



**DISEÑO DE
AMPLIFICADORES**

4. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

En la actualidad existe una amplia bibliografía que nos detalla las técnicas existentes para diseñar amplificadores según el objetivo de funcionamiento marcado para éste. Las herramientas necesarias para el diseño de amplificadores de microondas se basan en el entendimiento de las líneas de transmisión, redes de dos puertos y técnicas de adaptación de impedancias [18]. Con el conocimiento de los parámetros S del transistor, el diseño del amplificador se convertirá esencialmente en un problema de adaptación de impedancias.

Para un amplificador, la potencia disponible de la fuente deberá ser entregada a la entrada del transistor. Este es el primer problema de adaptación de impedancias resuelto con un circuito de adaptación. La estructura de adaptación de la salida deberá ser diseñada para entregar la máxima potencia a la carga.

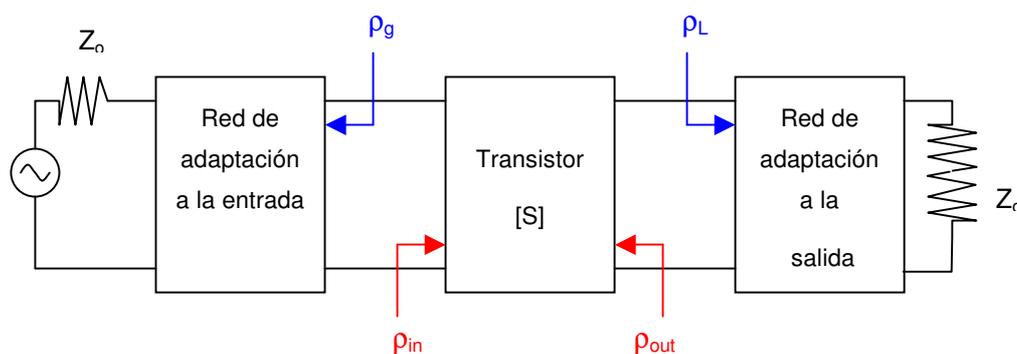


Figura 22: Estructura de un amplificador

Generalmente el proceso de diseño de un amplificador de microondas puede entenderse como un problema de optimización no lineal en el que se trata de cumplir cierta función objetivo (máxima ganancia, menor factor de ruido) sujeta a determinadas restricciones (estabilidad, ganancia, factor de ruido, adaptación, etc.).

Por lo tanto, las incógnitas de este problema son los valores de los coeficientes de reflexión ρ_g (o ρ_s) y ρ_L que las redes de adaptación presentan al transistor. Como es bastante complicado satisfacer simultáneamente todas las restricciones, hay que establecer un orden de prioridad según el cual se sacrifica alguna de las especificaciones a costa de cumplir mejor otros objetivos.

El proceso de diseño puede ser complicado. Como ayuda, se apoya frecuentemente en la Carta de Smith para la representación de los puntos candidatos a ser solventar el problema, definiéndose la solución a base de delimitar la región con las otras restricciones.

Un amplificador puede ser inestable si cualquiera de sus puertos presenta una impedancia con parte real negativa. Además, la estabilidad depende de la frecuencia, es decir, puede ser estable a ciertas frecuencias e inestable a otras, manteniendo las mismas impedancias de generador y carga.

Las condiciones de estabilidad pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} |\rho_{in}| &< 1 \\ |\rho_{out}| &< 1 \end{aligned} \quad (4.1)$$

donde los coeficientes de reflexión dependen de los parámetros S y de los coeficientes de reflexión de la carga y del generador respectivamente de la forma [10]:

$$\begin{aligned} \rho_{in} &= \frac{s_{11} - \Delta \rho_L}{1 - s_{22} \rho_L} \\ \rho_{out} &= \frac{s_{22} - \Delta \rho_g}{1 - s_{11} \rho_g} \end{aligned} \quad (4.2)$$

con

$$|\Delta| = |s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}|. \quad (4.3)$$

Cuando las condiciones $|\rho_{in}| < 1$ y $|\rho_{out}| < 1$ se cumplen para todos los posibles valores de impedancia de generador y de carga, se dice que el amplificador es incondicionalmente estable. Si se cumple sólo para un cierto conjunto de valores de las impedancias, entonces es condicionalmente estable.

Otra forma de estudiar la estabilidad es calcular los valores del factor de estabilidad,

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad (4.4)$$

y del módulo del determinante de la matriz de parámetros S, $|\Delta|$. Si el primero es mayor que 1 y el segundo menor que 1, entonces el amplificador es incondicionalmente estable.

