



5 Amplificadores de Potencia de RF - Fundamentos

Este capítulo está basado en el libro [1].

5.1 Introducción

Los amplificadores de potencia (AP) de RF, son componentes esenciales en la realización de sistemas de microondas y de ondas milimétricas. Las aplicaciones de los AP abarcan una amplia gama de áreas, tales como telecomunicaciones, radar, guerra electrónica, hornos de microondas, diagnóstico por imágenes, etc. por citar solo algunos ejemplos. Dado que las aplicaciones de los AP están extremadamente diversificadas, las especificaciones de los AP puede diferir mucho en cuanto a los requisitos de funcionamiento, de tecnología y requerimientos en el diseño. Como consecuencia de esto, existen una amplia variedad de implementaciones de AP, que van desde los amplificadores de tubos de onda progresiva en las cargas útiles de satélites a los amplificadores de estado sólido para dispositivos de comunicación inalámbricos personales.

Independientemente de su realización física, el trabajo de un AP es aumentar el nivel de potencia de la señal de entrada en una banda de frecuencia dada, hasta un nivel predefinido en su salida. En contraste, con los amplificadores de pequeña señal, en los que la principal especificación es la ganancia, en los AP los principales indicadores de la performance, además de la ganancia, son la máxima potencia absoluta de salida, el rendimiento y bajo nivel de distorsión.

La necesidad de obtener niveles elevados de potencia de salida es el principal impulsor en la selección de los dispositivos activos que componen los AP. Por otra parte, para limitar el consumo de energía, los dispositivos activos funcionan bajo regímenes de gran señal, incursionando plenamente en sus características no lineales. Si no se hiciera así, haría falta disponer de dispositivos activos más grandes y más caros, necesarios para un comportamiento casi lineal, disipándose una gran cantidad de potencia de CC dedicada a la polarización de los componentes.

Por lo tanto, un AP es considerado como un componente del sistema no lineal, cuyo funcionamiento en condiciones de gran señal conducen a menudo a producir efectos perjudiciales en la señal de salida, siendo una réplica distorsionada de la forma de onda de la entrada. Por otra parte, las técnicas de diseño de amplificador de pequeña señal, aplicables a dispositivos lineales pierden validez, siendo inadecuada su aplicación directa en el diseño AP.

El diseño de los AP es normalmente el resultado de un equilibrio, intentando satisfacer varios requisitos contradictorios tales como linealidad versus eficiencia o alta potencia de salida versus baja distorsión. El enfoque seleccionado para el diseño depende de la frecuencia de funcionamiento, ancho de banda, la tecnología de dispositivos disponibles, la aplicación (comunicaciones fijas, móviles o por satélite, onda CW modulada o señales pulsadas, etc.) y muchos otros factores.

5.2 Definición de los parámetros de los amplificadores de potencia

En los AP la potencia de salida P_{out} es la potencia entregada a una carga externa (usualmente 50 ohm) a una frecuencia especificada o en una banda $B=[f_{Low}, f_{High}]$ expresada así

$$P_{out} = P_{out}(f) = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_{out} \cdot I_{out}^*\} \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (1)$$

donde la potencia de entrada P_{in} es la potencia de entrada disponible a la misma frecuencia, esto es

$$P_{in} = P_{in}(f) = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_{in} \cdot I_{in}^*\} \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (2)$$

La ganancia de potencia de un AP G se define como la relación entre la potencia de entrada y la de salida

$$G(f) = \frac{P_{out}(f)}{P_{in}(f)} \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (3)$$

La ganancia de potencia, debido al comportamiento no lineal de los dispositivos utilizados en los AP, depende claramente del nivel de la señal de entrada. Sin embargo, para niveles de entrada muy pequeños, el amplificador se comporta casi linealmente, y es común referirse a esta ganancia lineal como G_L , definida así

$$G_L(f) = \lim_{P_{in} \rightarrow 0} [G(f)] \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (4)$$

Por el contrario, cuando se aumenta la potencia de entrada, las variaciones de la tensión y corriente de salida permitidas por el dispositivo activo tienden a ser limitados por sus no linealidades. Por lo tanto la potencia de salida tiende a saturar un valor

$$P_{sat}(f) = \lim_{P_{in} \rightarrow \infty} [P_{out}(f)] \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (5)$$

y la ganancia de potencia aproximándose a cero

$$\lim_{P_{in} \rightarrow \infty} [G(f)] = 0 \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (6)$$

La Fig. 5.1 muestra formas de onda típicas de corriente y tensión de salida de un dispositivo activo, para una potencia de entrada creciente.

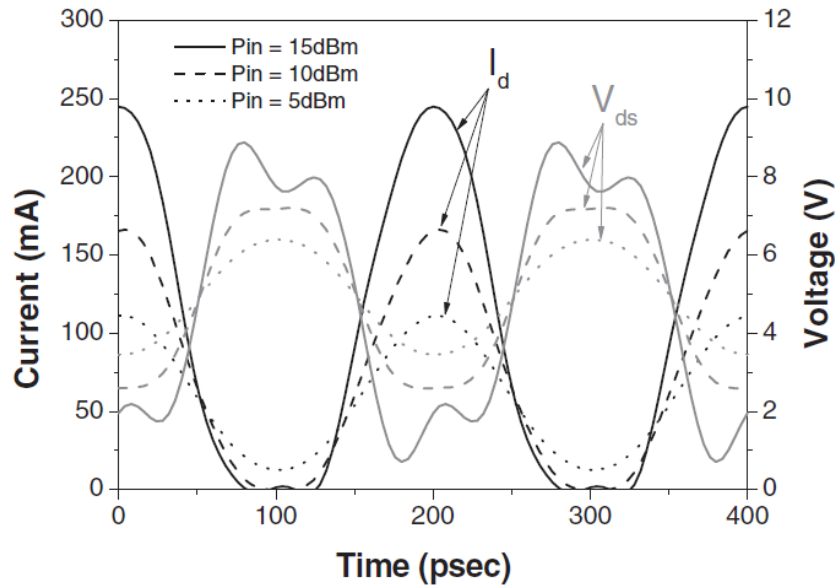


Fig. 5.1 Ejemplo de típicas formas de onda de salida de un dispositivo activo para tres niveles diferentes de potencia de entrada P_{in} .

Suponiendo corriente de polarización en reposo no nula, tanto la forma de onda de la corriente como la de la tensión cambian de una forma sinusoidal a una distorsionada, producto de las no linealidades del dispositivo.

Debido al amplio rango dinámico de las señales implicadas en un AP, los niveles de potencia por lo general se expresan en unidades logarítmicas. Normalmente en decibeles respecto a 1 mW como referencia, o dBm

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) = 10 \log_{10} P_{mW} = 10 \log_{10} P_W + 30 \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad (7)$$

y

$$P_{mW} = 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}$$

En forma similar, si se adopta una escala logarítmica para la ganancia de potencia, se define

$$G_{dB} = 10 \log_{10}(G) = P_{out,dBm} - P_{in,dBm} \quad (8)$$

Potencia de salida y ganancia de potencia se representan gráficamente como funciones de la potencia de entrada (mientras realizar un barrido de potencia) usando escalas logarítmicas. En la Fig. 5.2 se muestra la potencia de entrada expresada en dBm en la abscisa, la potencia de salida en dBm o la ganancia de potencia en dB en la ordenada. El barrido de potencia de la Fig. 5.2 revela que la ganancia de potencia disminuye desde su valor lineal G_L (régimen de pequeña señal) a $-\infty$ dB en la escala (es decir, 0 en escala lineal). Tal comportamiento, debido a la no linealidad propia del régimen de gran señal es referida como compresión de la ganancia.

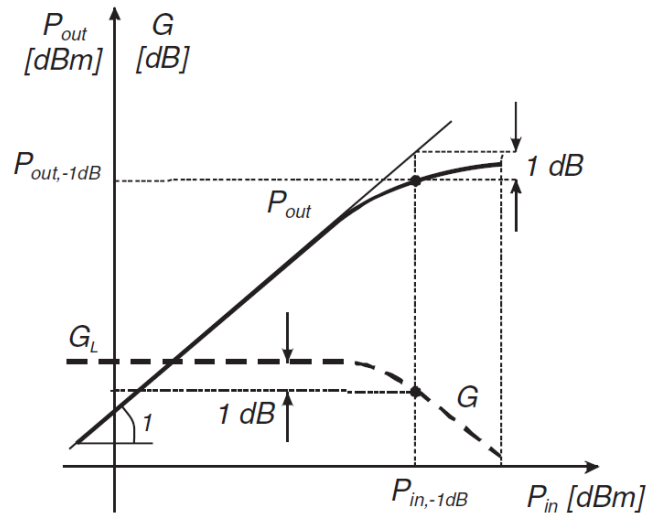


Fig. 5.2 Ejemplo de barrido de potencia P_{in} . En línea continua P_{out} y en línea de guiones la ganancia de potencia G . De cualquiera se puede derivar P_{-1dB}

En algunos casos, y en particular para algunas condiciones de polarización, se puede observar una eventual expansión de la ganancia desde G_L antes que un posterior aumento de la potencia de entrada produzca la compresión de la misma. Una figura de mérito ampliamente utilizada para describir el comportamiento de compresión, es la potencia de salida para 1 dB de compresión de la ganancia, $P_{out,-1dB}$. La correspondiente potencia de entrada para $P_{in,-1dB}$ se usa para marcar el borde entre la zona altamente no lineal y la casi lineal en los niveles de potencia de entrada. La $P_{in,-1dB}$ y la $P_{out,-1dB}$ están claramente relacionadas a través de la ganancia de potencia lineal por

$$P_{out,-1dB} = (G_{L,dB-1}) + P_{in,-1dB} \quad (9)$$

Sin embargo, es posible definir (y determinar) los niveles de potencia correspondiente a cualquier nivel de compresión de la ganancia, como puede ser requerido para una aplicación particular (por ejemplo, en radar pulsado donde la etapa de salida se opera hasta niveles de compresión de la ganancia de 2 o 3 dB).

