

INFORME UIT-R SM.2021

**GENERACIÓN Y REDUCCIÓN DE LOS PRODUCTOS DE INTERMODULACIÓN
EN EL TRANSMISOR**

(Cuestión UIT-R 211/1)

(2000)

CUADRO DE MATERIAS

		<i>Página</i>
1	Introducción.....	2
2	Generación de la intermodulación	2
2.1	Productos de intermodulación debidos a frecuencias discretas.....	2
2.2	Ruido de intermodulación debido a un espectro de frecuencias continuo.....	5
3	Técnicas de reducción.....	7
3.1	Supresión en los transmisores	8
3.1.1	Arquitectura de transmisor	8
3.1.2	Filtrado	9
3.1.3	Linealización	12
3.2	Apantallamiento del emplazamiento para intermodulación entre transmisores	17
3.2.1	Separación de antenas.....	18
3.2.2	Diagrama de antena	19
3.3	Otras medidas de reducción	19
3.3.1	Reducción de los productos de intermodulación en los receptores	19
3.3.2	Disposiciones de frecuencia	19
3.4	Ejemplos de productos de intermodulación generados en un emplazamiento radioeléctrico con MF y radiocomunicaciones públicas móviles (PMR).....	20
3.4.1	Intermodulación entre transmisores MF.....	21
3.4.2	Intermodulación entre transmisores de estación de base PMR.....	23
3.4.3	Intermodulación a la entrada de la estación de base PMR.....	23
3.4.4	Intermodulación entre transmisores MF y PMR.....	24
	Referencias Bibliográficas y Bibliografía.....	25
	Anexo 1 – Descripción matemática de la generación de ruido de intermodulación en el transmisor	26

1 Introducción

Pueden producirse diversos tipos de intermodulación. En los sistemas radioeléctricos se manifiestan de diferentes maneras y la Recomendación UIT-R SM.1446 define los cinco tipos siguientes:

Tipo 1: Intermodulación en un solo canal, cuando la señal deseada resulta distorsionada debido a la no linealidad en el transmisor.

Tipo 2: Intermodulación multicanal, cuando las señales deseadas de varios canales resultan distorsionadas a causa de la no linealidad en los propios circuitos del transmisor.

Tipo 3: Intermodulación entre transmisores, cuando uno o más transmisores en un mismo emplazamiento producen intermodulación, dentro de los propios transmisores o en una componente no lineal situada en el emplazamiento, provocando productos de intermodulación.

Tipo 4: Intermodulación debida a antenas activas, cuando el modo de funcionamiento multiportadora de una antena activa, junto con la no linealidad de los amplificadores, da lugar a emisiones no esenciales en forma de señales de intermodulación.

Tipo 5: Intermodulación debida a circuitos pasivos, cuando los transmisores comparten el mismo elemento radiante y la intermodulación se produce debido a la no linealidad de los circuitos pasivos.

En los puntos siguientes se describe con más detalle la generación y la reducción de estos productos de intermodulación. Se ofrecen algunos ejemplos de productos de intermodulación generados en emplazamientos radioeléctricos. Para las técnicas de medición, se hace referencia a la Recomendación UIT-R SM.1446. Al final del Informe se adjunta una amplia relación de la literatura útil, incluyendo referencias para la medición de la intermodulación de los tipos 1 a 3 [ETSI, 1997; Shahid y otros, 1996; Bhargava y otros, 1981; Manual del UIT-R sobre Telecomunicaciones por satélite – Servicio fijo por satélite (Apéndice 2-1, § 5); Heathman, 1989; Bond y Meyer, 1970; Shimbo, 1971; Saleh, 1982; Wassermann y otros, 1983; Tondryk, 1991; Kaeadar, 1986; IESS, 1996; ETSI, 1995].

En lugar de productos de intermodulación, se utiliza también la expresión ruido de intermodulación, a fin de reflejar los formatos de modulación digital.

2 Generación de la intermodulación

La intermodulación ha sido siempre un factor determinante principal de la calidad del transmisor en los servicios con modulación de amplitud, tales como la banda lateral única (BLU) o la banda lateral interferida (BLI). Teóricamente, no es aplicable a ninguna transmisión de envolvente constante, aunque en la realidad, las limitaciones de la realización práctica hacen que dichas técnicas de modulación no den una modulación con envolvente absolutamente constante y por tanto se requiere una amplificación lineal si se desea evitar que se reproduzca el espectro.

2.1 Productos de intermodulación debidos a frecuencias discretas

El enfoque que sigue [Chadwick, 1986] es clásico y se refiere a un análisis completo de la señal de entrada que puede representarse mediante secuencias discretas, al igual que todas las señales analógicas en el dominio del tiempo. También puede ser útil para la comprensión básica de la generación de productos de intermodulación.