A partir de los parámetros S se puede determinar el lugar geométrico de los puntos del plano ρ_L que hacen $|\rho_{in}| = 1$. Este círculo, mediante una transformación bilineal, se transforma en el círculo del plano ρ_L , cuyo centro y radio son:

$$c_{Ls} = \frac{s_{11}\Delta^* - s_{22}^*}{|\Delta|^2 - |s_{22}|^2}$$

$$r_{Ls} = \frac{|s_{12}s_{21}|}{\left| |\Delta|^2 - |s_{22}|^2 \right|}$$
(4.5)

Equivalentemente los puntos del plano ρ_g que hacen $|\rho_{out}|=1$ están en el círculo de centro y radio:

$$c_{gs} = \frac{s_{22}\Delta^* - s_{11}^*}{|\Delta|^2 - |s_{11}|^2}$$

$$r_{gs} = \frac{|s_{12}s_{21}|}{\left| |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 \right|}$$
(4.6)

A un lado de estos círculos se tendrá que verificar que el módulo del coeficiente de reflexión de entrada o a la salida es menor que 1, mientras que al otro lado ocurre lo contrario. Por ese motivo se llaman círculos de estabilidad.

Para saber si la región estable está dentro o fuera del círculo de estabilidad, se va a suponer que sólo se estudia la entrada. Si el módulo de s_{11} es menor que 1, entonces el punto $\rho_L=0$ es un punto que pertenece a la región estable. Por tanto, si el círculo de estabilidad encierra al punto de coeficiente de reflexión de la carga de valor 0, entonces la región estable será la del interior del círculo de estabilidad. Si no, será la del exterior la región estable. Si por el contrario $|s_{11}|>1$, entonces $\rho_L=0$ es un punto inestable, de modo que pertenece a la zona de inestabilidad.

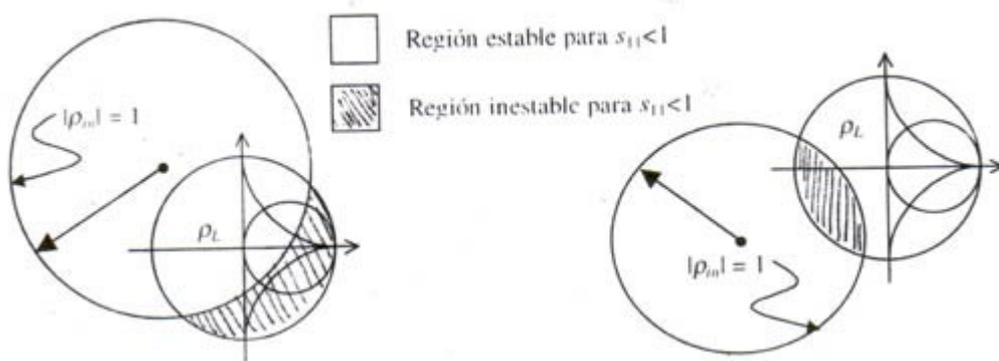


Figura 23: Círculo de estabilidad y región estable

Equivalentemente puede analizarse el circuito de salida para determinar cual es la región estable. Para ello, se hace un estudio análogo con el parámetro s_{22} y el coeficiente de reflexión de la fuente. Si $|s_{22}|<1$, entonces el punto central de la Carta de

Smith $\rho_g=0$ es estable, y por lo tanto, también esa región interior/exterior del círculo de estabilidad.

4.1. DISEÑO PARA MÁXIMA GANANCIA (ADAPTACIÓN CONJUGADA)

Es el método más sencillo de diseño de amplificadores, aunque no siempre es posible recurrir a él porque sólo considera las restricciones de ganancia, sin atender a otras especificaciones como estabilidad o factor de ruido. Se basa en que si se cumple:

$$\rho_{in} = \rho_g^* \quad (4.7)$$

$$\rho_{out} = \rho_L^*$$

se produce la máxima transferencia de potencia hacia la entrada del transistor y desde el transistor hacia la carga, respectivamente. Escribiendo esas ecuaciones en función de los parámetros S:

$$\rho_g = \rho_{in}^* = \left(\frac{s_{11} - \Delta \cdot \rho_L}{1 - s_{22} \cdot \rho_L} \right)^* \quad \rho_L = \rho_{out}^* = \left(\frac{s_{22} - \Delta \cdot \rho_g}{1 - s_{11} \cdot \rho_g} \right)^* \quad (4.8)$$

quedan dos ecuaciones acopladas que pueden ser resueltas algebraicamente. Si se resuelven se obtiene que:

$$\rho_g = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (4.9)$$

donde

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_1 &= s_{11} - \Delta \cdot s_{22}^* \end{aligned} \quad (4.10)$$