Desde un punto de vista energético, y con independencia de la aplicación específica, un AP puede ser en última instancia considerado como un conversor de potencia de CC (P_{DC}) en potencia de microondas (P_{out}). Este

proceso se ilustra esquemáticamente en la Fig. 5.3, donde, si se supone una fuente de alimentación con tensión constante

$$P_{DC} = V_{bias} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{bias}(t) \cdot dt \quad (10)$$

La eficacia de este proceso de conversión se mide generalmente por medio del rendimiento η del amplificador, que se define como la relación entre la potencia de salida de RF y la potencia suministrada de CC

$$\eta \triangleq \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (11)$$

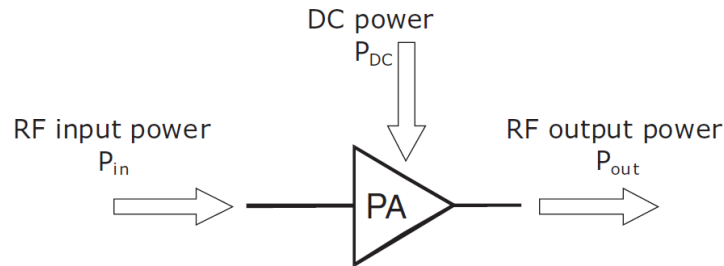


Fig. 5.3 Representación del balance energético en un AP.

Normalmente a este rendimiento se lo especifica como rendimiento de drenador (η_d) o de colector (η_c) según el AP se implemente con un transistor FET o un en un bipolar respectivamente.

La eficiencia del amplificador es de hecho uno de los parámetros clave en la especificación de rendimiento general del sistema: para una potencia de salida dada solicitado al AP, el rendimiento determina la potencia de CC necesaria y por lo tanto define la fuente de alimentación. Un objetivo importante en el diseño de un equipo móvil es el tiempo de duración de su batería, por lo tanto un buen rendimiento es primordial.

Dado que las limitaciones prácticas y físicas imponen un rendimiento real inferior al 100%, máximo valor teórico, una performance con alta eficiencia implica a su vez una baja potencia disipada en el dispositivo amplificador, reduciendo el tamaño y peso del disipador se fuera necesario que lo tuviera. Por otro lado, dada una potencia de alimentación de CC, un alto rendimiento permitiría una mayor potencia de transmisión aumentando la capacidad del sistema.

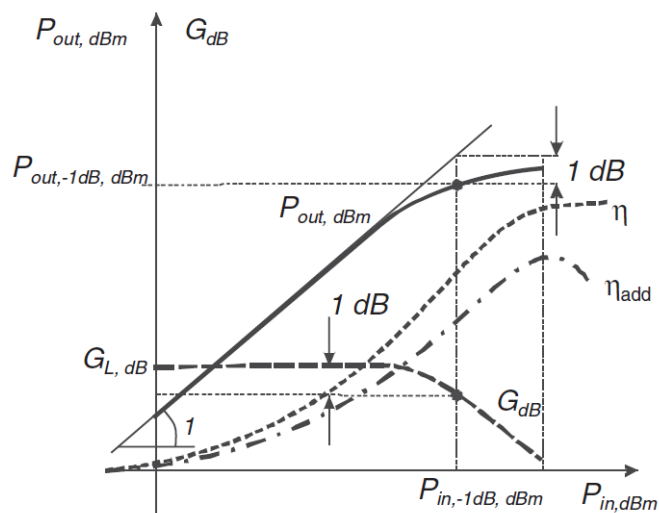


Fig. 5.4 Típica performance de un AP en función de la potencia de entrada

Normalmente el rendimiento se expresa en porcentaje, esto es

$$\eta_{\%} = 100 \cdot \eta \quad (12)$$

y por lo general se muestra en el mismo gráfico junto con la potencia y la ganancia, como se muestra en la Fig. 5.4. El comportamiento del rendimiento depende exponencialmente de la potencia de entrada consignada en la abscisa

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{G \cdot P_{in}}{P_{DC}} = \frac{G}{1000 \cdot P_{DC}} \cdot 10^{\frac{P_{in,dBm}}{10}} \quad (13)$$

Por lo tanto, al menos en la región lineal, donde G permanece constante y por lo tanto independiente de P_{in} , la eficiencia aumenta de forma exponencial al aumentar la potencia de entrada. Si la P_{in} se incrementa aún más, la no linealidad del dispositivo provoca una compresión de la ganancia G y el rendimiento tiende a saturarse a un valor máximo, como se muestra en la figura Fig. 5.4.

Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, la ganancia del AP disminuye, porque disminuye también la ganancia de sus constituyentes activos. La contribución a la potencia de salida que proviene directamente de entrada no puede ser ignorada, especialmente a frecuencias de microondas y más allá, ya que constituye una parte significativa del total. Como consecuencia, la potencia agregada P_{add} , es decir el incremento neto de la potencia de la señal del AP desde su entrada hasta su salida, se define como

$$P_{add} \triangleq P_{out} - P_{in} = P_{out} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (14)$$

Un parámetro más significativo, el rendimiento de la potencia agregada (conocidos como PAE o η_{add}) se define como la relación entre la potencia agregada y la potencia de CC suministrada

$$\eta_{add} \triangleq \frac{P_{add}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)}{P_{DC}} \quad (15)$$

Como se aprecia en la Fig. 5.4, el pico máximo del rendimiento agregado η_{add} ocurre a una compresión de 2-4 dB de la ganancia, en esta región el comportamiento del dispositivo activo es altamente no lineal y las metodologías de diseño para funcionamiento de alto rendimiento deben hacer frente a esta intrínseca desviación de la linealidad.

Para aquellos AP que manejan señales cuya envolvente no es constante se introduce el rendimiento promedio, donde las cantidades de la expresión definidas en (11) son reemplazadas por las potencias de entrada y de salida promedio durante un período de la envolvente y ponderadas con la densidad de probabilidad (PDF) de la envolvente, esto es

$$\eta = \frac{P_{out,AVG}}{P_{DC,AVG}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T P_{out}(t) \cdot PDF(t) \cdot dt}{\frac{1}{T} \int_0^T P_{DC}(t) \cdot PDF(t) \cdot dt} \quad (16)$$

Si se trata de etapas amplificadoras en cascada como se muestra en la Fig. 5.5, la eficiencia total η_{tot} se calcula fácilmente por

$$\eta_{tot} = \frac{P_{out}}{P_{DC,1} + P_{DC,2}} = \frac{\eta_2}{1 + \frac{P_{DC,1}}{P_{DC,2}}} = \frac{\eta_2}{1 + \frac{\eta_2}{\eta_1 \cdot G_2}} \quad (17)$$

Dado que la fuente de alimentación de CC para las etapa final ($P_{DC,2}$) es por lo general mucho mayor que la potencia suministrada al driver ($P_{DC,1}$), el rendimiento global esta dominado por el rendimiento del último amplificador. Pero si la ganancia del amplificador final es baja el rendimiento del driver se convierte en crucial para el rendimiento global de la conversión.

La conversión de CC a potencia de RF implica que se pierde una fracción de la potencia suministrada, disipada en los dispositivos activos. La mayor parte de dicha pérdida se localiza en el dispositivo activo de salida y viene

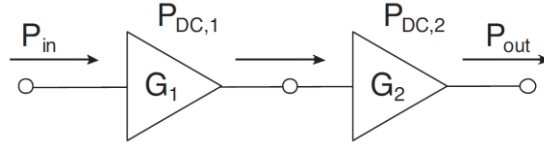


Fig. 5.5 Conexión en cascada de dos AP.

dada por

$$P_{diss,out} \triangleq \frac{1}{T} \cdot \int_T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (18)$$

donde $v(t)$ e $i(t)$ son la tensión de salida y la corriente de salida del dispositivo, y la integración se realiza sobre un período de la señal de RF.

Para aumentar el rendimiento de conversión, como se discutirá más adelante, una posible estrategia consiste en minimizar la potencia disipada conformando adecuadamente las formas de onda de la tensión y de la corriente de salida del dispositivo.

Es posible relacionar la potencia disipada en el dispositivo activo salida con el rendimiento de la potencia agregada. Suponiendo que potencia disipada es una porción de la potencia suministrada por la fuente de alimentación que no contribuye a la potencia agregada, entonces

$$P_{diss,out} = P_{DC} - P_{add} = P_{DC} - P_{out} + P_{in} \quad (19)$$

Para el caso de una ganancia razonablemente elevada es fácil obtener

$$P_{diss,out} = P_{out} \cdot \frac{\left[(1 - \eta_{add}) - \frac{(1 - \eta_{add})}{G} \right]}{\eta_{add}} \approx P_{out} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{add}} - 1 \right) \quad (20)$$

Entonces una eficiencia de potencia agregada más alta implica una disipación de potencia más baja en el dispositivo activo, lo que conlleva a una reducción de los problemas térmicos y a un aumento en la vida útil del dispositivo.

5.3 Parámetros de distorsión

Como se describió previamente, la eficiencia y la potencia de salida de un AP están limitadas por la compresión y la saturación, debido a fenómenos no lineales. Este comportamiento no lineal claramente introduce una distorsión en las formas de onda de tensión y corriente de salida, degradando así la calidad de la señal y en consecuencia el contenido de información a transmitir, a menudo más allá de los niveles aceptables. En particular, y especialmente en los sistemas de comunicación cuyas señales no poseen una envolvente constante (como en el caso de QAM o en comunicaciones digital celular GSM y estándares NADC), el transmisor tiene que cumplir con estrictos requerimientos no sólo en términos de rendimiento, sino también con respecto a la linealidad y la pureza espectral.

Por lo tanto el comportamiento no lineal (es decir, la distorsión) debe estar debidamente clasificado y evaluado como una importante figura de mérito de los AP.

Se utilizan varios indicadores de linealidad o desviación de la linealidad en los AP, dependiendo de las especificaciones del sistema y esquemas de modulación que se van a adoptar.

