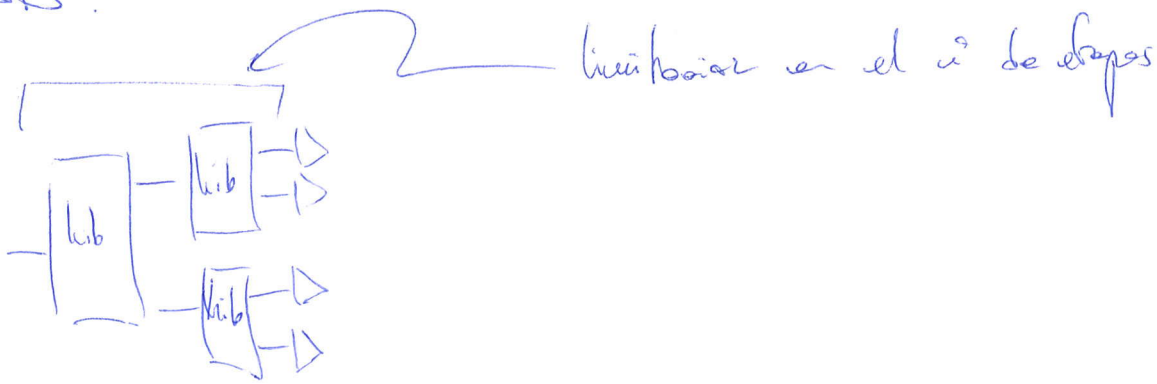
✓ robusto: si falla un trf no falla todo (↓ prestaciones)

× Tamaño y complejidad

× Dificultad

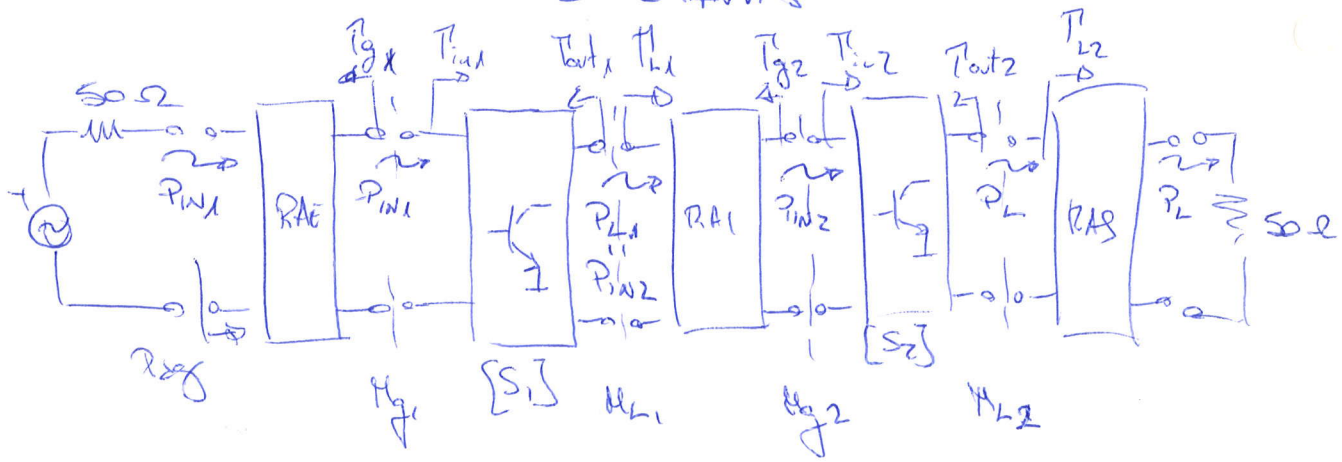
× Pérdidas de las híbridas

+6 dB:



Ejemplo: (el de siempre)

7.- AMPLIFICADORES DE 2 ETAPAS



antes → obtener Γ_g, Γ_L // ahora → Γ_{g1}, Γ_{L1} ; Γ_{g2}, Γ_{L2}

pero no tenemos 4 grados de libertad → $\boxed{\mu_{L1} = \mu_{g2}}$

- Tipos de diseño:

a) Mínima figura de ruido

b) Máxima potencia de salida

c) Máxima ganancia

Redes de adaptación sin pérdidas

- Ganancia: Relaciones de potencia

$$\boxed{G_p = \frac{P_L}{P_{IN1}} = \frac{P_L}{P_{IN2}} \cdot \frac{P_{IN2}}{P_{IN1}} = G_{p1} \cdot G_{p2}}$$

$$\boxed{G_d = G_{d1} \cdot G_{d2}}$$

$$\boxed{G_t = \frac{P_L}{P_{dg}} = \frac{P_L}{P_{IN1}} \frac{P_{IN1}}{P_{dg}} = \frac{P_L}{P_{IN1}} M_{g1} = G_p \cdot M_{g1} = M_{g1} G_{p1} G_{p2}}$$

$$G_t = G_{d1} G_{d2} M_{L2} = G_{t1} G_{p2} = G_{d1} M_{L1} G_{p2}$$

- Diseño bajo especificaciones de ganancia:

En general (pequeña señal), no es importante el orden de los transistores.

2 Casos:

a) Incondicionalmente estables:

→ diseñar ambos para MAG

→ RAI realizable

$$\begin{cases} \Gamma_{L1}^{a}, \Gamma_{g1}^{a} \\ \Gamma_{L2}^{a}, \Gamma_{g2}^{a} \end{cases}$$ → adaptacion conjugada en todos los planos

$G_t = G_{t1} \cdot G_{t2}$ (porque hay adaptacion)

$= MAG_1 \cdot MAG_2$

b) Condicionalmente estables o $G_t < MAG$

→ no todos los planos adaptados

→ $G_t = G_{s1} \cdot M_{L1} \cdot G_{p2}$

3 grados de libertad

→ lo normal es hacer $M_{L1} = 1$

1.- Dibujar curvas estabilidad y $G_{s1} = cte$ en Γ_{g1}

2.- Seleccionar Γ_{g1} según G_{s1} deseada

3.- Dibujar curvas estabilidad y $G_{p2} = cte$ en Γ_{L2}

4.- Seleccionar Γ_{L2} según G_{p2} deseada

5.- Forzar $M_L = 1 \Rightarrow$ RAI

$\Gamma_{L2} \rightarrow \Gamma_{IN2} \rightarrow \Gamma_{g2} = \Gamma_{IN2}^{*}$

$\Gamma_{g1} \rightarrow \Gamma_{out1} \rightarrow \Gamma_{L1} = \Gamma_{out1}^{*}$

Si $M_{L1} \neq 1$ se puede llegar a soluciones imposibles a la hora de diseñar RAI

Otra posibilidad:

$\rightarrow G_t = G_{d1} \cdot G_{d2} \cdot M_{L2}$

Se trabaja en las curvas $G_{d1} = cte$ y $G_{d2} = cte$, haciendo $M_{L2} = 1$ (salida adaptada)

$G_{d1} \rightarrow T_{g1}$

$G_{d2} \rightarrow T_{g2}$

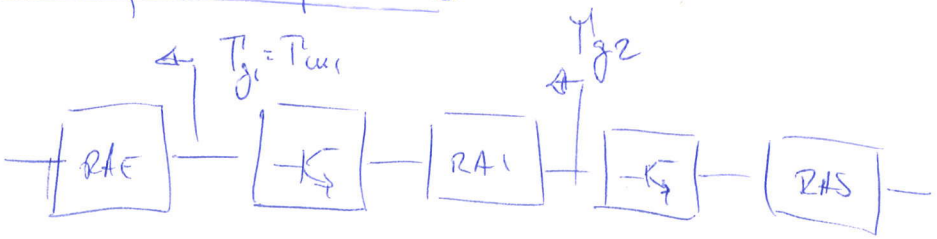
T_{out1} $\Big\} \rightarrow T_{L1} = DRAI$

$T_{g2} \rightarrow T_{out2} \rightarrow T_{L2} = T_{out2}^{*}$

$\rightarrow G_t = G_{p1} G_{p2} M_{g1}$, $M_{g1} = 1$

(...)

- Diseño para bajo ruido:



$T_{g2} \rightarrow$ curvas $F = cte$ + curvas $G_d = cte \Rightarrow T_{un2}$ u otros en mayor generalidad

$T_{g1} \rightarrow T_{out1}$

$\rightarrow$ RAI

$\mu_{L2} = 1 \Rightarrow \Gamma_{L2} = \Gamma_{ocf2}^{*}$

- Diseño para máxima potencia de salida.

TRT 2 $\longrightarrow$ mayor $P_{L\,1dB}$

TRT 1 $\longrightarrow$ suficiente P_L para poner TRT 2 en $P_{L\,1dB}$

1.- Fijar $\Gamma_{L2} = \Gamma_{Lp2}$

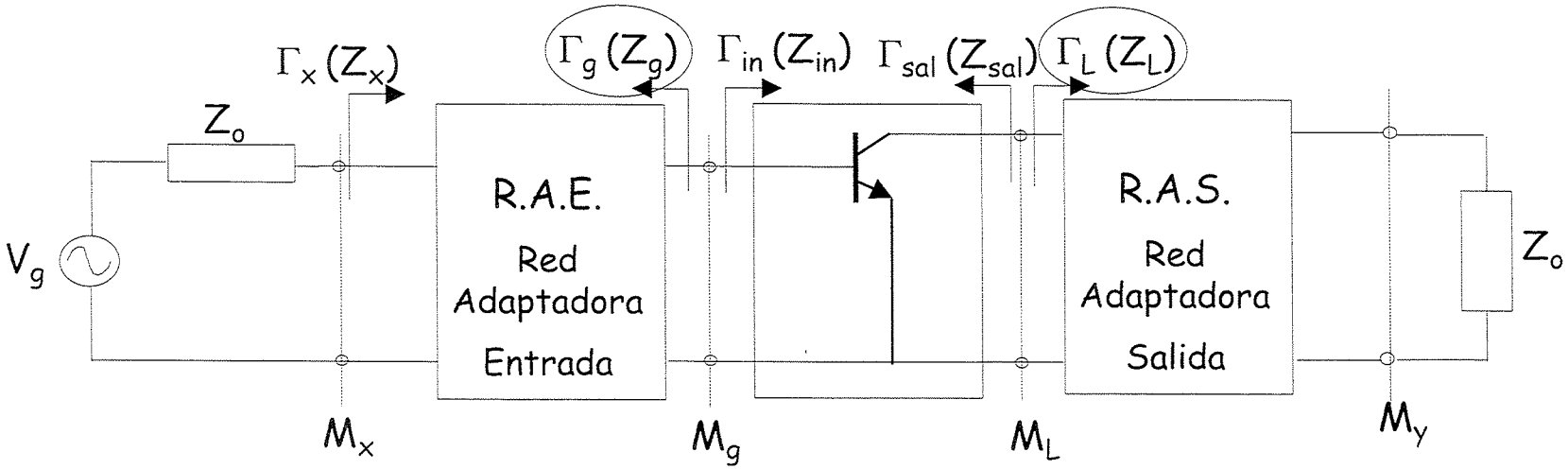
2.- Γ_{IN2}

3.- Se puede trabajar en curvas $G_{p1} = cte \rightarrow \Gamma_{L1} \Rightarrow$ RAI

4.- Γ_{IN1}

5.- $\mu_{g1} = 1 \Rightarrow \Gamma_{g1} = \Gamma_{IN1}^{*}$

Diseño de Amplificadores de Banda Estrecha bajo especificaciones de Ganancia: Planteamiento del Problema



Fijada la G_t a obtener $\Rightarrow$ ¿Z_g y Z_L?

Estabilidad Incondicional:

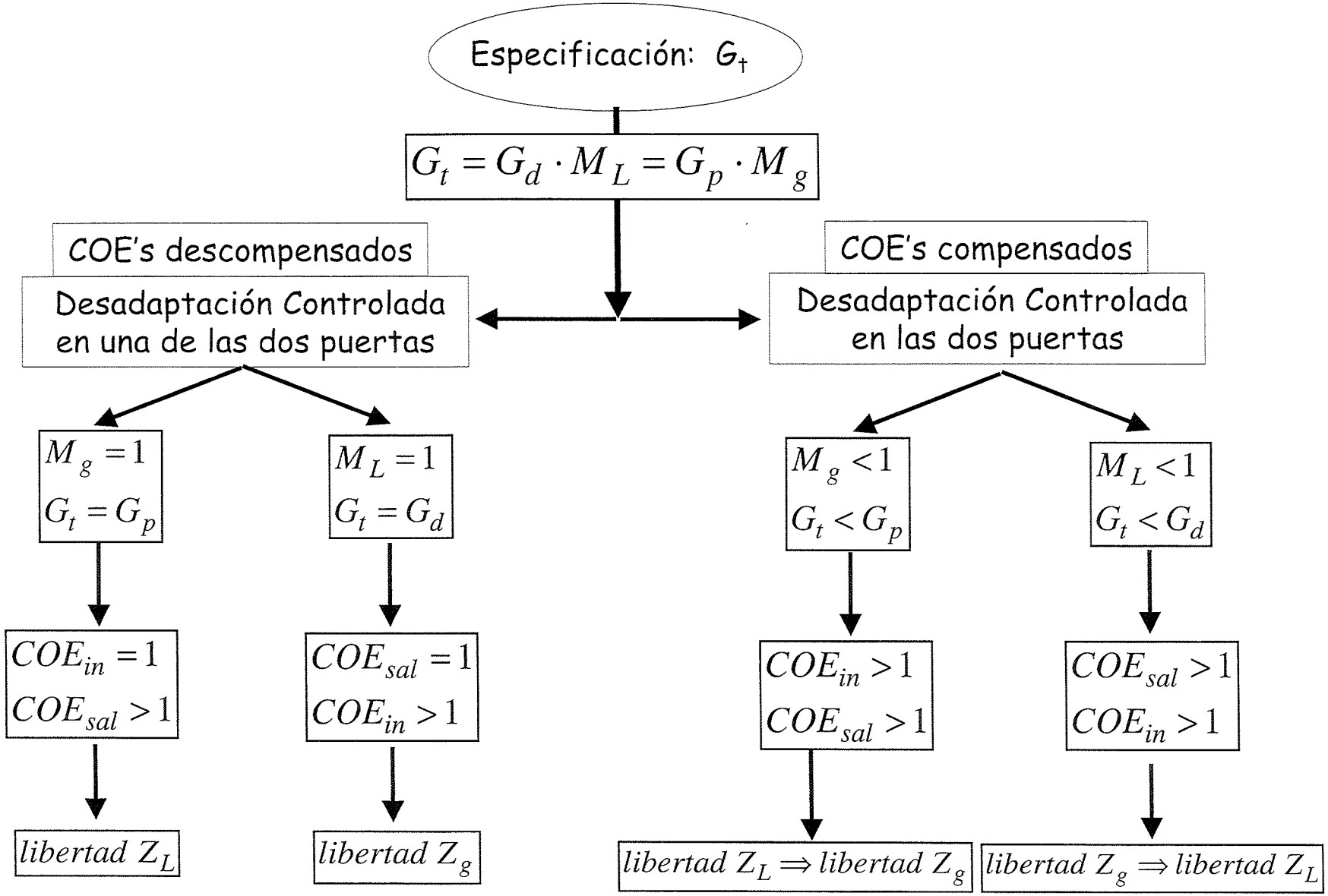
✓ $G_t \leq MAG$

Estabilidad Condicional:

✓ $G_t \leq MSG$

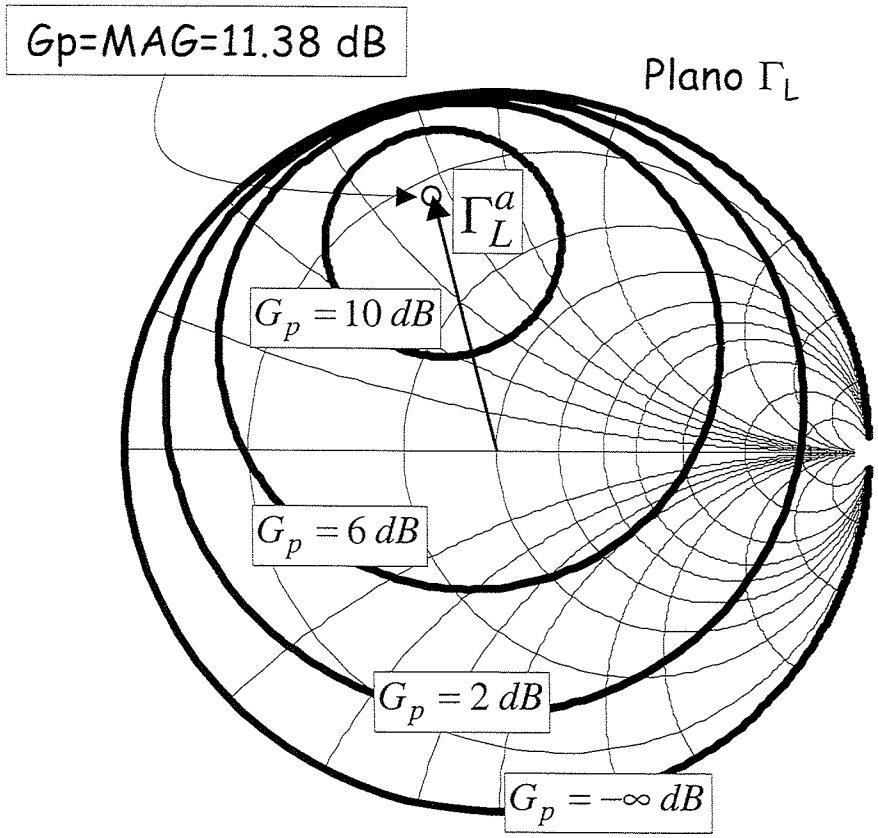
✓ Z_g y $Z_L \in$ Zona Estable

Diseño de Amplificadores de Banda Estrecha bajo especificaciones de Ganancia: Estrategia

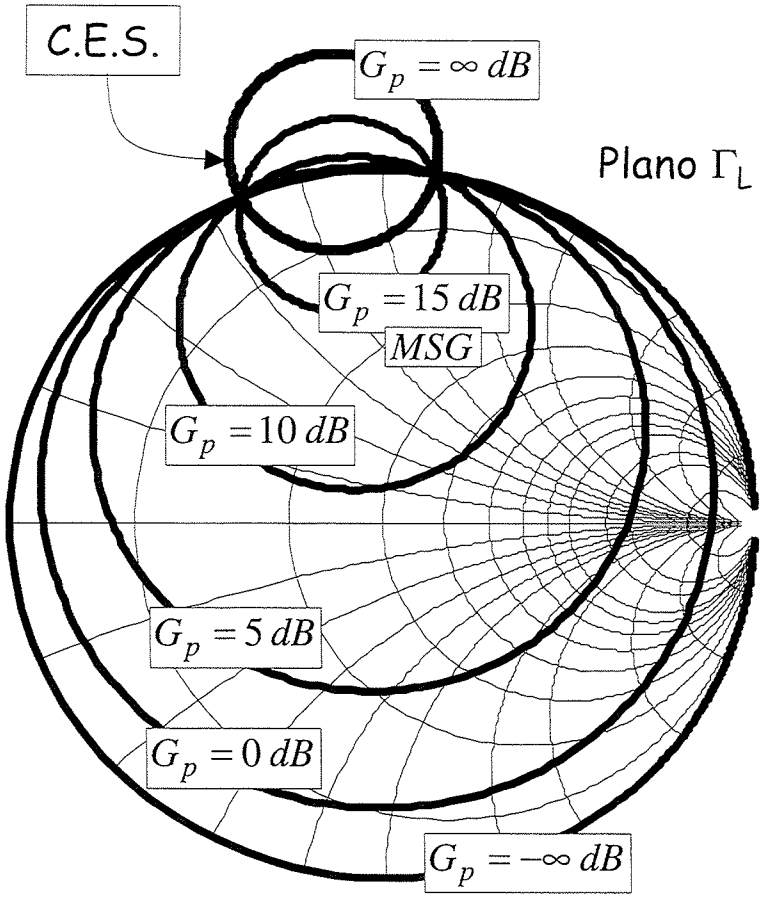


Diseño de Amplificadores de Banda Estrecha bajo especificaciones de Ganancia: Aspecto de las Curvas de Ganancia Constante

