

## **CAPÍTULO 4: EFECTOS DE LAS NO LINEALIDADES EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN.**

### **4.1 Introducción**

En los sistemas de comunicaciones el objetivo de los mismos, es transmitir una señal desde un transmisor, pasando por un canal y llegando a un receptor buscando que llegue la información correctamente. Pero se nos presentan una serie de problemas que hacen que la calidad de la señal no sea la deseada y que hay que tener en cuenta a la hora de diseñar nuestro sistema de transmisión.

Un efecto dañino para la señal que es muy conocido es el ruido. Entendemos por ruido toda degradación de la señal desde que se genera en la fuente hasta el demodulador. El ruido es de carácter aleatorio y su estudio se basa en la caracterización a partir de medidas para luego ajustarlo a un modelo estadístico. La manera de introducir en un sistema el ruido es añadiendo a nuestra señal de interés una señal aleatoria, generalmente a la entrada del receptor. Aunque fuentes de ruido son los dispositivos que conforman el transmisor y el receptor y el medio físico por el que se transporta la señal.

Hoy en día la mayoría de los sistemas de comunicaciones utilizan en el transmisor un amplificador de alta potencia que produce una cierta distorsión en las señales que pasan a través de ellos. Esta distorsión viene asociada al hecho de que para obtener una mayor eficiencia a la hora de amplificar la señal, hay que polarizar el transistor en una zona “no lineal”, por lo que la señal sufre lo que denominamos “distorsión no lineal”.

Esta distorsión nos producirá un recrecimiento espectral de la señal y un aumento de la tasa de error de bits principalmente.

El objetivo de nuestro proyecto, como hemos comentado en el primer capítulo, es el de diseñar un predistorsionador para linealizar el amplificador de potencia, por lo que asumiremos que la no linealidad la produce únicamente el amplificador de potencia, que es una buena aproximación y que es muy usada en la literatura actual. Por lo que vamos a tratar de hallar un modelo que relacione la entrada con la salida teniendo en cuenta los efectos no lineales y de memoria.

En este capítulo mostraremos las características del modelo de un amplificador de potencia, indicaremos los efectos nocivos que produce en nuestra señal, definiremos unos parámetros de mucha utilidad, como el IBO y el OBO, y acabaremos con las particularidades de los efectos de los amplificadores de potencia en sistemas con modulación OFDM.

### **4.2 Modelado del canal no lineal con y sin memoria**

Los amplificadores de potencia (PA o HPA) son elementos indispensables de los sistemas de comunicaciones modernos y son componentes inherentemente no lineales. Los PAs se pueden clasificar de acuerdo al grado de no linealidad que presenten, lo cual también dicta su eficiencia. Una alta linealidad del amplificador implica baja eficiencia, lo que significa

que la potencia que llega a la carga es reducida. Por otra parte, una alta no linealidad, causa efectos nocivos como recrecimiento espectral y un aumento en la tasa de error de bit. Así pues, la linealización de los PA es a menudo necesaria con el objetivo de mejorar la linealidad manteniendo una buena eficiencia [4.3].

La predistorsión es un método popular para linealizar un PA para lo cual, el modelado del PA a veces es un importante primer paso. Antes de escoger un método de linealización, se debe decidir si el PA muestra efectos de memoria. Las causas de los efectos de memoria pueden ser eléctricos o electro-térmicos. Amplificadores de alta potencia (HPA) tales como los usados en las estaciones bases de sistemas *wireless* presentan esos efectos de memoria; las señales de banda ancha también tienden a inducir efectos de memoria en el PA. En estos casos, una predistorsión sin memoria sería ineficaz. Entonces, una representación de los efectos de memoria de los PA parece crucial para emprender la tarea del diseño de los métodos de linealización.

Denotemos por  $\tilde{x}(t)$  la señal de entrada en banda base al PA y por  $\tilde{y}(t)$  la salida en banda base. La conversión AM/AM se define como la función que recoge el cambio entre la amplitud de la señal en banda base de entrada,  $|\tilde{x}(t)|$ , y la amplitud de la señal en banda base de la salida,  $|\tilde{y}(t)|$ ; la conversión AM/PM se define como la función que recoge el cambio entre la amplitud de la señal en banda base de entrada,  $|\tilde{x}(t)|$ , y la desviación de la fase de la señal en banda base de la salida,  $angle[\tilde{y}(t)] - angle[\tilde{x}(t)]$ . La linealización de dispositivos no lineales que pueden ser completamente caracterizados con las conversiones AM/AM y AM/PM no suele ser demasiado complicada. Por ejemplo, estos predistorsionadores pueden ser implementados con una tabla de correspondencia (*look up table*, LUT). La LUT crea las funciones de mapeo (AM/AM y AM/PM) para el predistorsionador, con valores que son complementarios a los que genera el PA antes esas mismas entradas [4.5].

Consideremos un ejemplo, un modelo en banda base de un PA no lineal de orden  $(2K + 1)$ :

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1} |\tilde{x}(t)|^{2k} \tilde{x}(t) \quad (4.1)$$

donde  $a_{2k+1}$  es el coeficiente del término no lineal de orden  $(2K + 1)$ .

Desde el punto de vista del procesamiento de señal, el sistema (4.1) es sin memoria, ya que la salida  $\tilde{y}(t)$  depende sólo de la entrada  $\tilde{x}(t)$  en ese mismo instante. Sin embargo, en la literatura de Microondas y RF, si  $\{a_{2k+1}\}$  son reales, el modelo de (4.1) se llama sin memoria, si la conversión AM/PM es constante. De otro modo, el sistema (4.1) es considerado cuasi-sin memoria, lo que implica que existen efectos de memoria de corto plazo. Los síntomas de un sistema cuasi-sin memoria es que la conversión AM/PM varía con  $|\tilde{x}(t)|$ . Así pues, a veces es confuso encontrar la naturaleza exacta de los efectos nocivos en dispositivos no lineales usados en comunicaciones.

Cuando se presentan efectos de memoria de largo plazo, las conversiones AM/AM y AM/PM son insuficientes para caracterizar al PA, y se emplean modelos más elaborados, como por ejemplo los basados en series de Volterra [4.7].

En este apartado examinaremos qué significan los efectos de memoria paso banda y en banda base. A continuación, trataremos de relacionar los modelos de no linealidades en banda base y paso banda. Pasaremos a explicar cuatro sistemas especiales con memoria ampliamente utilizados. Por último, incluiremos un pequeño resumen del apartado.

### 4.2.1 Representación en Banda Base

En esta sección, obtendremos la relación entrada/salida de la señal en banda base a partir de la relación entrada/salida de la correspondiente señal paso banda. Después, consideraremos dos casos, cuasi-sin memoria y sin memoria.

En la Figura 4.1, el diagrama de bloques muestra la conversión de una señal compleja en banda base a pasobanda, la transmisión de la señal real paso banda al canal y la conversión a banda base de nuevo en el lado receptor [4.3]. La relación entre el valor real paso banda,  $x(t)$ , y el valor complejo en banda base,  $\tilde{x}(t)$ , viene dado por:

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_0 t}\} \Leftrightarrow \tilde{x}(t) = 2\text{LPF}[x(t)e^{-j2\pi f_0 t}] \quad (4.2)$$

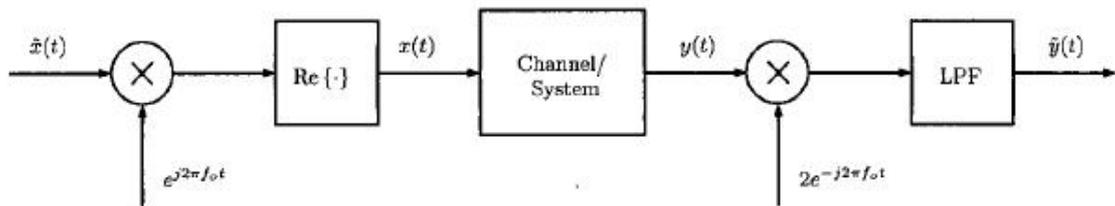


Figura 4.1 Esquema de bloques de un sistema de transmisión, incluyendo explícitamente las señales en banda base y pasobanda y las operaciones utilizadas en cada paso.

