# Capítulo 3: Diseño de amplificadores

# 3.1. Introducción

En este capítulo, haremos un breve repaso sobre la teoría existente en el diseño de amplificadores de microondas. De esta forma, el capítulo consta de dos secciones principales. La primera de estas secciones se centrará en los principios del diseño de amplificadores de microondas en pequeña señal, haciendo especial énfasis en las consideraciones de estabilidad y ganancia, que son las que nos ocuparán en un capítulo posterior. Y en la segunda de estas secciones nos embarcaremos en el diseño de los amplificadores de potencia de microondas, enfocándonos en dos casos concretos, el de un amplificador Clase A y el de un amplificador Clase B.

Una vez presentado el capítulo, comenzamos con la primera de las secciones mencionadas, el diseño teórico de amplificadores de microondas en pequeña señal, o en sentido clásico.

# 3.2. Diseño teórico de amplificadores en pequeña señal

En esta sección se desarrollan varios principios básicos usados en el análisis y diseño de amplificadores clásicos de microondas. Basándonos en los parámetros S del transistor (esto es, amplificación de pequeña señal) y en ciertos requisitos de rendimiento, se desarrolla un procedimiento sistemático para el diseño de un amplificador clásico. El diseño de amplificadores en pequeña señal está ampliamente tratado en múltiples referencias, en esta sección nos apoyaremos fundamentalmente en [3.1]. Las consideraciones de diseño más importantes en un amplificador en pequeña señal son la estabilidad, la ganancia en potencia, el ancho de banda, el ruido, y los requisitos de DC. En esta sección se tratan principalmente los problemas de estabilidad y ganancia en potencia en amplificadores de banda estrecha.

Un diseño comienza con un conjunto de especificaciones y la elección de un amplificador apropiado. Después, una solución matemática sistemática, ayudada de métodos gráficos, se desarrolla para determinar el acompañamiento del transistor (por ejemplo, los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga) para unos criterios particulares de estabilidad y ganancia. Un transistor incondicionalmente estable no oscilará con ninguna terminación pasiva. En cambio, un diseño que utiliza un transistor condicionalmente inestable requiere de más análisis y consideraciones prudentes para que las terminaciones pasivas produzcan un amplificador estable.

Se discutirán procedimientos de diseño para el caso de transistores unilaterales y bilaterales, basados en requisitos de estabilidad y ganancia. Se hará un pequeño análisis para el diseño de redes de polarización de un FET de GaAs, como caso cercano al HEMT de GaN. Es importante seleccionar el punto correcto de trabajo DC y la topología de red apropiada con el fin de obtener el funcionamiento AC deseado.

### 3.2.1. Ecuaciones de ganancia de potencia

Varias ecuaciones de ganancia de potencia aparecen en la literatura y se utilizan en el diseño de amplificadores clásicos. En la figura 3.1 se ilustra un diagrama de flujos de señal de un amplificador en pequeña señal con sus distintas potencias.



Fig. 3.1. Diferentes definiciones de potencia [3.1].

Con esto, podemos definir la ganancia de transducción  $G_T$ , la ganancia de potencia  $G_p$  (también llamada ganancia de potencia operativa), y la ganancia de potencia disponible  $G_A$ , como:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}, \quad G_P = \frac{P_L}{P_{IN}}, \quad G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}$$
(3.1)

donde  $P_{IN}$  es la potencia de entrada a la red,  $P_L$  la potencia entregada a la carga,  $P_{AVS}$  la potencia disponible en la fuente, y  $P_{AVN}$  la potencia disponible de la red. Podemos definir también estas ganancias en función de los parámetros S ( $S_{ii}$ ), y de los coeficientes de reflexión ( $\Gamma_i$ ) como sigue:

$$G_{T} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_{s}|^{2}} |S_{21}|^{2} \frac{1 - |\Gamma_{L}|^{2}}{|1 - S_{22}\Gamma_{L}|^{2}} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{|1 - S_{11}\Gamma_{s}|^{2}} |S_{21}|^{2} \frac{1 - |\Gamma_{L}|^{2}}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_{L}|^{2}}$$
(3.2)

$$G_{p} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^{2}} |S_{21}|^{2} \frac{1 - |\Gamma_{L}|^{2}}{|1 - S_{22}\Gamma_{L}|^{2}}$$
(3.3)

$$G_{A} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{|1 - S_{11}\Gamma_{s}|^{2}} |S_{21}|^{2} \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^{2}}$$
(3.4)

donde los coeficientes de reflexión de entrada y de salida se definen a su vez como:

$$\Gamma_{\rm IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$
(3.5)

$$\Gamma_{\text{OUT}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$
(3.6)

donde podemos apreciar,  $G_T$  es una función de  $\Gamma_s$ ,  $\Gamma_L$ , y los parámetros S del transistor.

En términos del amplificador mostrado en la figura 3.2, la red de adaptación de entrada transforma la impedancia del generador  $Z_1$  (normalmente 50  $\Omega$ ) en la impedancia  $Z_s$ , o en otras palabras, en el coeficiente de reflexión de la fuente  $\Gamma_s$ . La red de adaptación de salida transforma la impedancia  $Z_2$  (usualmente 50  $\Omega$ ) en la impedancia de carga  $Z_L$  o en el coeficiente de reflexión  $\Gamma_L$ .



Fig. 3.2. Diagrama de un amplificador en pequeña señal [3.1].

Las redes de adaptación pasivas producen valores de  $\Gamma_s$  y  $\Gamma_L$  tales que  $|\Gamma_s| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$ . Es decir, que las partes resistivas asociadas a  $Z_s$  y  $Z_L$  son positivas. Sin embargo, de (3.5) y (3.6) tenemos que es posible que para ciertos valores de los parámetros S (donde  $|\Gamma_s| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$ ), se cumpla  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ . Cuando esto

se produce, los puertos de entrada o de salida del transistor presentan una resistencia negativa y pueden ocurrir oscilaciones. Obviamente, ésta es una situación que debemos evitar en el diseño de un amplificador.

A partir de aquí analizaremos ciertas consideraciones de diseño, en las que en principio supondremos el caso de un transistor unilateral, esto es, que  $|S_{12}| = 0$ , o que es despreciable en cualquier caso. En caso de no suponer un transistor unilateral, se citará expresamente.

#### 3.2.2. Consideraciones de estabilidad

La estabilidad de un amplificador (su oposición a oscilar) es una consideración muy importante a la hora del diseño, y puede estar determinada por los parámetros S, las redes de adaptación, y las terminaciones. Dicho sea esto, es importante mencionar que la estabilidad depende de la frecuencia, así que un amplificador puede ser estable a ciertas frecuencias y hacerse inestable a otras frecuencias, manteniendo las mismas impedancias de generador y carga. En una red de dos puertos, las oscilaciones son posibles cuando cualquiera de los dos puertos, el de entrada o el de salida, presenta una resistencia negativa. Esto ocurre cuando  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , lo que en el caso de un transistor unilateral ocurre cuando  $|S_{11}| > 1$  o  $|S_{22}| > 1$ . En el primer caso el transistor presentaría una resistencia negativa a la entrada, y en el segundo caso el transistor presentaría una resistencia negativa a la salida.

De una red de dos puertos, como la de la figura 3.3, se puede decir que es incondicionalmente estable a una frecuencia dada si las partes reales de  $Z_{IN}$  y  $Z_{OUT}$  son positivas para todas las impedancias de fuente y de carga. En caso contrario, se dice que la red de dos puertos es condicionalmente inestable, es decir, que algunas

impedancias de fuente y de carga pueden producir impedancias de entrada y de salida con parte real negativa.



Fig. 3.3. Estabilidad en una red de dos puertos [3.1].

En términos de los coeficientes de reflexión, las condiciones para que una red sea incondicionalmente estable a una frecuencia dada, son las siguientes:

$$|\Gamma_s| < 1 \tag{3.7}$$

$$\left|\Gamma_{L}\right| < 1 \tag{3.8}$$

$$\left|\Gamma_{\rm IN}\right| = \left|S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{L}}{1 - S_{22}\Gamma_{L}}\right| < 1$$
(3.9)

$$|\Gamma_{\text{OUT}}| = \left|S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}\right| < 1$$
 (3.10)

donde se ha supuesto que todos los coeficientes están normalizados a la misma impedancia característica  $Z_0$ .

Las ecuaciones (3.7) y (3.8) establecen que la fuente y la carga son pasivas, mientras que (3.9) y (3.10) establecen que las impedancias de entrada y de salida también deben ser pasivas. Estas ecuaciones definen las condiciones requeridas para satisfacer la estabilidad incondicional. Sin embargo, antes de discutir los pormenores de las condiciones necesarias y suficientes de la estabilidad incondicional, presentamos un análisis gráfico con la casta de Smith, que es especialmente útil en el análisis de transistores condicionalmente inestables.