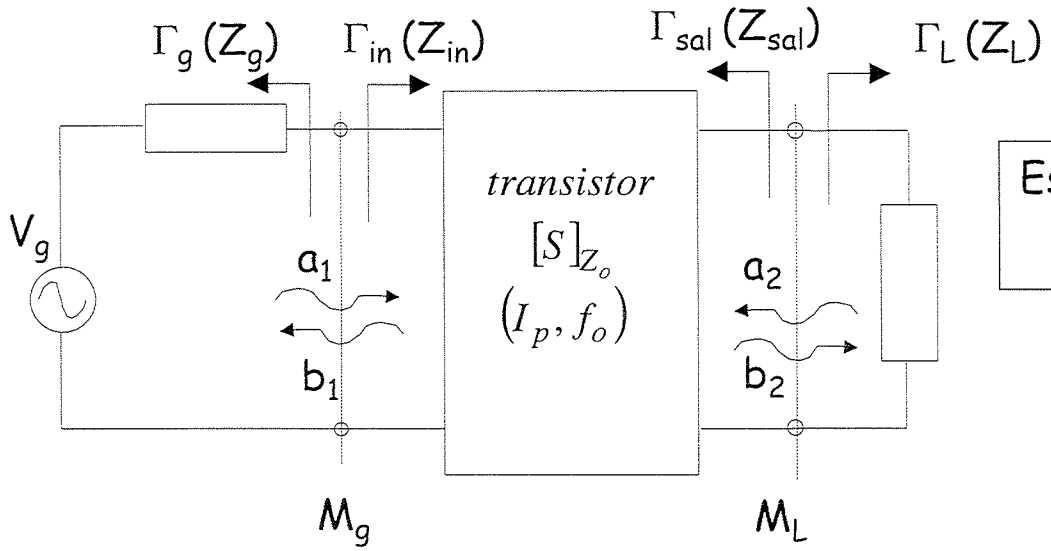
ESTABILIDAD INCONDICIONAL



ESTABILIDAD CONDICIONAL



Diseño de Amplificadores de Banda Estrecha bajo especificaciones de Ganancia: Procedimiento de Diseño



Especificaciones de Diseño:

Gt≤MAG

Procedimiento de diseño

ESTABILIDAD INCONDICIONAL

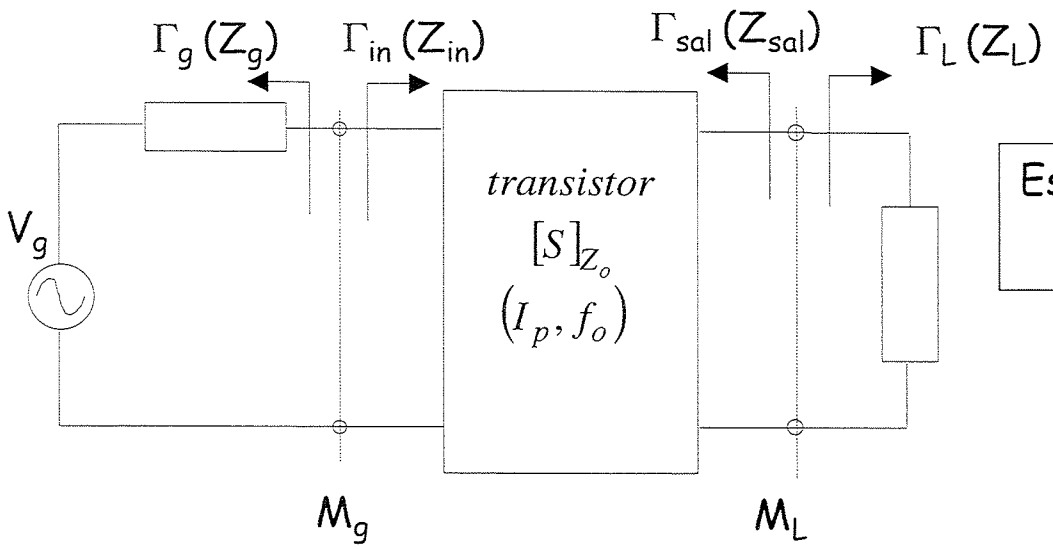
1.- Dibujar el círculo de Gp contante con Gp=Gt

2.- Elegir una $\Gamma_L(Z_L)$ perteneciente a dicho círculo

3.- Calcular el $\Gamma_{in}(Z_{in})$ correspondiente

4.- Elegir $\Gamma_g(Z_g)$ con la condición $\Gamma_g = \Gamma_{in}^*$ (Mg=1)

Diseño de Amplificadores de Banda Estrecha bajo especificaciones de Ganancia: Procedimiento de Diseño



Especificaciones de Diseño:

$G_t \leq MSG$

Procedimiento de diseño

ESTABILIDAD CONDICIONAL

1.- Dibujar el círculo de Gp contante con Gp=Gt y la Curva Estab. Salida

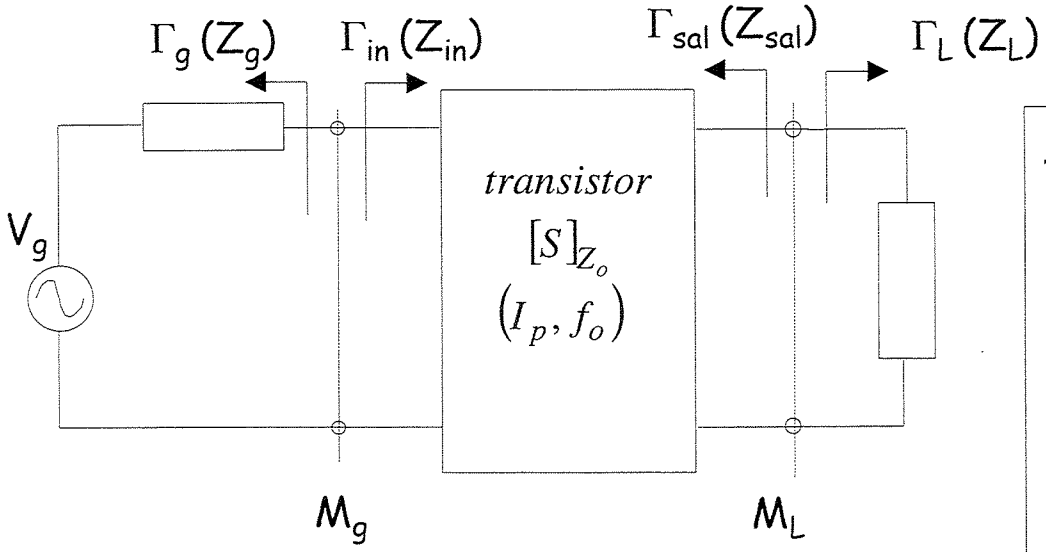
2.- Elegir una $\Gamma_L(Z_L)$ perteneciente a dicho círculo lo más alejada posible de la zona inestable

3.- Calcular el $\Gamma_{in}(Z_{in})$ correspondiente

4.- Pintar la Curva de Estabilidad a la Entrada

5.- Elegir $\Gamma_g(Z_g)$ con la condición $\Gamma_g = \Gamma_{in}^*$ (Mg=1) y perteneciente a la zona estable del plano Γ_g

EJEMPLO



TRANSISTOR ATF-36077 de Agilent

- fo= 8 GHz, Vds=1.5 V; Id=10 mA

$$[S]=\begin{bmatrix} 0.75_{-120^o} & 0.078_{8^o} \\ 3.820_{62^o} & 0.46_{-99^o} \end{bmatrix}$$

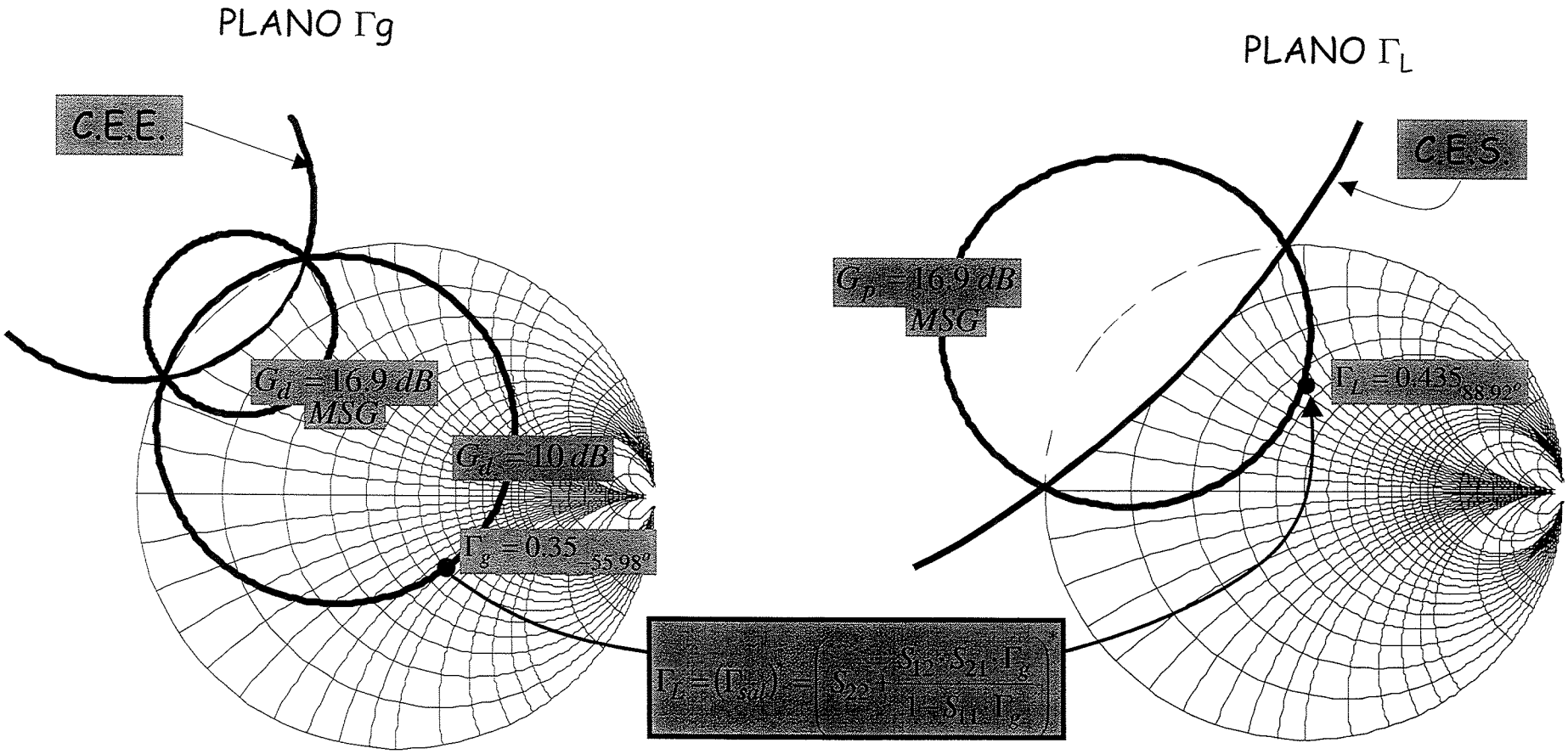
- Requisito: Gt=10 dB

1.- ¿ESTABILIDAD?

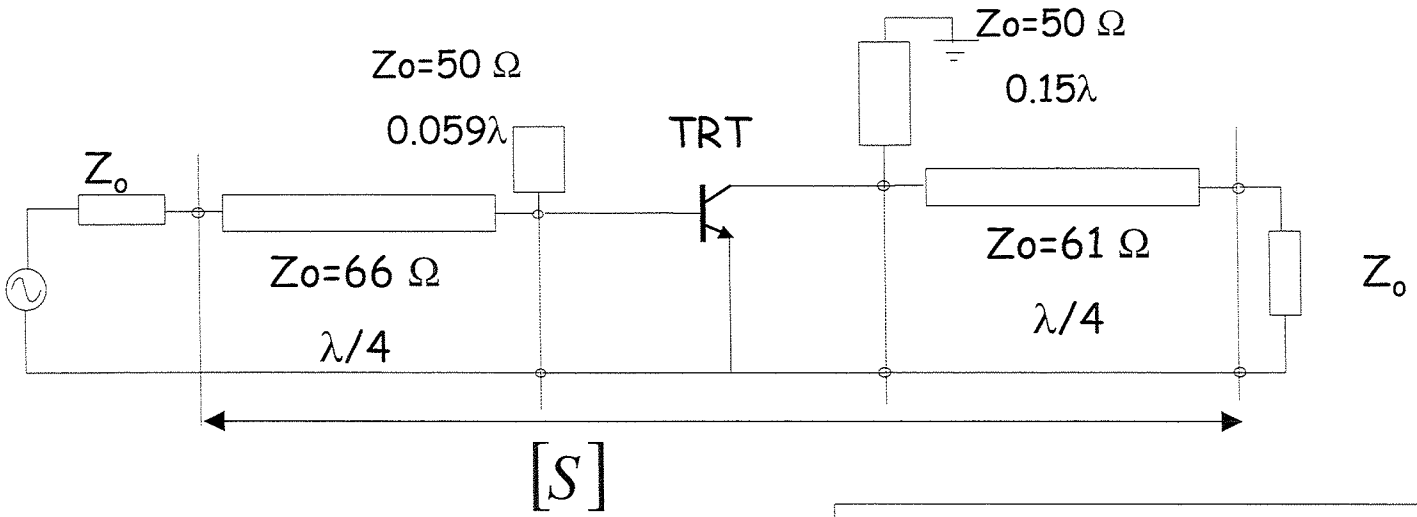
K=0.6155 $\Rightarrow$ Condicional

$$MSG=\left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|=16.90\,dB>10\,dB$$

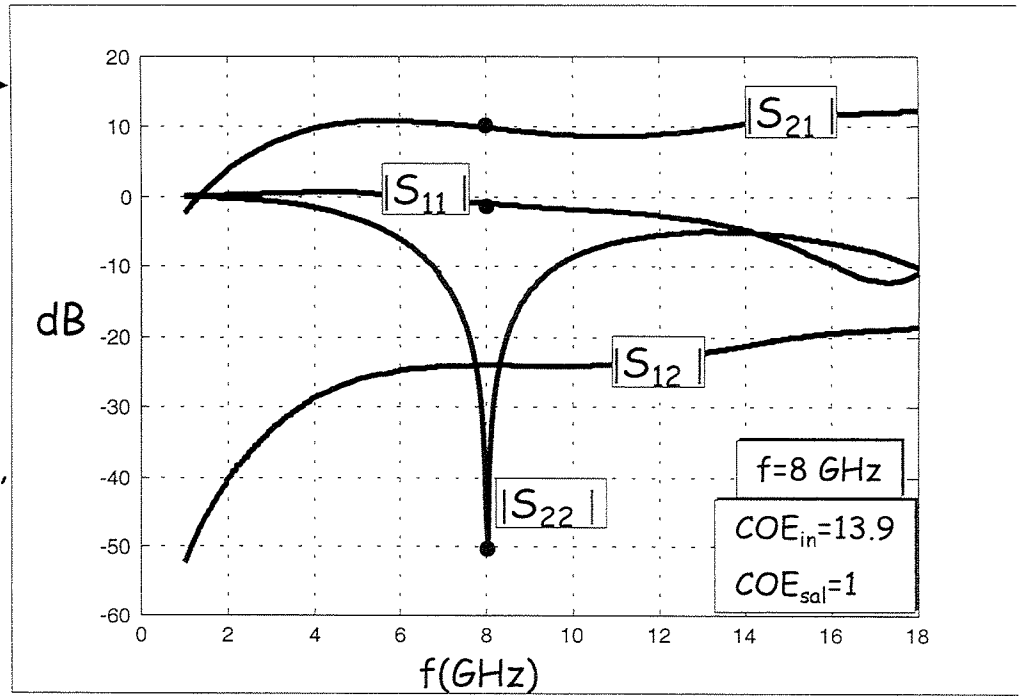
EJEMPLO: Elección de las impedancias de generador y carga



EJEMPLO: Esquema del Amplificador y Resultados



- Comportamiento esperado a la frecuencia de diseño
- COE`s muy descompensados
- Necesidad de comprobar la estabilidad en toda la banda
- ¿Más especificaciones?: Ruido,Potencia de salida, COE_{in} , COE_{sal} ,..., ⇒ nuevas herramientas



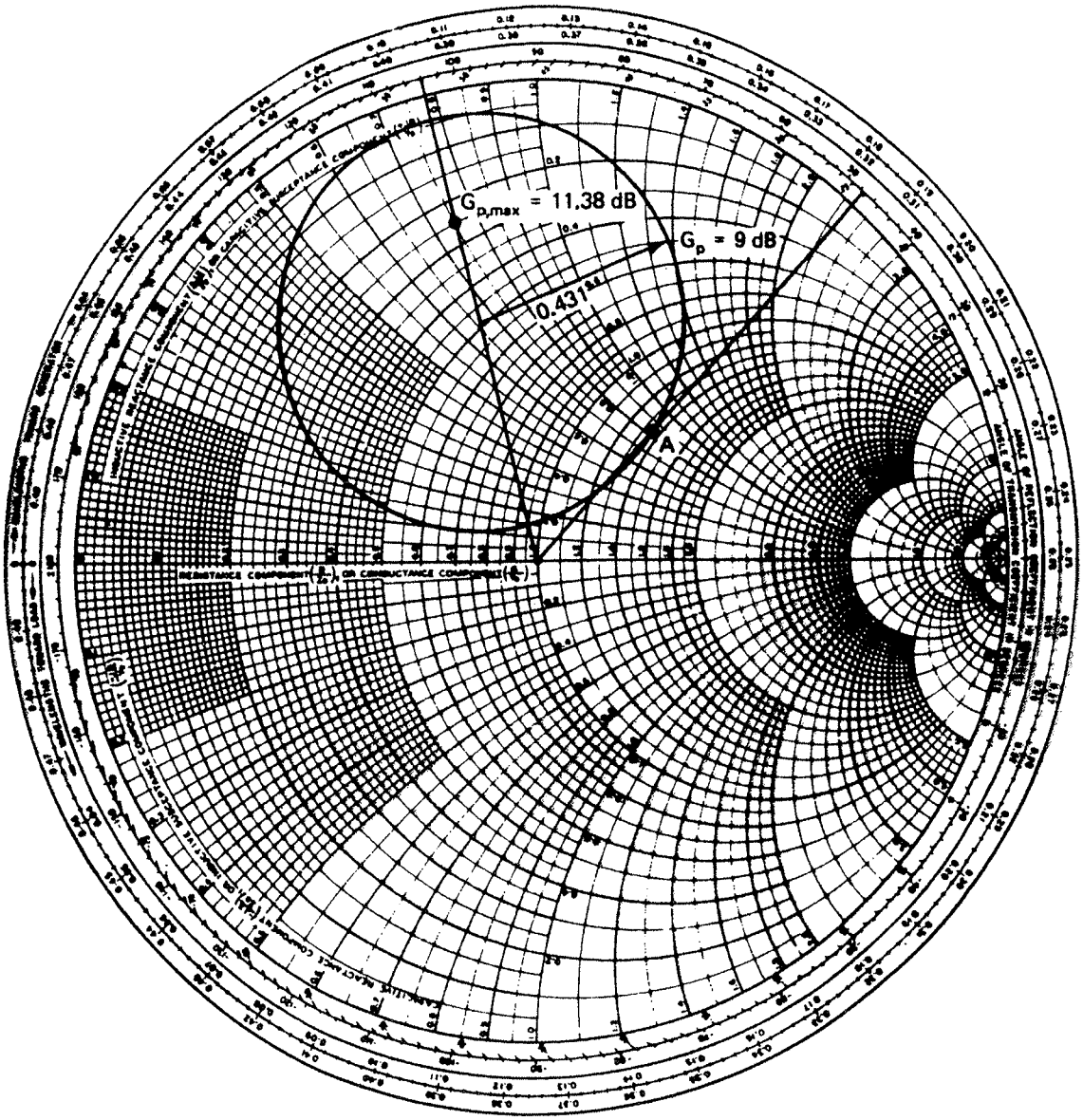


Figure 3.8.1 Operating power gain circle for $G_p = 9$ dB and location of $G_{p,max} =$ 11.38 dB.

