

Microondas

Circuitos activos

Jesús Sanz Marcos

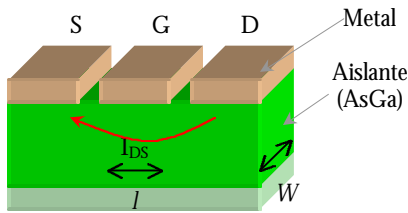
e-mail: jesus.sanz@upcnet.es

Barcelona, Spain. 08/12/2000

Amplificadores de microondas

MESFET: Metal Semiconductor FET

- más lineal que el BJT
- mejor factor de ruido
- mayor frecuencia de trabajo



- L:** longitud del canal (determina el factor de ruido -shot- del TRT).
- W:** anchura del canal (máxima potencia de salida del TRT).
- ID_S** está controlada por V_{GS} (para una V_{DS} fija).

Modelo ideal en baja frecuencia

- a) zona óhmica ($V_{DS} \downarrow$)

$$I_{DS} = G(V_{GS})V_{DS}$$

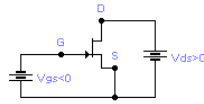
- b) zona saturación

$$I_{DS}(V_{DS}) = cte$$

$$I_{DS} = I_{DS0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2$$

El punto de trabajo se encuentra en:

$$V_{GSQ} = -2V \quad V_{DSQ} = 5V \quad I_{DSQ} = 10mA$$



Elección del punto de trabajo

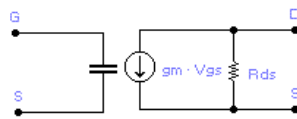
- amplificador **máxima ganancia** (pequeña señal): nos interesa porque pequeñas variaciones de V_{GS} producen grandes en I_{DS} .
- amplificador **máxima potencia salida** (gran señal)
 - amplificadores clase A
 - amplificadores clase AB,C
- amplificador **mínimo ruido** (pequeña señal) en recepción.

Modelo circuital en pequeña señal

C_{GS} : capacidad de la zona de carga electrónica.

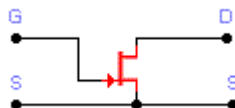
$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{DSQ}}$$

$$\frac{1}{R_{ds}} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{DSQ}}$$

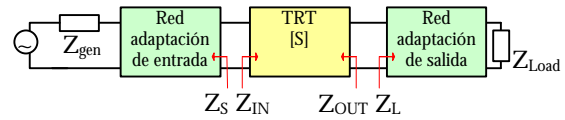


Diseño con parámetros S

Los parámetros [S] dependen del punto de trabajo.

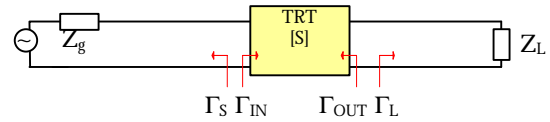


Consideraciones previas



-Se utilizan **redes adaptadores** entrada/salida pasivas sin pérdidas.

- Z_s : impedancia equivalente del generador (source) Z_g
- Z_{out} : impedancia equivalente de salida ([S] de Z_s)
- Z_{in} : impedancia de entrada del TRT (dep. de [S] y Z_L)
- Z_L : impedancia de carga del TRT



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

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

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

Si $Z_g = Z_0 \Rightarrow G_T = |S_{21}|^2$ sólo depende del TRT.
Si $Z_L = Z_0$

Diseño unilateral

$$S_{12} = 0, S_{21} \neq S_{12} \text{ si } |S_{12}S_{21}| \ll 1 \Rightarrow \Gamma_{in} \cong S_{11} \quad \Gamma_{out} \cong S_{22}$$

$$G_{T_{unilateral}} = \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = G_S G_U G_L$$

Se puede tener adaptación de entrada y de salida:

$$\Gamma_g = \Gamma_{in}^* = S_{11}^* \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^* \Rightarrow$$

$$G_{TU_{max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = G_{S_{max}} G_U G_{L_{max}}$$

Círculos de ganancia unilateral

- a) **de entrada**

$$G_g = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} = cte \Rightarrow \text{circunferencia}$$

$$\text{Centro} = C_1 = \frac{G_g S_{11}^*}{1 + G_g |S_{11}|^2}$$

$$\text{Radio} = r_1 = \frac{\sqrt{1 - G_g(1 - |S_{11}|^2)}}{1 + G_g |S_{11}|^2}$$

Con $\Gamma_g = 0 (Z_g = Z_0) \Rightarrow G_g = 1(0dB)$

Si $\Gamma_g \neq S_{11}^* \Rightarrow G_g < G_{g_{max}}$ (pérdida de ganancia por desadaptación).

b) **de salida**

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \text{cte} \quad G_{L_{\max}} \stackrel{\Gamma_L = S_{22}^*}{=} \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

$$\text{Si } \Gamma_L = 0 (Z_L = Z_0) \Rightarrow G_L = 0 \text{ dB}$$

Si $\Gamma_L \neq S_{22}^* \Rightarrow G_L < G_{L_{\max}} \Rightarrow$ pérdida de ganancia por desadaptación de salida.