Un amplificador puede caracterizarse por una serie de Taylor de la función de transferencia generalizada [Chadwick, 1986]:

$$i_0 + k_1 e_{IN} + k_2 e_{IN}^2 + k_3 e_{IN}^3 + k_4 e_{IN}^4 + k_5 e_{IN}^5 + \dots$$

donde i_0 es la corriente de salida estable, k_1, k_2, \dots son coeficientes y e_{IN} representa la señal de entrada. Cuando se aplican a la entrada del amplificador dos frecuencias sinusoidales $\omega_1 = 2\pi f_1$ y $\omega_2 = 2\pi f_2$ de amplitudes a_1 y a_2 , la señal de entrada es:

$$e_{IN} = a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos \omega_2 t$$

y la salida i_{OUT} puede representarse por la suma de las componentes de continua:

$$i_{OUT} = i_0 + \frac{k_2}{2} (a_1^2 + a_2^2) + \frac{k_4}{8} (3a_1^4 + 12a_1^2 a_2^2 + 3a_2^4)$$

con componentes fundamentales:

$$+ \left(k_1 a_1 + \frac{3}{4} k_3 a_1^3 + \frac{3}{2} k_3 a_1 a_2^2 + \frac{5}{8} k_5 a_1^5 + \frac{15}{4} k_5 a_1^3 a_2^2 + \frac{15}{8} k_5 a_1 a_2^4 \right) \cos \omega_1 t$$

$$+ \left(k_1 a_2 + \frac{3}{4} k_3 a_2^3 + \frac{3}{2} k_3 a_1^2 a_2 + \frac{5}{8} k_5 a_2^5 + \frac{15}{4} k_5 a_1^2 a_2^3 + \frac{15}{8} k_5 a_1^4 a_2 \right) \cos \omega_2 t$$

componentes de segundo orden:

$$+ \left(\frac{1}{2} k_2 a_1^2 + \frac{1}{2} k_3 a_1^4 + \frac{3}{2} k_4 a_1^2 a_2^2 \right) \cos 2\omega_1 t$$

$$+ \left(\frac{1}{2} k_2 a_2^2 + \frac{1}{2} k_3 a_2^4 + \frac{3}{2} k_4 a_1^2 a_2^2 \right) \cos 2\omega_2 t$$

$$+ \left(k_2 a_1 a_2 + \frac{3}{2} k_4 a_1^3 a_2 + \frac{3}{2} k_4 a_1 a_2^3 \right) \cos (\omega_1 \pm \omega_2) t$$

componentes de tercer orden:

$$+ \left(\frac{1}{4} k_3 a_1^3 + \frac{5}{16} k_5 a_1^5 + \frac{5}{4} k_5 a_1^3 a_2^2 \right) \cos 3\omega_1 t$$

$$+ \left(\frac{1}{4} k_3 a_2^3 + \frac{5}{16} k_5 a_2^5 + \frac{5}{4} k_5 a_1^2 a_2^3 \right) \cos 3\omega_2 t$$

$$+ \left(\frac{3}{4} k_3 a_1^2 a_2 + \frac{5}{4} k_5 a_1^4 a_2 + \frac{15}{8} k_5 a_1^2 a_2^3 \right) \cos (\omega_1 \pm 2\omega_2) t$$

$$+ \left(\frac{3}{4} k_3 a_1 a_2^2 + \frac{5}{4} k_5 a_1 a_2^4 + \frac{15}{8} k_5 a_1^3 a_2^2 \right) \cos (\omega_2 \pm 2\omega_1) t$$

componentes de cuarto orden:

$$+ \frac{1}{8} k_4 a_1^4 \cos 4\omega_1 t + \frac{1}{8} k_4 a_2^4 \cos 4\omega_2 t$$

$$+ \frac{1}{2} k_4 a_1^3 a_2 \cos (3\omega_1 \pm \omega_2) t + \frac{3}{4} k_4 a_1^2 a_2^2 \cos (2\omega_1 \pm 2\omega_2) t + \frac{1}{2} k_4 a_1 a_2^3 \cos (\omega_1 \pm 3\omega_2) t$$