2.10

Problema

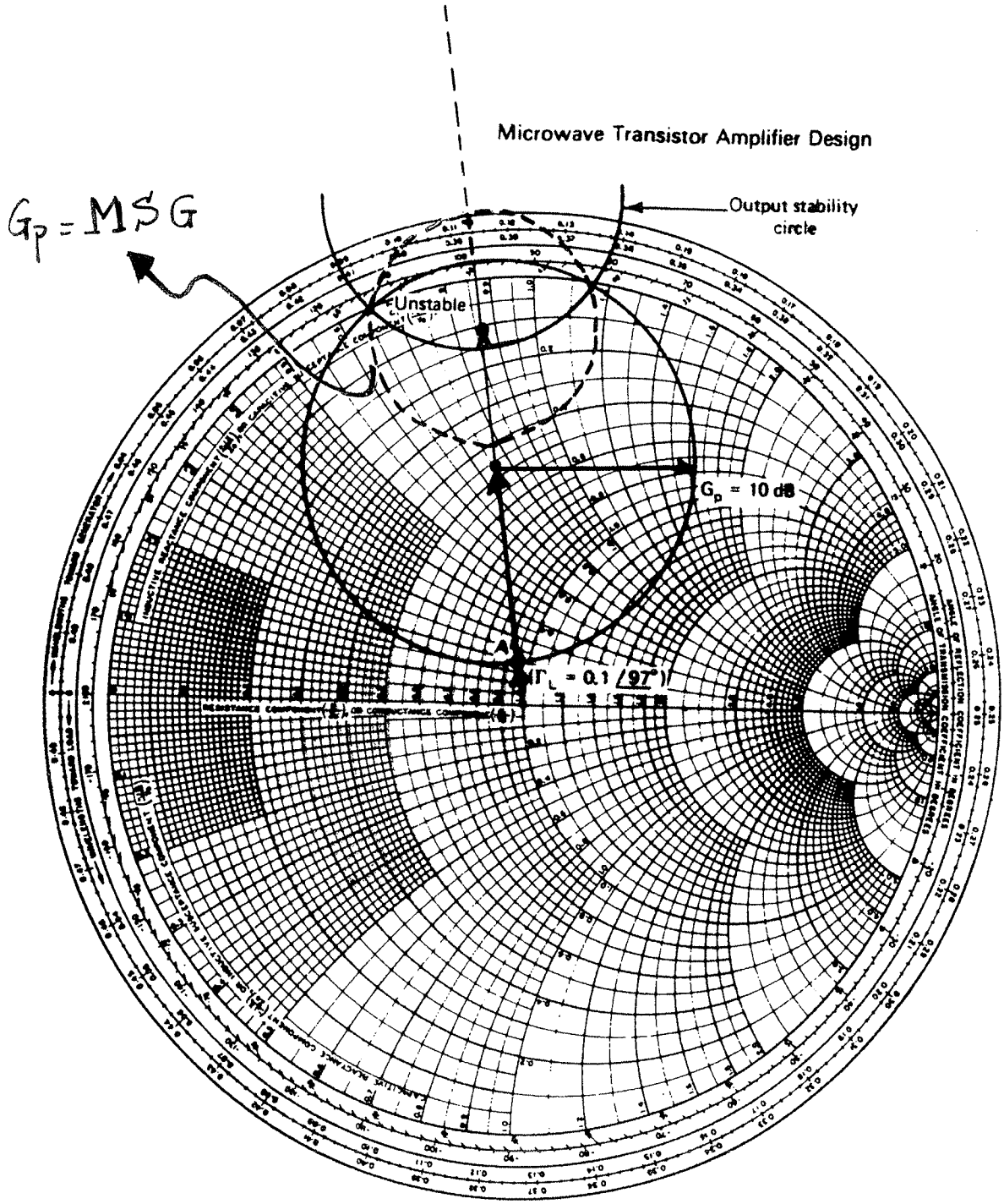


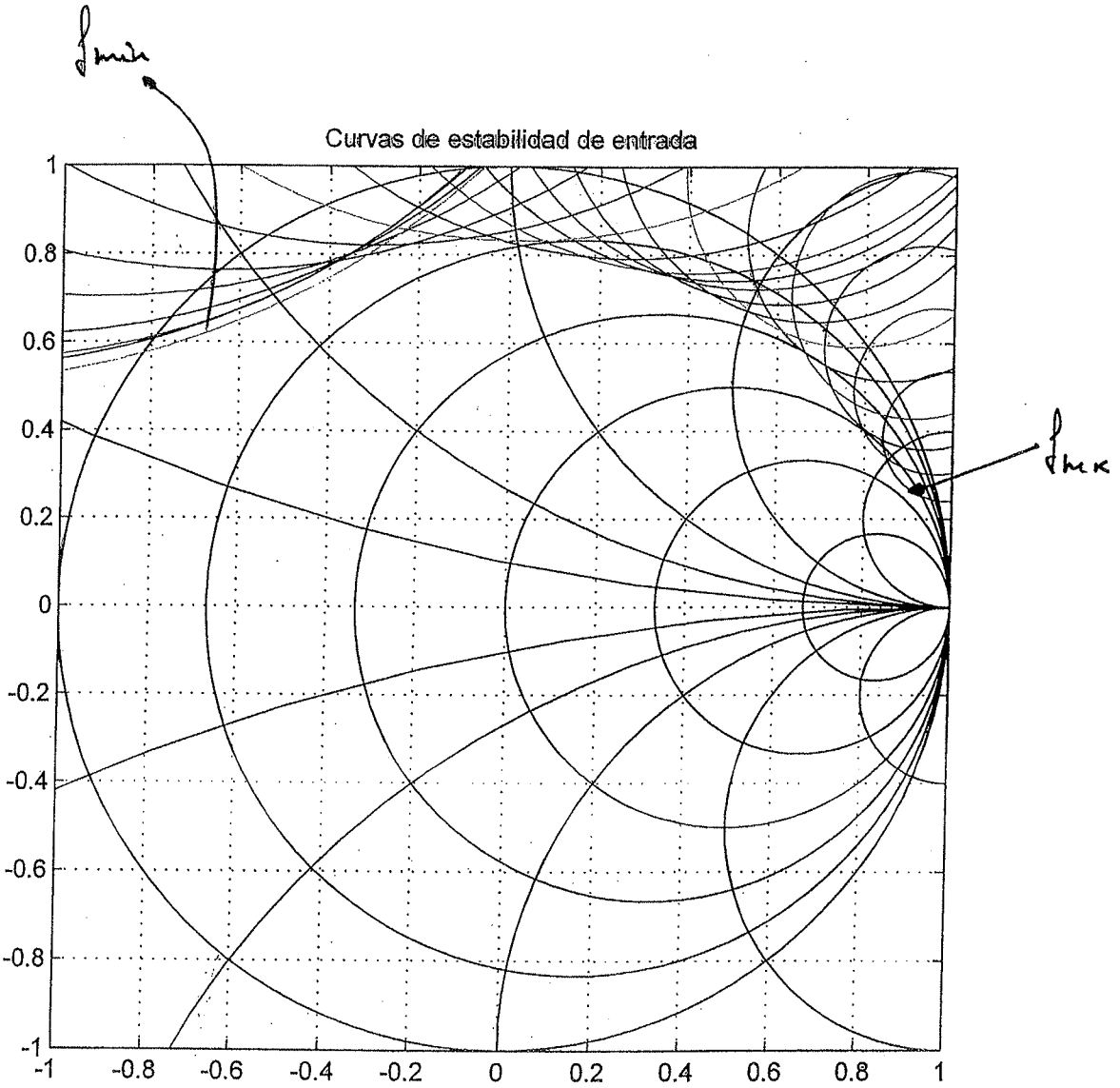
Figure 3.8.2 Power and stability circles construction for Example 3.8.2.

2.11

Ejemplo -1

ATF-10736 Parámetros S medidos sobre FR4 0.8 mm

$f_{min} = 579$ MHz $\quad f_{max} = 3.9$ GHz



$S_{11} = 0.67 \angle -98'5^\circ$

$S_{21} = 3.09 \angle 88'5^\circ$

$S_{12} = 0.14 \angle 43'5^\circ$

$S_{22} = 0.21 \angle -60'90$

$20 \log |\Gamma|$

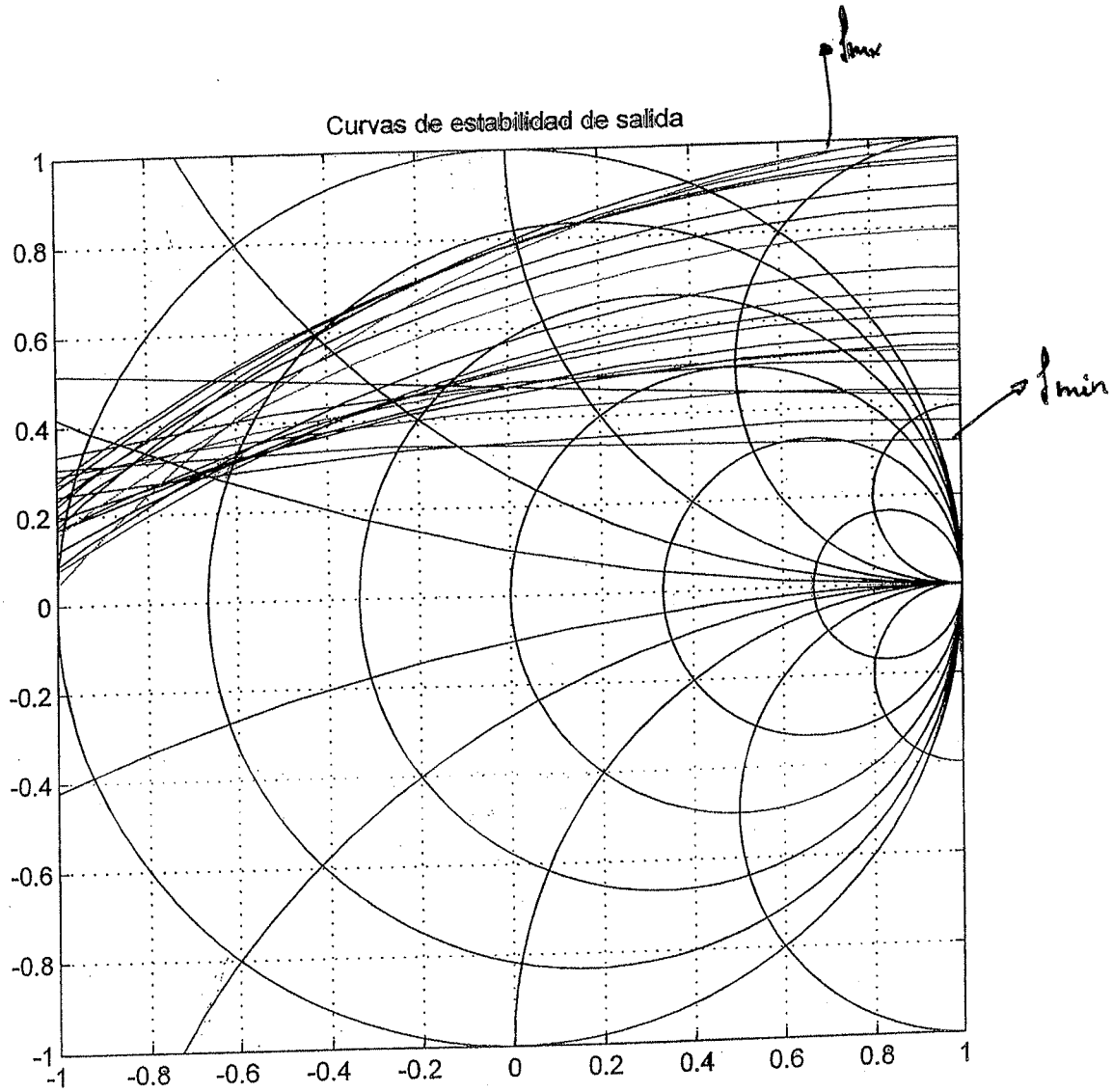
$|\Gamma| = \sqrt{1 - M_g}$

$M_g > 0.5$

$|\Gamma_{out\,SAL}| < -7\,dB$

$G_t = 10$ dB.

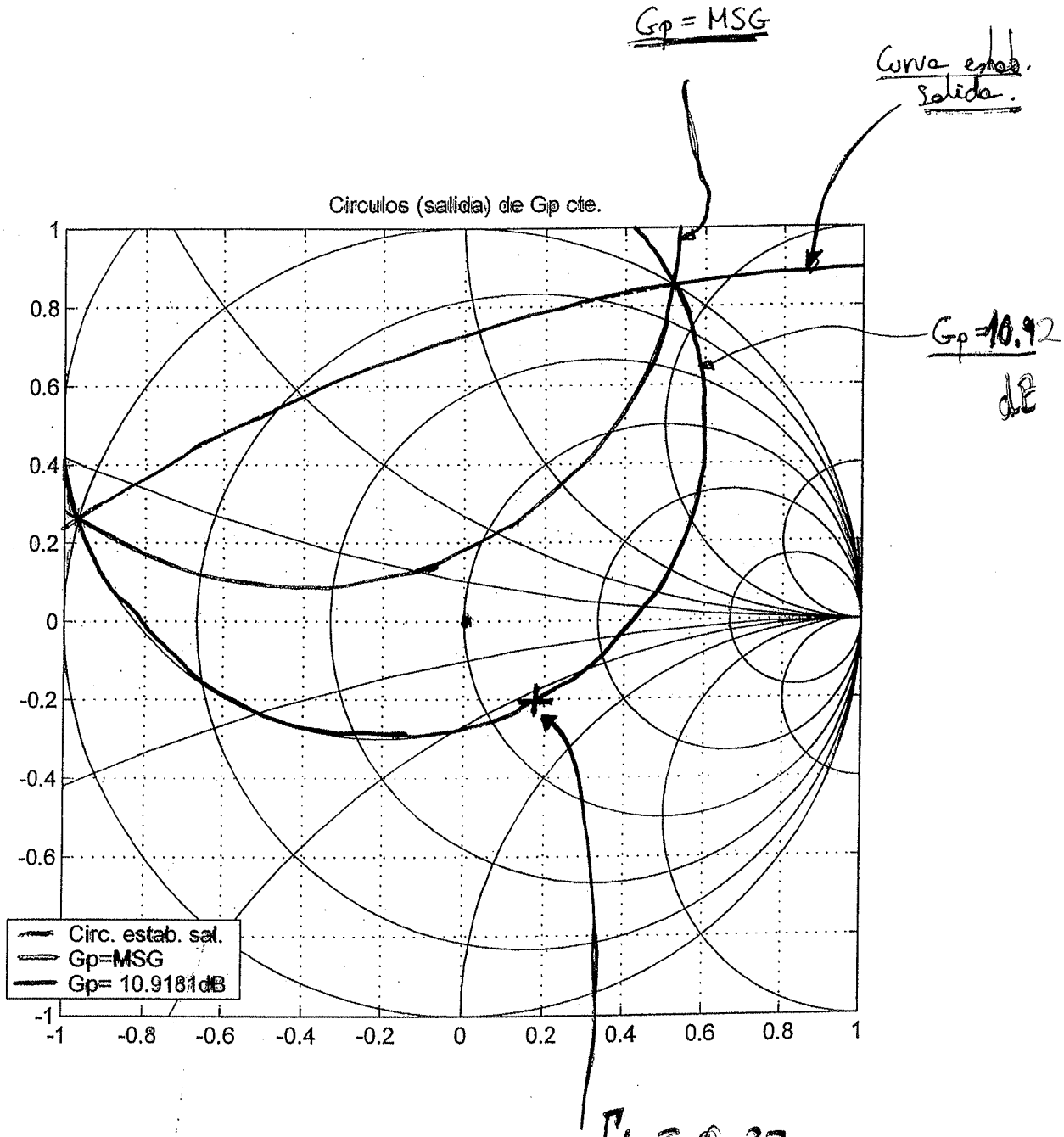
Ej -2


Curvas de estabilidad de salida
fmax
fmin
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
-0.6
-0.8
-1
-1
-0.8
-0.6
-0.4
-0.2
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1