Con el fin de introducir y definir estos indicadores, es suficiente adoptar una sencilla aproximación de tercer orden de la característica de transferencia de los AP

$$y(t) = k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + k_3 \cdot x^3(t) \quad (21)$$

donde $x(t)$ e $y(t)$ son la señal de entrada y de salida del amplificador respectivamente (tensiones y corrientes normalizadas, medidas en \sqrt{W}), k_1 es una ganancia de pequeña señal de tensión (o corriente), y k_2, k_3 son los dos primeros coeficientes de un desarrollo en serie de McLaurin de la característica de transferencia del AP truncada a partir del tercer orden.

Tenga en cuenta que la aproximación anterior, que relaciona la señal de salida para el valor instantáneo de la entrada, en realidad describe un sistema sin memoria, y por lo tanto los efectos de memoria no son tenidos en cuenta con esta descripción. Para tener en cuenta los retardos y fenómenos relacionados con la memoria se debería aplicar la serie de Volterra.

Si se supone una excitación de un solo tono como señal de entrada, con amplitud X y frecuencia f entonces

$$x(t) = X \cdot \cos(2\pi f \cdot t) = X \cdot \cos(\omega \cdot t) = \frac{X}{2}(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (22)$$

La potencia de entrada P_{in} correspondiente (sobre una resistencia de un ohm) es

$$P_{in} = \frac{X^2}{2} \quad (23)$$

La señal de salida, aplicando la señal definida por (22) en (21) queda

$$y(t) = X \cdot \left(k_1 + \frac{3}{4}k_3 \cdot X^2\right) \cdot \cos(\omega \cdot t) + k_2 \cdot \frac{X^2}{2} + k_2 \cdot \frac{X^2}{2} \cdot \cos(2\omega \cdot t) + k_3 \cdot \frac{X^3}{4} \cdot \cos(3\omega \cdot t) \quad (24)$$

Por lo tanto, la potencia de salida a la frecuencia f , $P_{out,f}$, y la ganancia de gran señal son

$$\begin{aligned} P_{out,f} &= \frac{1}{2} \left[X \cdot \left(k_1 + \frac{3}{4}k_3 \cdot X^2\right) \right]^2 = k_1^2 \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} \cdot P_{in}\right)^2 \cdot P_{in} \\ &= G_L \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} \cdot P_{in}\right)^2 \cdot P_{in} \end{aligned} \quad (25)$$

$$G = \frac{P_{out,f}}{P_{in}} = G_L \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} \cdot P_{in}\right)^2 \quad (26)$$

Se puede notar de (25) que el término $3k_3/2k_1$ representa un factor de compresión de la ganancia si es negativo, o un factor de expansión si es positivo, como se muestra en la Fig. 5.6.

Dado que usualmente $3k_3/2k_1$ es negativo, existe compresión de la ganancia, con el aumento de P_{in} la ganancia disminuye del valor constante ideal G_L .

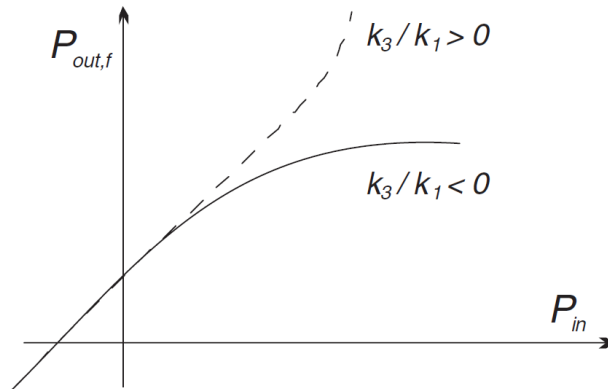


Fig. 5.6 $P_{out,f}$ vs. P_{in} para $3k_3/2k_1 < 0$ (compresión de la ganancia, línea continua) o $3k_3/2k_1 > 0$ (expansión de la ganancia, línea de guiones)

Con el mismo procedimiento, para un tono único de excitación, se puede analizar la generación armónica $2f$ y $3f$ y sus correspondientes potencias de salida $P_{out,2f}$ y $P_{out,3f}$ dadas por

$$P_{out,2f} = \frac{1}{2} \left(k_2 \cdot \frac{X^2}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} G_L \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^2 \cdot P_{in}^2$$

$$P_{out,3f} = \frac{1}{2} \left(k_3 \cdot \frac{X^3}{4} \right)^2 = \frac{1}{4} G_L \left(\frac{k_3}{k_1} \right)^2 \cdot P_{in}^3 \quad (27)$$

estas ecuaciones justifican el aumento de la potencia armónica en n dB por dB de aumento en la potencia de entrada, siendo n el orden del armónico considerado, tal como se representa en la Fig. 5.7.

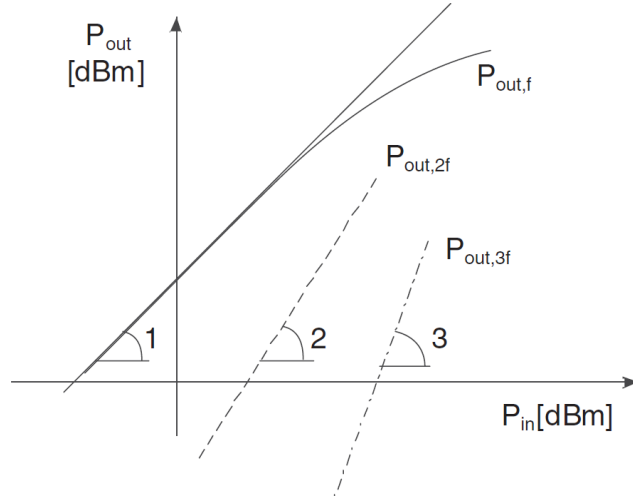


Fig. 5.7 Potencias de salida, con señal de entrada de tono único. En línea continua la fundamental, en línea de guiones el segundo armónico y en línea de puntos y guiones el tercer armónico.

En general, para excitaciones moderadas, es decir, para pequeñas amplitudes del nivel de entrada P_{in} , pero suficiente como para generar distorsión armónica, la potencia de salida a la frecuencia armónica nf , es proporcional a la n -ésima potencia de P_{in} , esto es

$$P_{out,nf} \propto (P_{in})^n \Leftrightarrow P_{out,nf,dBm} \propto n \cdot P_{in,dBm} \quad (28)$$

5.3.1 Distorsión armónica

La distorsión armónica debida al armónico n -ésimo, HD_{nf} , se define de la siguiente manera

$$HD_{nf} \triangleq \frac{P_{out,nf}}{P_{out,f}} \quad (29)$$

lo que resulta en las expresiones aproximadas para la distorsión de segundo y tercer armónico (HD_{2f} y HD_{3f}) las cuales son deducidas fácilmente de un sencillo modelo cubico sin memoria

$$HD_{2f} = \frac{1}{2} \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^2 \cdot P_{in}$$

$$HD_{3f} = \frac{1}{4} \left(\frac{k_3}{k_1} \right)^2 \cdot P_{in}^2 \quad (30)$$

En forma similar, la distorsión armónica total (THD) se define como la suma de todos los componentes armónicos a la potencia de salida en fundamental

$$THD \triangleq \sum_{n \geq 2} \frac{P_{out,nf}}{P_{out,f}} \quad (31)$$

Las cantidades expresadas más arriba, normalmente se expresan en unidades logarítmicas (decibeles) respecto a la potencia de portadora (dBc).

5.3.2 AM-AM/AM-PM

Como se ha indicado anteriormente, el modelo adoptado en (21) es instantáneo, es decir, una descripción sin memoria de las características de entrada-salida del AP. Los amplificadores en el mundo real son de hecho sistemas dinámicos con memoria, cuyo comportamiento no lineal afecta también la fase de la señal de salida. De hecho, si la señal de entrada al AP se supone que es

$$x(t) = X(t) \cdot \cos[2\pi f \cdot t + \varphi(t)] \quad (32)$$

la salida puede exhibir un comportamiento no lineal tanto en amplitud como en fase

$$y(t) = G[X(t)] \cdot \cos[2\pi f \cdot t + \varphi(t) + \Phi[X(t)]] \quad (33)$$

dando lugar a la compresión AM/AM y a los efectos de conversión AM/PM, descritos por una relación no lineal entre las amplitudes de entrada y de salida que representan la compresión de la potencia de salida del amplificador y un cambio en la fase dependiente del nivel de la señal de entrada

$$G[X(t)] \neq k \cdot X(t)$$

$$\Phi[X(t)] \neq \text{const} \quad (34)$$

En la Fig. 5.8 se muestran típicas curvas de compresión AM/AM y de conversión AM/PM. El efecto de conversión AM/PM representa un cambio en la fase de la salida que depende del nivel de la potencia de entrada. Este efecto es potencialmente peligroso no sólo en los sistemas de comunicación, dando lugar, por ejemplo, a constelaciones QAM distorsionadas, sino también en aplicaciones de arreglos de fase en donde la fase de cada señal de salida de su respectivo AP determina el ángulo del lóbulo de una antena (beamforming).

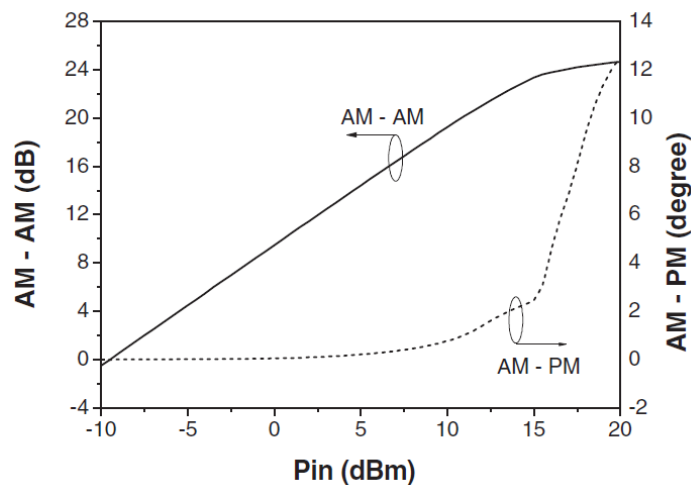


Fig. 5.8 Curvas típicas de compresión AM/AM y conversión AM/PM de un AP.