Para transistores condicionalmente inestables, existen valores de  $Z_s$ ,  $Z_L$  ( $\Gamma_s$ ,  $\Gamma_L$ ) menores a la unidad, que pueden hacer  $Z_{IN}$ ,  $Z_{OUT}$  ( $\Gamma_s$ ,  $\Gamma_L$ ). Se puede demostrar que el caso límite,  $|\Gamma_{IN}| = 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| = 1$ , forman unas circunferencias que limitan los llamados **círculos de estabilidad**, en los planos  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_s$  respectivamente.

Así tenemos que el **círculo de estabilidad a la salida** (que son los valores de  $\Gamma_L$  para  $|\Gamma_{IN}|=1$ ) viene dado por un radio y un centro de:

$$r_{L} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{\left| S_{22} \right|^{2} - \left| \Delta \right|^{2}} \right|$$
(3.11)

$$C_{L} = \frac{\left(S_{22} - \Delta S_{11}^{*}\right)^{*}}{\left|S_{22}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}}$$
(3.12)

mientras que el **círculo de estabilidad a la entrada** (que son en este caso los valores de  $\Gamma_s$  para  $|\Gamma_{OUT}|=1$ ) viene dado por un radio y un centro de:

$$r_{s} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{\left| S_{11} \right|^{2} - \left| \Delta \right|^{2}} \right|$$
(3.13)

$$C_{s} = \frac{\left(S_{11} - \Delta S_{22}^{*}\right)^{*}}{\left|S_{11}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}}$$
(3.14)

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

Por tanto, dados los parámetros S del transistor, se pueden dibujar los círculos que definen dónde se encuentran  $|\Gamma_{IN}| = 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| = 1$ . A un lado de la circunferencia de estos círculos se tendrá que verificar  $|\Gamma_{IN}| < 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ , mientras que al otro lado

ocurre  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ . Por este motivo es por el que se denominan círculos de estabilidad.

Lo siguiente que tenemos que hacer es determinar cuál es la región estable, la que está dentro o la que está fuera del círculo de estabilidad. Para ello es preciso hacer las siguientes consideraciones:

- Suponiendo que sólo se estudia la entrada, si se toma  $Z_L = Z_0$ , entonces estamos en el punto  $\Gamma_L = 0$ , y con (3.5) tenemos que  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ . Esto supone que si tenemos  $|\Gamma_{IN}| < 1$ , entonces  $|S_{11}| < 1$ , en el punto  $\Gamma_L = 0$  (centro de la carta de Smith). Por tanto, hemos demostrado que el centro de la carta de Smith sería un punto estable (Figura 3.4(a)).
- En cambio, si tenemos  $|\Gamma_{IN}| > 1$ , entonces  $|S_{11}| > 1$ , en el punto  $\Gamma_L = 0$  (centro de la carta de Smith). Por tanto, el centro de la carta de Smith sería un punto estable (Figura 3.4(b)).



Fig. 3.4. Carta de Smith ilustrando el plano Γ<sub>L</sub> con las regiones estables como zonas rayadas [3.1].
a) Centro de la carta de Smith estable.
b) Centro de la carta de Smith inestable.

- Suponiendo ahora que sólo se estudia la salida, si se toma  $Z_s = Z_0$ , entonces estamos en el punto  $\Gamma_s = 0$ , y con (3.6) tenemos que  $|\Gamma_{OUT}| = |S_{22}|$ . Esto supone que si tenemos  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ , entonces  $|S_{22}| < 1$ , en el punto  $\Gamma_s = 0$  (centro de la carta de Smith). Por tanto, hemos demostrado que el centro de la carta de Smith sería un punto estable (Figura 3.5(a)).
- En cambio, si tenemos  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , entonces  $|S_{22}| > 1$ , en el punto  $\Gamma_s = 0$  (centro de la carta de Smith). Por tanto, el centro de la carta de Smith sería un punto estable (Figura 3.5(b)).



Fig. 3.4. Carta de Smith ilustrando el plano Γ<sub>s</sub> con las regiones estables como zonas rayadas [3.1].
a) Centro de la carta de Smith estable.
b) Centro de la carta de Smith inestable.

Alternativamente, también se puede demostrar que el amplificador es incondicionalmente estable si se satisfacen las siguientes condiciones necesarias y suficientes:

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

$$\Delta < 1$$
(3.15a)
(3.15b)

donde *K* es el llamado **factor de estabilidad**.

#### 3.2.3. Círculos de ganancia constante: Caso unilateral

Dijimos que una red de dos puertos era unilateral cuando  $S_{12} = 0$ . Por ello, en un transistor unilateral teníamos que  $\Gamma_{IN} = S_{11}$ ,  $\Gamma_{OUT} = S_{22}$ , y la ganancia de potencia de transducción (3.2), para el caso unilateral queda:

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{\left|1 - S_{11}\Gamma_s\right|^2} \frac{|S_{21}|^2}{\tilde{G}_o} \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{\left|1 - S_{22}\Gamma_L\right|^2}}{\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{\tilde{G}_L}}$$
(3.16)

Vemos que el primer factor depende del parámetro  $S_{11}$  del transistor y del coeficiente de reflexión de la fuente. Como éstos dependen de la red de adaptación de la entrada, el primer factor  $G_s$  representa la ganancia/pérdida de potencia por desajuste de impedancias a la entrada. El segundo factor depende del parámetro  $S_{12}$  del transistor. Por tanto, el segundo factor  $G_o$  representa la ganancia en potencia del transistor. Por último, el tercer factor depende del parámetro  $S_{22}$  del transistor y del coeficiente de reflexión de la carga. Como estos dependen de la red de adaptación de la salida, el tercer factor  $G_L$  representa la ganancia/pérdida de potencia por desajuste de impedancias a la salida. De esta manera, podemos representar el amplificador como un sistema formado por tres bloques de ganancia distintos, como mostramos en la figura 3.5.



Fig. 3.5. Diagrama de bloques de ganancia de la potencia de transducción unilateral [3.1].

Si optimizamos  $\Gamma_s$  y  $\Gamma_L$  para conseguir ganancias máximas en  $G_s$  y  $G_L$ , nos referimos a la ganancia como la ganancia de **potencia de transducción unilateral máxima**,  $G_{TU,max}$ . Para el caso de un transistor unilateral incondicionalmente estable, los valores máximos de  $G_s$  y  $G_L$  se obtienen para  $\Gamma_s = S_{11}^*$  y  $\Gamma_L = S_{22}^*$ , resultando:

$$G_{TU,\max} = \frac{1}{\underbrace{1 - |S_{11}|^2}_{G_{s,\max}} \underbrace{|S_{21}|^2}_{G_o} \underbrace{\frac{1}{1 - |S_{22}|^2}}_{G_{L,\max}}$$
(3.17)

Observando que en el caso unilateral  $\Gamma_{IN} = S_{11}$  y  $\Gamma_{OUT} = S_{22}$ , de (3.3) y (3.4) se desprende que el valor de  $G_{TU,max}$  que ocurre en  $\Gamma_s = S_{11}^* = \Gamma_{IN}$  y  $\Gamma_L = S_{22}^* = \Gamma_{OUT}$ , es igual al máximo valor de  $G_p$  y  $G_A$ . Esto es  $G_{TU,max} = G_{p,max} = G_{A,max}$ .

Las expresiones de  $G_s$  y  $G_L$  podemos escribirlas de manera genérica para un bloque de ganancia  $G_i$  como:

$$G_{i} = \frac{1 - |\Gamma_{i}|^{2}}{|1 - S_{ii}\Gamma_{i}|^{2}}$$
(3.18)

estando basado el diseño para una ganancia específica en (3.18). Dos casos han de ser considerados en el análisis de (3.18), el caso de incondicionalmente estable, donde se tiene que  $|S_{ii}| < 1$ , y el segundo caso, el condicionalmente inestable, donde  $|S_{ii}| > 1$ .

## Caso incondicionalmente estable, $|S_{ii}| < 1$

El máximo valor de (3.18) es obtenido cuando  $\Gamma_i = S_{ii}^*$ , que se da para unas denominadas terminaciones óptimas, y resulta en:

$$G_{i,\max} = \frac{1}{1 - \left|S_{ii}\right|^2}$$
(3.19)

de modo que G<sub>i</sub> está comprendida entre un valor mínimo de cero cuando  $|\Gamma_i| = 1$ , y un valor máximo de G<sub>*i*,max</sub> cuando  $\Gamma_i = S_{ii}^*$ .