donde  $f_0$  es la frecuencia de la portadora,  $\text{LPF}[\cdot]$  denota la operación de filtrado paso bajo, y  $\text{Re}\{\cdot\}$  denota la parte real. Análogamente, la relación entre el valor real paso de banda de la señal de salida,  $y(t)$ , y el valor complejo en banda base de la señal de salida,  $\tilde{y}(t)$ , viene dado por:

$$y(t) = \text{Re}\{\tilde{y}(t)e^{j2\pi f_0 t}\} \Leftrightarrow \tilde{y}(t) = 2\text{LPF}[y(t)e^{-j2\pi f_0 t}] \quad (4.3)$$

El “canal” (en realidad nos referimos a la parte no lineal del sistema, no al canal de transmisión), en general, puede ser lineal o no lineal (NL). Sujeto a ciertos requerimientos (que supondremos que se cumplen), las series de Volterra pueden ser utilizadas para representar un sistema invariante en el tiempo y NL como sigue:

$$y(t) = \sum_k \int \dots \int h_k(\bar{\tau}_k) \prod_{i=1}^k x(t - \tau_i) d\bar{\tau}_k \quad (4.4)$$

Donde  $\bar{\tau}_k = [\tau_1, \dots, \tau_k]^T$ ,  $h_k(\cdot)$  es el kernel de Volterra de  $k$ -ésimo orden y  $d\bar{\tau}_k = d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_k$ . Asumiendo que  $x(t)$  es limitada en banda con ancho de banda  $B_x \ll f_0$ , y sustituyendo (4.2) y (4.3) en (4.4), la señal de salida compleja  $\tilde{y}(t)$ , se simplifica en:

$$\tilde{y}(t) = \sum_k \int \dots \int \tilde{h}_{2k+1}(\tau_{2k+1}) \prod_{i=1}^{k+1} \tilde{x}(t - \tau_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} \tilde{x}^*(t - \tau_i) d\tau_{2k+1} \quad (4.5)$$

Donde

$$\tilde{h}_{2k+1}(\tau_{2k+1}) = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} h_{2k+1}(\tau_{2k+1}) e^{-j2\pi f_0 (\sum_{i=1}^{k+1} \tau_i - \sum_{i=k+2}^{2k+1} \tau_i)} \quad (4.6)$$

y  $(.)^*$  denota el complejo conjugado. Si definimos la transformada de Fourier k-dimensional de  $h_k(\tau_k)$ :

$$H_k(\bar{f}_k) = \int \dots \int h_k(\tau_k) e^{-j2\pi \bar{f}_k^T \tau_k} d\bar{\tau}_k \quad (4.7)$$

donde  $\bar{f}_k = [f_1, f_2, \dots, f_k]^T$ , se sigue que la transformada de Fourier de (4.6) es:

$$\tilde{H}_{2k+1}(\bar{f}_{2k+1}) = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} H_{2k+1}(\bar{f}_{2k+1} + f_0 [\bar{1}_{k+1}^T, -\bar{1}_k^T]) \quad (4.8)$$

Donde  $\bar{1}_k = [1, \dots, 1]^T$  es un k-dimensional vector columna de unos. Por ejemplo, con  $k=1$ , la Ecuación (4.8) resulta:

$$\tilde{H}_3(f_1, f_2, f_3) = \frac{3}{4} H_3(f_1 + f_0, f_2 + f_0, f_3 - f_0) \quad (4.9)$$

Examinaremos las ramificaciones de la relación entrada/salida en banda base bajo dos escenarios.

#### 4.2.2 El caso cuasi-sin memoria

Si la señal  $x(t)$  es de banda estrecha tal que  $\tilde{x}(t - \tau_i) \approx \tilde{x}(t)$  sobre cada kernel,  $h_k(\tau_k)$  podemos sustituir  $\tilde{x}(t - \tau_i)$  por  $\tilde{x}(t)$  en (4.5) para obtener:

$$\tilde{y}(t) = \sum_k \int \dots \int \tilde{h}_{2k+1}(\bar{\tau}_{2k+1}) d\bar{\tau}_{2k+1} |\tilde{x}(t)|^{2k} \tilde{x}(t) = \sum_k \tilde{H}_{2k+1}(\bar{0}_{2k+1}) |\tilde{x}(t)|^{2k} \tilde{x}(t) \quad (4.10)$$

$$= \sum_k \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} H_{2k+1} \left( f_0 [\bar{1}_{k+1}^T, -\bar{1}_k^T]^T \right) |\tilde{x}(t)|^{2k} \tilde{x}(t) \quad (4.11)$$

donde  $\bar{0}_k = [0, \dots, 0]^T$  es un vector columna de k ceros. Como el lado derecho depende de  $\tilde{x}(t)$  solamente, estamos ante una señal sin memoria desde el punto de vista del procesado de señal [4.3]. Comparando con (4.1), podemos ver que:

$$a_{2k+1} = \tilde{H}_{2k+1}(\bar{0}_{2k+1}) = H_{2k+1} \left( f_0 [\bar{1}_{k+1}^T, -\bar{1}_k^T]^T \right) \quad (4.12)$$

Así pues, tanto  $\tilde{H}_{2k+1}(\bar{0}_{2k+1})$  como  $H_{2k+1} \left( f_0 [\bar{1}_{k+1}^T, -\bar{1}_k^T]^T \right)$  pueden determinar la relación polinomial en banda base entre  $\tilde{x}(t)$  e  $\tilde{y}(t)$ . La relación en banda base (4.10) es sin memoria pero el dispositivo físico, como describe  $h_k(\tau_k)$ , tiene memoria. El hecho de que la señal sea de banda estrecha hace que la transformada de Fourier del kernel,  $H_k(\bar{f}_k)$ , sea de banda ancha en comparación. Como  $h_k(\tau_k)$  ocupa un pequeño período de tiempo comparado con la variación temporal de  $\tilde{x}(t)$ , el efecto de memoria es considerado como de término corto. Además,  $\tilde{H}_{2k+1}(\bar{0}_{2k+1})$ , que es proporcional a  $H_{2k+1} \left( f_0 [\bar{1}_{k+1}^T, -\bar{1}_k^T]^T \right)$ , es un valor en general complejo, luego  $\angle[\tilde{y}(t)] - \angle[\tilde{x}(t)]$  no es constante (conversión AM/PM está presente). Tales sistemas son referidos como cuasi-sin memoria en la literatura de microondas de RF.

### 4.2.3 El caso sin memoria

Si el dispositivo físico es estrictamente sin memoria, tendremos que:

$$h_k(\bar{\tau}_k) = c_k \prod_{i=1}^k \delta(\tau_i) \quad (4.13)$$

donde  $c_k$  es un valor real. Sustituyendo (4.13) en (4.6), obtenemos:

$$\tilde{h}_{2k+1}(\bar{\tau}_{2k+1}) = \tilde{c}_{2k+1} \prod_{i=1}^{2k+1} \delta(\tau_i) \quad (4.14)$$

donde  $\tilde{c}_{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} c_{2k+1}$ .

Como  $c_{2k+1}$  es un valor real, tanto  $\tilde{c}_{2k+1}$  como  $\tilde{h}_{2k+1}(\bar{\tau}_{2k+1})$  son valores reales también. Dicho de otro modo, no sólo el sistema paso banda es sin memoria sino que también el sistema en banda base lo es. Como resultado, la señal compleja en banda base es:

$$\tilde{y}(t) = \sum_k \tilde{H}_{2k+1}(\bar{0}_{2k+1}) |\tilde{x}(t)|^{2k} \tilde{x}(t) = \sum_k \tilde{c}_{2k+1} |\tilde{x}(t)|^{2k} \tilde{x}(t) \quad (4.15)$$

Si la relación entrada salida de un PA obedece (4.15), su característica AM/AM es:

$$|\tilde{y}(t)| = |\tilde{x}(t)| |G(|\tilde{x}(t)|)| \quad (4.16)$$

Donde la ganancia compleja es:

$$G(r) = \left| \sum_k \tilde{c}_{2k+1} r^{2k} \right| \text{ donde } r = |\tilde{x}(t)| \quad (4.17)$$

Y la relación AM/PM se describe como:

$$\text{angle}[\tilde{y}(t)] - \text{angle}[\tilde{x}(t)] = \text{angle}[G(|\tilde{x}(t)|)] \quad (4.18)$$

Nótese que como los coeficientes  $\tilde{c}_{2k+1}$  son reales, la fase de  $G(r)$  es 0 o  $\pi$ . Sin embargo, para que la fase cambie, la ganancia  $G(r)$ , debe ser cero en el punto de cambio de fase, haciendo a la vez la salida del PA cero. Como la señal no puede ser atenuada hasta cero por un PA, se concluye que el cambio de fase,  $\text{angle}[\tilde{y}(t)] - \text{angle}[\tilde{x}(t)]$  permanece constante. De este modo, demostramos que un PA No Lineal sin memoria no tiene conversión AM/PM.