5.3.3 Intermodulación bitonal

La información producida por una prueba de un solo tono, puede no ser suficiente en muchos casos, ya que por lo general las señales de entrada a los AP se modulan con algo más que un solo tono, lo que implica un espectro poblado en una banda de frecuencia. Si el estímulo de entrada es una señal de banda angosta, se puede representar ya sea como una portadora modulada por una envoltura relativamente lenta o como una suma de tonos finitos y estrechamente espaciados dentro del ancho de banda. Por lo tanto, se usan otras figuras para caracterizar el comportamiento no lineal de los AP comenzando con la sencilla prueba de dos tonos.

Se puede realizar una prueba simulada de dos tonos usando al modelo de AP sin memoria, tratando de esta manera de observar el efecto de aplicar dos señales diferentes y por lo tanto su interacción mutua en un AP no lineal. Esta prueba permite obtener una clara visión de los efectos una señal de banda ancha, cuyos componentes (los tonos de la prueba) pueden interferir produciendo una señal de salida distorsionada. Esto es claramente una aproximación ya que las señales de la realidad son mucho más complejas que sencillas sinusoides. Por otro lado el test de dos tonos es lo suficientemente sencillo para poder ser realizado experimentalmente. La señal de entrada esta dada por dos tonos cuyas frecuencias están poco espaciadas entre sí, f_1 y f_2 ($f_1 < f_2$) con amplitudes X_1 y X_2 respectivamente

$$x(t) = X_1 \cdot \cos(2\pi f_1 \cdot t) + X_2 \cdot \cos(2\pi f_2 \cdot t)$$

$$x(t) = X_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) + X_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \quad (35)$$

En la prueba de dos tonos, el espaciamiento de frecuencia ($f_2 - f_1$) es mucho menor que las frecuencias de un solo componente, para recrear una excitación de banda estrecha. Por otra parte, una separación pequeña es beneficiosa en el sentido que la ganancia del AP se puede considerar casi constante en las dos frecuencias.

Mediante la inserción de la señal bitonal en (21), la señal de salida se convierte en

$$y(t) = \frac{k_2}{2} X_1^2 + \frac{k_2}{2} X_2^2 +$$

$$+ X_1 \cdot \left[k_1 + \frac{3}{4} k_3 X_1^2 + \frac{3}{2} k_3 X_2^2 \right] \cos(\omega_1 \cdot t) +$$

$$+ X_2 \cdot \left[k_1 + \frac{3}{4} k_3 X_2^2 + \frac{3}{2} k_3 X_1^2 \right] \cos(\omega_2 \cdot t) +$$

$$+ X_1^2 \frac{k_2}{2} \cos(2\omega_1 \cdot t) + X_2^2 \frac{k_2}{2} \cos(2\omega_2 \cdot t) + \quad (36)$$

$$+ X_1 X_2 k_2 \cdot \{ \cos[(\omega_2 - \omega_1) \cdot t] + \cos[(\omega_2 + \omega_1) \cdot t] \} +$$

$$+ X_1^3 \frac{k_3}{4} \cos(3\omega_1 \cdot t) + X_2^3 \frac{k_3}{4} \cos(3\omega_2 \cdot t) +$$

$$+ \frac{3}{4} k_3 X_1^2 X_2 \cdot \{ \cos[(2\omega_1 + \omega_2) \cdot t] + \cos[(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t] \} +$$

$$+ \frac{3}{4} k_3 X_1 X_2^2 \cdot \{ \cos[(2\omega_2 + \omega_1) \cdot t] + \cos[(2\omega_2 - \omega_1) \cdot t] \}$$

Tabla 5.1 Componentes de salida de un test bitonal agrupados por el término del cual devienen en el desarrollo truncado de la serie.

| Término de origen | Frecuencias de salida | Amplitudes correspondientes | Nomenclatura |
|-------------------|--------------------------|------------------------------------|---|
| $x(t)$ | f_1, f_2 | X_1, X_2 | <i>Término lineal</i> |
| $x^2(t)$ | $2f_1, 2f_2$ | X_1^2, X_2^2 | <i>Segundo armónico</i> |
| | $cc(de f_1), cc(de f_2)$ | X_1^2, X_2^2 | <i>Componente rectificadora</i> |
| | $f_2 - f_1$ | $X_1 \cdot X_2$ | <i>Intermodulación de segundo orden</i> |
| | $f_2 + f_1$ | $X_1 \cdot X_2$ | <i>Intermodulación de segundo orden</i> |
| $x^3(t)$ | f_1, f_2 | X_1^3, X_2^3 | <i>Compresión</i> |
| | f_1, f_2 | $X_1 \cdot X_2^2, X_1^2 \cdot X_2$ | <i>Supresión</i> |
| | $3f_1, 3f_2$ | X_1^3, X_2^3 | <i>Tercer armónico</i> |
| | $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ | $X_1^2 \cdot X_2, X_1 \cdot X_2^2$ | <i>Intermodulación de tercer orden</i> |
| | $2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1$ | $X_1^2 \cdot X_2, X_1 \cdot X_2^2$ | <i>Intermodulación de tercer orden</i> |

Los distintos componentes de frecuencia de salida se resumen en la Tabla 5.1, y agrupados por el término de la expansión (lineal, cuadrática o cúbica) que los origina.

Los términos de la Tabla 5.1 se representan gráficamente como una función de la frecuencia en la Fig. 5.9.

Se pueden realizar algunas consideraciones a partir de la observación de la Tabla 5.1 y de la Fig. 5.9. En primer lugar, la interacción entre las dos frecuencias de entrada, debido a la no linealidad del AP, produce una serie de componentes de frecuencia que no están presentes si el AP es excitado por una señal de tono único. Además de la CC, componentes armónicos y los términos de compresión que ya generaba una excitación de tono único, se agregan frecuencias de intermodulación y componentes de supresión. Las últimas contribuciones generan componentes en banda y fuera de banda, que aumentan 3 dB por cada 1 dB de aumento en la potencia de los tonos individuales (ver Tabla 5.1).

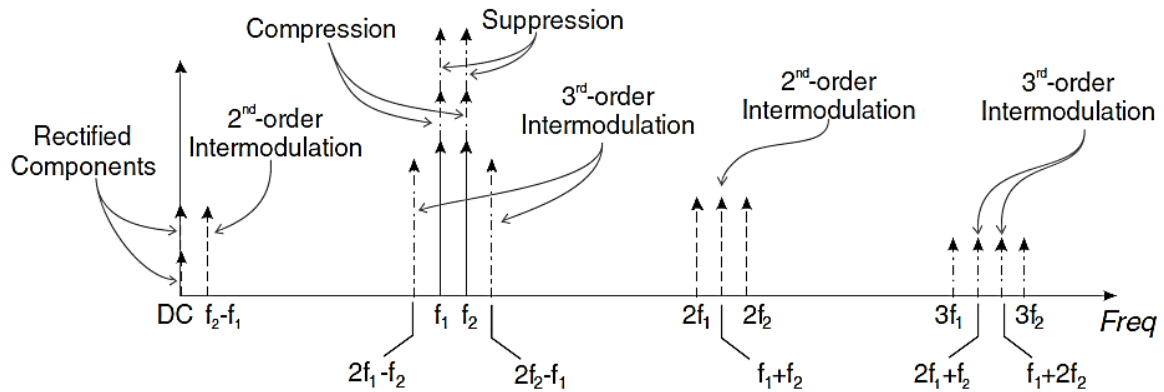


Fig. 5.9 Localización en frecuencia de los componentes de salida originados por el test bitonal.

En particular, el término supresión (a menudo denominado como el término de captura) tiende a disminuir la potencia de salida a una frecuencia fundamental dada (digamos f_1) proporcionalmente al cuadrado de la potencia de la otra (f_2) frecuencia fundamental. Este fenómeno es particularmente peligroso cuando hay altos niveles de potencia de entrada, que pueden eventualmente conducir a la anulación de una de las componentes de la señal en la salida del AP, justificando así la denominación de supresión.

Por otra parte, en lo que a la pureza de la señal concierne, las contribuciones armónicas (CC, segundo y tercer armónico de cada entrada de la excitación), junto con la intermodulación de segundo orden y los términos en $2f_2 + f_1$ y $2f_2 + f_1$ caen lejos de la parte útil de la señal de salida (f_1 y f_2), y por lo tanto pueden ser eliminados por filtrado (ver Fig. 5.9). Otras contribuciones, más cercanas a las frecuencias deseadas de la entrada, son los dos términos situado en $2f_2 - f_1$ y $2f_1 - f_2$ (comúnmente referido como componentes de intermodulación de tercer orden, que producen la distorsión por intermodulación, IMD) y los que corresponden con las frecuencias de señal de entrada f_1 y f_2 (distorsión en banda, dada por los términos de compresión y de supresión)

$$IMD \triangleq P_{out}(2f_{2n(2m)} - f_{m(n)}) \quad n, m = 1, 2 \quad (37)$$

5.3.4 Punto de Intercepción IPn

Teniendo en cuenta uno de los dos componentes de intermodulación de tercer orden y barriendo al mismo tiempo la potencia de los dos tonos de entrada, el punto de intercepción de tercer orden ($IP3$) se define como el nivel de potencia salida ($IP3_{out}$) o de entrada ($IP3_{in}$) en el que el nivel de los componentes de IMD de tercer orden igualan a la potencia de salida lineal ideal del AP. Esta definición se ilustra gráficamente en la Fig. 5.10.