2.13

PLANO DE SALIDA Γ_L

Ej-3



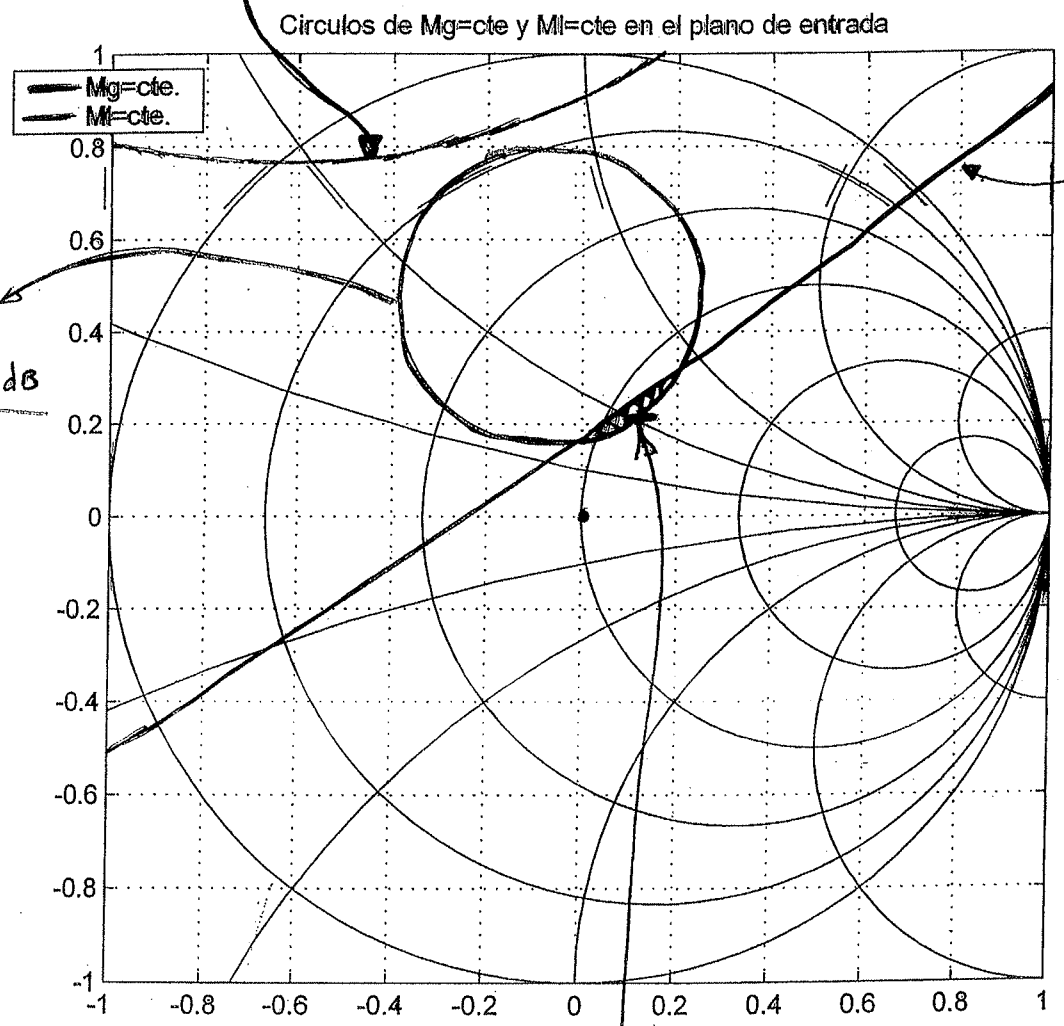
$\Gamma_L = 0.27 \angle -48.9°$

$Z_L = 64.6 - j28.6\ \Omega$

PLANO DE ENTRADA Γ_g

Ej-4

Circ. estab. entrada



$M_L \rightarrow$

$\rightarrow |\Gamma_a| = -$

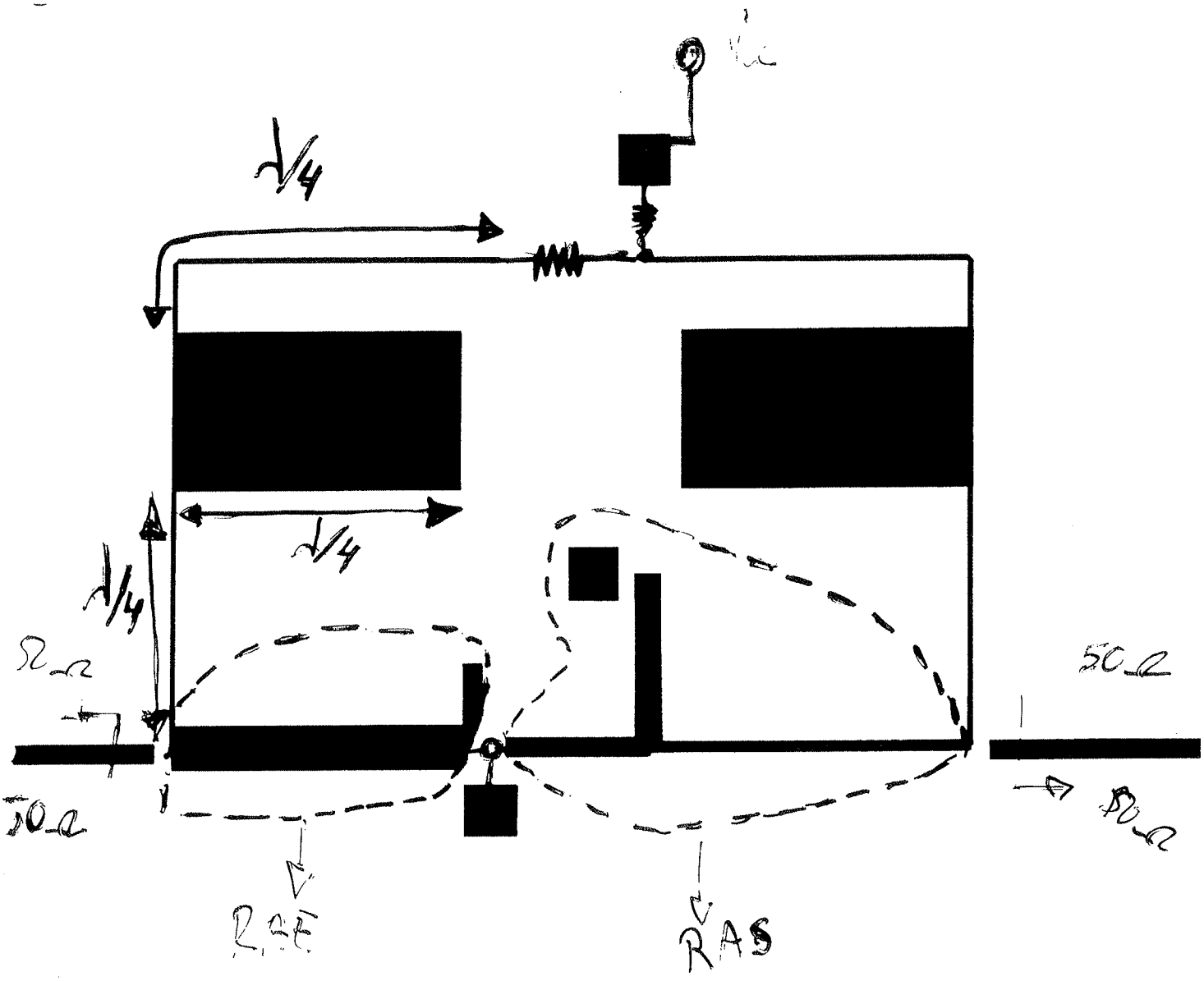
$M_g \rightarrow$

$\rightarrow |\Gamma_a| = -7.2$ dB

$\Gamma_g = 0.25 \angle 61.4°$

$Z_g = 57.0 + j26.3\ \Omega$

2.15



2.16

F2 : PLOT

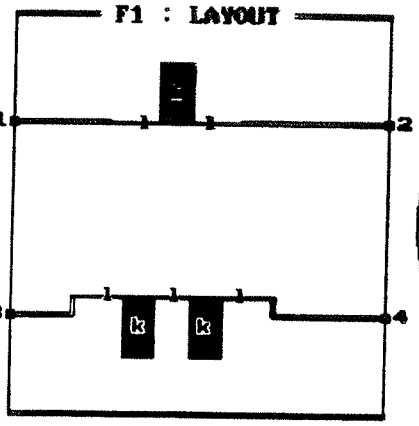
Points 104
Smith radius 5

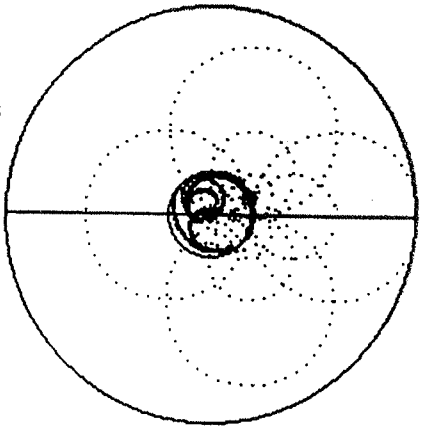
	f	0.6330	GHz
□ S11		-0.01dB	24.0°
⊗ S21		-26.75dB	114.0°
◆ S34		-54.48dB	-65.9°
+ S33		-0.00dB	24.1°

Time 2.3 secs

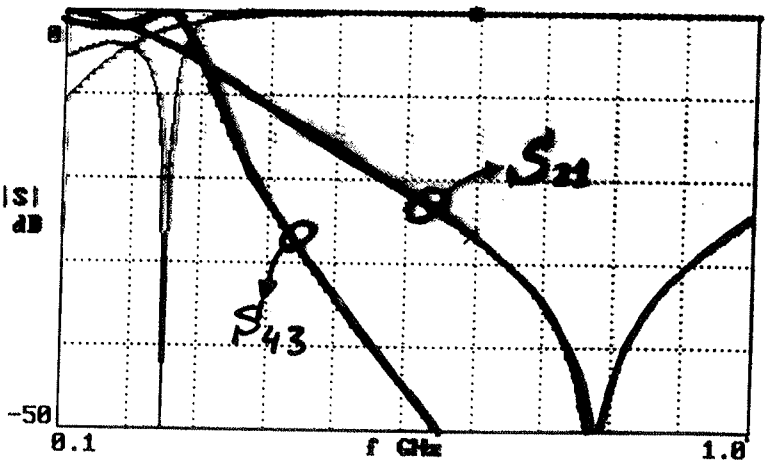
F3 : PARTS

a t 28.5Ω 90°-0.25h
b t 50Ω 24.5°-0.42h
c tline 50Ω 40.32°
d t 40.98Ω 45°+1.5h
e d bfw92a 19mm
f tline 70Ω 90°
g lumped 3μH
h lumped 31kΩ 19mm
i lumped 2.2nF 3.18mm
j lumped 0.33kΩ 19mm
k tline 10Ω 90°
l tline 90Ω 90°
m
n
o
p
q
r





file : prac053



2.17

CÍRCULOS DE RUIDO CONSTANTE

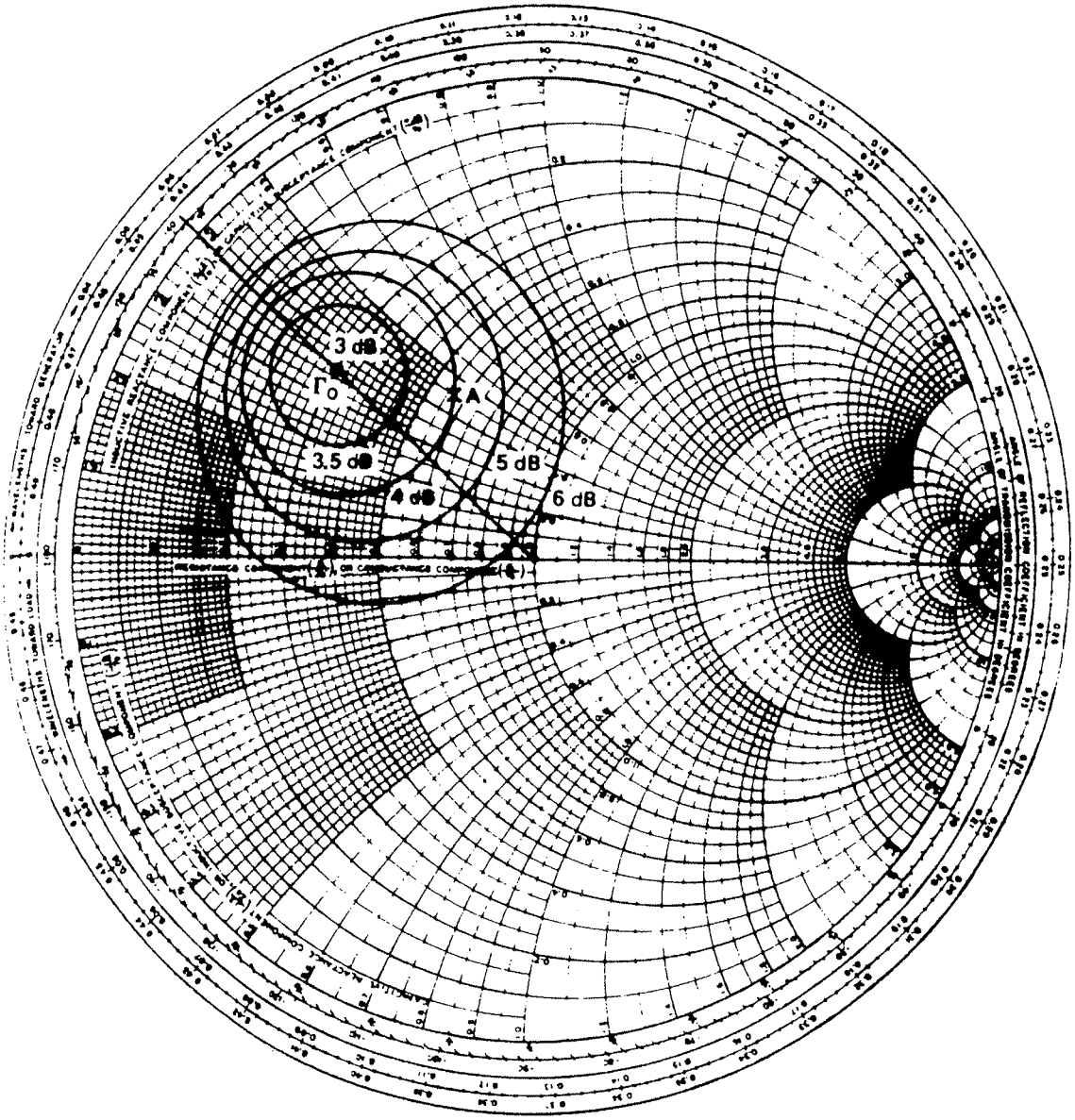
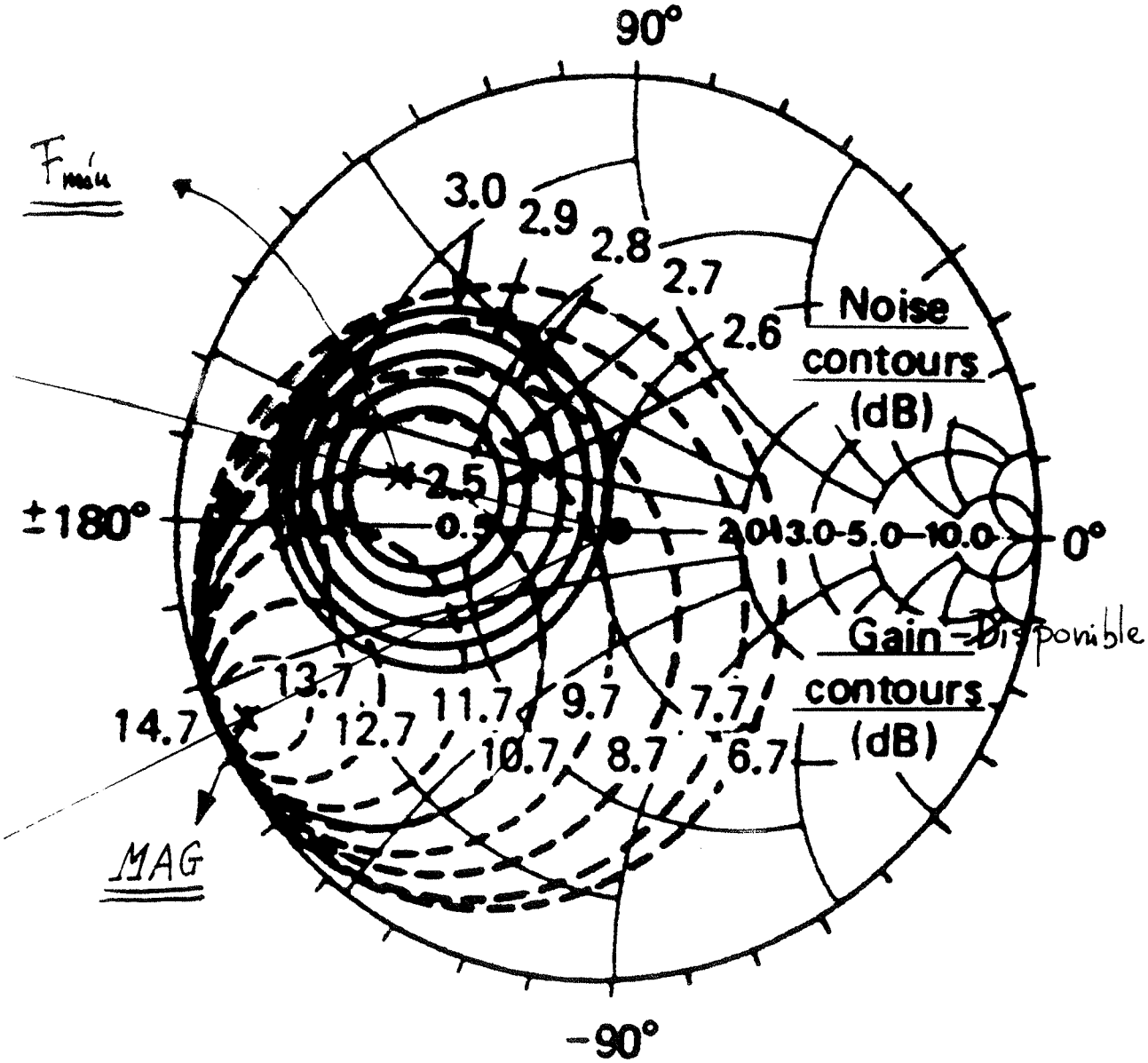


Figure 4.3.2 Typical constant noise figure circles in the Γ_s plane.