### 4.2.4 Algunos casos especiales

Acabamos de ver que un sistema NL estrictamente sin memoria tiene conversión AM/AM pero no tiene conversión AM/PM (AM/PM es constante). Por el contrario, un sistema NL cuasi-sin memoria presenta tanto distorsión AM/AM como AM/PM. En esta sección, investigaremos lo contrario: una conversión AM/PM constante implica un comportamiento no lineal sin memoria. Veremos que hay dos casos especiales del modelo de Volterra, i.e. los sistemas de Hammerstein y Wiener, que son con memoria pero pueden mantener una conversión AM/PM constante cuando se aplica una señal de banda estrecha.

#### 4.2.4.1 Sistemas de Kernel Diagonal

Consideremos el sistema de kernel diagonal, cuyo kernel de k-ésimo orden viene dado por:

$$h_k(\bar{\tau}_k) = \phi_k(\bar{\tau}_1) \prod_{i=1}^k \delta(\bar{\tau}_i - \bar{\tau}_1) \quad (4.19)$$

Nótese que los valores del kernel son sólo no cero en los términos de la diagonal  $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_k$ . Sustituyendo (4.19) en (4.4), la relación entrada/salida paso banda viene dada por:

$$y(t) = \sum_k \int \phi_k(\tau_1) x^k(t - \tau_1) d\tau_1 \quad (4.20)$$

La parte de la derecha de (4.20) es también conocida como el polinomio de memoria de  $x(t)$ . Si la señal de entrada  $\tilde{x}(t)$  a este sistema es de banda estrecha, la relación entrada/salida viene dada por (4.1) con:

$$a_{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} \Phi_{2k+1}(f_0) \quad (4.21)$$

Donde  $\Phi_k(f)$  es la transformada de Fourier de  $\phi_k(\tau)$ . Nótese que aunque  $\phi_k(\tau)$  es un valor real,  $\Phi_k(f)$  no es un valor real en general y por tanto, AM/PM no es constante. Sin embargo, casos especiales del kernel diagonal existen donde la conversión AM/PM es constante [4.4].

#### 4.2.4.2 Sistemas de Hammerstein

Si una no linealidad sin memoria es seguida por un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI), el sistema conjunto se denomina *sistema de Hammerstein*. El sistema de Hammerstein es un caso especial de un sistema de kernel diagonal, donde  $\phi_k(t) = c_k \phi(\tau)$ . Sustituyendo esta relación de kernel en (4.20), obtenemos:

$$y(t) = \int \phi(\tau_1) \sum_k c_k x^k(t - \tau_1) d\tau_1 = \phi(t) * u(t) \text{ donde } u(t) = \sum_k c_k x^k(t) \quad (4.22)$$

Donde (\*) denota la convolución. La ecuación de arriba considera que  $x(t)$  pasa primero por un sistema sin memoria no lineal y después por un sistema LTI para obtener  $y(t)$  y así el sistema completo de Hammerstein.

Si la entrada del sistema de Hammerstein es de banda estrecha, la relación entrada salida viene dada por (4.1) con:

$$a_{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} c_{2k+1} \Phi(f_0) \quad (4.23)$$

Donde  $\Phi(f)$  es la transformada de Fourier de  $\phi(\tau)$ . Como en el sistema de Hammerstein,  $h_k(\tau_k) = c_k \phi(\tau_1) \prod_{i=1}^k \delta(\tau_i - \tau_1)$  y  $c_k$  son valores reales,  $a_{2k+1}$  en (4.23) tiene  $\text{angle}[a_{2k+1}] = \text{angle}[\Phi(f_0)]$ , que no depende de k. Como consecuencia, la conversión AM/PM es constante.

#### 4.2.4.3 Sistema de Kernel Separable

Considerando el caso del kernel de Volterra de orden k-ésimo pueda ser escrito como el producto de k funciones unidimensionales,

$$h_k(\bar{\tau}_k) = \prod_{i=1}^k \psi_k(\tau_i) \quad (4.24)$$

donde cada función  $\psi_k(\cdot)$  tiene valor real y una dimensión. Este sistema se llama kernel separable. Sustituyendo (4.24) en (4.4) y simplificando, la relación entrada/salida paso banda es:

$$y(t) = \sum_k (\int \psi_k(t)x(t-\tau)d\tau)^k \quad (4.25)$$

Si la entrada  $x(t)$  es de banda estrecha, la relación entrada/salida en banda base de este sistema viene dada por (4.1) como:

$$a_{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} |\Psi_{2k+1}(f_0)|^2 \Psi_{2k+1}(f_0) \quad (4.26)$$

Donde  $\Psi_k(f)$  es la transformada de Fourier de  $\psi_k(\tau)$ . Nótese que aunque  $\psi_k(\tau)$  es real,  $\Psi_k(f)$  no es real en general, por lo que la conversión AM/PM no es constante [4.6]. Sin embargo, hay casos especiales de kernel diagonal donde la conversión AM/PM es constante.

#### 4.2.4.4 Sistema de Wiener

Si un sistema LTI es seguido por un sistema sin memoria no lineal, el sistema global se conoce como *sistema de Wiener*. El sistema de Wiener es un caso especial de kernel separable, donde  $\psi_k(\tau) = \sqrt[k]{c_k \psi(\tau)}$ . Entonces:

$$y(t) = \sum_k c_k (\int \psi(t)x(t-\tau)d\tau)^k \quad (4.27)$$

Como  $u(t) = \psi(t) * x(t)$ ,  $y(t) = \sum_k c_k u^k(t)$ , el sistema que transforma  $x(t)$  en  $y(t)$  es de Wiener. El kernel de Volterra de orden k-ésimo viene dado por:

$$h_k(\bar{\tau}_k) = c_k \prod_{i=1}^k \psi(\tau_i) \quad (4.28)$$

Donde  $c_k$  y  $\psi_k(\cdot)$  son reales. Si la entrada  $x(t)$  al sistema de Wiener es de banda estrecha, la relación de entrada/salida en banda base viene dada por (4.1) con:

$$a_{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} c_{2k+1} |\Psi(f_0)|^{2k} \Psi(f_0) \quad (4.29)$$

Donde  $\Psi(f)$  es la transformada de Fourier de  $\psi(\tau)$ . Como  $\text{angle}[a_{2k+1}] = \text{angle}[\Psi(f_0)]$  es independiente de k, la conversión AM/PM es constante.

#### 4.2.5 Conclusión

Como hemos visto, las series de Volterra son un modelo general de sistema no lineal con memoria. Para comenzar, describimos la relación entrada/salida en banda base de un modelo de PA de series de Volterra cuya entrada es una señal paso banda. Cuando un PA físico (dispositivo) presenta efectos de memoria de término corto, se dice que se cuasi-sin memoria,

porque la correspondiente relación entrada/salida en banda base es sin memoria. Este es un punto potencial de confusión a lo largo de la literatura al respecto. En general, las conversiones AM/AM y AM/PM no pueden describir completamente el PA, aunque sí podrá si el sistema es cuasi-sin memoria.

Por otro lado, si el dispositivo PA es estrictamente sin memoria, la salida es simplemente una función polinómica de la entrada, y la conversión AM/PM resultante es constante. Así, la conversión AM/AM sola es suficiente para caracterizar completamente al PA. Este, sin embargo, no es el único caso en el que no hay AM/PM. Hemos visto que si una señal de banda estrecha pasa a través de un sistema no lineal de Wiener o de Hammerstein, la conversión AM/PM es también constante. Será importante distinguir los casos de no linealidades con memoria de término largo, de término corto y sin memoria, ya que afectaran de manera distinta la estrategia de linealización que queramos seguir.

### 4.3 Modelos de Saleh para sistemas No Lineales

Como hemos visto en el apartado anterior, los amplificadores de potencia, en general, presentan una distorsión no lineal tanto en amplitud (AM/AM conversión) como en fase (AM/PM conversión). En la literatura se puede encontrar dos modelos no lineales, paso banda e independientes de la frecuencia equivalentes para estudiar los efectos negativos de estas no linealidades en varios sistemas de comunicación. Estos son el modelo de amplitud-fase y el modelo de cuadratura, en los cuales la porción de señal de salida que cae en la misma zona espectral que la señal de banda limitada de entrada, se describe en términos de la envolvente de la señal de entrada, en vez de en su valor instantáneo. Para especificar cada modelo, uno tiene que conocer dos funciones – la función de amplitud y fase para el primer modelo, y la función de fase y cuadratura para el segundo [4.1]. Se han propuestos varias soluciones para estas funciones que, por lo general, tienen en común que son complejas o requieren el conocimiento de algún parámetro. La validez de cada una de estas fórmulas se comprueba mediante medidas experimentales, tras procesos de ajuste.