Aunque tanto la señal de salida útil y la potencia IMD tienden a saturar para algún valor de la potencia de entrada, la definición de $IP3$ implica la extrapolación ideal de ambos componentes de la señal de salida, que idealmente aumentan 1 dB y 3 dB por cada dB de aumento de la potencia de entrada respectivamente,

intersectándose en $IP3$. El nivel de potencia de entrada ($IP3_{in}$ en la Fig. 5.10) está bien dentro de la región de operación no lineal del AP, con un valor mucho mayor que cualquier valor típico de potencia de entrada necesaria para el funcionamiento del AP. Se puede demostrar que la potencia de salida del punto de intersección ($IP3_{out}$) puede ser relacionado con el punto de compresión de 1 dB ($P_{out,1T,-1dB}$) por

$$IP3_{out} \approx P_{out,1T,-1dB} + 10,6 \text{ dB} \quad (38)$$

y de una manera similar la potencia de salida para una de compresión de 1 dB en la ganancia en la presencia de dos tonos ($P_{out,2T,-1dB}$) se relaciona con la misma cantidad obtenida con la prueba de un solo tono ($P_{out,1T,-1dB}$) por

$$P_{out,1T,-1dB} \approx P_{out,2T,-1dB} + 4,77 \text{ dB} \quad (39)$$

Por extensión, se podrían definir otros puntos intersección similares (aunque rara vez se utiliza), para productos de intermodulación de orden superior, tal como $IP5$ (para la distorsión de quinto orden, localizada en la frecuencia $3f_2 - 2f_1$) o $IP7$ (para la distorsión de séptimo orden, cuya frecuencia es $4f_2 - 3f_1$).

Una vez que se conoce el $IP3_{out}$ de un AP, se puede estimar la potencia de intermodulación para una potencia dada de salida

$$P_{IMD} = 3 \cdot P_{out,dBm} - 2 \cdot IP3_{out} \quad (40)$$

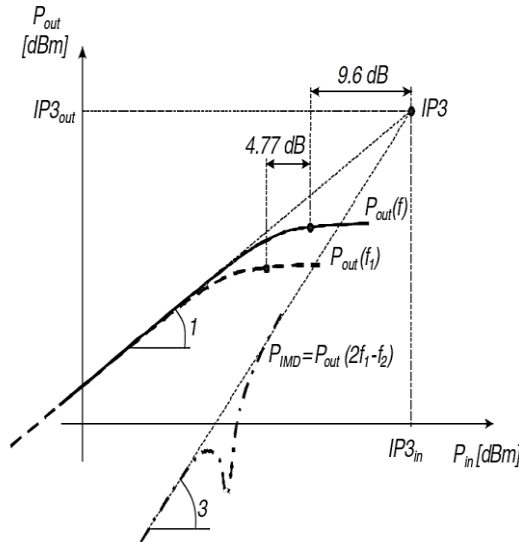


Fig. 5.10 Definición del punto de intersección de tercer orden.

5.3.5 Relación portadora a intermodulación

Otro indicador, usado con frecuencia, que describe el comportamiento no lineal de un AP es la relación C/I portadora a intermodulación, definida como la relación entre la potencia de salida útil y la potencia de IMD. Esta relación se mide usando unidades logarítmicas, en decibeles por debajo de la portadora (dBc)

$$C/I \triangleq \frac{P_{out}}{P_{IMD}} \quad (41)$$

5.3.6 Rango dinámico libre de espurios

Para niveles moderados de potencia de excitación (por ejemplo, hasta 10 dB por debajo de $P_{out,-1dB}$), el término de intermodulación de tercer orden es el mecanismo dominante de distorsión. Por tanto, es posible definir para un AP un intervalo de linealidad, como la banda de niveles de entrada para los que la P_{IMD} permanece por debajo del umbral mínimo de ruido (potencia de salida de ruido) del amplificador. Este rango de linealidad se lo suele indicar como Rango Dinámico Libre de Espurios ($SFDR$), graficado Fig. 5.11 .

A partir del conocimiento del factor de ruido F de un AP (o NF en dB), su ancho de banda B y su ganancia (disponible) G , se puede calcular el $SFDR$. La potencia de ruido de salida disponible del amplificador está dada por

$$N_{out} = kT_0 \cdot B \cdot G \cdot F \rightarrow N_{out,dBm} = B_{dBHz} + G_{dB} + NF_{dB} - 174dBm \quad (42)$$

De la figura Fig. 5.11, observando las pendientes de las líneas de la potencia de salida y de los IMD se puede deducir que

$$SFDR_{dB} = \frac{2}{3} \cdot (IP3_{out,dBm} - N_{out,dBm}) \quad (43)$$

quedando finalmente

$$SFDR_{dB} = \frac{2}{3} \cdot [IP3_{out,dBm} - NF_{dB} - G_{dB} - B_{dBHz} + 174dBm] \quad (44)$$

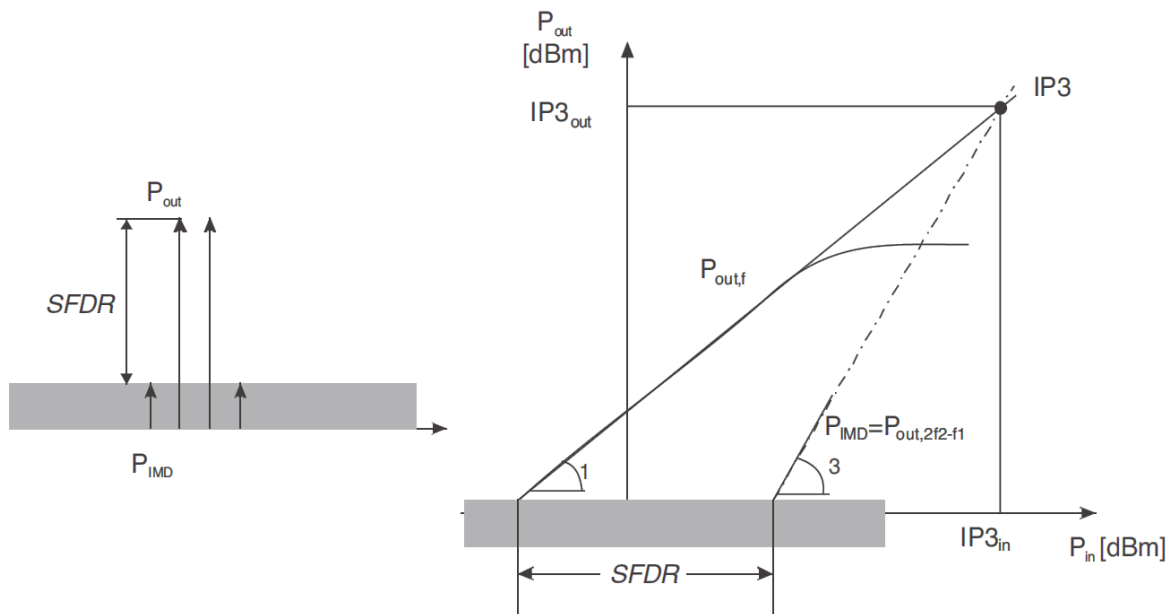


Fig. 5.11 Definición de Rango Dinámico Libre de Espurios.

5.3.7 Relación potencia de canal adyacente

Las figuras de mérito definidas anteriormente para la evaluación de la linealidad están relacionadas con ensayos de uno o de dos tonos, tratando de imitar de esta manera el comportamiento de la respuesta de un AP a una excitación de entrada de banda angosta o multi portadora. En el mundo real, la señal de entrada de un AP pueden ser sustancialmente diferente de la aproximación de un solo tono, ya que los formatos de modulación y ancho de banda ocupado pueden ser significativamente distintos.

Con el fin de tener en cuenta la distorsión de la señal y el rebrote espectral (directamente relacionado con la distorsión), para el caso de señales de entrada de limitadas en banda, se introduce la Relación de Potencia de Canal Adyacente ($ACPR$).

Con referencia a la Fig. 5.12 varias definiciones se adoptan para este indicador, la de uso más difundido es la $ACPR_{total}$ ($ACPR_{TOT}$), es decir, la relación entre la potencia de salida total en el ancho de banda de la señal a la potencia de salida total en los canales adyacentes

$$ACPRT_{TOT} \triangleq \frac{P_{in-band}}{P_{adjacent-channels}} = \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{LS} P_{out}(f) \cdot df + \int_{US} P_{out}(f) \cdot df} \quad (45)$$

Si únicamente interesa la invasión en un solo lado del espectro, se definen la ACPR de la banda lateral inferior ($ACPRLS$) o de la banda superior ($ACPRUS$)

$$ACPRT_{LS} \triangleq \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{LS} P_{out}(f) \cdot df} \quad (46)$$

$$ACPRT_{UB} \triangleq \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{UB} P_{out}(f) \cdot df} \quad (47)$$

Por otra parte, si se quiere referir a la potencia en un ancho de banda predefinido (B_x), a un determinado offset (ver Fig. 5.12), se lo denomina Spot ACPR y esta definido por

$$ACPRT_{SPOT} \triangleq \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{B_x, offset} P_{out}(f) \cdot df} \quad (48)$$

Estas figuras de ACPR brindan una visión más profunda sobre las propiedades relativas a la distorsión de un AP, en comparación con los ensayos de tono único o bitonal

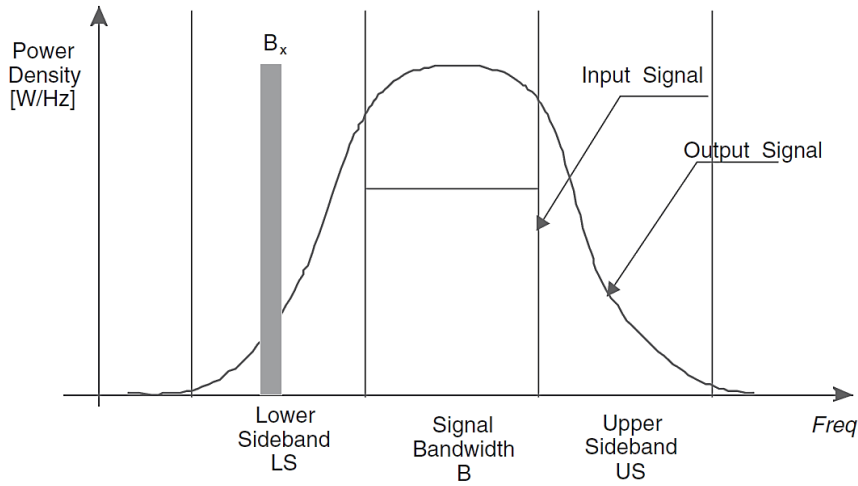


Fig. 5.12 Densidad de potencia espectral de entrada y de salida para las definiciones de relación de potencia de canal adyacente.