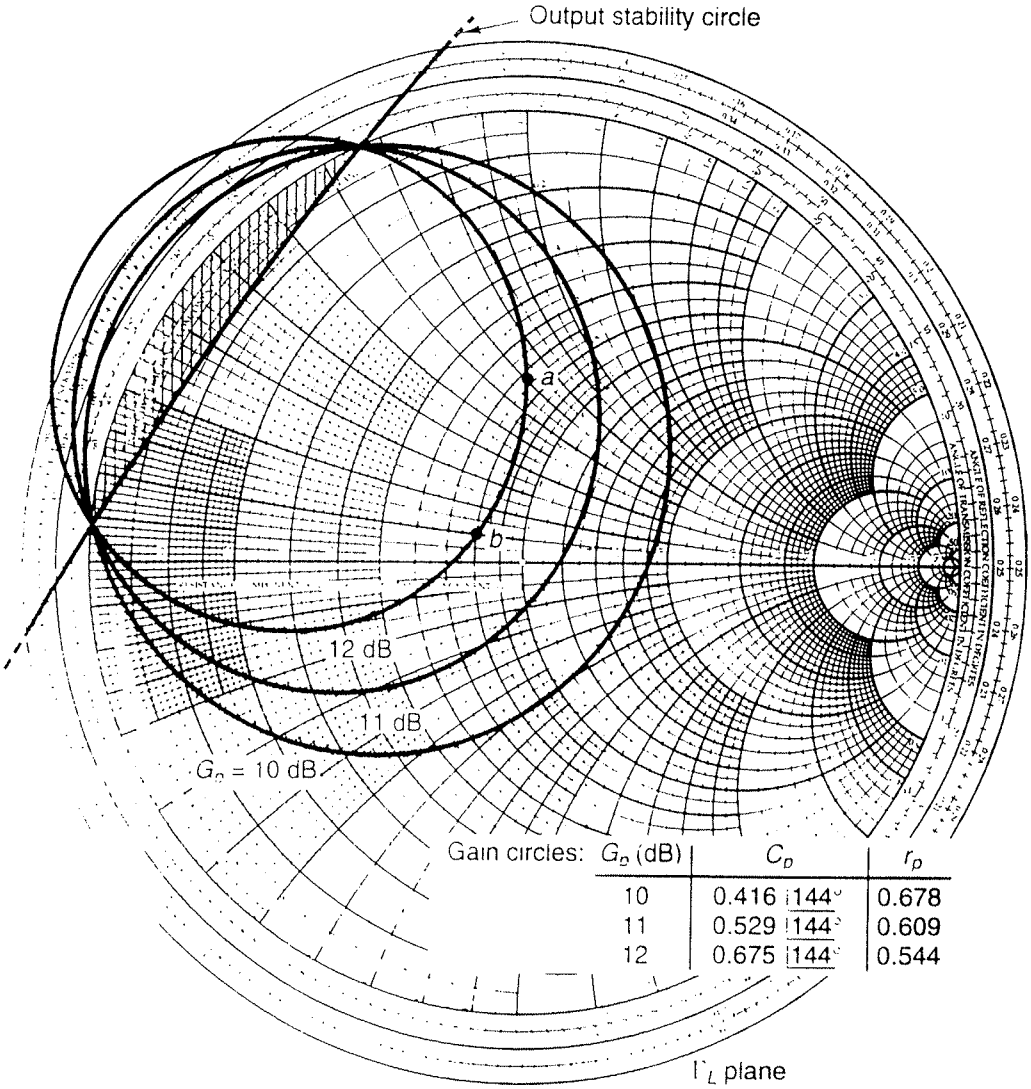
2.18

Plano 29



$$G_t = G_d \cdot M_L$$

219

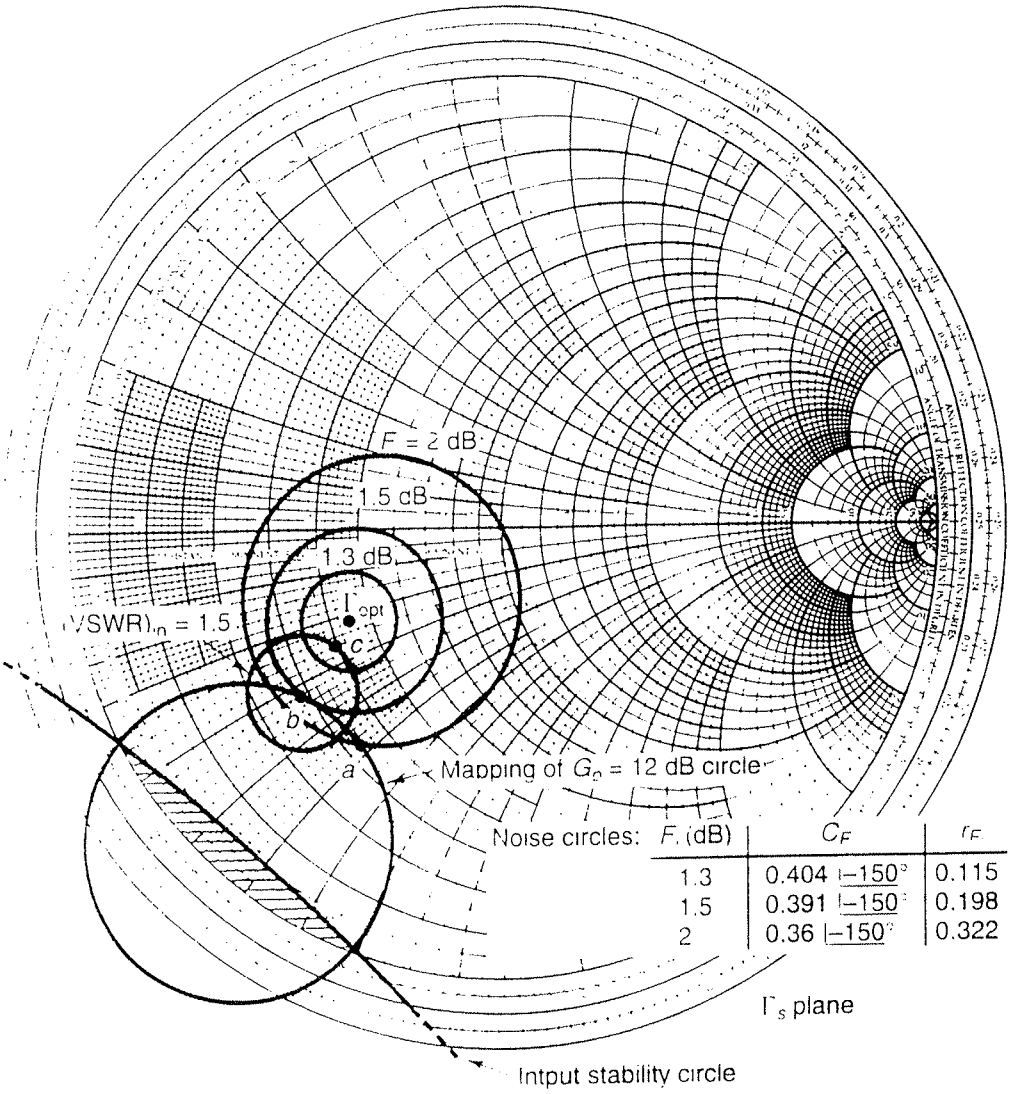


G_p (dB)	C_p	r_p
10	0.416 ∠144°	0.678
11	0.529 ∠144°	0.609
12	0.675 ∠144°	0.544

(a)

Figure 4.3.14 (a) Output stability circle and gain circles; (b) input stability circle, noise circles, mapping of the G_p = 12 dB circle and $(VSWR)_{in}$ = 1.5 circle; (c) calculations of VSWRs and noise figure at points *a* and *b*; (d) block diagram of the amplifier.

2.20



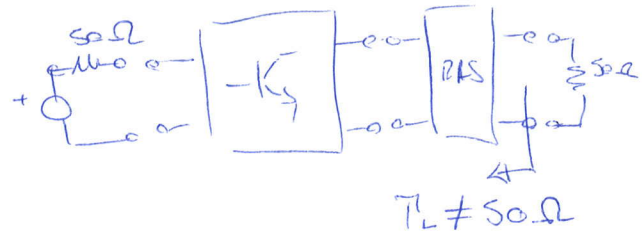
F_i (dB)	C_F	r_F
1.3	0.404 $\angle -150°$	0.115
1.5	0.391 $\angle -150°$	0.198
2	0.36 $\angle -150°$	0.322

(b)

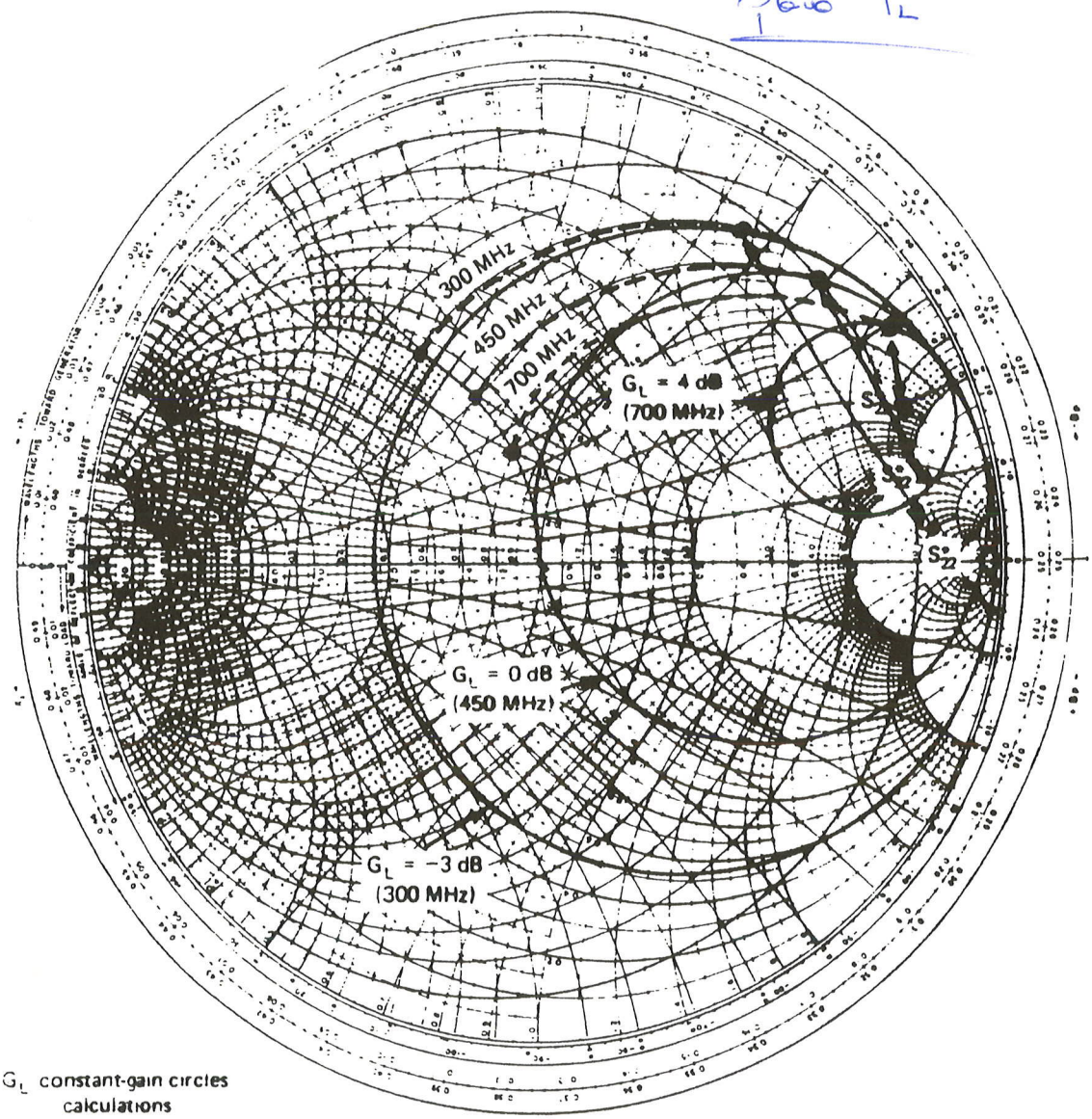
Figure 4.3.14 Continued

2.21

f	Γ_L	M_L	COEout
300	0,81 ∠55°	0,13	28,7
450	0,82 ∠44°	0,27	11,7
700	0,87 ∠33°	0,7	3,4



Plano Γ_L



G_L constant-gain circles calculations

F (MHz)	Center	Radius
300	0.31	0.68
450	0.49	0.49
700	0.76	0.2

Figure 4.4.3 Broadband design in the Smith chart.

Círculos de M_L = cte

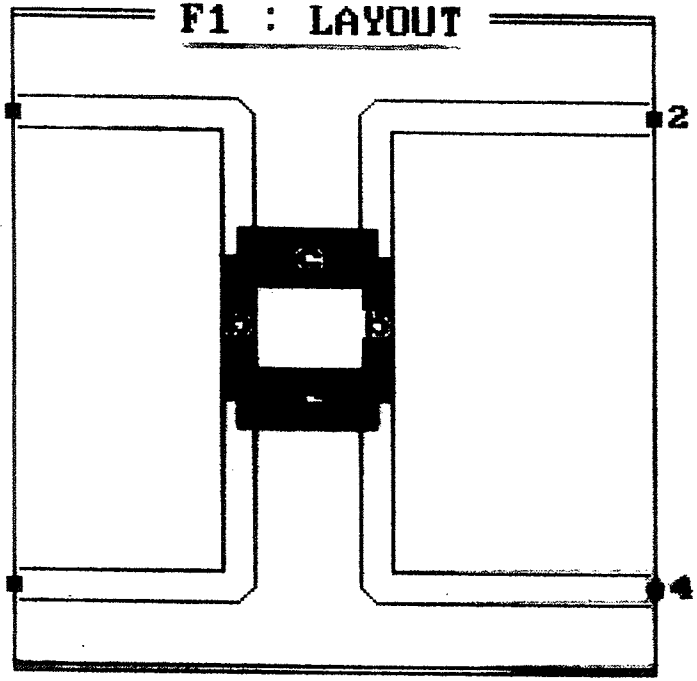
2.22

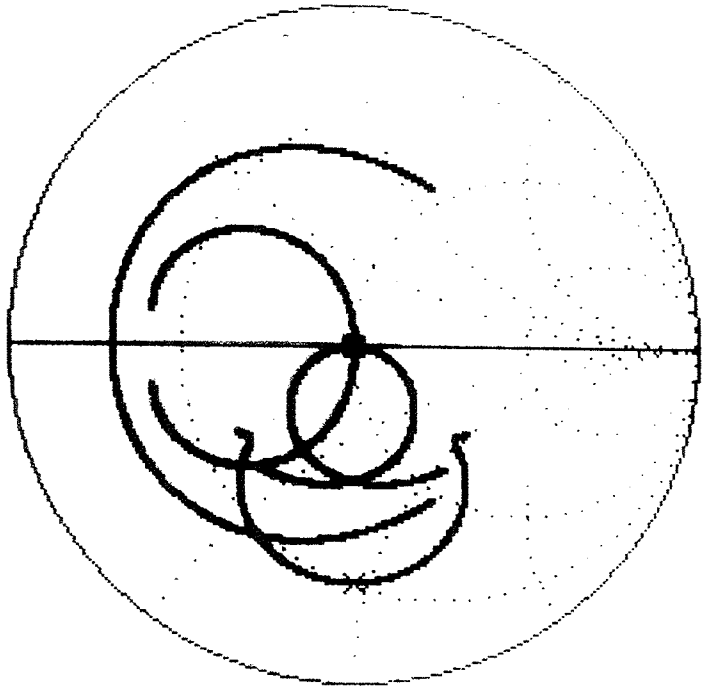
F2 : PLOT

Point : 499
Smith radius 1

	f	5.0000	GHz
□	S11	-76.48dB	180.0°
×	S21	-3.01dB	-90.0°
◇	S31	-76.48dB	90.0°
+	S41	-3.01dB	-180.0°

F1 : LAYOUT





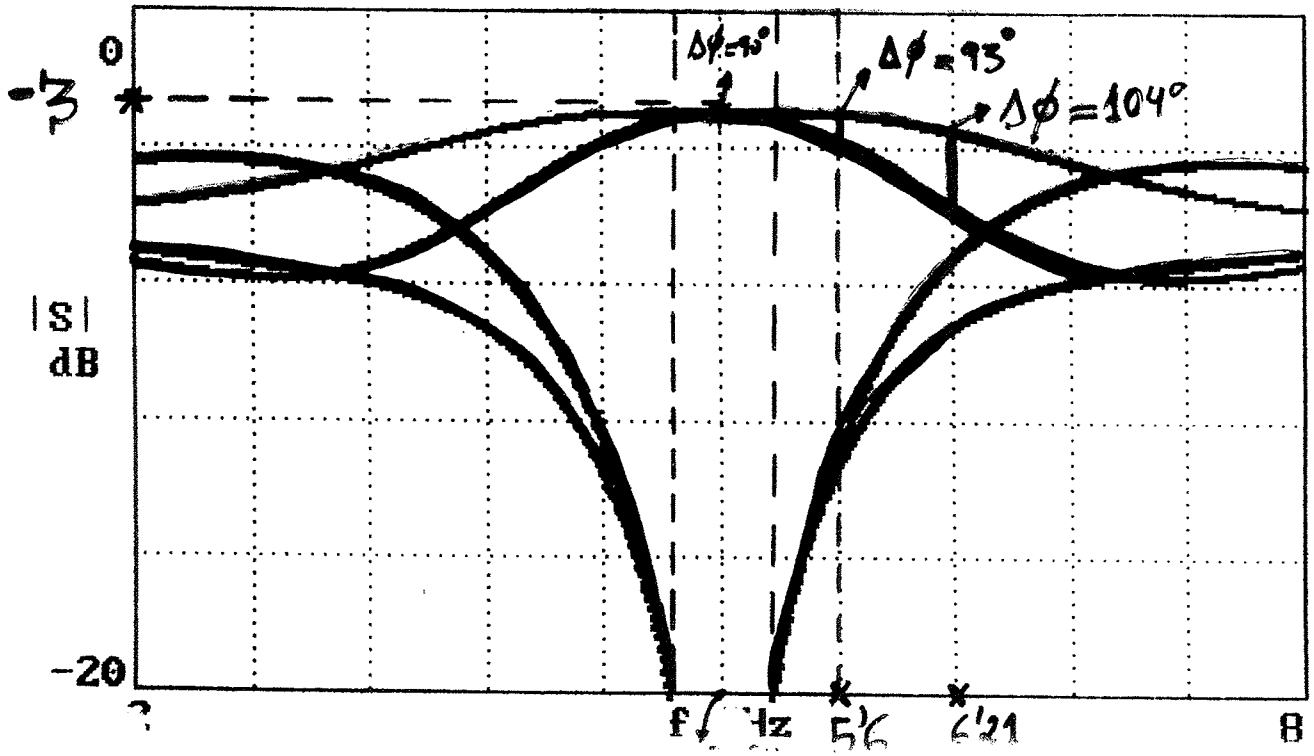
F3 : PARTS

a lumped 150Ü
b tline 50Ü 90°
c qline 35.35Ü 90°
d xformer 1.73:1
e atten 4dB
f device fhx04
g clines 60Ü 40Ü 90°
h
i

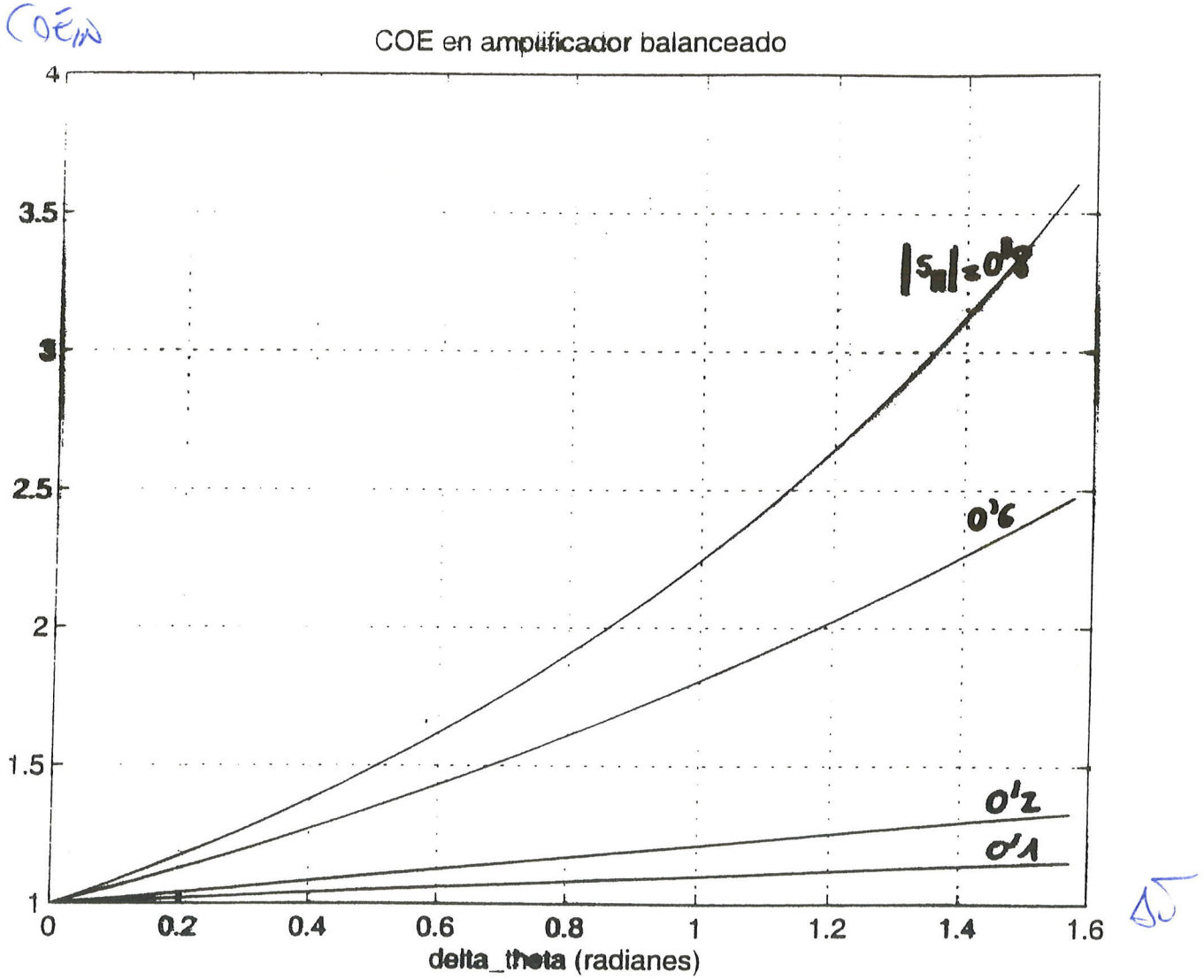
F4 : BOARD

zd	50.000	Ü
fd	5.000	GHz
er	10.200	
h	1.270	mm
s	25.400	mm
c	19.000	mm
Tab	microstrip	

file : hibrido



Aunque el balance de los amplificadores no sea perfecto, se mejora bastante el COE_{IN} global.