#### 4.3.1 Modelo Amplitud-Fase

Pasemos a comentar el modelo de Amplitud-Fase propuesto por Saleh, por ser uno de los más utilizados en simulaciones actuales, debido a su sencillez y sus buenos resultados [4.3].

Consideremos que la señal de entrada es:

$$x(t) = r(t) \cos[w_o t + \psi(t)] \quad (4.30)$$

Donde  $w_o$  es la portadora de frecuencia, y  $r(t)$  y  $\psi(t)$  son la envolvente y la fase de la señal modulada, respectivamente. En el modelo de Amplitud-Fase, la salida del sistema no lineal se suele escribir como:

$$y(t) = A[r(t)] \cos\{w_o t + \psi(t) + \Phi[r(t)]\} \quad (4.31)$$

Donde  $A(r)$  es una función impar de  $r$ , con un término lineal dominante que representa la conversión AM/AM, y  $\Phi(r)$  es una función par de  $r$ , con un término cuadrático dominante que representa la conversión AM/PM.

Para el modelado de  $A(r)$  y de  $\Phi(r)$  se han propuesto numerosas alternativas, más o menos acorde a la realidad de los dispositivos, por muchos autores a lo largo de los años. El modelo que aquí presentaremos es, como se mencionó al principio de este apartado, el propuesto por Saleh. En este caso, las fórmulas para  $A(r)$  y  $\Phi(r)$  son:

$$A[r(t)] = \frac{\alpha_a r(t)}{1 + \beta_a r^2(t)} \quad (4.32)$$

$$\phi[r(t)] = \frac{\alpha_\phi r^2(t)}{1 + \beta_\phi r^2(t)} \quad (4.33)$$

Nótese cómo para grandes valores de  $r$ ,  $A(r)$  es proporcional a  $1/r$ , y  $\Phi(r)$  permanece constante.

### 4.3.2 Modelo en Cuadratura

En el modelo en cuadratura, si la señal de entrada es la misma que en el caso anterior,  $x(t) = r(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)]$ , la señal de salida viene dada por la suma de las componentes en fase y cuadratura Figura 4.2:

$$p(t) = P[r(t)] \cos[\omega_0 t + \psi(t)] \quad (4.34a)$$

$$q(t) = -Q[r(t)] \sin[\omega_0 t + \psi(t)] \quad (4.34b)$$

Donde  $P(r)$  y  $Q(r)$  son funciones impares de  $r$  con términos lineales y cúbicos dominantes, respectivamente. En realidad, (4.34) puede deducirse de (4.31) con:

$$P(r) = A(r) \cos[\Phi(r)] \quad (4.35a)$$

$$Q(r) = A(r) \sin[\Phi(r)] \quad (4.35b)$$

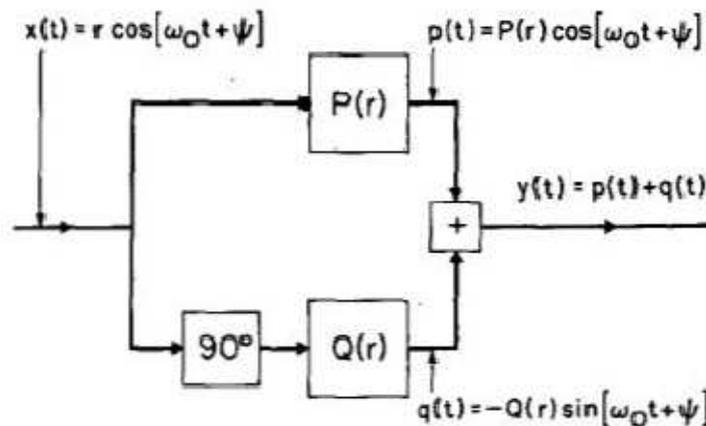


Figura 4.2 Esquema del modelo en cuadratura

Para las funciones  $P(r)$  y  $Q(r)$  se han propuesto distintas formas, tales como polinomios impares y series de Bessel [4.5]. Según Saleh, una representación suficiente para obtener resultados que se ajustan muy bien a los experimentales y que igualan o mejoran a las funciones propuestas anteriores, sería la siguiente:

$$P(r) = \frac{\alpha_p r}{1 + \beta_p r^2} \quad (4.36)$$

$$Q(r) = \frac{\alpha_q r^3}{(1 + \beta_q r^2)^2} \quad (4.37)$$

Vemos que para valores grandes de  $r$ , tanto  $P(r)$  como  $Q(r)$  tienden a  $1/r$ , mientras que para el caso de funciones de Bessel, por ejemplo, se tendería a una constante.

Una propiedad útil de (4.36) y (4.37) es que se cumple la relación:

$$Q(r) = -\frac{\partial P(r)}{\partial \beta_p} \quad \text{si } \alpha_p \rightarrow \alpha_q, \beta_p \rightarrow \beta_q \quad (4.38)$$

De esta forma, calcular el espectro de  $Q(r)$  a partir del de  $P(r)$  para un  $r(t)$  dado se simplifica enormemente.

Como se puede imaginar, ambos modelos se han de someter a un proceso de ajuste para hallar las constantes involucradas en cada caso. Esto se puede hacer mediante un ajuste de mínimos cuadrados en torno a una serie de medidas practicadas. Estas medidas, debido a la sencillez de los modelos, pueden ser baterías de medidas de un tono, a las que posteriormente se le aplicarían procedimientos computacionales, como los comentados. Además, una simple interpretación de las medidas obtenidas a diferentes frecuencias permite incluir en el modelo en cuadratura los efectos de selectividad en frecuencia. Esto puede ser particularmente interesante para amplificadores de banda no muy ancha o cuando las señales de entrada son de banda ancha.

### 4.3.3 Modelo en cuadratura dependiente de la frecuencia

Hasta ahora en el apartado 4.3 se ha considerado que las características del amplificador eran independientes de la frecuencia en la banda de interés, lo cual en la práctica sucede en algunos casos. Sin embargo, cuando se usan señales de banda ancha, o cuando no todos los componentes de un sistema tienen el mismo ancho de banda que el amplificador, se hace necesario el empleo de un modelo dependiente en frecuencia. Trataremos de encontrar un modelo de esas características cuyos parámetros puedan ser inferidos a partir de medidas de un solo tono [4.3].

Consideremos un test de un tono en el que la señal de entrada podemos ajustarla en amplitud,  $r$ , y en frecuencia,  $f$ . Consideremos que la amplitud y la fase de la señal de salida son  $A(r, f)$  y  $\Phi(r, f)$ , respectivamente. Consideremos que:

$$\Phi_0(f) = \lim_{r \rightarrow 0} \Phi(r, f) \quad (4.39)$$

Es la respuesta de pequeña señal. Es decir,  $\Phi(r, f) - \Phi_0(f) \rightarrow 0$  cuando  $r \rightarrow 0$ . Usando (4.35), podemos obtener la componente en fase y en cuadratura de la señal de salida:

$$P(r, f) = A(r, f) \cos[\Phi(r, f) - \Phi_0(f)] \quad (4.40)$$

$$Q(r, f) = A(r, f) \sin[\Phi(r, f) - \Phi_0(f)] \quad (4.41)$$

Para cada  $f$ , se podrían ajustar las Ecuaciones de (4.36) y (4.37) a unos datos experimentales. Esto se podría expresar como una dependencia de los parámetros con respecto a la frecuencia:  $\alpha_p(f)$ ,  $\alpha_q(f)$ ,  $\beta_p(f)$ ,  $\beta_q(f)$ . Definamos ahora las funciones:

$$H_p(f) = \sqrt{\beta_p(f)} \quad (4.42)$$

$$G_p(f) = \frac{\alpha_p(f)}{\sqrt{\beta_p}} \quad (4.43)$$

$$H_q(f) = \sqrt{\beta_q(f)} \quad (4.44)$$

$$G_q(f) = \frac{\alpha_q(f)}{(\sqrt{\beta_q(f)})^3} \quad (4.45)$$

Definamos las envolventes independientes de frecuencia normalizadas:

$$P_0(r) = \frac{r}{1+r^2} \quad (4.46)$$

$$Q_0(r) = \frac{r^3}{(1+r^2)^2} \quad (4.47)$$

Que se obtiene de (4.36) y (4.37) haciendo unidad las constantes. Se puede observar a partir de (4.36), (4.42), (4.43), (4.46) y Figura 4.2 que el paso de una señal de un tono a través de la rama de la componente en fase se puede dividir en tres pasos. Primero, la amplitud de entrada se escala por  $H_p(f)$ ; después, la señal resultante pasa a través de la envolvente no lineal independiente de frecuencia  $P_0(r)$ ; finalmente, la amplitud de salida se escala por  $G_p(f)$ . Otros tres pasos similares se pueden proponer para la rama en cuadratura. Ahora, desarrollando cada una de las operaciones de escala de amplitud dependientes de frecuencia mencionadas, las operaciones se pueden interpretar como una señal que pasa a través de una serie de sistemas lineales que tienen la correspondiente respuesta real en frecuencia. Esto lleva al modelo en cuadratura dependiente de frecuencia que se muestra en la Figura 4.3.