Equivalentemente para el coeficiente de reflexión en la carga:

$$\rho_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (4.11)$$

donde

$$\begin{aligned} B_2 &= 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_2 &= s_{22} - \Delta \cdot s_{11}^* \end{aligned} \quad (4.12)$$

La dualidad de soluciones se resuelve eligiendo aquella que dé lugar a un amplificador estable. Con estos valores de coeficientes de reflexión se consigue el valor máximo de la ganancia de transducción, que se corresponde con:

$$G_T|_{\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (4.13)$$

ya que bajo las condiciones de adaptación conjugada se cumple que la ganancia de transducción es igual a la ganancia de potencia y a la ganancia de potencia disponible. El valor de la ganancia de transducción que se corresponde con $K=1$ recibe el nombre de máxima ganancia estable:

$$G_{MSG} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \quad (4.14)$$

que se utiliza como figura de mérito para el diseño de transistores condicionalmente inestables.

4.2. DISEÑO PARA UNA GANANCIA ESPECIFICADA

El método más adecuado para diseñar un amplificador para que alcance una ganancia especificada depende de que el transistor sea condicionalmente estable o no. Según el transistor, habrá que seguir un método diferente.

4.2.1. ESTABILIDAD INCONDICIONAL

Para una ganancia de potencia marcada en las especificaciones de diseño, G_p , el centro y el radio del círculo de ganancia constante en el plano ρ_L vienen dados por las expresiones:

$$\begin{aligned} g_p &= \frac{G_p}{|s_{21}|^2} \\ C_2 &= s_{22} - \Delta \cdot s_{11}^* \\ c_p &= \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \\ r_p &= \frac{\sqrt{1 - 2K |s_{12} s_{21}| g_p + |s_{12} s_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Una vez representado este círculo sobre la carta de Smith, se selecciona el coeficiente de reflexión ρ_L deseado sobre el círculo de G_p constante. Escogido ese

valor, se acostumbra a imponer la adaptación en el puerto de entrada mediante la condición

$$\rho_g = \rho_{in}^* \quad (4.16)$$

para asegurar la máxima transferencia de potencia a la entrada, y donde ρ_{in} depende de ρ_L a través de:

$$\rho_{in} = \frac{s_{11} - \Delta \rho_L}{1 - s_{22} \rho_L} \quad (4.17)$$

Con este valor de ρ_g se consigue una ganancia de potencia igual a la ganancia de transducción.

4.2.2. INESTABILIDAD POTENCIAL

En el caso de que el transistor sea condicionalmente inestable, es necesario tener especial precaución en el diseño, ya que la ganancia de potencia puede hacerse infinita. De hecho, cuando G_p tiende a infinito, el círculo de ganancia de potencia tiende al círculo de estabilidad.

Una regla práctica consiste en mantener la ganancia de potencia por debajo de la máxima ganancia estable, fijada como figura de mérito. Al igual que en el caso anterior y usando las mismas expresiones, se representa el círculo de ganancia constante para el valor dado de G_p . Se dibuja también el círculo de estabilidad de la carga, para así elegir el coeficiente de reflexión de la carga sobre el círculo de G_p pero que esté suficientemente alejado del círculo de estabilidad dibujado. A partir de ρ_L se calcula el coeficiente de reflexión en la entrada y se determina si es posible una terminación con adaptación conjugada. Para ello, dibujamos el círculo de estabilidad del generador y se comprueba si el coeficiente de reflexión de la fuente resultado de la adaptación conjugada, $\rho_g = \rho_{in}^*$, pertenece a la región estable.

Si esta posibilidad no pudiera darse, o bien el coeficiente de reflexión de la carga ρ_g está demasiado cerca del círculo de estabilidad, se tomará un valor arbitrario para ρ_g que no empeore demasiado la adaptación a la salida. También puede ser una opción válida la elección de un círculo de ganancia de potencia diferente. Por lo tanto, será necesario hacer pruebas para llegar a una solución de compromiso entre la desadaptación y la ganancia de potencia.