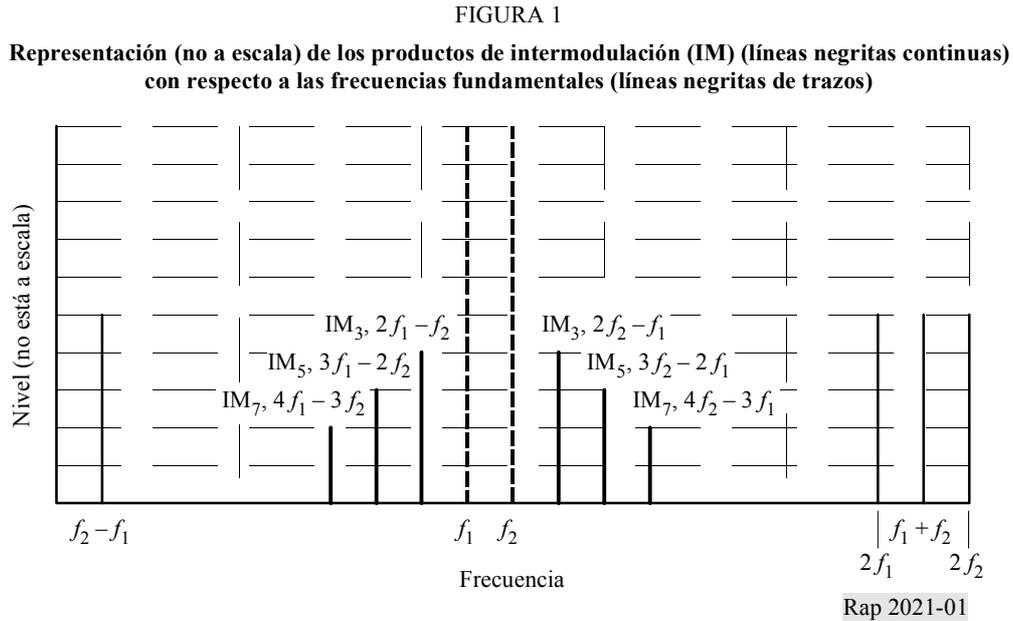
y componentes de quinto orden:

$$+ \frac{1}{16} k_5 a_1^5 \cos 5\omega_1 t + \frac{1}{16} k_5 a_2^5 \cos 5\omega_2 t$$

$$+ \frac{5}{16} k_5 a_1^4 a_2 \cos (4\omega_1 \pm \omega_2) t + \frac{5}{8} k_5 a_1^3 a_2^2 \cos (3\omega_1 \pm 2\omega_2) t$$

$$+ \frac{5}{8} k_5 a_1^2 a_2^3 \cos (2\omega_1 \pm 3\omega_2) t + \frac{5}{16} k_5 a_1 a_2^4 \cos (\omega_1 \pm 4\omega_2) t$$

La serie puede continuar ampliándose para los términos $k_6 e_{IN}^6$ etc., si se desea. La Fig. 1 muestra las relaciones entre los distintos productos. Puede verse de dicha Figura y de las ecuaciones, que todos los términos de orden par producen salidas en armónicos de la señal de entrada y que los productos suma y diferencia están muy apartados en frecuencia de la señal de entrada. No obstante, los productos impares producen señales próximas a las frecuencias de entrada $f_1 \pm 2f_2$ y $f_2 \pm 2f_1$. Por tanto, los productos de intermodulación de orden impar no pueden eliminarse mediante filtrado, y únicamente mediante una mejora de la linealidad.

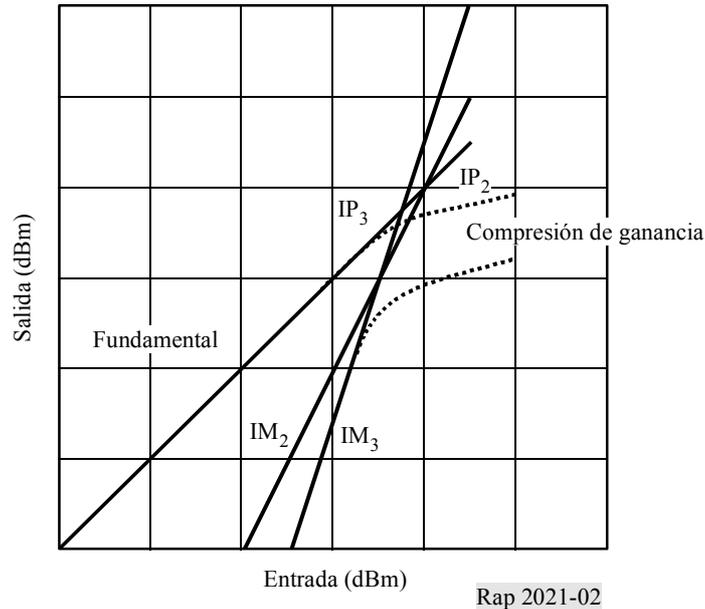


Suponiendo un funcionamiento en clase A, $a_1 = a_2$ y k_4, k_5 son muy pequeños. El producto de intermodulación de tercer orden, IM_3 se hace proporcional a a^3 . Esto significa que el cubo de la amplitud de entrada y el gráfico de los productos de intermodulación tendrá una pendiente de 3 en una escala logarítmica, mientras que la señal deseada tendrá una pendiente de 1 (véase la Fig. 2). Los productos de segundo orden, IM_2 , pueden calcularse de forma similar y el gráfico de éstos tiene una pendiente de dos. Los puntos en que ambos gráficos se cruzan se denominan punto de intercepción de tercer orden, IP_3 y punto de intercepción de segundo orden, IP_2 , respectivamente. IP_3 es el punto en el que el producto de intermodulación es igual a la señal fundamental. Ésta es una consideración puramente teórica, pero da un método muy conveniente de comparación de dispositivos. Por ejemplo, un dispositivo con productos IM de -40 dBm para una potencia de entrada de 0 dBm es comparable con uno que tenga productos IM de -70 dBm para una entrada de -10 dBm. Con referencia al punto de intercepción, puede verse que estos dos dispositivos son iguales.