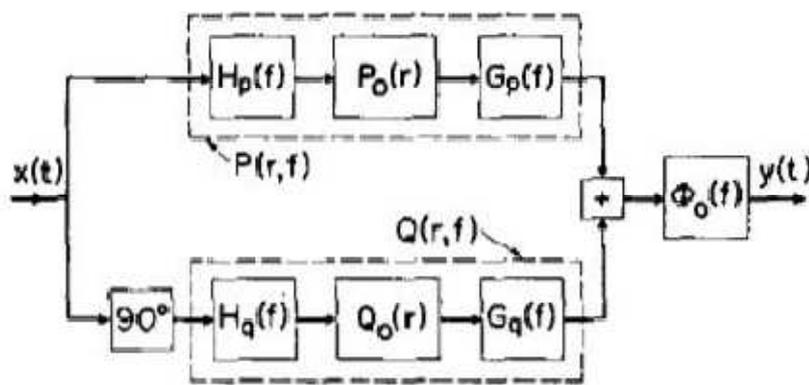


Figura 4.3 Esquema del modelo en cuadratura dependiente de la frecuencia

Este modelo es válido para señales de entrada de un solo tono, por la originalidad del proceso, y los pasos seguidos. La caja final del modelo de la Figura 4.3 es lineal, pasa todo, con una respuesta en frecuencia unidad, y una respuesta en fase  $\Phi_0(f)$  definida en (4.39), que servirá para igualar la fase.

#### 4.4 Modelo polinómico con memoria

Ahora vamos a desarrollar el modelo denominado Memory Polynomial, que será el que utilizaremos en el apartado de simulación en MatLab. Escogemos este modelo para combatir la dificultad computacional. Es un modelo de Volterra simplificado, teniendo en cuenta el efecto de memoria [4.2]. La relación entrada-salida para el PA con esta arquitectura se describe a continuación:

$$y_{MP}(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{j=1, \text{ odd part}}^K h_{j,q} x(n-q) |x(n-q)|^{j-1} \quad (4.48)$$

Donde Q representa la longitud de la memoria, y K es el orden de la no linealidad. Nos quedamos con las componentes impares que son los que están relacionados con la no linealidad, como comentamos anteriormente.

La ecuación (4.48) se puede reescribir de forma matricial:

$$\bar{Y}_{MP} = \bar{X} \cdot \bar{H} \quad (4.49)$$

Donde  $\bar{Y}_{MP}$  es el vector de la señal de salida del PA,  $\bar{H}$  es el kernel de la serie de Volterra que configura el PA y  $\bar{X}$  es el vector de la señal de entrada al sistema. Definimos los términos de la siguiente manera:

$$\bar{Y}_{MP} = [Y(1), Y(2), \dots, Y(N)]^T \quad (4.50)$$

$$\bar{H} = [h_{1,0}, h_{1,1}, \dots, h_{1,Q}, \dots, h_{K,0}, h_{K,1}, \dots, h_{K,Q}]^T \quad (4.51)$$

$$\bar{X} = [X_{1,0}, \dots, X_{1,Q}, \dots, X_{j,i}, \dots, X_{K,0}, \dots, X_{K,Q}] \quad (4.52)$$

Donde  $X_{j,i} = [x_{j,i}(1), \dots, x_{j,i}(N)]^T$ .

$$x_{j,i}(n) = x(n-i)|x(n-i)|^{j-1} \quad (4.53)$$

El tamaño de  $\bar{Y}_{MP}$ ,  $\bar{H}$  y  $\bar{X}$  es  $N \times 1$ ,  $\left(\left(\left\lfloor \frac{K}{2} \right\rfloor + 1\right) \times (Q+1)\right) \times 1$  y  $N \times \left(\left(\left\lfloor \frac{K}{2} \right\rfloor + 1\right) \times (Q+1)\right)$  respectivamente.

Para obtener una solución a la ecuación (4.49), utilizamos la técnica de los mínimos cuadrados cuyo resultado es:

$$\bar{H} = (\bar{X}^H \bar{X})^{-1} \bar{X}^H \bar{Y}_{MP} \quad (4.54)$$

Donde el superíndice  $(.)^H$  denota la transpuesta conjugada. Por lo tanto, como tenemos las señales de entrada y salida del PA la obtención de los parámetros es inmediata. La función en MatLab que realiza este cálculo es: `pinv(X)`, es decir, la pseudo-inversa de  $X$ .

## 4.5 Efecto de las no linealidades de un PA

La distorsión que se introduce en la señal que queremos transmitir es consecuencia de las características no lineales de los subsistemas de los que consta el sistema de comunicación completo. Podemos citar como causantes, pues, algunos como antenas, mezcladores, convertidores A/D y, sobre todo por ser el centro de estudio de este apartado, los amplificadores. En el caso particular de amplificadores a semiconductor, la no linealidad viene heredada de la no linealidad de los elementos semiconductores [4.6].

Las consecuencias de las no linealidades en sistemas de comunicaciones serán: distorsión de la constelación, modificación de las características espectrales y reducción de la eficiencia en potencia.

### 4.5.1 Distorsión de la constelación (Warping)

Uno de los efectos más importantes en comunicaciones digitales que producen las no linealidades será la corrupción de la información: cuando aumenta la potencia de entrada haciéndose la no linealidad más fuerte, los símbolos transmitidos se desvían de los previstos en gran medida (la constelación sufre un *combado* característico). Esto resultará, si la perturbación es lo suficientemente dura, en una distorsión en los límites de decisión de la constelación, aumentando con ello la tasa de error del sistema.

En sistemas de comunicación inalámbricos modernos, en donde se están adoptando constelaciones con símbolos cada vez más cercanos para conseguir tasas de transferencia lo suficientemente competitivas, una modificación leve de las fronteras de decisión podría perjudicar muy gravemente la transmisión. Este es el caso de esquemas con OFDM, en donde la IFFT que hay que aplicar a los símbolos de entrada (QPSK, QAM,...) hace que la constelación se transforme en una constelación con más puntos y, por tanto, con menos espacio entre unos símbolos y otros. Es decir, más sensible a no linealidades.

### 4.5.2 Regeneración del espectro (spectral regrowth)

La *regeneración del espectro* es un efecto significativo de la distorsión de dispositivos no lineales, particularmente en amplificadores de potencia en aplicaciones *wireless* – nuestro caso – , que está relacionada con la *distorsión de intermodulación* (IMD). Cuando una señal modulada pasa por un dispositivo no lineal, su ancho de banda se ensancha por las no linealidades de orden impar. Esto es causa de la creación de productos de mezcla entre las componentes de frecuencia individuales del espectro. Podemos ver su efecto, de forma gráfica, en la siguiente figura, Figura 4.4:

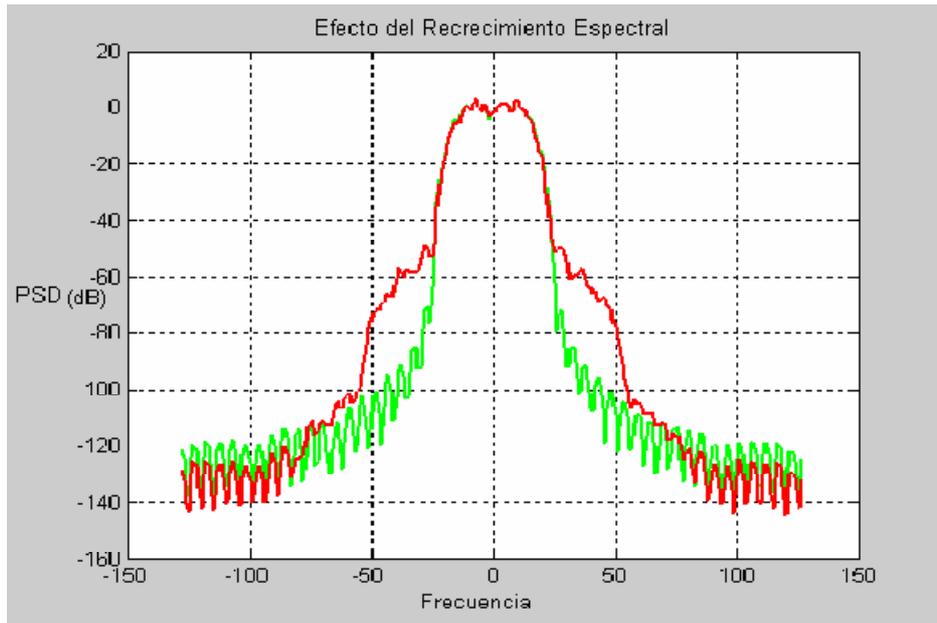


Figura 4.4: Efecto del recrecimiento espectral

Muestra la repercusión que tiene la distorsión no lineal en el espectro de una señal OFDM. En verde la señal sin distorsión. En rojo la señal a la salida de la no linealidad.

Cuando los niveles de potencia (de la señal de entrada) aumentan, la no linealidad provoca que el espectro se ensanche[4.6]. La IMD no puede ser reducida filtrando, en general, porque está cerca de la frecuencia de la señal deseada. La problemática de este fenómeno radica en que la IMD de un usuario puede caer en el ancho de banda destinado a otro usuario cuyo ancho de banda, además, es bastante limitado. Recordemos en este punto que lo normal en comunicaciones actuales es tener un espectro superpoblado. En la siguiente figura exponemos esta situación:

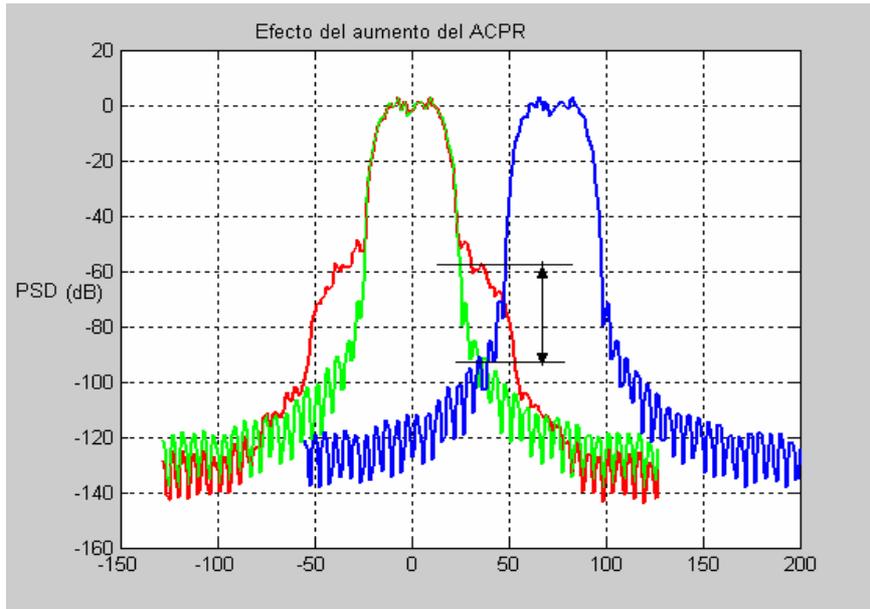


Figura 4.5: Efecto del aumento del ACPR

La Figura 4.5 muestra dos canales en verde y azul. Uno de ellos, al pasar por la no linealidad, ha aumentado sus niveles de potencia demasiado en una zona del espectro que corresponde al canal vecino, en rojo.

Como vemos, parte de la señal de un usuario se ha metido en (interfiere con) la banda del espectro dedicada a otro usuario, lo que está provocando un aumento del ACPR. Recordemos que el ACPR (*Adjacent Channel Power Rejection*) se puede definir como:

$$ACPR = \frac{\int_{f_3}^{f_4} S(f)df}{\int_{f_1}^{f_2} S(f)df} \quad (4.55)$$

donde  $S(f)$  es el espectro de potencia de todo el espectro compartido por los usuarios; y  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias de inicio y fin de la banda de un usuario, lo mismo que  $f_3$  y  $f_4$  son las frecuencias de inicio y fin del usuario vecino.

Existen métodos basados en estadística de la señal de entrada y en modelado de los dispositivos que predicen, en mayor o menor medida, el posible recrecimiento espectral de un sistema.

Por último, señalaremos que las autoridades reguladoras imponen reglas estrictas sobre la regeneración o recrecimiento espectral, que deben ser conocidas para que un producto nuevo concreto pueda ser aprobado. De nuevo, debido a la complejidad de los esquemas de modulación modernos, y especialmente el uso de técnicas multiportadora como OFDM, diseñar amplificadores que cubran tales especificaciones se pone cada vez más difícil.

### 4.5.3 EVM

Hay una figura de mérito muy importante que mide en cuanto se distorsiona nuestra señal, es el EVM (Error Vector Magnitude).

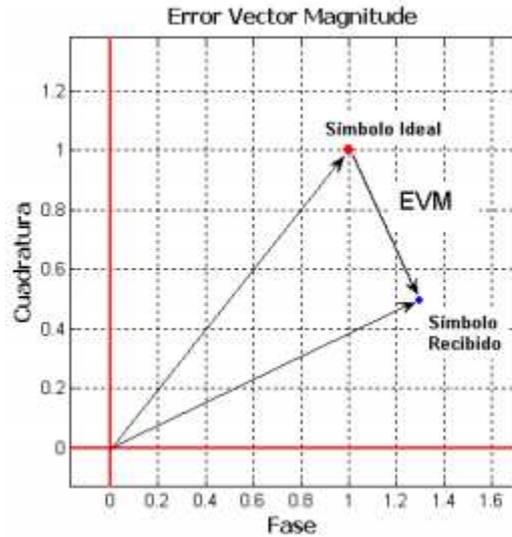


Figura 4.6: Representación gráfica del EVM

El EVM representa la diferencia vectorial entre la posición ideal del símbolo en la constelación frente al valor detectado causada por el efecto no lineal del amplificador, como podemos ver en la Figura 4.6.

El EVM se define de la siguiente manera:

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_1^N (\Delta I^2 + \Delta Q^2)}{S_{max}^2}} [\%] \quad (4.56)$$

Por lo tanto EVM es la raíz cuadrada de la media del valor de los vectores error, dividido entre la potencia máxima de referencia y expresado en porcentaje.

Los estándares de comunicaciones nos limitarán porcentajes máximos de EVM permitidos en nuestro sistema de comunicaciones, siempre dependiendo de las codificaciones utilizadas y las modulaciones aplicadas. Por lo que debemos configurar nuestro sistema para cumplir con la normativa.

#### 4.5.4 Reducción de la eficiencia de la batería

Un impacto indirecto de la no linealidad es una reducción en la eficiencia y, por lo tanto, en la vida de la batería. Una definición común de la eficiencia es:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} \quad (4.57)$$

Por lo tanto, cuando aumenta la potencia de RF ( $P_{RF}$ ) para una potencia de DC constante ( $P_{DC}$ ) la eficiencia aumenta [4.5].

Sin embargo, esto también redundará en un aumento de la distorsión. Para cubrir especificaciones de distorsión, los diseñadores a menudo recurren a reducir la potencia de RF, que a su vez implica reducción de la eficiencia. El compromiso entre linealidad y eficiencia es

evidentemente importante para el diseño de sistemas y circuitos de comunicación, siendo cada vez más importante con la evolución de los estándares.

## 4.6 Efectos de memoria

Los efectos de memoria se definen como cambios en la amplitud y en la fase de las componentes de distorsión causados por cambios en la frecuencia de modulación. Este efecto es particularmente importante para disminuir la distorsión, cuando ésta es reducida por una distorsión similar pero de fase contraria. Los efectos de memoria se han considerado como un gran obstáculo a la hora de diseñar amplificadores lineales para *wireless*. La memoria, en este contexto, puede ser definida como una *variación de las características de distorsión del amplificador con el ancho de banda de la señal*. Estos efectos pueden producir que los niveles de intermodulación varíen con el ancho de banda de la señal, así como asimetrías entre los niveles de intermodulación superior e inferior. Por ello, estos efectos son denominados también efectos de *distorsión dependiente del ancho de banda*.