Los valores de  $\Gamma_i$  que producen un valor constante de  $G_i$  mostrarán una forma de circunferencia en la Carta de Smith. Para verlo, definimos el factor normalizado de ganancia  $g_i$  como:

$$g_{i} = \frac{G_{i}}{G_{i,\max}} = G_{i}(1 - |S_{ii}|^{2}) = \frac{1 - |\Gamma_{i}|^{2}}{|1 - S_{ii}\Gamma_{i}|^{2}}(1 - |S_{ii}|^{2})$$
(3.20)

de modo que  $0 \le g_i \le 1$ .

Con esto, los valores de  $\Gamma_i$  que producen un valor constante de  $g_i$  se puede demostrar que forman circunferencias, con centro y radio:

$$C_{g_i} = \frac{g_i S_{ii}^*}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)}$$
(3.21)

$$r_{g_i} = \frac{\sqrt{1 - g_i \left(1 - |S_{ii}|^2\right)}}{1 - |S_{ii}|^2 \left(1 - g_i\right)}$$
(3.22)

donde cada valor de  $g_i$  genera una nueva circunferencia de  $G_i$  constante, es por lo que se llaman **círculos de ganancia constante**. La distancia desde el origen al centro de estos círculos está dada por  $|C_{gi}|$ , y el ángulo de inclinación  $\alpha_i$ , que está dado por la fase  $\angle C_{gi} = \angle S_{ii}^*$ , tal como se ilustra en la figura 3.6.



Fig. 3.6. Círculo de G<sub>i</sub> constante en la carta de Smith [3.1].

Página 72

Se observa que cuando  $g_i = 1$  ( $G_i = G_{i,max}$ ), obtenemos un círculo que degenera en un punto situado en  $S_{ii}^*$ . Además, el círculo de ganancia constante de 0dB ( $G_i = 1$ ), es un círculo que pasa siempre por el origen de la carta de Smith.

## Caso condicionalmente inestable, $|S_{ii}| > 1$

En este caso tenemos  $|S_{ii}| > 1$ , y por tanto es posible para una terminación pasiva producir un valor infinito de  $G_i$ . El valor infinito de  $G_i$  en (3.18) es consecuencia de un valor crítico de  $\Gamma_i$  dado por:

$$\Gamma_{i,c} = \frac{1}{S_{ii}}$$
(3.23)

La ecuación (3.23) establece básicamente que la parte real de la impedancia asociada con  $\Gamma_{i,c}$  es igual a la magnitud de la resistencia negativa asociada con S<sub>ii</sub>. Por tanto, la resistencia total del bucle de entrada o de salida es cero, lo que dará lugar a oscilaciones. Además de todo esto, también puede ocurrir que  $g_i$  resulte negativo. Estas condiciones supondrían inestabilidad y deben descartarse.

Teniendo en cuenta que se cumple la identidad  $\angle C_{gi} = \angle S_{ii}^* = \angle 1/S_{ii}$ , los centros de los círculos de ganancia constante yacen sobre la recta que conecta el origen con el punto  $\Gamma_{i,c} = 1/S_{ii}$  que definimos antes. Además, se puede obtener la resistencia negativa asociada con  $S_{ii}$ , siendo  $|S_{ii}| > 1$ , a partir de la Carta de Smith localizando el punto  $1/S_{ii}^*$ , interpretando los círculos de resistencia constante como de resistencia negativa y los de reactancia constante como aparecen.

Para evitar que aparezcan oscilaciones en el puerto de entrada o de salida  $\Gamma_i$ debe escogerse de tal manera que la parte real de la impedancia de terminación sea mayor que la magnitud de la resistencia negativa asociada con el punto  $1/S_{ii}$ . Cuando aparece resistencia negativa a la entrada, la región estable es el lugar de los valores de  $\Gamma_s$  que producen una resistencia de fuente tal que se cumple:

$$\Re e\{Z_s\} = \left|\Re e\{Z_{\rm IN}\}\right| \tag{3.24}$$

De forma análoga, cuando aparece resistencia negativa a la salida, el valor de  $\Gamma_L$  debe escogerse de manera que se cumpla:

$$\Re e\{Z_L\} = \left|\Re e\{Z_{\text{OUT}}\}\right|$$
(3.25)

Toda esta discusión sobre los círculos de ganancia constante la hemos hecho suponiendo un transistor unilateral. En caso de que el transistor no fuera unilateral, esto es  $S_{12} \neq 0$ , puede demostrarse que el error que se comete al aproximar los círculos de ganancia constante por las expresiones anteriores está acotado por:

$$\frac{1}{\left(1+|X|\right)^{2}} < \frac{G_{T}}{G_{TU}} < \frac{1}{\left(1-|X|\right)^{2}}$$
(3.26)

donde:

$$X = \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{s}\Gamma_{L}}{(1 - S_{11}\Gamma_{s})(1 - S_{22}\Gamma_{L})}$$
(3.27)

Cuando  $\Gamma_s = S_{11}^*$  y  $\Gamma_L = S_{22}^*$ , la ganancia de transducción unilateral  $G_{TU}$  toma un valor máximo. En este caso, el máximo error que se introduce al aproximar la ganancia de transducción por  $G_{TU}$  está acotado por la expresión:

$$\frac{1}{\left(1+U\right)^{2}} < \frac{G_{T}}{G_{TU}} < \frac{1}{\left(1-U\right)^{2}}$$
(3.28)

donde:

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{\left(1 - |S_{11}|^2\right)\left(1 - |S_{22}|^2\right)}$$
(3.29)

En algunos diseños este error es lo suficientemente pequeño como para justificar la suposición unilateral, y por tanto, pueden aplicarse los métodos de diseño que hemos visto para bajo esta suposición.

## 3.2.4. Adaptación conjugada simultánea: Caso bilateral

De nuevo, cuando  $S_{12} \neq 0$ , no se puede hacer la suposición del caso unilateral, y los coeficientes de reflexión de entrada y de salida estarán dados por (3.5) y (3.6) respectivamente, con lo que el desarrollo se complica [3.2]. Las condiciones requeridas para obtener la ganancia de transducción máxima son:

$$\Gamma_s = \Gamma_{\rm IN}^* \tag{3.30}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$$
(3.31)

condiciones referidas como condiciones de **adaptación simultánea conjugada**. Cuando entrada y salida están adaptadas, se sigue que  $(VSWR)_{in} = (VSWR)_{out} = 1$ .

De (3.5), (3.6), (3.30) y (3.31), podemos deducir que:

$$\Gamma_{s}^{*} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{L}}{1 - S_{22}\Gamma_{L}}$$
(3.32)

$$\Gamma_{L}^{*} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{s}}{1 - S_{11}\Gamma_{s}}$$
(3.33)

Resolviendo (3.32) y (3.33) simultáneamente obtenemos los valores de  $\Gamma_s$  y  $\Gamma_L$  requeridos para una adaptación conjugada simultánea. Llamando a estos valores como  $\Gamma_{Ms}$  y  $\Gamma_{ML}$ , obtenemos:

$$\Gamma_{Ms} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$
(3.34)

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$
(3.35)

donde los valores de B<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, B<sub>2</sub>, y C<sub>2</sub> vienen dados por:

$$B_{1} = 1 + |S_{11}|^{2} - |S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2} , \quad C_{1} = S_{11} - \Delta S_{22}^{*}$$
(3.36)

$$B_{2} = 1 + |S_{22}|^{2} - |S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2} , \quad C_{2} = S_{22} - \Delta S_{11}^{*}$$
(3.37)

En lo que sigue en el desarrollo, mostraremos que para una red de dos puertos incondicionalmente estable, las soluciones de (3.34) y (3.35) con el signo menos son las útiles [3.3], [3.4].

Asociadas con  $\Gamma_{Ms}$  y  $\Gamma_{ML}$  están unas impedancias de fuente y de carga. Las partes reales de estas impedancias son positivas si  $|\Gamma_{Ms}| < 1$  y  $|\Gamma_{ML}| < 1$ . En términos del factor de estabilidad K, la condición para que una red de dos puertos esté adaptada a la entrada y a la salida con  $|\Gamma_{Ms}| < 1$  y  $|\Gamma_{ML}| < 1$ , es que K > 1.

La condición K > 1 es sólo una condición necesaria para el caso de una red incondicionalmente estable. Por tanto, una adaptación conjugada simultánea con estabilidad incondicional es posible si K > 1 y  $|\Delta| < 1$ . Como  $|\Delta| < 1$  implica que  $B_1 > 0$  y  $B_2 > 0$ , los signos menos deben ser utilizados en (3.34) y (3.35) cuando se calcula la adaptación conjugada simultánea para una red de dos puertos incondicionalmente estable.