Estabilidad del TRT

a) TRT **incondicionalmente** estable si $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para todas las impedancias pasivas tanto del generador como de la fuente.

b) TRT **condicionalmente** estable si $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ sólo se da para un cierto rango de impedancias pasivas del generador y de la fuente.

$$\begin{aligned} \text{TRT siempre estable} & \Leftrightarrow \begin{cases} |\Gamma_{in}| = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}| < 1 \\ |\Gamma_{out}| = |S_{22} - \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g}| < 1 \end{cases} \\ \text{(incondicionalmente)} & \end{aligned}$$

Si el dispositivo es unilateral ($S_{12} \cong 0$) entonces el dispositivo es incondicionalmente estable si:

$$|S_{11}| < 1 \text{ y } |S_{22}| < 1$$

Si no es así, es necesario visualizar círculos de estabilidad. Son aquellos círculos en los que se cumplen: $|\Gamma_{in}| = 1$ y $|\Gamma_{out}| = 1$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = \det[S]$$

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

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ (radio)}$$

$$\text{Entrada: } C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \text{ (centro)}$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ (radio)}$$

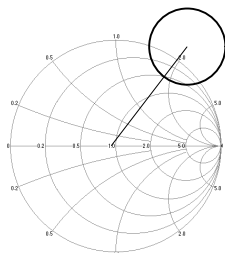
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

Si $K > 1$ y $|\Delta| < 1 \Rightarrow$ amplificador **incondicionalmente** estable.

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

Si $m > 1 \Rightarrow$ amplificador **incondicionalmente** estable.

$m \uparrow \Rightarrow$ estabilidad \uparrow



Si $|S_{11}| < 1 \Rightarrow$ la zona estable es la que está en el exterior del círculo de estabilidad.

Si $|S_{11}| > 1 \Rightarrow$ es la zona interior la que es estable.

Diseño de amplificadores de una etapa

Diseño para ganancia máxima (adaptación conjugada)

Máxima transferencia de potencia: $\Gamma_{in} = \Gamma_g^*$ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$

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

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

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

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

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

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

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

En el caso de amplificadores unilaterales:

$$\Gamma_S = S_{11}^* \quad \Gamma_L = S_{22}^* \text{ y}$$

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

Diseño para ganancia especificada (dispositivos unilaterales)

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

Figura unilateral de mérito:

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

Un error de unas décimas de dB o menos justifica la decisión de simplificar $S_{12} = 0$.

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}$$

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

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

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

Factores normalizados de ganancia:

$$g_S = \frac{G_S}{G_{S_{\max}}} \quad g_L = \frac{G_L}{G_{L_{\max}}}$$

Círculos de estabilidad:

$$C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2}$$

$$R_S = \frac{\sqrt{1 - g_S} (1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2}$$

$$C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2}$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2}$$

Diseño de amplificadores de bajo ruido (LNA)

$$F \equiv \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \Big|_{T_{av} = T_o = 290^\circ K} = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0} \quad T_{eq} \equiv T_0 (F - 1)$$

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

$Y_S = G_S + jB_S$: admitancia de la fuente

Y_{opt} : admitancia óptima que resulta en una figura mínima de ruido.

R_N : resistencia equivalente de ruido del TRT.

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

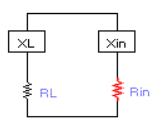
$$N = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F - F_{min}}{4R_N / Z_0} |1 + \Gamma_{opt}|^2$$

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} \text{ (centro) figura de ruido cte}$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1} \text{ (radio)}$$

Diseño de osciladores

Osciladores con resistencias negativas



$$R_L + R_{in} = 0$$

$$X_L + X_{in} = 0$$

$$\Rightarrow \Gamma_L = \frac{1}{\Gamma_{in}}$$

Osciladores TRT

En un oscilador de este tipo, una eficiente resistencia negativa es construida terminando un potencialmente inestable TRT con una impedancia diseñada para llevar al dispositivo a la región inestable.

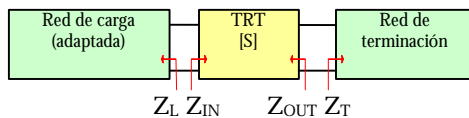
$$R_L = \frac{-R_{in}}{3} \quad X_L = -X_{in}$$

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

$$\Gamma_T = \frac{1 - S_{11}\Gamma_L}{S_{22} - \Delta\Gamma_L}$$

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

$$\Rightarrow \Gamma_T \Gamma_{out} = 1 \Rightarrow Z_T = -Z_{out}$$



Osciladores dieléctricos resonantes

$$Z = \frac{N^2 R}{1 + j2 Q \Delta \omega / \omega_0} \quad Q = R / \omega_0 L$$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{LC} \quad \Delta \omega = \omega - \omega_0$$

$$g = \frac{Q}{Q_e} = \frac{N^2 R}{2Z_0} \quad \Gamma = \frac{g}{1 + g}$$