Los amplificadores han sido tradicionalmente modelados con una relación entrada-salida sin memoria, que puede ser escrita como:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 \quad (4.58)$$

Donde los coeficientes son complejos.

Si se aplica una señal de dos tonos  $x = A \cos(w_1t) + A \cos(w_2t)$ , podemos desarrollar las diferentes salidas del sistema.

El término lineal sólo amplifica los tonos fundamentales  $w_1$  y  $w_2$  ( $w_2 < w_1$ ). La no linealidad cuadrática añade componentes a frecuencias 0 Hz (DC),  $w_2 - w_1$  y la banda del segundo armónico, con tonos en  $2w_2, 2w_1$  y  $(w_2 + w_1)$ . Del mismo modo, el término no lineal de orden tres, genera los productos de intermodulación de tercer orden (IM3) a las frecuencias de  $2w_2 - w_1$  y  $2w_1 - w_2$ , a parte de la banda del tercer armónico, con tonos en  $3w_1, 3w_2, (2w_1 + 2w_2)$  y  $(w_1 + 2w_2)$  y así sucesivamente para los órdenes superiores.

Empezamos el desarrollo primero por el segundo orden, la salida será:

$$a_2A^2 + a_2A^2 \cos[(w_1 + w_2)t] + a_2A^2 \cos[(w_1 - w_2)t] + \dots + \frac{1}{2}a_2A^2 \cos(2w_1t) + \frac{1}{2}a_2A^2 \cos(2w_2t) \quad (4.59)$$

Donde el primer sumando corresponde a la componente de continua (DC), los sumandos segundo y tercero, representan los dos productos de intermodulación de segundo orden, y los sumandos cuarto y quinto se corresponden con los armónicos. Pero ninguna de estas frecuencias está muy próxima a la señal de entrada, por lo que se pueden eliminar con facilidad sin distorsionar la componente deseada, utilizando un filtrado adecuado.

Ahora se van a analizar los productos de tercer orden, que serán los que más nos interesen:

$$\frac{9}{4}a_3A^3 \cos(3w_1t) + \frac{9}{4}a_3A^3 \cos(3w_2t) + \frac{3}{4}a_3A^3 \cos[(2w_1 - w_2)t] + \dots + \frac{3}{4}a_3A^3 \cos[(2w_2 + w_1t + 34a_3A^3 2w_2 - w_1t + 34a_3A^3 2w_1 + w_2t] \quad (4.60)$$

Donde los dos primeros sumandos representan los armónicos y el resto, los productos de intermodulación de tercer orden. Los que más nos van a perjudicar son los productos de intermodulación de tercer orden representados por los sumandos tercero y quinto ( $2w_1 - w_2$  y  $2w_2 - w_1$ ), ya que serán los más próximos a las componentes  $w_1$  y  $w_2$ .

La amplitud para las bandas laterales de la intermodulación de tercer orden inferior y superior (IM3) se puede escribir como:

$$IM3 = \frac{3}{4}a_3A^3 \quad (4.61)$$

Donde se puede apreciar que IM3 es independiente del espaciado de los tonos. Desafortunadamente, los amplificadores de potencia no se comportan de esta forma. Su conducta viene explicada con más detalle en la Figura 4.7, donde se muestra la fase del tono IM3 como función de la diferencia en frecuencia de una señal de dos tonos.

La ecuación (4.61) describe una línea recta como función de la diferencia entre tonos, como se observa en la línea azul de la Figura 4.7. La línea roja presenta la fase de la componente IM3 de un amplificador de potencia real. Tales limitaciones del ancho de banda de la modulación que son desviaciones de amplitud o de fase de las respuestas de Intermodulación (IM) causadas por la diferencia entre tonos de una señal de dos tonos son llamadas *Efectos de Memoria*. Es importante enfatizar que la distorsión por sí misma no es un efecto de memoria, pero cualquier comportamiento de distorsión no constante a diferentes frecuencias de modulación (espaciado entre tonos) puede ser visto como uno.

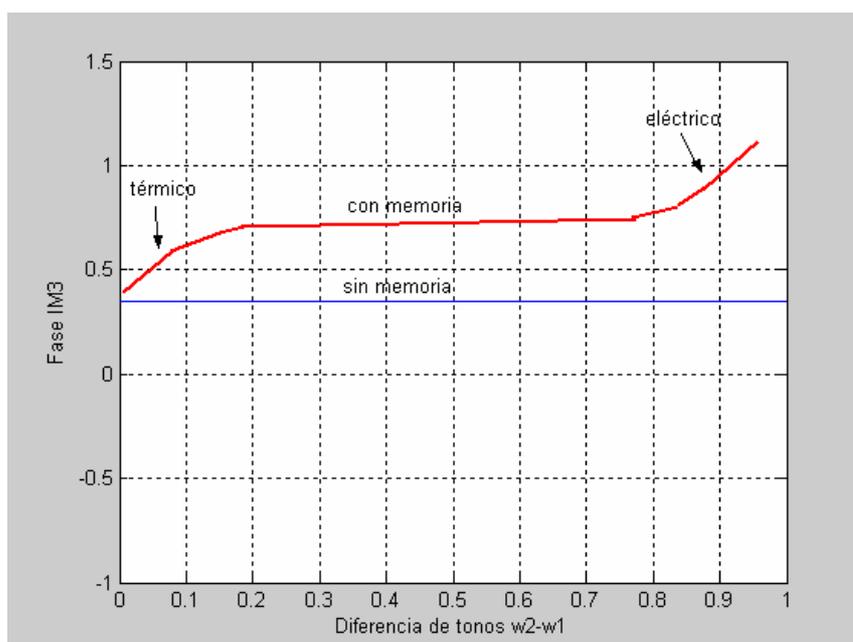


Figura 4.7: Efectos de la memoria en cuanto a la fase para IM3

Los efectos de memoria suaves no son perjudiciales para el propio amplificador de potencia. Una rotación de fase de 10-20 grados o un cambio de amplitud de menos de 0.5 dB no tienen efecto dramático en cuanto al ACPR se refiere. Sin embargo, la situación cambia cuando se usa linealización para cancelar las bandas laterales. La predistorsión, nuestro caso, es un método de linealización que produce componentes de señal que son de igual amplitud y fase contraria comparada con los productos de distorsión. Las señales de predistorsión suelen tener fase constante, por lo que es evidente que los efectos de memoria limitan seriamente el máximo rendimiento de este método. Desafortunadamente, los demás métodos de linealización también presentan el mismo efecto. Como consecuencia de ello, los efectos de memoria hacen que el uso de linealización no sea tan efectivo como podría ser en muchas aplicaciones.

La distorsión dependiente del ancho de banda (otra forma de referirse a los efectos de memoria) provoca algunos problemas importantes, tres de los cuales se describen a continuación:

- 1) El primero tiene que ver con la veracidad de lo expuesto en los *datasheet* de los fabricantes. Las medidas en las que se basan los fabricantes para la IMD normalmente viene determinada para un ancho de banda específico, sin tener en cuenta la dependencia que tiene el IMD con la separación en frecuencia, como hemos visto para IM3. Además, la IMD superior e inferior no son de la misma amplitud.
- 2) El segundo problema tiene que ver con el modelado. Los métodos de modelado tradicionales no tienen la capacidad de pronosticar la dependencia de la distorsión con el ancho de banda.
- 3) La consecuencia de la distorsión dependiente del ancho de banda está relacionada con la linealización. La reducción de la regeneración espectral se da cuando el ancho de banda de la señal es pequeño. Sin embargo, la mejora para la señal de banda ancha es muy mala. Esta incapacidad de los linealizadores de funcionar de forma correcta en el caso de señales de banda ancha es un problema serio en el desarrollo de sistemas de comunicaciones modernos.

Para finalizar, diremos que las causas que generan los efectos de memoria son de origen térmico y eléctrico. De ellas, explicaremos brevemente la última, es decir, las causas eléctricas de la memoria. En principio, un polinomio para modelar un amplificador falla en dos sentidos. En primer lugar, aunque (4.34) modela la relación entrada-salida, ignora el hecho de que las componentes de distorsión en un nodo crean órdenes superiores. En segundo lugar, (4.35) no se corresponde a la realidad, pues siempre habrá más de un mecanismo que cause las no linealidades en el amplificador. Por ello, se suele mejorar el modelado de un amplificador mediante la consideración de la cascada de dos polinomios (si bien, sigue siendo bastante simplificado).