Hemos visto que el diseño por adaptación conjugada simultánea consigue el máximo valor de ganancia de transducción. Pero si el diseño persigue una ganancia de transducción distinta de la máxima, se puede recurrir a un procedimiento de círculo de ganancia constante basado en (3.2). Pero este procedimiento no es recomendable para un diseño práctico por ciertas razones. Primeramente las funciones de ganancia se hacen dependientes entre ellas, originando que los círculos de ganancia constante no estén centrados en el valor máximo de la ganancia de

transducción. De hecho, el enfoque gráfico se vuelve muy tedioso porque el proceso es sumamente iterativo.

Toda la discusión que hemos hecho de la adaptación conjugada simultánea ha sido bajo el supuesto del caso incondicionalmente estable. Para una situación condicionalmente inestable, el diseño resulta mejor hacerlo en términos de  $G_p$  y  $G_A$ , como veremos en la siguiente subsección.

## 3.2.5. Círculos de ganancia de potencia operativa y disponible

Cuando  $S_{12}$  no puede ser despreciada, también se puede recurrir a un diseño basado en la ganancia de potencia operativa  $G_p$ . Esta ganancia es independiente de la impedancia de fuente, y por tanto, un procedimiento con **círculos de ganancia de potencia operativa** tanto para transistores incondicionalmente estables como para condicionalmente inestables es simple y recomendable para diseños prácticos.

Por tanto, tenemos que la ganancia de potencia operativa es, como hemos comentado, independiente de la impedancia de fuente:

$$G_{p} = \frac{|S_{21}|^{2} (1 - |\Gamma_{L}|^{2})}{\left(1 - \left|\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_{L}}{1 - S_{22} \Gamma_{L}}\right|^{2}\right) |1 - S_{22} \Gamma_{L}|^{2}} = |S_{21}|^{2} g_{p}$$
(3.38)

donde se define el valor normalizado  $g_p$  como:

$$g_{p} = \frac{G_{p}}{|S_{21}|^{2}} = \frac{1 - |\Gamma_{L}|^{2}}{|1 - S_{22}\Gamma_{L}|^{2} - |S_{11} - \Delta\Gamma_{L}|^{2}} = \frac{1 - |\Gamma_{L}|^{2}}{1 - |S_{11}|^{2} + |\Gamma_{L}|^{2} (|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}) - 2\Re \ e\{\Gamma_{L}C_{2}\}}$$
(3.39)

y donde el valor de  $C_2$  viene dado por:

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \tag{3.40}$$

Se puede demostrar que el lugar geométrico de los puntos de  $\Gamma_L$  que dan lugar a una misma ganancia  $g_p$  es una circunferencia cuyo centro y radio son, respectivamente:

$$C_{p} = \frac{g_{p}C_{2}^{*}}{1 + g_{p}\left(\left|S_{22}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}\right)}$$
(3.41)

$$r_{p} = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12}S_{21}|g_{p} + |S_{12}S_{21}|^{2} g_{p}^{2}}}{\left|1 + g_{p} \left(|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}\right)\right|}$$
(3.42)

Nótese que de acuerdo con (3.41), todos los círculos de ganancia de potencia se apoyan en la recta de inclinación  $\angle C_2^*$ . Además, la máxima ganancia de potencia ocurre cuando  $r_p = 0$ , condición que sucede cuando el círculo degenera en un punto:

$$\left|S_{12}S_{21}\right|^{2}g_{p,\max}^{2} - 2K\left|S_{12}S_{21}\right|g_{p,\max} + 1 = 0$$
(3.43)

cuya solución, para estabilidad incondicional, y tras desnormalizar, es:

$$G_{p,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$
(3.44)

Así mismo, el menor valor de la ganancia de potencia se corresponde con el de  $G_p = 0$ , que ocurre cuando  $\Gamma_L = 1$ .

En ocasiones puede resultar más interesante trabajar con **círculos de ganancia de potencia disponible** (sobre la Carta de Smith de  $\Gamma_s$ ). La derivación de este proceso es totalmente análoga pero acudiendo al concepto de ganancia de potencia disponible:

$$G_{A} = \frac{|S_{21}|^{2} (1 - |\Gamma_{s}|^{2})}{\left(1 - \frac{|S_{22} - \Delta \Gamma_{s}|^{2}}{1 - S_{11}\Gamma_{s}}\right)^{2} + |S_{21}|^{2} g_{a}}$$
(3.45)

donde se define el valor normalizado  $g_a$  como:

$$g_{a} = \frac{G_{A}}{|S_{21}|^{2}} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{|1 - S_{11}\Gamma_{s}|^{2} - |S_{22} - \Delta\Gamma_{s}|^{2}} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{1 - |S_{22}|^{2} + |\Gamma_{s}|^{2} (|S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}) - 2\Re \ e\{\Gamma_{s}C_{1}\}}$$
(3.46)

y donde el valor de  $C_1$  viene dado por:

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \tag{3.47}$$

Se puede demostrar que el lugar geométrico de los puntos de  $\Gamma_s$  que dan lugar a una misma ganancia  $g_a$  es una circunferencia cuyo centro y radio son, respectivamente:

$$C_{a} = \frac{g_{a}C_{1}^{*}}{1 + g_{a}\left(\left|S_{11}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}\right)}$$
(3.48)

$$r_{a} = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12}S_{21}|g_{a} + |S_{12}S_{21}|^{2} g_{a}^{2}}}{\left|1 + g_{a} \left(|S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}\right)\right|}$$
(3.49)

Nótese que de acuerdo con (4.24) todos los círculos de ganancia de potencia disponible se apoyan en la recta de inclinación  $\angle C_1^*$ .

#### 3.2.6. <u>Redes de polarización DC</u>

Se suele decir que el factor menos considerado en el diseño de amplificadores de en pequeña señal es la red de polarización [3.5]. Aunque se dedica un considerable esfuerzo en diseñar amplificadores para una determinada ganancia, figura de ruido o ancho de banda, se dedica menos esfuerzo en diseñar redes de polarización DC. El coste por decibelio de la ganancia de potencia en microondas es alto, y no se puede sacrificar el rendimiento del amplificador por haber realizado un diseño pobre de polarización DC.

El propósito de un buen diseño de polarización DC es elegir un punto de trabajo apropiado, y mantener este punto de trabajo constante frente a variaciones en los parámetros del transistor y la temperatura. Una red de polarización resistiva se puede utilizar con buenos resultados frente a variaciones moderadas de temperatura. Sin embargo, una red de polarización activa suele ser preferible para grandes variaciones de temperatura.

En la discusión que sigue, consideraremos el diseño de polarización DC para FETs de GaAs, ya que resulta muy similar al transistor centro de nuestro proyecto, un HEMT de GaN.

Los FETS de GaAs se pueden polarizar de numerosas y variadas maneras. Cinco configuraciones básicas de redes DC para FETs de GaAs se muestran en la figura 3.7 [3.6]. La red de polarización DC de la figura 3.7(a) requiere una fuente de potencia bipolar, mientras que las redes de las figuras 3.7(b) a 3.7(e) requieren de una fuente unipolar. La columna "How" indica la polaridad de las fuentes, así como la secuencia en la que los voltajes deben ser aplicados para prevenir quemaduras transitorias del FET de GaAs durante el encendido. Por ejemplo, en la red de polarización DC en la figura 3.7(a), si el drenador se polariza positivamente antes que la puerta, el transistor operará momentáneamente más allá de su región de operación segura. Es por esto que la secuencia de encendido adecuada es: aplicar primero una polarización negativa a la puerta ( $V_G < 0$ ) para después poder aplicar la tensión de drenador ( $V_D > 0$ ). Un método para conseguir el procedimiento de encendido previo es encender ambas fuentes al mismo tiempo, e incluir una red de larga constante de tiempo RC para el suministro de  $V_D$  y una red de corta constante de tiempo RC para el suministro negativo de  $V_G$ .

Figure	How	Amplifier characteristics	Power supply used
(a) $V_D = 5 V$ $V_G = -2 V$ $\downarrow$ $\downarrow$ $V_G$	Apply $V_{\rm G}$ , then $V_{\rm D}$	Low noise High gain High power High efficiency	Bipolar, Minimum source inductance
(b) $V_D = 7 V$ $V_S = 2 V$ $V_S = 2 V$ (b) $V_D = 7 V$ $V_S = 2 V$ $V_S = $	Apply V <sub>S</sub> , then V <sub>D</sub>	[same as (a)]	Positive supply
(c) $V_G = -7 \vee$ and $I$ $V_S = -5 \vee$ I $V_G = -5 \vee$ $V_G = -5 \vee$ $V_G = -7 \vee$	Apply V <sub>S</sub> , then V <sub>G</sub>	[same as (a)]	Negative supply
$(d)$ $V_D = 7 V$ $V_S = 2 V$ $= I_{DS}R_S$	Apply V <sub>D</sub>	Low noise High gain High power Lower efficiency Gain easily adjusted by varying R <sub>S</sub>	Unipolar, incorporating <i>R<sub>S</sub></i> automatic transient protection
(e) $\downarrow$ $\downarrow$ $\downarrow$ $\downarrow$ $\downarrow$ $\downarrow$ $\downarrow$ $\downarrow$	Apply V <sub>G</sub>	[same as (d)]	Negative unipolar, incorporating <i>R<sub>S</sub></i>

Fig. 3.7. Cinco redes básicas de polarización DC [3.6].