4.3. DISEÑO PARA BAJO RUIDO

En primer lugar es necesario tener claramente especificadas las restricciones acerca del factor de ruido y de la ganancia. Con estos datos se dibujan los círculos correspondientes de factor de ruido y ganancia de potencia disponible sobre la Carta de Smith del generador. Para el círculo de ganancia se usan las mismas expresiones que para el diseño de ganancia. El círculo de ruido necesita usar el valor de la figura de ruido:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_N}{Z_0} \cdot \frac{|\rho_g - \rho_{opt}|^2}{(1 - |\rho_g|^2) \cdot |1 + \rho_{opt}|^2} \quad (4.18)$$

donde F_{\min} es la figura de ruido mínima, ρ_{opt} es el coeficiente de reflexión que proporciona condiciones de ruido mínimas y R_N es la resistencia equivalente de ruido del transistor. A partir de estos datos se calcula el parámetro del factor de ruido N como:

$$N = \frac{F - F_{\min}}{\frac{4R_N}{Z_0}} \cdot |1 + \rho_{opt}|^2 \quad (4.19)$$

El lugar geométrico de los puntos del plano ρ_g que se caracterizan por un factor N constante, es una circunferencia cuyo centro y radio valen:

$$\begin{aligned} c_{gN} &= \frac{\rho_{opt}}{N + 1} \\ r_{gN} &= \frac{\sqrt{N^2 + N \cdot (1 - |\rho_{opt}|^2)}}{N + 1} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Una vez representados los dos círculos, se elige el valor de ρ_g que mejor satisfaga las especificaciones. Si ambas circunferencias se cortan, el mejor valor del coeficiente de reflexión es uno de los puntos de corte. En el caso de que no se corten, se escoge un punto, sobre la circunferencia de factor de ruido constante, en la recta que une los centros de las dos circunferencias. Este punto pertenecerá a otro círculo de ganancia disponible más baja que el original, por lo que es esta restricción la que se ve sacrificada.

Una vez escogido el valor de ρ_g , se acostumbra a imponer adaptación conjugada mediante la expresión:

$$\rho_L = \rho_{out}^* \quad (4.21)$$

para asegurar la máxima transferencia de potencia en el puerto de salida, y donde el coeficiente de reflexión a la salida depende del coeficiente de reflexión de la fuente a través de

$$\rho_{out} = \frac{s_{22} - \Delta\rho_g}{1 - s_{11}\rho_g} \quad (4.22)$$

Hay que asegurarse, una vez calculado este coeficiente de reflexión de la carga, que se encuentre dentro de la región estable.

4.4. CIRCULOS DE DESADAPTACION CONSTANTE

Cuando en un amplificador de microondas la impedancia que se ve a la entrada del transistor no coincide con la impedancia conjugada que le presenta el generador, se produce una desadaptación de manera que la potencia entregada a la red es menor que la potencia disponible en el generador.

$$\langle P_{in} \rangle = \langle P_{disp} \rangle M_g \quad (4.23)$$

El parámetro M_g es el factor de desadaptación de impedancia, y está relacionado con el coeficiente de onda estacionaria a la entrada de la forma:

$$M_g = 1 - \left(\frac{VSWR_1 - 1}{VSWR_1 + 1} \right)^2 \quad (4.24)$$

Con este valor se calcula el centro y el radio del círculo que representa los puntos del plano para los que el coeficiente de onda estacionaria tiene ese valor fijo [10]:

$$\begin{aligned} Cg_M &= \frac{M_g \cdot \rho_{in}}{1 - (1 - M_g) \cdot |\rho_{in}|^2} \\ Rg_M &= \frac{\sqrt{1 - M_g} \cdot (1 - |\rho_{in}|^2)}{1 - (1 - M_g) \cdot |\rho_{in}|^2} \end{aligned} \quad (4.25)$$

De la misma manera se pueden trazar círculos de desadaptación constante a la salida, una vez escogido el valor de ρ_g :

$$\begin{aligned}M_L &= 1 - \left(\frac{VSWR_2 - 1}{VSWR_2 + 1} \right)^2 \\CL_M &= \frac{M_L \cdot \rho_{out}^*}{1 - (1 - M_L) \cdot |\rho_{out}|^2} \\RL_{MD} &= \frac{\sqrt{1 - M_L} \cdot (1 - |\rho_{out}|^2)}{1 - (1 - M_L) \cdot |\rho_{out}|^2}\end{aligned}\tag{4.26}$$

donde M_L es el coeficiente de desadaptación a la salida.