$$COE_{IN} = \frac{1 + |S_{11}| \left|\operatorname{sen} \frac{\Delta\delta}{2}\right|}{1 - |S_{11}| \left|\operatorname{sen} \frac{\Delta\delta}{2}\right|}$$

$$|S_{11}| = 0{,}8 \Rightarrow COE_{IN}^{A,B} = \frac{1{,}8}{0{,}2} = 9$$

$$\Delta\delta = 1{,}6 \simeq \frac{\pi}{2}$$

$$\Downarrow$$

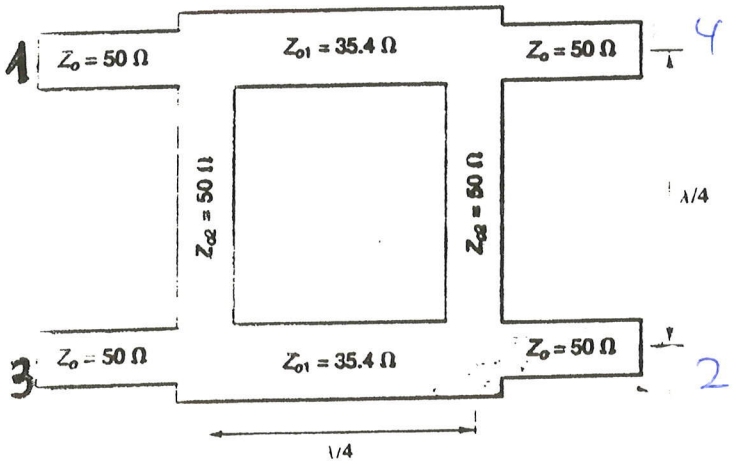
$$COE_{IN} \simeq 3{,}5$$

2.24

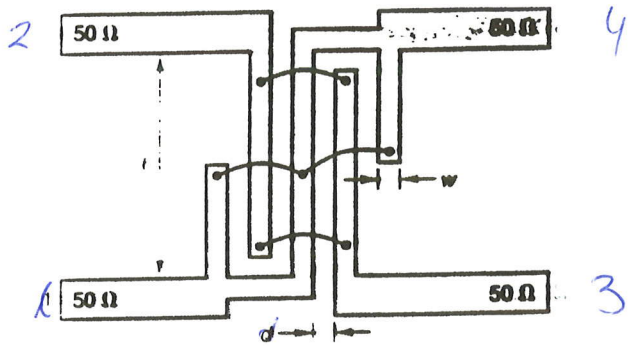
HÍBRIDOS 3dB 90°

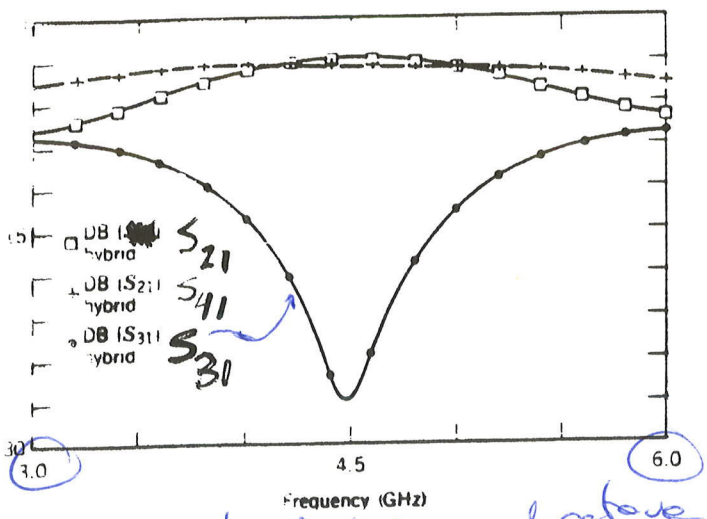
Realización con líneas de transmisión (justip)

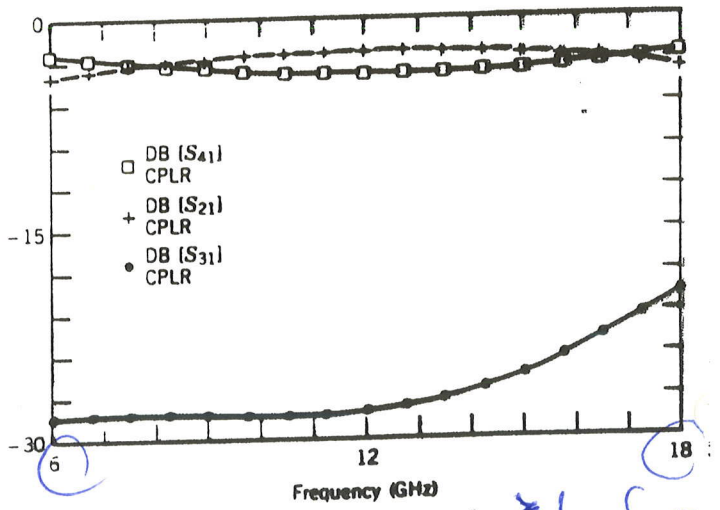
BRANCH-LINE



LANGE



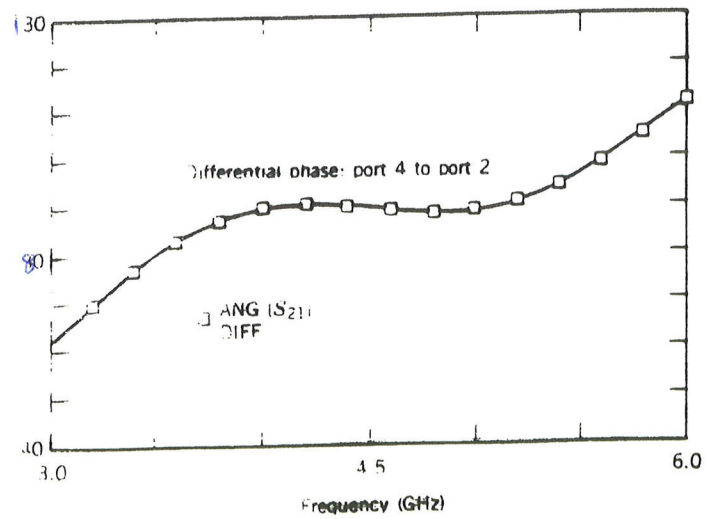


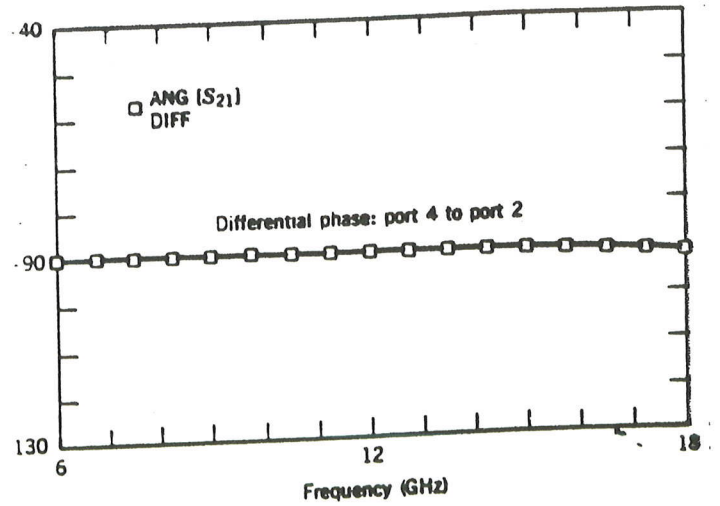


S_{31} = directividad

1 octava

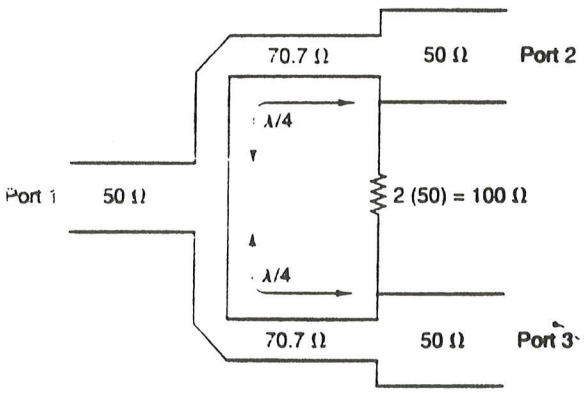
1 octava



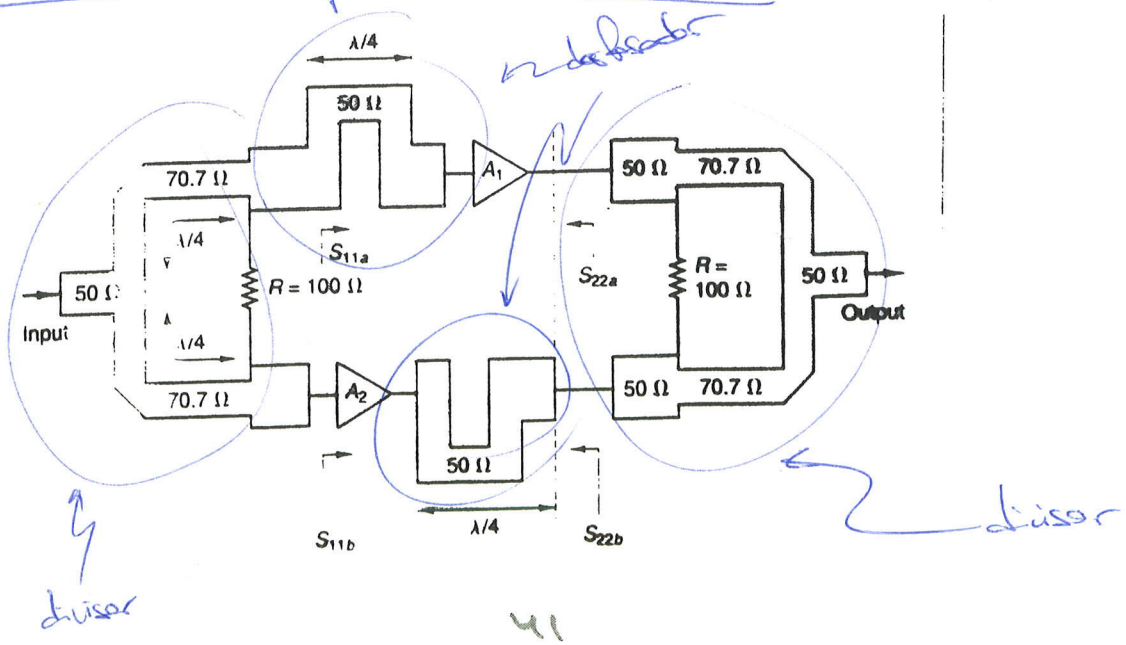


2.25

Divisor de Potencia Wilkinson

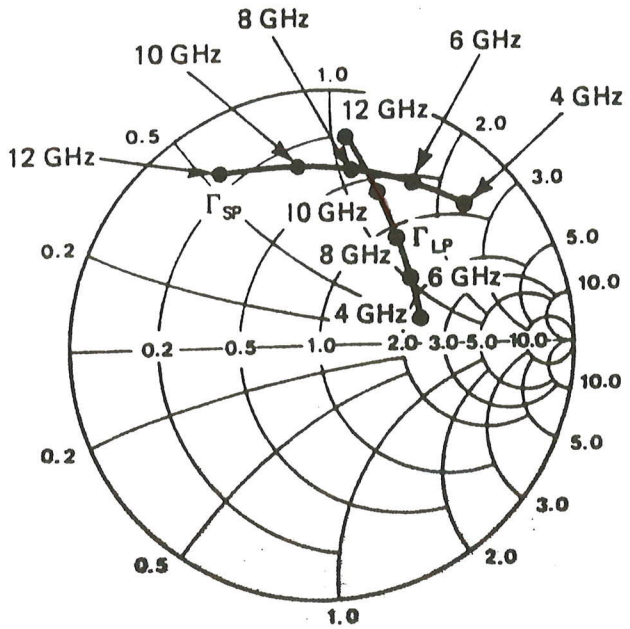


Realización de amplificador balanceado:



2.26

AMPLIFICADORES DE POTENCIA



f (GHz)	Output power P_{1dB}	G_p
4	19 dBm	13 dB
6	18 dBm	12 dB
8	18 dBm	10 dB
10	17 dBm	8 dB
12	16 dBm	6 dB

en PCMB

Curvas de potencia constante

$\Gamma_L / P_{out}|_{1dB} = cte$

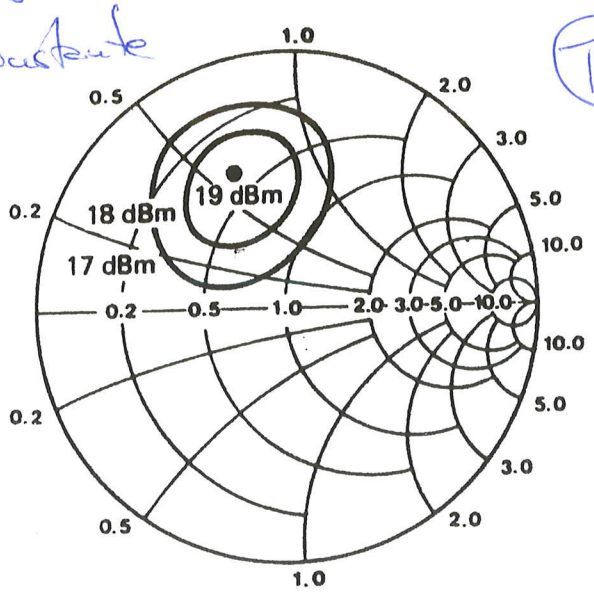


Figure 4.7.2 (a) Typical large-signal reflection coefficients. (b) Typical output power contours as a function of Γ_{LP} for a GaAs FET at $f = 10$ GHz, $V_{DS} = 10$ V, and $I_D = 50\% I_{DSS}$. For this transistor the optimum output power is 19 dBm at 1-dB gain compression and $G_{1dB} = 6$ dB.

2.27

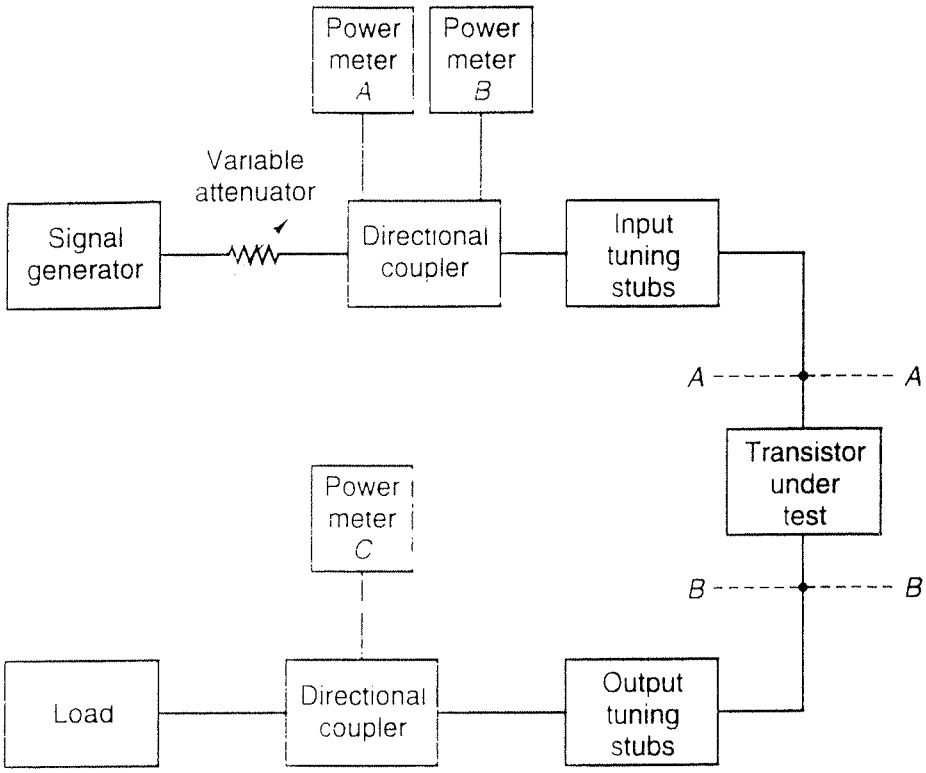
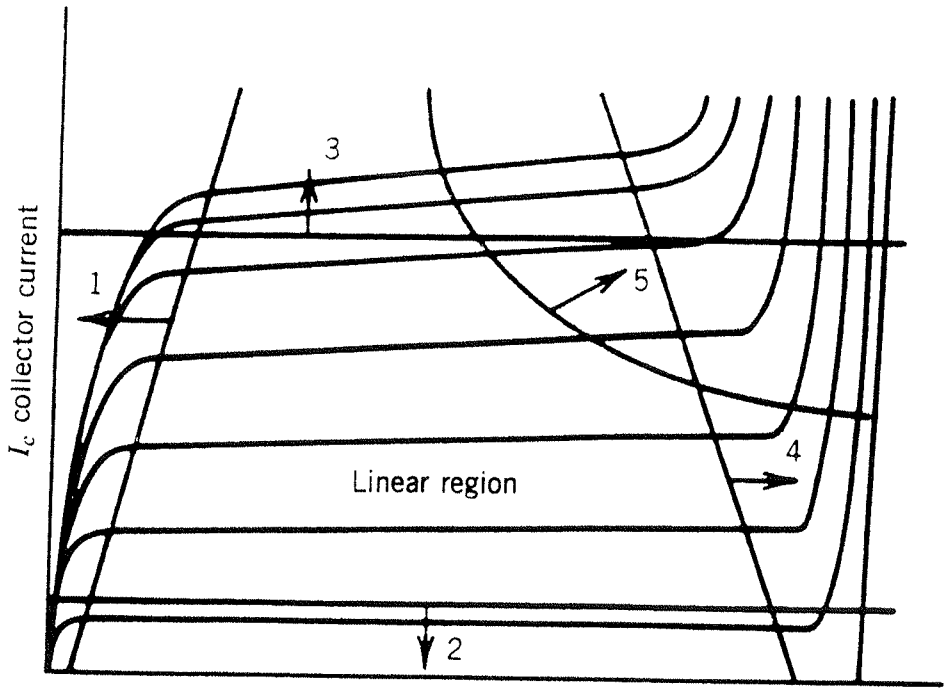
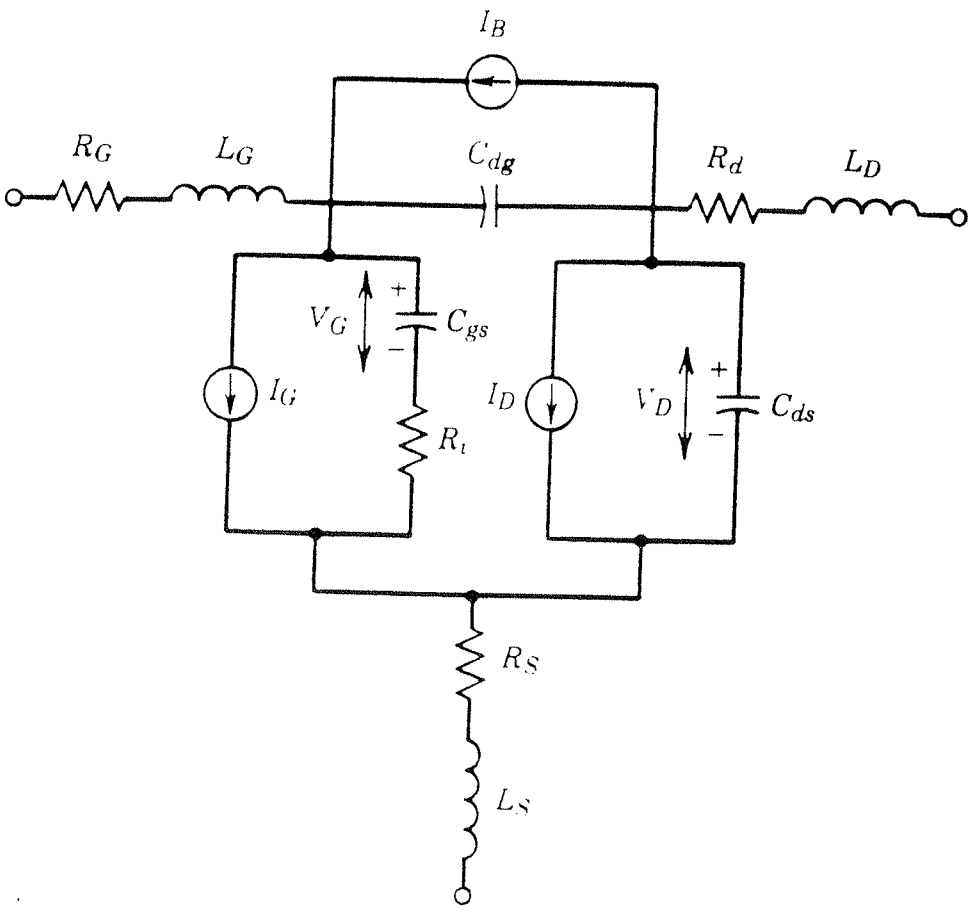


Figure 4.7.5 Measuring system for large-signal parameters.