Las redes de polarización en las figuras 3.7(d) y 3.7(e) usan una resistencia de fuente. La resistencia de fuente proporciona una protección del transistorio automática. Sin embargo, la resistencia de fuente degradará la figura de ruido, y el condensador de desvío de la fuente puede provocar oscilaciones de baja frecuencia.

Los condensadores de desacoplamiento en la figura 3.7 se acompañan a veces por diodos zener en paralelo, que proporcionan una protección adicional contra los transitorios, las polarizaciones inversas y las sobrecargas de tensión.

La red de polarización DC de un FET de GaAs debe proporcionar un punto estable de trabajo. No es difícil de comprobar que la resistencia de realimentación negativa  $R_s$  disminuye el efecto de las variaciones de la corriente  $I_D$  con respecto a la temperatura y con  $I_{DSS}$ .

La selección del punto de trabajo DC en un FET de GaAs depende de la aplicación particular [3.7]. La figura 3.8 muestra las curvas características de un FET de GaAs con cuatro puntos de trabajo situado en A, B, C y D.



Fig. 3.8. Curvas características de un FET de GaAs y puntos de trabajo recomendados [3.1].

Para aplicaciones de bajo ruido y baja potencia, se recomienda el punto de trabajo A. Aquí el FET opera en un valor bajo bajo de corriente ( $I_{DS} \approx 0.15 I_{DSS}$ ).

Para aplicaciones de bajo ruido y mayores ganancias de potencia, el punto recomendado de trabajo es el B. Se mantiene la misma tensión de polarización que para el punto A, pero la corriente se incrementa a  $I_{DS} \approx 0.90 I_{DSS}$ .

El nivel de potencia de salida del FET de GaAs se puede incrementar eligiendo el punto de trabajo en C, donde  $I_{DS} \approx 0.50 I_{DSS}$ . Este punto de trabajo es idóneo para para un funcionamiento en Clase A (muy lineal).

Por último, si se buscan mayores eficiencias, o que el FET de GaAs opere en Clase AB o B, la corriente de drenador a fuente se debe disminuir, por lo que el punto de trabajo D es el recomendable.

## 3.3. Diseño teórico de amplificadores de potencia

En esta sección se presentan varios conceptos básicos relacionados con los amplificadores de potencia, y se expondrán dos ejemplos de diseño de amplificadores de potencia, uno en Clase A, y otro en Clase B. Todo este material se puede encontrar en numerosas fuentes, pero esta sección se apoyará fundamentalmente en [3.8].

Un comienzo lógico para esta sección sería definir qué es realmente un amplificador de potencia (PA, *Power Amplifier*). Una definición técnica sería la de un amplificador diseñado para proporcionar la máxima potencia de salida para una selección dada de dispositivo activo. Pero realmente de lo que estamos hablando es

de transistores con salidas RF de más de 1W, niveles de señal capaces de hacer resentirse el instrumental de laboratorio, y por tanto, un tipo de dispositivo que se debe tratar con sumo cuidado.

Una de las mayores diferencias entre el diseño de un amplificador de potencia y el diseño de un amplificador en pequeña señal (que analizamos en la sección anterior) es que para una potencia óptima, la salida del dispositivo no se realiza con una impedancia calculada por adaptación conjugada. Esta diferencia es lo suficientemente importante como para discutirla antes de entrar en las discusiones y los análisis centrales de esta sección.

La restricción que añade el diseño de un PA es que la fuente tendrá límites físicos, tanto en términos de corriente que puede proporcionar, como especialmente en la tensión que puede mantener entre ambos terminales. Si esta fuente de corriente fuera la salida de un transistor, es muy probable que si ajustásemos la resistencia de carga por adaptación conjugada, la tensión que aparece entre ambos terminales exceda el límite del dispositivo. Para un observador exterior, sólo capaz de observar la potencia en la resistencia de carga (pero no las formas de las ondas de corriente y de tensión), el dispositivo le mostraría un rendimiento limitado a una corriente considerablemente menor de la máxima,  $I_{max}$ , como se puede ver en la figura 3.9.



Fig. 3.9. Ajuste por adaptación conjugada de impedancias y por potencia [3.8].

Página 84

Esto es claramente una situación indeseable, ya que el transistor no estaría utilizándose a su completo rendimiento. Con el fin de utilizar los máximos rangos de corriente y tensión del transistor, se necesitaría escoger un menor valor de resistencia de carga. Valor conocido comúnmente como ajuste de la línea de carga (*loadline*)  $R_{opt}$ , y su forma más simple de calcular es:

$$R_{opt} = \frac{V_{\text{max}}}{I_{\text{max}}}$$
(3.50)

donde hemos supuesto que  $R_{gen} >> R_{opt}$ , en caso de contrario, tendríamos que tener en cuenta el paralelo, y resolver la ecuación:

$$\frac{R_{gen} \cdot R_{opt}}{R_{gen} + R_{opt}} = \frac{V_{\max}}{I_{\max}}$$
(3.51)

Este resultado, el ajuste por potencia, resulta importante antes de comenzar con la teoría del diseño de amplificadores de potencia.

## 3.3.1. Amplificadores de potencia lineales

En esta subsección empezaremos viendo algunos conceptos básicos sobre amplificadores lineales, para poder así abordar después un ejemplo de diseño de un amplificador Clase A.

Está muy extendido el uso indistinto de los términos "Clase A" y "lineal" para los transistores, sobre todo en PAs en RF, cuando ambos términos no son totalmente sinónimos. Una explicación clara del concepto de Clase A se obtiene recurriendo a su definición clásica, como se muestra en la figura 3.10. Si un amplificador se diseña con un punto de polarización situado en el centro exacto del rango lineal (limitado a ambos lados por las zonas de corte y saturación), y con una componente RF cuya amplitud no supere los límites de este rango lineal, tendríamos un amplificador cuya corriente de salida a una entrada sinusoidal sería una réplica de esta señal sinusoidal. Esto sería un amplificador Clase A. Sin embargo, aunque este amplificador Clase A sería idealmente lineal al no superar los límites del rango lineal de su funcionamiento, en la práctica esta región presenta también efectos no lineales débiles, como también se puede apreciar en la figura 3.10.



**Fig. 3.10.** Punto de polarización de un FET Clase A. La línea continua representa un rango lineal ideal, y la discontinua un caso más realista con efectos no lineales débiles [3.8].

Una vez discutidos los conceptos definitorios podemos entrar en el tema del diseño. Básicamente, el diseño de PAs lineales se puede hacer utilizando los mismos principios básicos que para uno de pequeña señal, pero sustituyendo la clásica adaptación conjugada de impedancias con el ajuste por potencia. En el caso de un PA lineal, el dispositivo debe de presentar un ajuste por potencia a la salida para poder obtener la máxima potencia del dispositivo en cuestión.

Para ver la diferencia entre la adaptación conjugada de impedancias y el ajuste por potencia nos fijaremos en la figura 3.11. En ella mostramos la transferencia de potencia característica de un amplificador Clase A con los dos casos distintos de ajuste a la salida. La línea continua muestra la respuesta de un amplificador que ha sido diseñado con adaptación conjugada de impedancias a la salida para niveles menores de potencia. El punto A se refiere al punto de máxima potencia lineal y el punto B al punto de compresión de 1 dB. La línea discontinua muestra el caso del mismo amplificador pero con un diseño con ajuste a la salida por potencia, siendo los puntos A' y B' los puntos análogos para este caso. Se muestra claramente como este segundo diseño obtiene unas mejores ganancias para potencias mayores, siendo patente la mejora tanto del punto de máxima potencia lineal como del punto de compresión de 1dB.



**Fig. 3.11.** Curvas de ganancia para adaptación conjugada (línea continua) o ajuste por potencia (línea discontinua) a la salida [3.8].