5.3.8 Error en la magnitud del vector

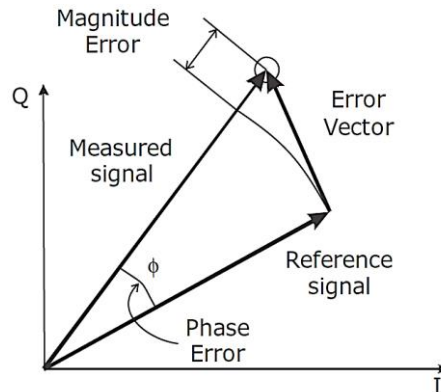


Fig. 5.13 Error en la magnitud del error (EVM) y cantidades relacionadas.

O con su denominación más conocida en Inglés, Error Vector Magnitude (EVM), es una figura que se usa para cuantificar la distorsión producida por un amplificador no lineal (o una cadena de transmisión completa). Es una medida de la fidelidad de las modulaciones digitales. Los valores de EVM se toman de los gráficos de las constelaciones medidas, permitiendo cuantificar la magnitud de la distorsión de las señales digitales en los instantes de muestreo. Se la define como la diferencia entre una forma de onda ideal de referencia y la medida como se muestra en la Fig. 5.13.

5.4 Condición de adaptación de potencia

Los mecanismos de limitación de potencia de los dispositivos activos residen en sus propias limitaciones físicas. En la Fig. 5.14 se muestra las características I-V de un FET, Se aprecia las limitaciones que afectan tanto a las oscilaciones de tensión como las de corriente. Para la corriente, la saturación se relaciona con conducción directa de la juntura de entrada (a) y el estrangulamiento del canal (b). Del mismo modo para la oscilación de la tensión, la limitación está relacionada con el comportamiento óhmico (c) y la tensión de ruptura (breakdown) (d), ambas relacionadas con la juntura puerta-drenador.

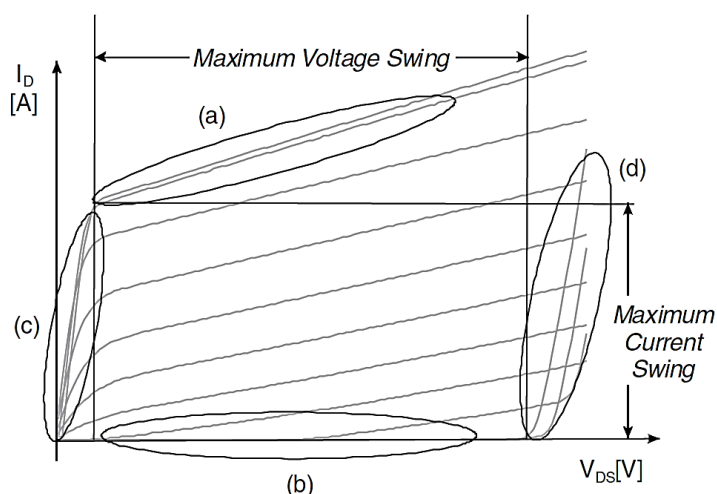


Fig. 5.14 Ejemplo de las curvas características I-V de salida y las limitaciones físicas impuestas a las oscilaciones de la corriente y de la tensión de salida.

Colectivamente, estas limitaciones plantean un límite superior a las máximas oscilaciones que la corriente de salida o la tensión de salida pueden experimentar, reflejándose en un correspondiente límite máximo a la capacidad de generación de potencia del dispositivo.

Como se indica brevemente en la introducción, un AP es un sistema no lineal, cuyo diseño requiere metodologías adecuadas y especializadas. Comparados con los amplificadores de pequeña señal, estos últimos son lineales y el diseño persigue alta ganancia o bajo ruido para el cual existen técnicas bien establecidas. Tras la seleccionar el dispositivo activo y su polarización, a partir del conocimiento de los parámetros S del dispositivo y en función de las especificaciones del amplificador, el diseño de las redes de adaptación de entrada y de salida se obtiene fácilmente a través de las expresiones cerradas. Por el contrario, para un amplificador de potencia la representación dada por los parámetros S pierde su validez debido a las inherentemente grandes excursiones de la señal en su funcionamiento.

Sin embargo, suponiendo un modelo de dispositivo simplificado, tal como se representa en la Fig. 5.15, es posible inferir algunas simples y efectivas consideraciones. El dispositivo de salida está representado por una

fuente controlada de corriente (controlada por la tensión de entrada si se considera un FET) derivada por admitancia de salida de pequeña señal (representada por la conductancia de salida g_{ds} y capacidad c_{ds}).

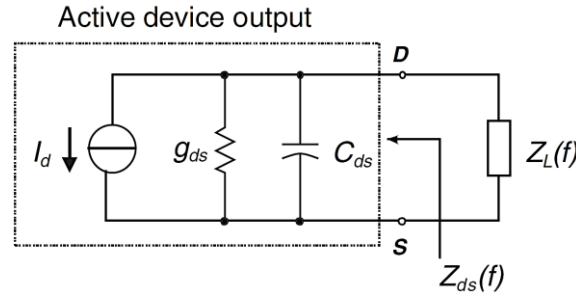


Fig. 5.15 Representación esquemática de la salida de un dispositivo activo conectado a un carga externa Z_L .

La condición generalmente impuesta por la máxima transferencia de potencia desde la salida del dispositivo a una carga externa, compatible con la estabilidad de dispositivo, es la correspondiente a la bien conocida adaptación conjugada

$$Z_L(f) = Z_{ds}^*(f) \Leftrightarrow \begin{cases} G_L(f) = g_{ds} \\ B_L(f) = -j\omega C_{ds} \end{cases} \quad (49)$$

donde

$$Z_L(f) = G_L(f) + j \cdot B_L(f) \quad (50)$$

$$Z_{ds}(f) = G_{ds}(f) + j \cdot B_{ds}(f) = g_{ds} + j\omega \cdot C_{ds} \quad (51)$$

La condición de adaptación conjugada implica la compensación de la parte reactiva de salida del dispositivo y la adaptación de la conductancia de salida de pequeña señal, de esta forma se maximiza la ganancia de pequeña señal del amplificador.

Como resultado, la correspondiente línea de carga dibujada (es decir, la curva que describe la relación entre la corriente y la tensión del dispositivo) sobre las características de salida del dispositivo es la curva A mostrada en la Fig. 5.16.

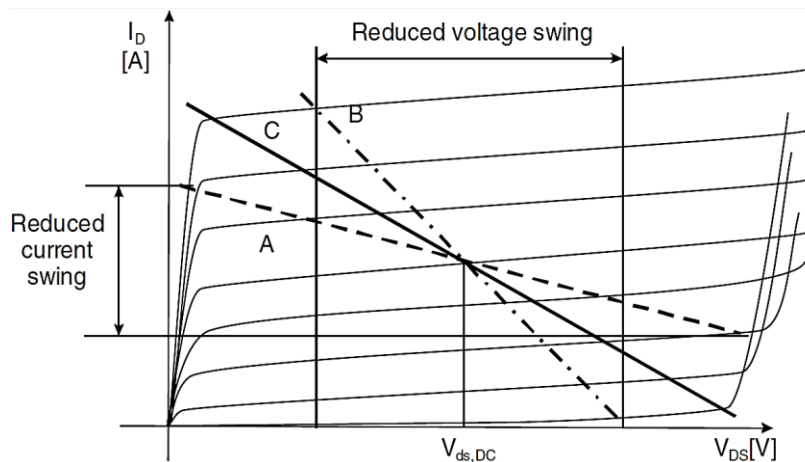


Fig. 5.16 Características de salida del dispositivo activo donde se ha sobrepuesto la línea de carga de adaptación conjugada (A), limitada en tensión (B) y carga óptima (C).

Si se aplica esta condición para operar en un régimen de gran señal, la excursión máxima de la corriente resulta inferior a la máxima posible, produciéndose además una compresión en la potencia de salida (funcionamiento

limitado por la tensión). Por otro lado, si la carga se selecciona solo para explotar la máxima excursión de corriente posible, como la curva B en la Fig. 5.16, la excursión de tensión se ve limitada, y nuevamente la potencia de salida se ve disminuida (funcionamiento limitado por la corriente). La situación óptima es aquella que maximiza simultáneamente las excursiones de tensión y de corriente, curva C, normalmente denominada adaptación de potencia o adaptación de la línea de carga. Las potencias de salida correspondientes a las tres situaciones descritas en la Fig. 5.16 se muestran en la Fig. 5.17 en función de la potencia de entrada.

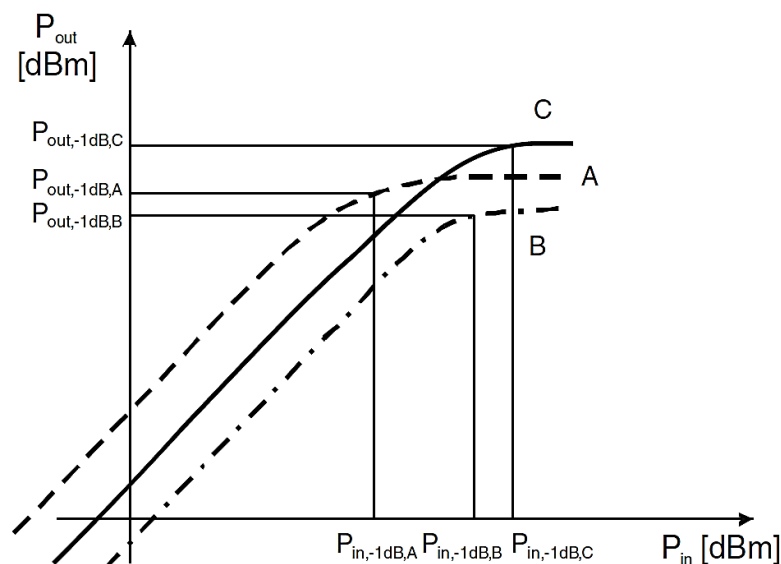


Fig. 5.17 Potencia de salida para las tres condiciones de carga de la Fig. 5.16: limitada por tensión (A), limitada por corriente (B), carga óptima (adaptación de potencia) (C).