23 Bipolar transistor current–voltage characteristics showing linear and nonlinear.



(a)

2.29

Recta de Carga:

$(I_D - I_p) = -\frac{1}{R_L}(V_D - V$

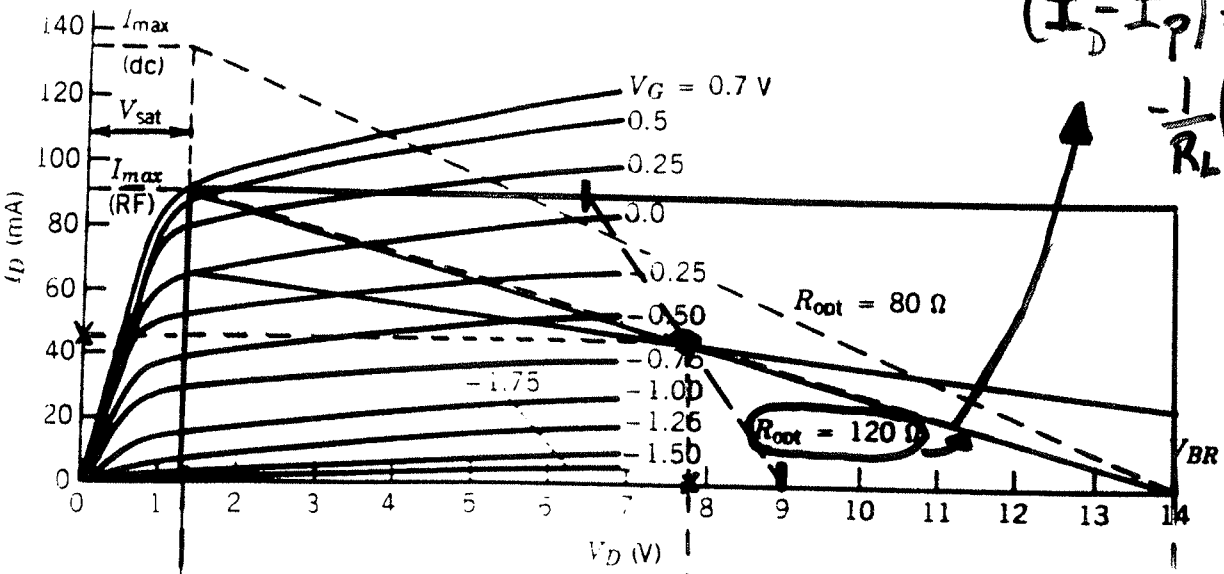


Figure 5.24 Calculation of R_{opt} using dc and RF load lines.

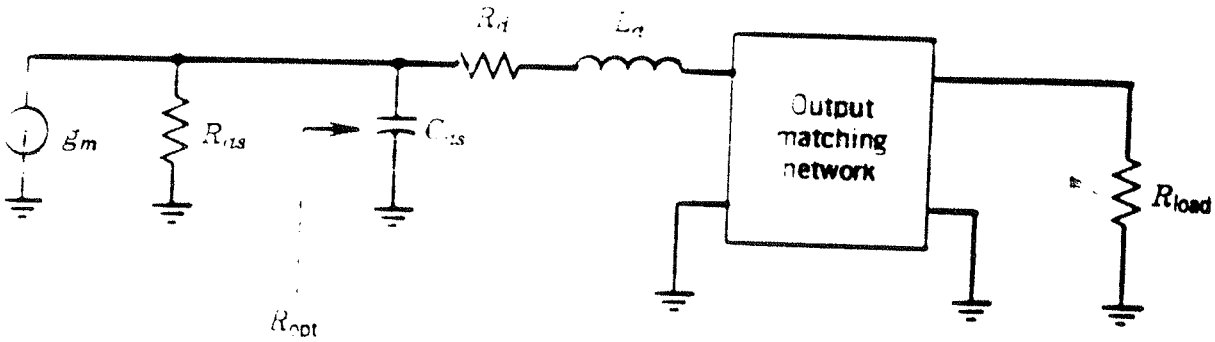
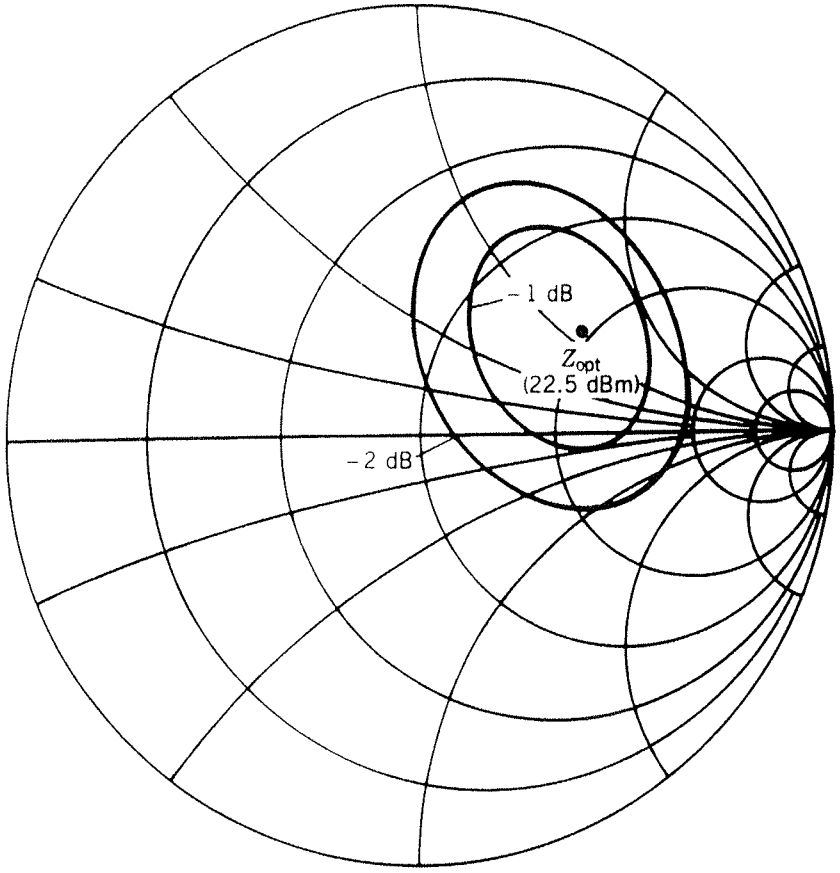
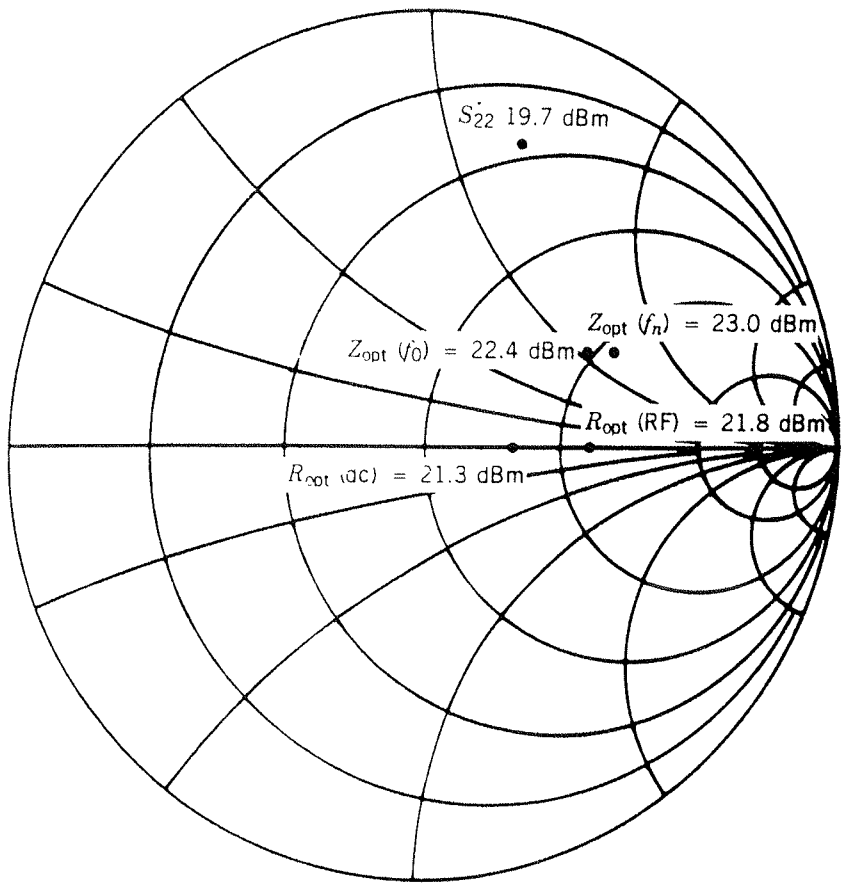


Figure 5.25 FET parasitic absorption into output-matching network.



(a)

Figure 5.26 Nonlinear power output performance of typical FET: (*a*) constant power contours obtained from harmonic balance simulator: (*b*) FET amplifier power output for various load terminations.



(*b*)

Figure 5.26 (*Continued*)

46

2.31

HEWLETT® PACKARD

0.5 – 12 GHz General Purpose Gallium Arsenide FET

Technical Data

ATF-10736

Features

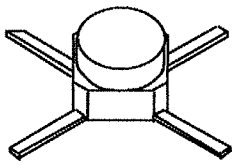
- **High Associated Gain:** 13.0 dB Typical at 4 GHz
- **Low Bias:** $V_{DS} = 2$ V, $I_{DS} = 25$ mA
- **High Output Power:** 20.0 dBm typical $P_{1\,dB}$ at 4 GHz
- **Low Noise Figure:** 1.2 dB Typical at 4 GHz
- **Cost Effective Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packaging Option Available** [1]

Description

The ATF-10736 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor housed in a cost effective microstrip package. Its noise figure makes this device appropriate for use in the gain stages of low noise amplifiers operating in the 0.5-12 GHz frequency range.

This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length using airbridge interconcnects between drain fingers. Total gate periphery is 500 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

36 micro-X Package



Electrical Specifications, T_A = 25°C

Symbol	Parameters and Test Conditions		Units	Min.	Typ.	Max.
NF_O	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 2$ V, $I_{DS} = 25$ mA	f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz	dB dB dB		0.9 1.2 1.4	 1.4
G_A	Gain @ NF_O; $V_{DS} = 2$ V, $I_{DS} = 25$ mA	f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz	dB dB dB	 12.0 	16.5 13.0 10.5	
$P_{1\,dB}$	Power Output @ 1 dB Gain Compression $V_{DS} = 4$ V, $I_{DS} = 70$ mA	f = 4.0 GHz	dBm		20.0	
$G_{1\,dB}$	1 dB Compressed Gain: $V_{DS} = 4$ V, $I_{DS} = 70$ mA	f = 4.0 GHz	dB		12.0	
g_m	Transconductance: $V_{DS} = 2$ V, $V_{GS} = 0$ V		mmho	70	140	
I_{DSS}	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 2$ V, $V_{GS} = 0$ V		mA	70	130	180
V_P	Pinchoff Voltage: $V_{DS} = 2$ V, $I_{DS} = 1$ mA		V	-4.0	-1.3	-0.5

Note:

1. Refer to PACKAGING section, "Tape-and-Reel Packaging for Surface Mount Semiconductors."

ATF-10736 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum[1]
V_{DS}	Drain-Source Voltage	V	+5
V_{GS}	Gate-Source Voltage	V	-4
V_{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-7
I_{DS}	Drain Current	mA	I_{DSS}
P_T	Total Power Dissipation[2,3]	mW	430
T_{CH}	Channel Temperature	°C	175
T_{STG}	Storage Temperature[4]	°C	-65 to +175

Thermal Resistance:	θ_{jc} = 350°C/W; T_{CH} = 150°C
Liquid Crystal Measurement:	1 μm Spot Size[5]

Notes:

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2. $T_{CASE\ TEMPERATURE}$ = 25°C.
3. Derate at 2.9 mW/°C for T_{CASE} > 25°C.
4. Storage above +150°C may tarnish the leads of this package difficult to solder into a circuit. After a device has been soldered into a circuit, it may be safely stored up to 175°C.
5. The small spot size of this technique results in a higher, though more accurate determination of θ_{jc} than do alternate methods. See MEASUREMENTS section for more information.

Part Number Ordering Information

Part Number	Devices Per Reel	Reel Size
ATF-10736-TR1	1000	7"
ATF-10736-STR	10	STRIP

For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices."

ATF-10736 Noise Parameters: V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 25 mA

Freq. GHz	NF_O dB	Γ_{opt}		$R_N/50$
		Mag	Ang	
1.0	0.8	0.88	41	0.52
2.0	0.9	0.75	85	0.27
4.0	1.2	0.48	159	0.08
6.0	1.4	0.46	-122	0.08
8.0	1.7	0.53	-71	0.43

ATF-10736 Typical Performance, T_A = 25°C

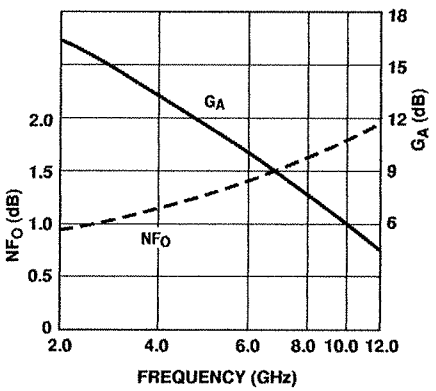


Figure 1. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency. V_{DS} = 2V, I_{DS} = 25 mA, T_A = 25°C.

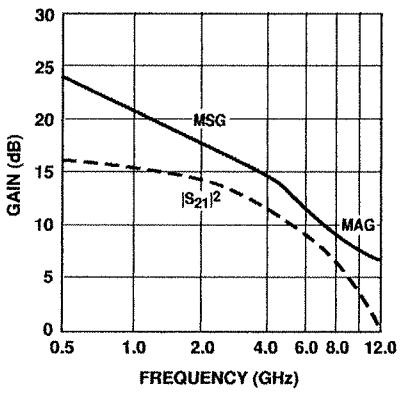


Figure 2. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency. V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 25 mA.

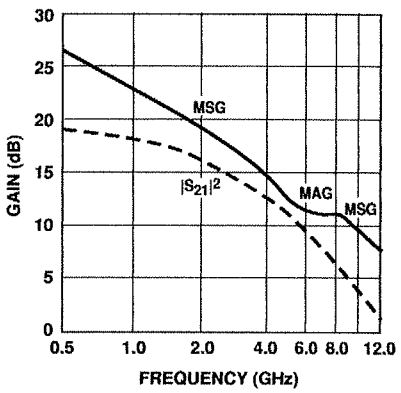


Figure 3. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency. V_{DS} = 4 V, I_{DS} = 70 mA.

2.33

estos los saca el fabricante de un modelo

Typical Scattering Parameters, Common Source, $Z_O = 50\ \Omega$, $T_A = 25°C$, $V_{DS} = 2\ V$, $I_{DS} = 25\ mA$

Freq. GHz	S_{11} Mag.	S_{11} Ang.	S_{21} dB	S_{21} Mag.	S_{21} Ang.	S_{12} dB	S_{12} Mag.	S_{12} Ang.	S_{22} Mag.	S_{22} Ang.
0.5	.96	-20	15.4	5.90	162	-32.4	.024	77	.50	-10
1.0	.92	-40	15.2	5.77	144	-26.7	.046	66	.48	-21
2.0	.77	-76	13.8	4.92	109	-21.3	.086	52	.39	-34
3.0	.59	-107	12.5	4.20	83	-20.0	.111	40	.33	-45
4.0	.49	-136	11.2	3.64	57	-17.3	.137	24	.26	-61
5.0	.43	-179	10.0	3.15	32	-15.5	.167	9	.14	-65
6.0	.49	138	8.6	2.74	8	-14.9	.179	-5	.05	22
7.0	.57	106	7.3	2.32	-13	-14.8	.183	-18	.19	60
8.0	.68	81	5.6	1.92	-32	-14.7	.185	-33	.33	57
9.0	.73	62	4.2	1.62	-50	-14.8	.183	-40	.42	46
10.0	.77	47	3.0	1.41	-66	-14.8	.182	-52	.46	38
11.0	.82	36	1.0	1.12	-81	-14.6	.186	-67	.50	27
12.0	.85	22	-0.2	0.98	-97	-14.5	.189	-75	.51	15

Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_O = 50\ \Omega$, $T_A = 25°C$, $V_{DS} = 4\ V$, $I_{DS} = 70\ mA$

Freq. GHz	S_{11} Mag.	S_{11} Ang.	S_{21} dB	S_{21} Mag.	S_{21} Ang.	S_{12} dB	S_{12} Mag.	S_{12} Ang.	S_{22} Mag.	S_{22} Ang.
0.5	.90	-32	19.0	8.95	147	-34.9	.018	77	.40	-7
1.0	.79	-53	18.0	7.96	128	-28.6	.037	70	.38	-17
2.0	.57	-96	15.5	5.99	90	-22.5	.075	56	.34	-38
3.0	.43	-129	13.3	4.60	64	-19.5	.106	43	.31	-50
4.0	.36	-163	11.6	3.78	39	-17.3	.136	31	.28	-51
5.0	.35	156	10.1	3.21	16	-15.6	.166	14	.22	-45
6.0	.47	110	8.8	2.76	-11	-14.5	.189	-5	.15	-4
7.0	.65	78	7.0	2.23	-36	-14.2	.196	-23	.28	35
8.0	.77	58	5.1	1.80	-56	-14.1	.198	-38	.42	37
9.0	.83	44	3.5	1.50	-72	-14.2	.195	-48	.51	33
10.0	.86	30	2.4	1.32	-88	-14.5	.188	-64	.55	26
11.0	.87	16	1.1	1.13	-106	-14.8	.182	-77	.60	18
12.0	.91	1	0.1	0.99	-123	-15.3	.171	-91	.65	7

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section.