### 4.6.1 Medidas de dos tonos

Una forma común de estudiar la distorsión por no linealidad y efectos de memoria es mediante las pruebas de dos tonos [4.5]. Se trata de usar como señal de entrada para el dispositivo que queremos caracterizar, normalmente denominado DUT- *Device Under Test*, un coseno como señal portadora y otro como señal moduladora. De esta forma, como sabemos, el producto de los dos cosenos generará una señal suma de un coseno con frecuencia la suma de las frecuencia y otro coseno con frecuencia resta de las frecuencias, (4.62). Hay que decir que, si el generador que usamos nos permitiera generar directamente una señal suma de dos cosenos, el procedimiento sería igualmente válido. Con esta señal de entrada, al considerar el DUT como un polinomio, como muestra (4.58), se generarán los correspondientes productos de intermodulación de orden impar (pues los de orden par no caen en la banda de trabajo).

$$\cos(w_1 t) \cos(w_2 t) = \frac{1}{2} \cos((w_1 - w_2)t) + \frac{1}{2} \cos((w_1 + w_2)t) \quad (4.62)$$

Para cuantificar la distorsión por no linealidad, nos fijaremos en cómo aumenta la amplitud de los productos de intermodulación, generalmente los de orden 3 y 5 (IM3 y IM5), a medida que modificamos el espacio en frecuencia entre los dos tonos, y a medida que aumentamos la potencia de la señal de entrada. De igual forma, también podemos fijarnos en la fase de dichos productos de intermodulación.

Los efectos de memoria se perciben por la asimetría que presenta el espectro ante señales de dos tonos, en amplitud y fase; y cuando al aumentar la potencia de entrada, si la amplitud del producto de intermodulación superior era mayor que la del inferior, se produce el efecto inverso, es decir, ahora el superior será el de menor amplitud, y viceversa (recordemos que habrá productos de intermodulación superiores, los que tienen frecuencia mayor que los tonos, e inferiores, los que tiene frecuencia menor), Figura (4.8). Este efecto no sólo se percibe en señales de dos tonos, sino en la mayoría de los esquemas de modulación.

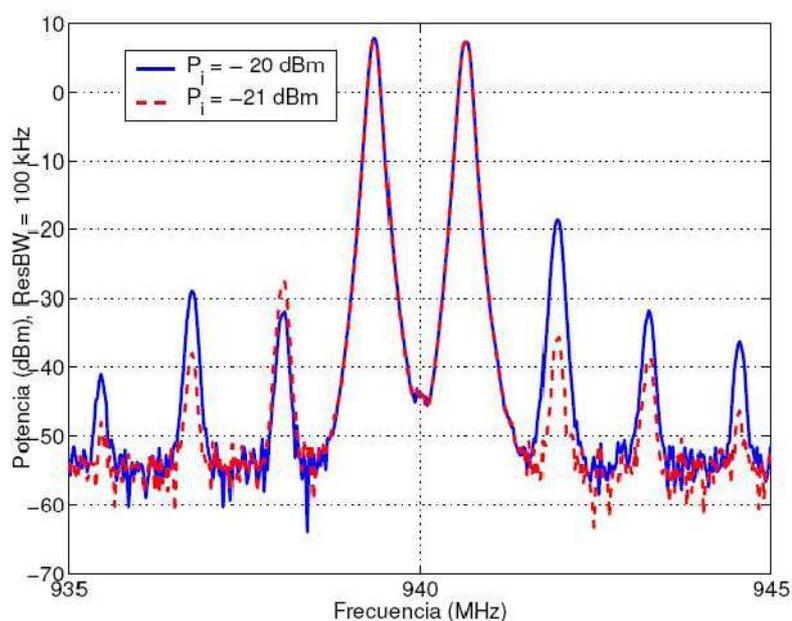


Figura 4.8: Resultado de una medida de dos tonos

Podemos observar en la Figura 4.8 la asimetría, y cómo para distintas potencias de entrada,  $P_i = -20 \text{ dBm}$  y  $P_i = -21 \text{ dBm}$ , el IM3 superior pasa de ser mayor a menor que el IM3 inferior, lo que pone de manifiesto los efectos de memoria.

#### 4.7 Input Back-Off y Output Back-Off

Un parámetro interesante que conviene conocer a la hora de trabajar con amplificadores en su región no lineal, es el punto de operación o *back-off*. Distinguiremos dos puntos de operación: de entrada (*input back-off*, IBO) y de salida (*output back-off*). Cada uno de ellos se define como:

$$IBO(dB) = 10 \log \left( \frac{P_{0,in}}{P_{in}} \right) \quad (4.63)$$

$$OBO(dB) = 10 \log \left( \frac{P_{0,out}}{P_{out}} \right) \quad (4.64)$$

Donde  $P_{in}$  es la potencia media de la señal de entrada,  $P_{out}$  es la potencia media de la señal de transmitida, y  $P_{0,out}$  y  $P_{0,in}$  son la potencia de saturación (máxima que puede dar/recibir el amplificador) a la salida y a la entrada, respectivamente.

Los efectos de las no linealidades pueden ser reducidos trabajando con elevados back-off, lo que corresponde con mover el punto de operación del amplificador a la región lineal. Desafortunadamente, esto conlleva una pérdida de la eficiencia de potencia del PA. En este contexto, una medida útil del modo de funcionamiento del sistema es la degradación total (TD), como función del OBO y del PA:

$$TD(dB) = SNR(dB) - SNR_0(dB) + OBO(dB) \quad (4.65)$$

donde  $SNR(dB)$  es la relación señal a ruido en dB requerida a la entrada del detector para obtener una BER determinada para un valor concreto de OBO, y  $SNR_0(dB)$  es la relación señal a ruido en dB requerida para obtener la misma BER en ausencia de no linealidad.

El punto de operación óptimo (que conlleva la mejor relación entre la potencia de salida y degradación por distorsión no lineal) corresponde al OBO (dB) que minimiza la función TD (dB).

Se puede deducir la existencia de un punto de trabajo óptimo, porque valores pequeños en el OBO suponen un punto altamente no lineal, lo que se traduce en la necesidad de compensar un valor mayor de SNR para compensar sus efectos. En cambio, si nos situamos en un punto con un valor de OBO grande, aunque sea muy lineal, se tratará de un punto de trabajo altamente ineficiente para el amplificador porque, al estar lejos de su valor de saturación, desaprovecha su rango dinámico. Por tanto, debe haber un punto de trabajo intermedio que sea óptimo en cuanto a que ninguno de estos efectos sea tan importante.

#### 4.8 Bibliografía

[4.1] Ravv Raich, G. Tong Zhou, "On the Modeling of Memory Non linear Effects of Power Amplifiers for Communication Applications", Este estudio aparece en el: "Digital Signal

Processing Workshop” del 2002 y en el “2<sup>nd</sup> Signal Processing Education Workshop. Proceedings of 2002 IEEE 10<sup>th</sup>”.

[4.2] Anding Zhu, Paul J. Draxler, Jonmei J. Yan, “Open-Loop Digital Predistorter for RF Power Amplifiers Using Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Series”, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 56, No. 7, pp. 1524-1534, Julio 2008.

[4.3] Javier Navarro Lázaro, “Estudio de la Característica No Lineal de un Sistema OFDM mediante MatLab,” Proyecto Fin de Carrera, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla, 2009.

[4.4] Carlos I. Matabuena Gómez-Limón, “Estudio y Caracterización de Efectos No Lineales en Amplificadores de Potencia para Sistemas de Comunicaciones de Tercera Generación”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla, 2005.

[4.5] Pedro Robustillo Bayón, “Implementación de un predistorsionador para no linealidades y modulación OFDM”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla, 2006.

[4.6] Cheng-Po Liang, Je-hong Jong, Wayne E. Stark, Jack R. East, “Nonlinear Amplifier Effects in Communications Systems” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, No. 8, pp. 1461-1466, Agosto 1999.

[4.7] M.R.D. Rodrigues, I. Darwazeh, J.J. O'Reilly, “Volterra-series-based analytic technique to assess the power density spectrum of nonlinearly distorted OFDM signals Communications”, IEEE Proceedings, vol. 151, No. 4, pp. 401-407, Octubre 2004.