Sin embargo, los AP con adaptación de potencia exhiben pobres VSWR de salida. Si es necesario, este problema puede ser resuelto mediante el uso de aisladores de salida o transformadores (aunque esto provoca una disminución de la potencia de salida y del rendimiento debido a las pérdidas). También se puede recurrir a configuraciones equilibradas, aunque también las estructuras combinadoras poseen pérdidas afectando al rendimiento global del sistema.

5.5 Clases de funcionamiento

Normalmente a los AP se los clasifican por su clase de funcionamiento. Una clasificación tradicional de este tipo, que a primera vista puede parecer natural y simple, por el contrario puede ser ambigua y engañosa. En efecto, la clase de funcionamiento, describe características muy disímiles de los AP que van desde la selección del punto de trabajo (Clase A, AB, B o C), a la selección de la topologías de las redes de adaptación (Carga Sintonizada, Clase F, etc.) o de las condiciones de funcionamiento del dispositivo activo (Clase E, Clase S, etc.). Con el fin de evitar confusiones, se adoptará el termino clase de polarización (es decir, de Clase A, AB, B o C) para definir la polarización o estado de reposo del dispositivo activo seleccionado en el diseño de la AP. Sin embargo, también en este caso, se necesitan aclaraciones para evitar clasificaciones confusas.

De hecho, la identificación del punto de polarización de reposo se puede realizar en función del ángulo de conducción (CCA) Φ de la corriente de salida del dispositivo, es decir, la fracción del período de la señal de RF en donde la corriente es diferente de cero, o alternatively en función del valor de la corriente de polarización comparado con el máximo disponible.

Esta clasificación se describe en la Tabla 5.1 y se representa gráficamente en la Fig. 5.18.

Tabla 5.2 Clasificación de los AP en función del ángulo de conducción de la corriente o el punto de polarización

| Clase de operación | Ángulo de conducción de corriente CCA (Φ) | Dependencia con el nivel de excitación | Polarización |
|--------------------|--|--|--|
| A | $\Phi=2\pi$ | No | Distancia intermedia entre las regiones de estrangulamiento y saturación del dispositivo |
| AB | $\pi < \Phi < 2\pi$ | Sí | Arriba del estrangulamiento |
| B | $\Phi = \pi$ | No | En el estrangulamiento |
| C | $\Phi < 2\pi$ | Si | Debajo del estrangulamiento |

Tenga en cuenta que la definición basada en la CCA es engañosa, dado que Φ depende del nivel de la señal de entrada. Si se considera un AP Clase C (AB), un cambio en el nivel de la señal de entrada produce un aumento o una disminución del CCA. El mismo efecto no se repite para los AP de Clase A o B, al menos en una primera aproximación.

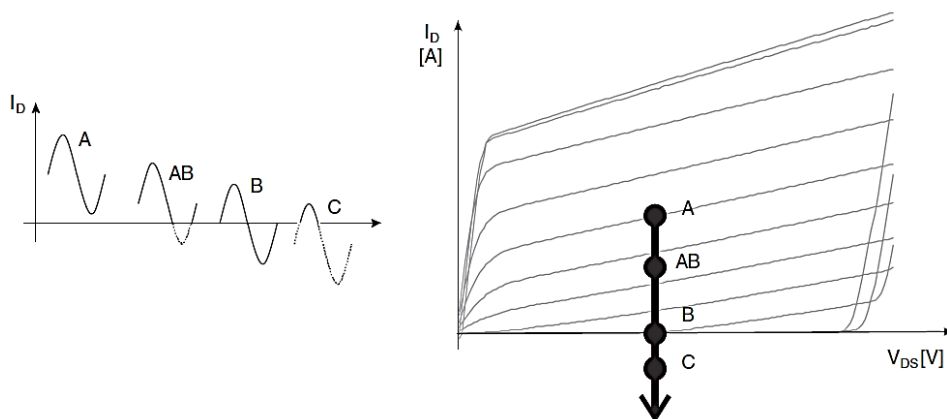


Fig. 5.18 Clases de funcionamiento definidas por el ángulo de conducción de la corriente de salida (izquierda) o simplemente por punto de trabajo del dispositivo (derecha).

En el agrupamiento de clases por la polarización, se supone que la señal de excitación tiene una forma de onda sinusoidal y el dispositivo activo se comporta como una fuente de corriente. Si esto no es así, y el dispositivo activo actúa como una llave, la clasificación anterior pierde su validez.

Una segunda y más avanzada clasificación de los AP, está relacionada con las condiciones de funcionamiento dinámico del dispositivo activo y consecuentemente con las condiciones de las redes de adaptación de las terminaciones.

En este caso, básicamente se identifican dos amplias categorías, funcionamiento en modo fuente de corriente y en modo conmutación. En el primero se supone que el dispositivo activo actúa como una fuente de corriente de alta impedancia, controlada por la tensión de entrada (en el caso de los FET) o controlado por corriente (en el caso de los BPJT). Por el contrario, en la última familia se supone que el dispositivo activo se comporta como un interruptor (tan ideal como sea posible), en este caso el amplificador se podría considerarse más como un convertidor de potencia de CC a RF en lugar de un amplificador, dado que las características de transferencia de entrada-salida casi no se tienen en cuenta.

Además cada familia, tiene una sub clasificación. Para las clases en modo fuente de corriente la clasificación se basa en como se sintetizan las terminaciones armónicas a través del dispositivo activo, es decir, en los criterios adoptados para la conformación de las ondas con el objetivo de maximizar la potencia de salida, o el rendimiento o ambos. Ejemplos de estas clases son Carga Sintonizada, Clase F, Armónico Sintonizado y otras.

Del mismo modo, para los amplificadores en modo conmutación, la clasificación se realiza mediante la identificación del ciclo de trabajo de la conmutación y / o la combinación de la conmutación, como por ejemplo en Clase E, Clase D o Clase S.

La estructura de clasificación de los AP recién discutida se grafica resumidamente en la Fig. 5.19.

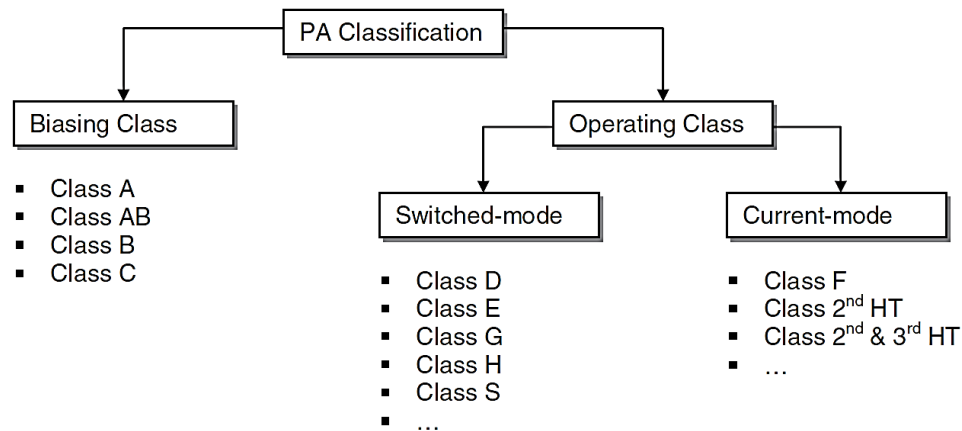


Fig. 5.19 Estructura de la clasificación de los AP.

5.6 Visión general de los semiconductores para los AP

Las grandes diferencias en los sistemas donde están involucrados los AP se reflejan en la evolución de las distintas tecnologías de los dispositivos activos adoptados para cada aplicación.

Los primeros días de la era de las microondas se caracterizaron por el uso masivo de los dispositivos de tubo de vacío, tanto para la generación de señal de microondas como para la amplificación. El origen de la electrónica de microondas se remonta a la labor pionera de H. Hertz y J. C. Bose. Las microondas recibieron un gran impulso en la generación de potencias elevadas en la Segunda Guerra Mundial de la mano del radar, con la introducción y el uso de las válvulas osciladoras Magnetron y Klystron como fuentes de energía entre 1939 y 1940. Al poco tiempo se desarrolló el amplificador TWT (Travelling Wave Tube) actualmente en uso.

En este escenario, dispositivos de estado sólido y los amplificadores relacionados son jugadores relativamente recientes, siendo el primero el GaAs MESFET (MEtal Semiconductor FET de Arseniuro de Galio), con una buena performance en la banda X (8 a 12 GHz), disponible comercialmente a principios de la década de 1970. La tecnología avanzó rápidamente, en la década de 1970, el desarrollo de técnicas para el crecimiento de cristales semiconductores como la epitaxial de haz molecular (MBE), permitió optimizar las estructura de las uniones PN necesaria para el desarrollo de una serie de dispositivos de dos y tres terminales con frecuencias de funcionamiento que van desde unos pocos GHz hasta bien adentro de la región de ondas milimétricas, como los diodos IMPATT y Gunn. Ellos han sido utilizados y todavía se utilizan tanto para la generación de frecuencia y amplificación, como amplificador de resistencia negativa, en la región de ondas milimétricas.