HEWLETT® PACKARD

2–18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT

Technical Data

ATF-36077

Features

- **PHEMT Technology**
- **Ultra-Low Noise Figure:**
  0.5 dB Typical at 12 GHz
  0.3 dB Typical at 4 GHz
- **High Associated Gain:**
  12 dB Typical at 12 GHz
  17 dB Typical at 4 GHz
- **Low Parasitic Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packing Option Available**

Applications

- **12 GHz DBS LNB (Low Noise Block)**
- **4 GHz TVRO LNB (Low Noise Block)**
- **Ultra-Sensitive Low Noise Amplifiers**

Note: 1 See Noise Parameter Table.

Description

Hewlett-Packard's ATF-36077 is an ultra-low-noise Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), packaged in a low parasitic, surface-mountable ceramic package. Properly matched, this transistor will provide typical 12 GHz noise figures of 0.5 dB, or typical 4 GHz noise figures of 0.3 dB. Additionally, the ATF-36077 has very low noise resistance, reducing the sensitivity of noise performance to variations in input impedance match, making the design of broadband low noise amplifiers much easier. The premium sensitivity of the ATF-36077 makes this device the ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades.

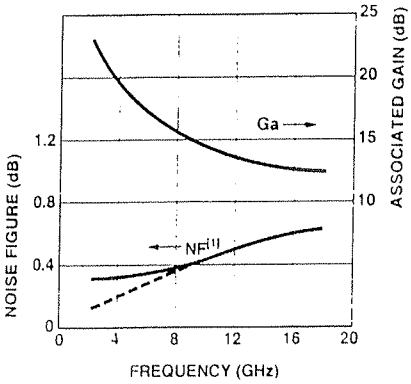
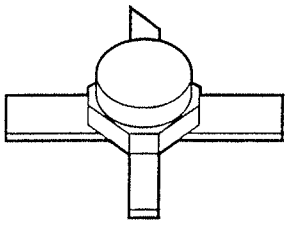
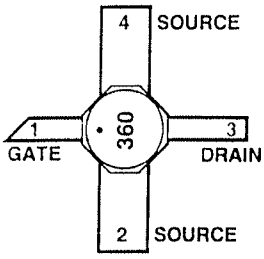


Figure 1. ATF-36077 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency for V_{DS} = 1.5 V, I_D = 10 mA.

77 Package



Pin Configuration



The repeatable performance and consistency make it appropriate for use in Ku-band Direct Broadcast Satellite (DBS) Television systems, C-band Television Receive Only (TVRO) LNAs, or other low noise amplifiers operating in the 2-18 GHz frequency range.

This GaAs PHEMT device has a nominal 0.2 micron gate length with a total gate periphery (width) of 200 microns. Proven gold based metalization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.

2.35

ATF-36077 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum[1]
V_{DS}	Drain – Source Voltage	V	+3
V_{GS}	Gate – Source Voltage	V	-3
V_{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-3.5
I_D	Drain Current	mA	I_{dss}
P_T	Total Power Dissipation[3]	mW	180
$P_{in\ max}$	RF Input Power	dBm	+10
T_{ch}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance[2,3]:
$\theta_{ch\text{-}c} = 60°C/W$

Notes:
1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Measured at P_{diss} = 15 mW and T_{ch} = 100°C.
3. Derate at 16.7 mW/°C for T_C > 139°C.

ATF-36077 Electrical Specifications,

T_C = 25°C, Z_O = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions		Units	Min.	Typ.	Max.
NF	Noise Figure[1]	f = 12.0 GHz	dB		0.5	0.6
G_A	Gain at NF[1]	f = 12.0 GHz	dB	11.0	12.0	
g_m	Transconductance	V_{DS} = 1.5 V, V_{GS} = 0 V	mS	50	55	
I_{dss}	Saturated Drain Current	V_{DS} = 1.5 V, V_{GS} = 0 V	mA	15	25	45
$V_{p\ 10\ m}$	Pinch-off Voltage	V_{DS} = 1.5 V, I_{DS} = 10% of I_{dss}	V	-1.0	-0.35	-0.15

Note:
1. Measured in a fixed tuned environment with Γ source = 0.54 at 156°; Γ load = 0.48 at 167°.

ATF-36077 Characterization Information,

T_C = 25°C, Z_O = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions		Units	Typ.
NF	Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz f = 12 GHz	dB dB	0.3[2] 0.5
G_A	Gain at Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz f = 12 GHz	dB dB	17 12
$S_{12\ off}$	Reverse Isolation	f = 12 GHz, V_{DS} = 1.5 V, V_{GS} = -2 V	dB	14
P_{1dB}	Output Power at 1 dB Gain Compression	f = 4 GHz f = 12 GHz	dBm dBm	5 5
$V_{GS\ 10\ mA}$	Gate to Source Voltage for I_{DS} = 10 mA	V_{DS} = 1.5 V	V	-0.2

Note:
2. See noise parameter table.

86

2.36

ATF-36077 Typical Scattering Parameters,

Common Source, $Z_O = 50\,\Omega$, $V_{DS} = 1.5$ V, $I_D = 10$ mA

Freq. GHz	S_{11} Mag.	S_{11} Ang.	S_{21} dB	S_{21} Mag.	S_{21} Ang.	S_{12} dB	S_{12} Mag.	S_{12} Ang.	S_{22} Mag.	S_{22} Ang.
1.0	0.99	-17	14.00	5.010	163	-36.08	0.016	78	0.60	-14
2.0	0.97	-33	13.81	4.904	147	-30.33	0.030	66	0.59	-28
3.0	0.94	-49	13.53	4.745	132	-27.25	0.043	54	0.57	-41
4.0	0.90	-65	13.17	4.556	116	-25.32	0.054	43	0.55	-54
5.0	0.86	-79	12.78	4.357	102	-24.04	0.063	33	0.53	-66
6.0	0.82	-93	12.39	4.162	88	-23.17	0.069	24	0.50	-78
7.0	0.78	-107	12.00	3.981	75	-22.58	0.074	16	0.48	-89
8.0	0.75	-120	11.64	3.820	62	-22.17	0.078	8	0.46	-99
9.0	0.72	-133	11.32	3.682	49	-21.90	0.080	1	0.44	-109
10.0	0.69	-146	11.04	3.566	37	-21.71	0.082	-6	0.42	-119
11.0	0.66	-159	10.81	3.473	25	-21.57	0.083	-13	0.40	-129
12.0	0.63	-172	10.63	3.401	13	-21.44	0.085	-19	0.38	-139
13.0	0.61	175	10.50	3.349	1	-21.32	0.086	-25	0.37	-149
14.0	0.60	161	10.41	3.315	-12	-21.19	0.087	-32	0.35	-160
15.0	0.58	147	10.36	3.296	-24	-21.04	0.089	-39	0.33	-171
16.0	0.57	131	10.34	3.289	-37	-20.87	0.091	-47	0.31	177
17.0	0.56	114	10.34	3.289	-50	-20.69	0.092	-55	0.29	164
18.0	0.57	97	10.35	3.291	-64	-20.53	0.094	-65	0.26	148

ATF-36077 Typical "Off" Scattering Parameters,

Common Source, $Z_O = 50\,\Omega$, $V_{DS} = 1.5$ V, $I_D = 0$ mA, $V_{GS} = -2$ V

Freq. GHz	S_{11} Mag.	S_{11} Ang.	S_{21} dB	S_{21} Mag.	S_{21} Ang.	S_{21} dB	S_{21} Mag.	S_{21} Ang.	S_{22} Mag.	S_{22} Ang.
11.0	0.96	-139	-14.2	0.19	-43	-14.2	0.19	-43	0.97	-125
12.0	0.95	-152	-14.0	0.20	-56	-14.0	0.20	-56	0.97	-137
13.0	0.94	-166	-13.8	0.20	-69	-13.8	0.20	-68	0.96	-149

ATF-36077 Typical Noise Parameters,

Common Source, $Z_O = 50\,\Omega$, $V_{DS} = 1.5\,V$, $I_D = 10\,mA$

Freq. GHz	F_{min}[1] dB	Γ_{opt} Mag.	Γ_{opt} Ang.	R_n/Z_o -
1	0.30	0.95	12	0.40
2	0.30	0.90	25	0.20
4	0.30	0.81	51	0.17
6	0.30	0.73	76	0.13
8	0.37	0.66	102	0.09
10	0.44	0.60	129	0.05
12	0.50	0.54	156	0.03
14	0.56	0.48	-174	0.02
16	0.61	0.43	-139	0.05
18	0.65	0.39	-100	0.09

Note:

1. The F_{min} values at 2, 4, and 6 GHz have been adjusted to reflect expected circuit losses that will be encountered when matching to the optimum reflection coefficient (Γ_{opt}) at these frequencies. The theoretical F_{min} values for these frequencies are: 0.10 dB at 2 GHz, 0.20 dB at 4 GHz, and 0.29 dB at 6 GHz. Noise parameters are derived from associated s parameters, packaged device measurements at 12 GHz, and die level measurements from 6 to 18 GHz.

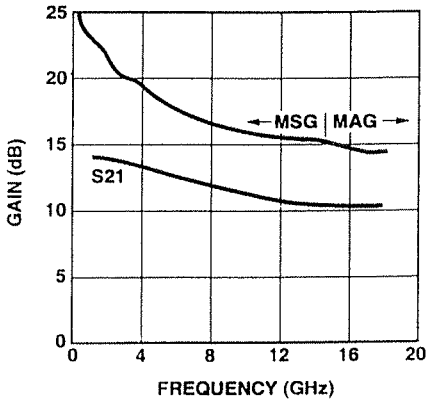
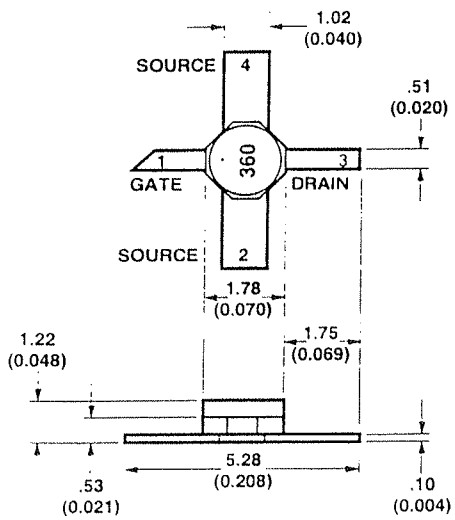


Figure 2. Maximum Available Gain, Maximum Stable Gain and Insertion Power Gain vs. Frequency. V_{DS} = 1.5 V, I_D = 10 mA.

77 Package Dimensions



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-36077-TR1[2]	1000	7" Reel
ATF-36077-STR	10	strip

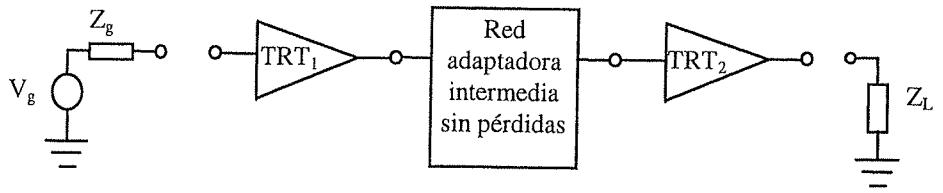
Note:

2. For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices," in "Communications Components" Designer's Catalog.

2.38

Problema 2

Se desea diseñar un amplificador de microondas de dos etapas como el indicado en la figura



1.- Obtener las siguientes relaciones:

$Gp = f(G_{p1}, G_{p2})$
$Gd = f(G_{d1}, G_{d2})$
$Gt = f(G_{p1}, G_{p2})$
$Gt = f(G_{d1}, G_{d2})$

siendo Gt, Gd y Gp las ganancias de transducción, disponible y de potencia del amplificador, y G_{di} y G_{pi} las ganancias disponible y de potencia de cada una de las etapas.

Las dos etapas van a usar el mismo transistor polarizado en el mismo punto de trabajo. Las características que nos aporta el fabricante son las indicadas a continuación

$S_{11}=0.655e^{j162.1}$; $S_{21}= 2.286e^{j45.8}$ $S_{12}=0.064e^{j23.7}$ $S_{22}=0.569e^{-j54.6}$
$Z_g=Z_g^a=10.66-j7.52\ \Omega \Rightarrow F=4.5$ dB ; Gd=14 dB
$Z_g=Z_m=15-j10\ \Omega \Rightarrow F=3.3$ dB ; Gd=12.5 dB

2.- Realice, sin realizar cálculo alguno, los comentarios que considere oportunos acerca de la estabilidad del transistor que se va a utilizar.

3.- Se desea diseñar el amplificador sujeto a las siguientes especificaciones:

- Uno de los transistores ha de trabajar en el punto de máxima ganancia y el otro en el de mínimo ruido.
- Mínima figura de ruido posible.
- Adaptación conjugada en el plano de la carga.

Se pide:

a) Figura de ruido total.
b) Ganancia de transducción total (Gt).
c) Impedancias de generador y carga de los transistores 1 y 2.
d) C.O.E. de entrada y salida

NOTAS IMPORTANTES:

* Para la realización de los apartados c) y d) suponga $S_{12}= 0$
* La figura de ruido de dos transistores en cascada es: $F_{12}= F_1 + (F_2 - 1)/G_{d1}$
* Si se carece de calculadora que opere con números complejos, las impedancias pueden ser dadas en forma de coeficientes de reflexión.

• Detectores y Mezcladores

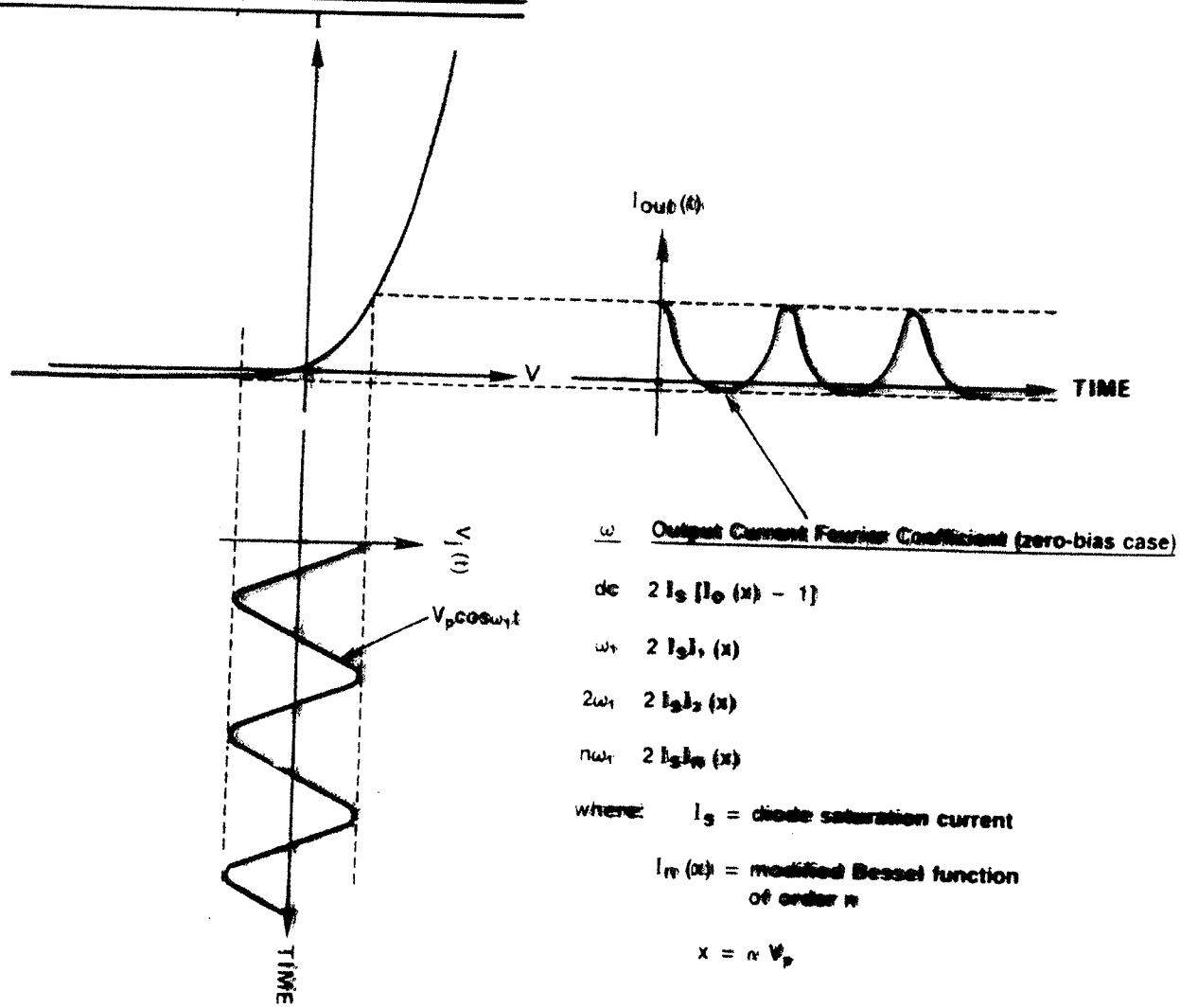
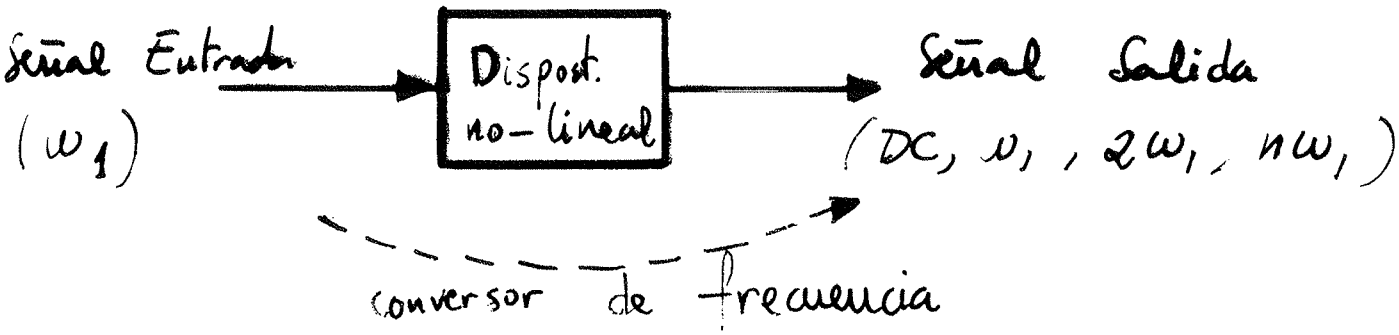


Figure 11.1 Input–output signals for a nonlinear diode detector.

• Principio funcionamiento ⇒ Dispositivo no-lineales (típicamente Diodos)



• Aplicaciones → Detectores → AGC, indicadores de nivel, ...
→ Mezcladores → conversor frecuencia ↑↓