Las dos tomas de medidas por barrido de potencia de la figura 3.11 indican que hay cierto tipo de relación entre la potencia de salida y el ajuste de potencia. El siguiente paso lógico sería tomar más de dos puntos de medida. Con este propósito, en el tema del ajuste por potencia surgieron las técnicas *load-pull*, que consisten en ir modificando la impedancia de salida mientras se va midiendo el comportamiento del

dispositivo y que constituyen técnicas muy útiles para el diseño de amplificadores de potencia. Así, una toma típica de medidas *load-pull* tiene la apariencia que se muestra en la figura 3.12, en línea continua.



Fig. 3.12. Contornos de potencia experimentales (línea continua) y teóricos (línea discontinua) [3.8].

Lo primero que llama la atención es que los contornos de potencia constante, representados en una carta de Smith, no son circunferencias, que es a lo que veníamos acostumbrados en la teoría de amplificadores de pequeña señal. La explicación de este hecho viene con el desarrollo de la teoría *loadline*, en la que no ahondaremos mucho. Allá por 1983, mucho antes de la aparición de herramientas de simulación no lineales, se demostró que los conceptos más básicos de la teoría *loadline* eran suficientes para predecir los contornos obtenidos mediante técnicas *load-pull* a frecuencias de microondas, en el rango lineal del dispositivo [3.9]. La mayor sorpresa fue que los contornos eran el resultado de la intersección en la carta de Smith de círculos de resistencia constante y círculos de conductancia constante,

como se mostraban en línea discontinua en la figura 3.12. En los años siguientes, se hicieron varios intentos para pulir esta teoría, eliminando varias de las suposiciones idealizadas realizadas en el análisis ideal [3.10]. Sin embargo, la sencillez de la teoría original sobrevivió a los intentos de perfeccionarla, y permanece como un método de diseño *a priori* muy útil como punto de partida en el diseño de PAs.

### 3.3.2. Ejemplo de diseño de un amplificador de potencia Clase A

Ahora propondremos un ejemplo de diseño para ilustrar los pasos básicos para diseñar un amplificador Clase A. El objetivo se podría definir como transformar un problema desafiante de diseño no lineal en un problema que se pueda resolver con las herramientas de diseño más básicas. Aquí, la red de adaptación a la salida está basada completamente en el enfoque *loadline* y la construcción de contornos *load-pull* de 1dB en la carta de Smith. El diseño está basado en un MESFET típico de GaAs de 1W a una frecuencia de 1.9 GHz. Por último, comentar también que al ser un diseño de Clase A, no se puede esperar del diseño final unos valores buenos de eficiencia, pero sirve como ilustración de los principios de diseño que queremos presentar.

### Paso 1: Definir especificaciones objetivo, elegir dispositivo, determinar $R_{opt}$ .

En este caso, se trata de un transistor especificado para dar 29 dBm de potencia típica en su punto de compresión de 1dB. Los datos del fabricante muestran que esta potencia se obtiene a una polarización DC Clase A de 4.8 V y 375 mA. La banda de frecuencia del diseño es 1.75-1.85 GHz. Suponiendo un valor de tensión de encendido  $V_k$  de 1 V para un MESFET de GaAs típico tenemos:

$$R_{opt} = \frac{V_{dc} - V_k}{I_{dc}} = \frac{4.8 - 1}{0.375} = 10.1\,\Omega \tag{3.52}$$

## Capítulo 3

## Paso 2: Esquemático y topología de adaptación a la salida para dar $R_{opt}$ en el plano A.

Refiriéndonos a la figura 3.13, se da por supuesto que conocemos los valores de la capacidad de salida del transistor, y las parásitas del dispositivo. El problema de adaptación es entonces presentar una impedancia de 10.1  $\Omega$  en el plano A, un punto situado dentro del dispositivo, y la capacidad de salida del dispositivo.



Fig. 3.13. Esquemático del diseño de un amplificador de potencia lineal de 1W a 1.9 GHz [3.8].

La estrategia inicial de adaptación es presentar la impedancia óptima en la frecuencia central de la banda de diseño, y después utilizar un análisis por barrido de frecuencia para determinar el ancho de banda de operación. Una sencilla sección paso de baja es mostrada, consistente en una línea microstrip en serie de 50  $\Omega$  y una capacidad en paralelo. Los valores se pueden ajustar para conseguir una adaptación en la banda apropiada, como se muestra en la figura 3.14.

Mirando el barrido, se puede apreciar que aunque esta topología de adaptación es de banda estrecha por naturaleza, el pequeño ancho de banda que conseguimos resulta más que satisfactorio para esta aplicación en concreto, por lo que no se trata de un problema para el diseño.



Fig. 3.14. Barrido de impedancias del plano A, con contorno de potencia de 1dB [3.8].

Ya en la figura 3.15 se muestra cuánto ancho de banda podemos conseguir, si fuera necesario, utilizando una red de adaptación de dos secciones.



Fig. 3.15. Adaptación de potencia de banda ancha (parásitos de condensadores no incluidos) [3.8].

Como vemos, todo el rango de frecuencias de 1.5-2.5 GHz mostraría una buena adaptación de potencia, estando completamente dentro del contorno de 1dB. Este tipo de adaptación utiliza componentes extra y representa un posible exceso para los anchos de banda típicos en las comunicaciones inalámbricas. No obstante, es una prueba del drástico aumento de ancho de banda que ofrece una red de dos secciones, y también de la utilidad de las técnicas *load-pull*.

La red de adaptación de una sección se puede conseguir utilizando un segmento de línea microstrip y un condensador de montaje superficial. Estos condensadores suelen presentar sustancias parásitas que necesitan ser incluidas en la simulación del circuito a 2GHz. En este caso, se incluyen unas inductancias en serie de 0.6nH. Para un diseño de banda estrecha de este tipo, el efecto de unos parásitos de este tipo es simplemente el de bajar el valor original de diseño de los condensadores de 4pF a un valor efectivo de 2.7pF. Esta simplificación de los efectos parásitos deja de ser válida para diseños con mayores anchos de banda, donde la solución puede ser el uso de componentes con menores cargas parásitas. A estas alturas del diseño merece la pena echar una ojeada a las tolerancias de los elementos utilizados en el circuito.

Como el diseño es el de un amplificador de potencia, uno de los temas más importantes es cuánto variará la potencia en función de las tolerancias que nos dan los fabricantes para los dos elementos clave de la adaptación en la salida, el condensador y la línea microstrip. Suponiendo que el ancho de la línea y la constante dieléctrica del material tienen tolerancias muy estrictas, los valores de la capacidad y de la longitud de la línea variarán como mucho un 10%. Una tolerancia de ese tipo no suele desviar la potencia conseguida fuera del contorno de 1dB, pero si suele mostrar que existe un mejor centrado del diseño.

## Paso 3: Diseñar la adaptación de la entrada utilizando métodos lineales (parámetros S).

Habiendo diseñado la adaptación por potencia óptima a la salida, resulta ahora adecuado completar el diseño utilizando técnicas lineales estándar. Esto lleva a una sección paso de baja de sección simple para la entrada similar. Se puede representar la respuesta lineal completa del transistor, junto con los coeficientes VSWR de entrada y de salida, como se muestra en la figura 3.16.



Fig. 3.16. Ganancia y pérdidas de retorno de un amplificador Clase A de 1W [3.8].

Se debe notar que el VSWR de salida medido en términos de  $S_{22}$  es pobre, mostrando alrededor de 3dB de pérdidas de retorno. Esto es debido en parte a la adaptación de entrada reactiva, donde el factor de estabilidad *K* es cercano a la unidad, pero es principalmente debido a la adaptación de potencia de la salida. Incluso si el factor *Q* se reduce utilizando un elemento con pérdidas, la salida seguiría desadaptada a 50  $\Omega$ . Ésta es realmente la principal diferencia entre el diseño ahora completado y un simple diseño de adaptación conjugada de impedancias. Este último daría mejores valores de VSWR a la salida, pero 2 ó 3 dB menos de potencia también a la salida.

## Paso 4: Construir el amplificador.

El paso siguiente sería ya el montaje propiamente dicho del amplificador, pero ése será el tema de otro capítulo de la memoria. En lo que respecta, el diseño teórico de un amplificador Clase A termina aquí.

## 3.3.3. Amplificadores de potencia de alta eficiencia

En esta subsección introduciremos los denominados amplificadores de alta eficiencia, o amplificadores de ángulo de conducción reducido. Estas son las configuraciones en Clase AB, Clase B y Clase C. Una vez explicados sus conceptos básicos, nos introduciremos en el ejemplo de diseño de un amplificador Clase B.