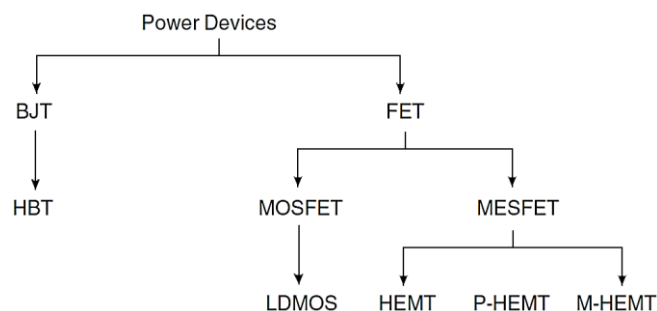


Fig. 5.20 Arbol familiar de los dispositivos semiconductores de potencia.

La categoría más amplia y más aplicada de los dispositivos de tres terminales comprende el ya mencionado dispositivo de efecto de campo metal-semiconductor (MESFET), el transistor de alta movilidad de electrones (HEMT, demostrado por Mimura en 1980), con su pseudomórfico (PHEMT) y variantes metamórficas (MHEMT), el transistor bipolar de heterojuntura (HBT, introducido por Kroemer en 1957), y por último, debido a los últimos importantes avances en la tecnología de silicio de alta frecuencia, los MOS y los transistores de silicio bipolar (Fig. 5.20). Sin embargo, la tecnología "caballito de batalla" para la amplificación de potencia de microondas se basa en los materiales de GaAs. Esta última tecnología es capaz de suministrar a la salida de un solo dispositivo, niveles de potencia en el orden de 100 W con frecuencias de funcionamiento se acerca a la banda W (75 a 110 GHz). En los rangos de frecuencia mas elevados, las soluciones basadas en InP son las más apropiadas a pesar de que los niveles de potencia de salida están muy limitados.

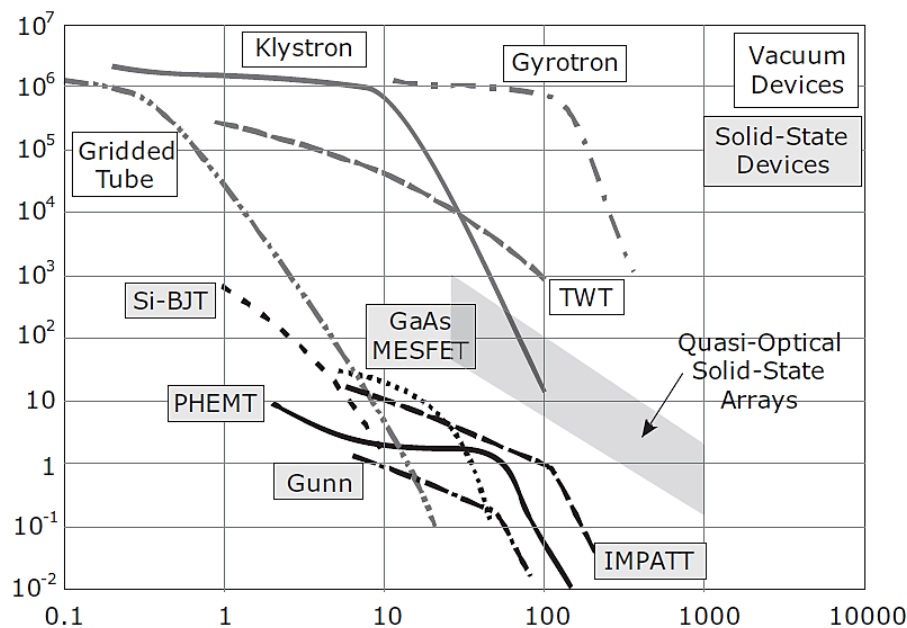


Fig. 5.21 Potencia de salida de en función de la frecuencia para dispositivos simples de estado sólido y de vacío.

Los dispositivos de tubo de vacío aún ocupan un importante lugar para altas potencias y altas frecuencias como se indica esquemáticamente en Fig. 5.21.

Para un dispositivo dado la performance límite de potencia de salida versus frecuencia sigue la bien conocida ley

$$P \cdot f^2 = \text{const} \quad (52)$$

Si se necesitan potencias elevadas, las salidas de los dispositivos de estado sólido se pueden combinar utilizando una serie de técnicas diferentes, obteniéndose AP de estado sólido con potencias de salida comparables a los de los tubos de vacío (es decir, en la región kW) en la región de frecuencia de microondas (hasta X-banda). Por otra parte, a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento, aparecen limitaciones prácticas en la aplicación sistemática de técnicas de combinación, imponiendo en este caso el uso de dispositivos de vacío.

Las recientes tendencias hacia mayores densidades de potencia, principalmente impulsadas por las aplicaciones de radar y de guerra electrónica, han permitido la aparición de nuevos dispositivos, de gran bandgap tales como el SiC y el GaN.

En la última década, los sistemas de comunicaciones móviles y personales, que van desde celular a WiFi requieren enlaces de alta calidad desafiando las tecnologías de alta frecuencia sobre todo en las regiones de microondas.

En tal escenario, donde muchas de las tecnologías de dispositivos son candidatos potenciales para una aplicación dada, sobre todo en la región baja de microondas, la elección todavía está abierta. Como ejemplo, en los AP de la estación base de celulares dos tecnologías principales son ampliamente utilizadas: LDMOS de silicio y GaAs. Ambas tecnologías puede entregar una potencia de salida de más de 100 W en la banda L. Pero las nuevas tecnologías de dispositivos como el SiC y principalmente GaN empiezan a competir contra estas tecnologías bien establecidas. Para otras aplicaciones, tales como en teléfonos móviles, se están aplicando variantes de la tecnología HBT.

La demanda de aparatos portátiles, cuya principal característica es la duración de la batería y el tamaño, repercute naturalmente en el sistema electrónico. El AP del transmisor representa claramente la principal fuente de consumo de energía de alimentación, tal característica se transfiere directamente a sus especificaciones. Por tanto, el diseño de AP se enfrenta a una difícil disyuntiva entre objetivos contrapuestos de potencia de transmisión elevada, consumo de energía bajo y, para muchos de los sistemas de telecomunicaciones, operación lineal. Dada la amplia difusión de las aplicaciones en dispositivos de telecomunicaciones, todas las especificaciones anteriores tienen que ser satisfechas manteniendo un costo por unidad mínimo. El compromiso resultante puede variar en función del tipo de enlace de radio que se establezcan y las especificaciones generales del sistema, pero este desafío ha influido en gran medida en la investigación y fabricación de AP de la última década.

5.7 Dispositivos para AP

La performance de un dispositivo de estado sólido activo depende de las propiedades de los materiales semiconductores con los que está fabricado, incluyendo las características mecánicas, eléctricas y térmicas. Para aplicaciones de potencia, las figuras de mérito principales están dadas por los niveles de potencia de salida para un decibel de compresión de la ganancia para un dispositivo único, el rendimiento de potencia agregada (lo que también implícitamente representa la ganancia de potencia) y la linealidad (es decir, la intermodulación de tercer orden, AM/PM, etc.). Estas figuras evidentemente tienen que ser relacionadas con las frecuencias de funcionamiento. En las aplicaciones en RF y microondas, los dispositivos de estado sólido normalmente trabajan ya sea a potencia alta y frecuencia baja, o a potencia baja y frecuencia alta, mientras que el diseño y la fabricación de dispositivos capaces de funcionar en potencia alta y frecuencia alta es todavía constituye un desafío extremo desde el punto de vista de la confiabilidad. La razón de tal preocupación tecnológica puede ser fácilmente entendida si nos referimos a la ganancia de potencia G de un dispositivo activo, definida como la relación entre la potencia de salida que el dispositivo puede proveer (P_{out}), y la potencia de entrada necesaria para excitarlo (P_{in})

$$G \triangleq \frac{P_{out}}{P_{in}} = \left(\frac{I_{out}}{I_{in}} \right)^2 \cdot \frac{Re\{Z_{out}\}}{Re\{Z_{in}\}} \quad (53)$$

siendo I_{out} es la corriente de salida entregada desde el dispositivo a una carga externa Z_{out} , mientras que es la entrada I_{in} es la corriente que fluye hacia el dispositivo, caracterizado por una impedancia de equivalente de entrada Z_{in} .

La relación entre las corrientes de salida y de entrada se conoce como la ganancia de corriente del dispositivo, definida como

$$A_i \triangleq \frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (54)$$

que normalmente manifiesta un comportamiento en frecuencia tipo paso bajos. En consecuencia, la ganancia de potencia dispositivo está aproximadamente representada por

$$G(f) \approx K \cdot \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \cdot \frac{\text{Re}\{Z_{out}(f)\}}{\text{Re}\{Z_{in}(f)\}} \quad (55)$$

donde K es una constante y f_T es la frecuencia de corte del dispositivo, definida como la frecuencia para la cual la ganancia de corriente A_i cae a la unidad.

De la ecuación (53) se observa que para aumentar la ganancia de potencia del dispositivo es necesario mejorar su capacidad para entregar corrientes de salida más elevadas, algo que generalmente se obtiene incrementando la cantidad de dedos (fingers) de emisor o compuerta. Sin embargo, si se aumenta la potencia de salida del dispositivo, la potencia disipada en el dispositivo también aumenta proporcionalmente, lo que resulta en una disipación de calor que no es uniforme en todos los dedos del dispositivo, lo que conduce a producir puntos calientes (hotspots) que con el tiempo pueden causar fallas en el dispositivo.

Por otra parte, los dedos largos implican a su vez un aumento de efectos parásitos, lo que reduce el valor de f_T . Para evitar estos problemas, se aplican perfiles de dopado más intensos tratando de preservar el nivel de corriente de salida I_{out} . Sin embargo, esto reduce la tensión de ruptura y por lo tanto también reduce su capacidad de entregar potencia si la geometría y la tecnología de los dispositivos no están optimizadas correctamente.

Bibliografía

- [1] High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers, de Paolo Colantonio, Franco Giannini, and Ernesto Limiti, Wiley, 2009.