Para discutir sobre este tipo de amplificadores, antes tenemos que presentar algunas figuras de potencia que nos serán importantes a la hora de hacer comparaciones entre ellos. La primera que debemos presentar por ser la más básica, es la **eficiencia de salida**, que se define como:

$$\eta = \frac{P_1}{P_{dc}} \tag{3.53}$$

donde  $P_1$  es la potencia de la componente fundamental a la salida y  $P_{dc}$  es la potencia de continua suministrada. A no ser que se exprese lo contrario, esta definición de eficiencia es la que usaremos. Aunque algunos autores prefieren tener en cuenta la excitación de potencia requerida, que en un amplificador de potencia en RF puede ser sustancial. Esto nos lleva a una definición alternativa, de la denominada **eficiencia de potencia añadida** (PAE, *Power Added Efficiency*):

$$PAE = \frac{P_1 - P_{IN}}{P_{dc}}$$
(3.54)

donde  $P_{IN}$  es la potencia RF de entrada.

Con todo esto, todavía podemos añadir una figura más de potencia interesante a la hora de comparar el comportamiento de los amplificadores de alta eficiencia. Esta figura es el **factor de utilización de potencia** (PUF, *Power Utilization Factor*) que es básicamente la relación entre la potencia RF entregada por un dispositivo con la que entregaría un amplificador Clase A. Esta figura resulta interesante porque da una idea del coste/eficiencia de un dispositivo.

Una vez presentadas todas estas figuras, podemos entrar en la teoría de los amplificadores de alta eficiencia. El concepto clave en los amplificadores de alta eficiencia es el **ángulo de conducción**,  $\alpha$ , que se trata de la parte del ciclo RF en la que el transistor conduce (en el caso de los amplificadores Clase A recordamos que el transistor conducía en el ciclo completo de la señal). El proceso básico por el que se reduce el ángulo de conducción se ilustra en la figura 3.17.



Fig. 3.17. Ondas con ángulo de conducción reducido [3.8].

El dispositivo es polarizado a un punto de trabajo (reposo) más allá de la condición de Clase A, hacia el corte. Resulta claro entonces que una excitación RF de

la suficiente amplitud hará oscilar el comportamiento del dispositivo más allá del punto de corte  $V_t$ , en la parte negativa del ciclo RF. También resulta claro que para que la corriente llegue a la zona ideal de saturación  $I_{max}$ , la potencia de la excitación se debe de aumentar con respecto a la de la Clase A. Normalizando los valores de polarización a  $V_t = 0$ ,  $V_o = 1$ , tenemos que en términos cuantitativos, la amplitud del voltaje requerido es:

$$V_s = (1 - V_q)$$
(3.55)

A partir de aquí, tenemos que hacer una serie de suposiciones. La primera es que se debe variar el punto de reposo, para incrementar el voltaje de la señal, de acuerdo con (3.55), y así mantener el pico de corriente en  $I_{max}$ . También que el dispositivo es idealmente transconductivo y que el voltaje de salida se mantiene sobre cero para mantener el dispositivo encendido. Con esto, y considerando la definición inicial del ángulo de conducción, podemos definir los modos clásicos de operación en función de su punto de polarización y de su ángulo de conducción, como ilustramos en la figura 3.1.

Mode	Bias Point (Vq)	Quiescent Current	Conduction Angle
A	0.5	0.5	2π
AB	0-0.5	0-0.5	$\pi$ -2 $\pi$
В	0	0	$\pi$
С	< 0	0	0-π

Tabla 3.1. Modos clásicos de reducción de ángulo reducido.

Observando de nuevo la onda de corriente en la figura 3.17, parece bastante intuitivo que la componente media, o componente DC, ha decrecido con el ángulo de conducción. Resulta menos obvio que pasa con la componente fundamental, y además, parece claro que habrá armónicos en general. La respuesta se puede hacer a

través de un análisis de Fourier de las componentes, apoyándonos en las suposiciones antes expuestas. Los resultados a los que se llegan se muestran en la figura 3.18, donde se muestra hasta el caso del quinto armónico.



Fig. 3.18. Distintas componentes en función del ángulo de conducción [3.8].

Examinando las curvas de la figura más atentamente, queda claro que la componente DC va decreciendo monotónicamente conforme se reduce el ángulo de conducción. En particular tenemos que comparando los casos de la Clase B ( $\alpha = \pi$ ) con la Clase A ( $\alpha = 2\pi$ ), tenemos que:  $I_{dc}$  (Clase B) =  $I_{max}/\pi < I_{dc}$  (Clase A) =  $I_{max}/2$ .

Además si comparamos la componente fundamental en los mismos casos mencionados, tenemos que:  $I_{dc}$  (Clase B) =  $I_{dc}$  (Clase A) =  $I_{max}/2$ .

Por tanto, desde el punto de vista de las ondas de corriente, parece haber una posibilidad de decrecer el suministro de potencia DC por un facto de  $\pi/2$ , sin cambiar la componente fundamental RF. En otras palabras, la eficiencia podría subir de 50% en Clase A a un 78.5% ( $\pi/4$ ) en Clase B. Pero antes de que estas posibilidades sean estimadas, la terminación y la onda de tensión deben ser consideradas.

Para ángulos de conducción menores que  $\pi$ , correspondientes a operación en Clase C, la componente DC continúa cayendo, pero la componente fundamental también empieza a caer por debajo de su nivel en Clase A. Esto resulta en la doble combinación de mayor eficiencia, pero menor PUF. Aunque la Clase C no entrará dentro de nuestros objetivos de estudio.

Las amplitudes de los primeros armónicos también se han representado en la figura 3.18. Se puede apreciar que en la mayor parte del rango, el mayor armónico a parte del fundamental es el segundo armónico. Está en fase con el fundamental, y desde un punto de vista del dominio frecuencial, la acción del transistor parcialmente cortado es la de generar una gran parte de segundo armónico, que reduce las caídas de la sinusoidal fundamental y agudiza los picos.

Los armónicos impares pasan por cero en el punto de Clase B, como se aprecia también en la figura 3.18, pero en clase AB el tercer armónico no es despreciable. Sin embargo, en general a niveles menores que 0.1 (en magnitud) habrá componentes no lineales débiles de la característica de la transconductancia que pueden cambiar sustancialmente la visión global en términos de linealidad. Pero se debe notar que un pequeño ajuste de polarización alrededor del punto Clase B ( $\alpha = \pi$ ) se puede considerar como un método viable para controlar el nivel del tercer armónico.

### 3.3.4. Ejemplo de diseño de un amplificador de potencia Clase B

Una vez explicados los principios de los amplificadores de alta eficiencia, nos centraremos en el diseño de un amplificador de clase B. Para explicar los conceptos más importantes en este tipo de diseño, lo mejor es ilustrarlo con un ejemplo concreto de diseño, para lo que elegimos un transistor MESFET de 2W, para una frecuencia de

850MHz y suponiendo un suministro de tensión de 5V. En la figura (3.19) representamos las curvas características de su modelo, que utilizaremos posteriormente en el diseño.



Fig. 3.19. Modelo genérico de MESFET [3.8].

#### Paso 1: Establecer $I_{max}$ , $R_{opt}$ (Corriente pico efectiva, impedancia fundamental de carga).

Recordando lo visto en el diseño del amplificador Clase A, el valor de  $R_{opt}$  venía dado por (3.52). El valor de  $I_{dc}$  lo podemos sacar como  $I_{dc} = I_{max}/2$ . En concreto nos debemos ir a las curvas características del transistor en la figura 3.19, donde la clave es suponer que para un diseño realista, el pico de corriente RF coincide con un valor bajo de tensión de salida. Esto tiende a hacer la característica de saturación efectiva mucho más difícil de lo que aparece en la representación I-V. En este ejemplo se usarán 2.5A, que es la corriente a 0.5V de  $V_{ds}$ , y 0.5V de  $V_{gs}$ . Con esto:

$$R_{opt} = \frac{V_{dc} - V_k}{I_{dc}} = \frac{5 - 0.5}{1.25} = 3.6\,\Omega \tag{3.56}$$

Claramente esto es una aproximación basada en el hecho de que habrá un compromiso entre cómo de lejos oscilará la tensión hasta la región de  $V_k$ , y el deseo

de utilizar el máximo rango de corriente para una buena PUF. Resulta por ello instructivo hacer algunas simulaciones con una simple carga resistiva y un circuito "tanque" armónico, con el objetivo de observar esta decisión de compromiso de una manera más cuantitativa. En la figura 3.20 mostramos el simple esquemático utilizado para la simulación.



Fig. 3.20. Circuito de simulación para el amplificador Clase B [3.8].

El resonador en paralelo a la resistencia de carga tienen unos valores irreales para una realización práctica, pero resulta una manera simple y conveniente de simular un filtro de armónicos. Además, en un diseño realista se necesitaría un bloqueo de DC para prevenir al resonador filtrar la componente de DC. Cuando tratamos con cargas RF tan bajas como unos pocos ohmios, el valor de este condensador debe ser correspondientemente grande. Una adaptación sencilla de entrada también se ha incluido en la simulación. Esta red paso de baja transforma la terminación de 50  $\Omega$  a un valor menor, aumentando la oscilación de la tensión en la puerta del transistor.

En la figura 3.21(a) se muestra un set de ondas de corriente para diferentes valores de la carga resistiva RF, para una polarización Clase B y una entrada RF

máxima (sin saturar). Vemos que mayores valores de  $R_L$  provocan unos pulsos de corriente muy bifurcados, mientras que menores valores de  $R_L$  provocan mayores picos de corriente y menores oscilaciones de tensión. En la figura 3.21(b) se muestra la disyuntiva resultante entre potencia y eficiencia. Se puede observar que las ondas de corrientes bifurcadas producen mayores eficiencias pero a una potencia de salida relativamente más baja. Los menores valores de  $R_L$  muestran una mayor potencia pero una menor eficiencia, debido al reducido rango de oscilación de la tensión. Este comportamiento general se observa frecuentemente en la práctica, y es en gran parte una función de las matemáticas de un pulso de corriente bifurcado.



Fig. 3.21. Selección de resistencia de carga, diseño Clase B [3.8].a) Ondas de tensión y corriente del dispositivo. b) Compromiso potencia/eficiencia.

Página 101

Los menores valores de  $R_L$  también manifiestan mejores características lineales de entrada-salida hasta un mayor nivel de potencia. La elección final de  $R_L$  también dependerá de la aplicación; para una señal de envolvente constante, la mayor eficiencia le puede resultar más atractiva, pero para las situaciones más frecuentes donde la señal de entrada tiene modulación de amplitud, un menor valor de  $R_L$  sería elegido por la linealidad y el PUF, con una inevitable pérdida en eficiencia. En este diseño nos quedaremos con un valor de compromiso de  $R_L = 4\Omega$ .

#### Paso 2: Diseñar la red de adaptación fundamental.

Si queremos adaptar una resistencia terminal  $R_o$  a una resistencia objetivo  $R_T$ (que sería la parte real de la impedancia en el plano A), suponiendo  $R_T < R_o$ , tenemos como figura de diseño el radio de transformación  $m = R_o/R_T$ . Con esto, una simple red de adaptación paso de baja puede ser diseñada con:

$$X_c = \frac{R_o}{\sqrt{m-1}} \tag{3.57a}$$

$$X_L = R_T \sqrt{m-1} \tag{3.57b}$$

Aunque es importante percatarse de que en nuestro diseño habría que hacer un ajuste con la capacidad de salida, que en este caso resulta ser nuestra capacidad de pequeña señal  $C_{DS}$  como se puede observar en la figura 3.22. Esta capacidad de salida forma una segunda red paso de baja, que dasafortunadamente transforma la impedancia incorrectamente desde el principio. Aunque en este ejemplo concreto, tenemos la capacidad con un valor de 2.5pF, y tiene un efecto despreciable en la reactancia, pasando la impedancia objetivo de 4 $\Omega$  a 3.99 $\Omega$ . Por tanto, podemos despreciar el efecto de  $C_{DS}$  en este ejemplo y movernos al diseño de la red de adaptación.

La reactancia del condensador paralelo,  $X_{CLP}$ , dada por (3.57a), resulta 14.7 $\Omega$ , con lo que el condensador  $C_{LP} = 12.7$  pF.

Procediendo de la misma manera, la inducción serie,  $X_{LLP}$ , dada por (3.57b), resulta 13.6Ω, con lo que el condensador  $L_{LP}$  = 2.5nH.



Fig. 3.22. Esquemático del amplificador Clase B: adaptación paso de baja y filtro armónico [3.8].

#### Paso 3: Añadir un filtro armónico adecuado y ajustar la adaptación (si fuera necesario)

El circuito se evaluará inicialmente usando el circuito ideal tanque resonador en paralelo visto en el Paso 1. Filtros armónicos más prácticos serán evaluados y comparados. Así que el único ajuste inicialmente es absorber la capacidad  $C_{DS}$  en el valor calculado para el resonador paralelo.

#### Paso 4: Hacer la simulación.

Se debe hacer una simulación para comprobar que las ondas de corriente y de voltaje se comportan como habíamos previsto para la red de adaptación y la resistencia de carga que llevamos diseñados hasta ahora. El resultado se muestra en la figura 3.23.



Fig. 3.23. Ondas de corriente y de voltaje con adaptación paso de baja y filtro armónico ideal [3.8].

#### Paso 5: Utilizar un filtro armónico más realizable.

El filtro armónico realizable más sencillo es un circuito de stub en paralelo (SCSS, *Short Circuited Shunt Stub*) a la frecuencia fundamental. Se elige 50 $\Omega$  de impedancia característica. Si se vuelve a hacer la simulación, figura 3.24, y vemos que la forma de las ondas ha cambiado debido a la presencia de armónicos impares en la onda de voltaje. Pero estas diferencias son beneficiosas, desaparece la bifurcación de los pulsos en la onda de corriente pero además, la potencia del fundamental ha aumentado en torno a 0.5 dB con respecto a la del tanque resonador ideal.



Fig. 3.24. Ondas de corriente y de voltaje con filtro armónico ideal reemplazado por SCSS de 50Ω [3.8].

Paso 6: Barrido de frecuencia.

La figura 3.25 muestra el resultado de barrer el circuito sobre un modesto ancho de banda centrado en la frecuencia de diseño. El rendimiento satisfactorio que obtenemos en la frecuencia de diseño vemos que desaparece rápido conforme nos alejamos de ella, hecho que se puede atribuir a la naturaleza de banda estrecha del circuito stub. El ancho de banda se puede mejorar significativamente disminuyendo el valor de  $Z_0$  del stub, pero valores tan bajos presentan problemas en el layout, debido al rápido crecimiento del ancho de la línea.



**Fig. 3.25.** Functionamiento en frecuencia, con filtro armónico SCSS de  $\lambda/4$  ( $Z_0 = 50\Omega$ ) [3.8].

## 3.4. Resumen y conclusiones

Hemos empezado viendo en este capítulo la teoría del diseño amplificadores en pequeña señal. Comenzamos con las ecuaciones matemáticas de ganancia y de potencia, y vimos como un método de diseño con su desarrollo matemático, y además complementado con un procedimiento gráfico basado en la carta de Smith se hacía

mucho más sencillo e intuitivo. Analizamos así primero el caso más sencillo, el unilateral, para posteriormente entrar en el caso bilateral. Se vieron asuntos entre los que podemos destacar las consideraciones de estabilidad, o la necesidad de una red de adaptación y una red de polarización.

En la siguiente parte de este capítulo, entramos en el diseño de amplificadores de potencia. Primero presentamos los amplificadores lineales, para luego entrar en el ejemplo de diseño de un amplificador Clase A. Se demostró que el diseño se puede reducir a un problema de diseño lineal a través del uso de técnicas *loadline* para determinar el ajuste por potencia óptimo. Luego se explicó el conjunto de los amplificadores de potencia de alta eficiencia, y después se hizo un ejemplo de diseño análogo para un amplificador de Clase B.

Con esto, una vez habiendo estudiado la teoría referente al diseño de amplificadores tanto en pequeña señal como de potencia, llega el momento de realizar diseños propios utilizando alguna herramienta de simulación, para lo que dedicaremos el siguiente capítulo.

# 3.5. Bibliografía

- [3.1] Guillermo González, Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design, Prentice Hall, 1997.
- [3.2] D. Woods, "Reappraisal of the unconditional stability criteria for active 2-port networks in terms of *S* parameters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, February 1976.

- [3.3] K. Kurokawa, "Power waves and the scattering matrix", *IEEE Transactions* on *Microwave Theory and Techniques*, March 1965.
- [3.4] G. E. Bodway, "Two port power flow analysis using generalized scattering parameters", *Microwave Journal*, May 1967.
- [3.5] "Microwave transistor bias considerations", *Hewlett-Packard Aplplication Note*, 944-1, April 1975.
- [3.6] G. D. Vendelin, "Five basic bias designs for GaAs FET amplifiers", *Microwaves & RF*, February 1978.
- [3.7] W. H. Froehner, "Quick amplifier design with scattering parameters", *Electronics*, October 1967.
- [3.8] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [3.9] S. C. Cripps, "A method for the prediction of load-pull power contours in GaAs MESFETs", *Proc. IEEE Intl. Microw Symp.*, MTT-S, 1983, pp. 221-223.
- [3.10] H. Kondoh, "FET power performance prediction using a linerized device model", Proc. IEEE Intl. Microw Symp., MTT-S, 1989, pp. 569-572.