A medida que aumenta el nivel de la señal de entrada, llega a alcanzarse un punto en el que la salida no puede aumentar, dB por dB, con la entrada. Se trata de la compresión de ganancia y es importante definir la gama dinámica del dispositivo. Por ejemplo, se supone un amplificador con un punto de intercepción de 20 dBm y una entrada de 0 dBm para obtener una relación de intermodulación de 40 dB, pero dado que las características de entrada/salida del dispositivo no son lineales a este nivel de entrada, no se obtiene la relación de intermodulación prevista. No obstante, si el punto de compresión es algunos dB superior, puede obtenerse la relación de intermodulación de 40 dB. En el caso de funcionamiento en clase AB, pueden darse características distintas, tal como se representa en la Fig. 2, especialmente para señales de entrada inferiores.

FIGURA 2

Ejemplos de productos IM de segundo y tercer orden, compresión de ganancia y funcionamiento en clase A



2.2 Ruido de intermodulación debido a un espectro de frecuencias continuo

La descripción clásica de la intermodulación en los sistemas radioeléctricos analógicos parte de un modelo de entrada de dos frecuencias a un dispositivo no lineal sin memoria. Esta característica no lineal puede describirse mediante una función $f(x)$, que da la relación entrada-salida del dispositivo. La función, f , suele desarrollarse en una serie de Taylor, lo que da los armónicos, así como las combinaciones lineales de las frecuencias de entrada. Este modelo clásico se adapta bien a los esquemas de modulación analógica con líneas de frecuencia específicas en las frecuencias portadoras. La calidad del sistema analógico suele medirse en términos de la relación señal-ruido (S/N) y la señal de intermodulación origen de la distorsión puede describirse adecuadamente mediante una reducción de la S/N .

Con los métodos de modulación digital la situación cambia completamente. La mayoría de los esquemas de modulación digital tienen un espectro de señal continuo sin líneas preferidas en las frecuencias portadoras. La degradación del sistema debida a la intermodulación se mide en términos de la proporción de bits erróneos (BER) y depende de diversos parámetros del sistema, por ejemplo, el esquema específico de modulación que se emplee.

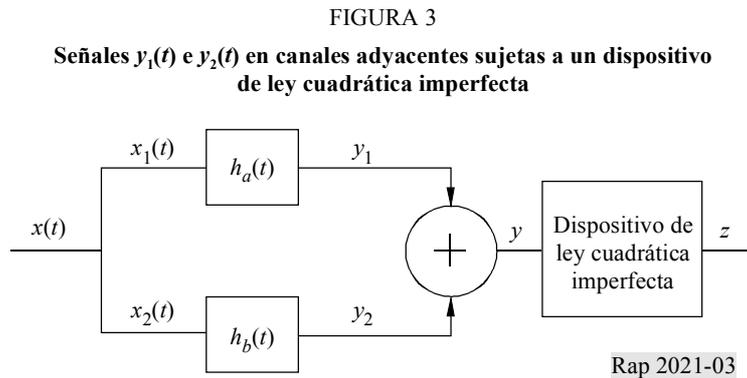
Para estimar la calidad del sistema en términos de la BER es preciso realizar un análisis riguroso de los sistemas no lineales. Hay dos métodos clásicos para el análisis y la síntesis de los sistemas no lineales: en el primero se efectúa un desarrollo de la señal en una serie de Volterra [Schetzen, 1980]. En el segundo, debido al Wiener, se emplean funciones de base especiales para el desarrollo.

Ambos métodos conducen a una descripción del sistema no lineal mediante funciones de transferencia de orden superior que tienen n variables de entrada, dependiendo del orden de la no linealidad. En el Anexo 1 figura una descripción más detallada y dos ejemplos.

El diagrama de bloques del ejemplo 1 se representa en la Fig. 3. Las dos señales de entrada $x_1(t)$ y $x_2(t)$ se filtran linealmente mediante dispositivos con respuestas de impulsos $h_a(t)$ et $h_b(t)$ en las bandas de frecuencia adyacentes. La señal suma compuesta, y , resulta posteriormente distorsionada mediante un dispositivo de ley cuadrática imperfecta que puede representar el modelo de un amplificador transmisor. La relación entrada-salida del dispositivo no lineal viene dada por:

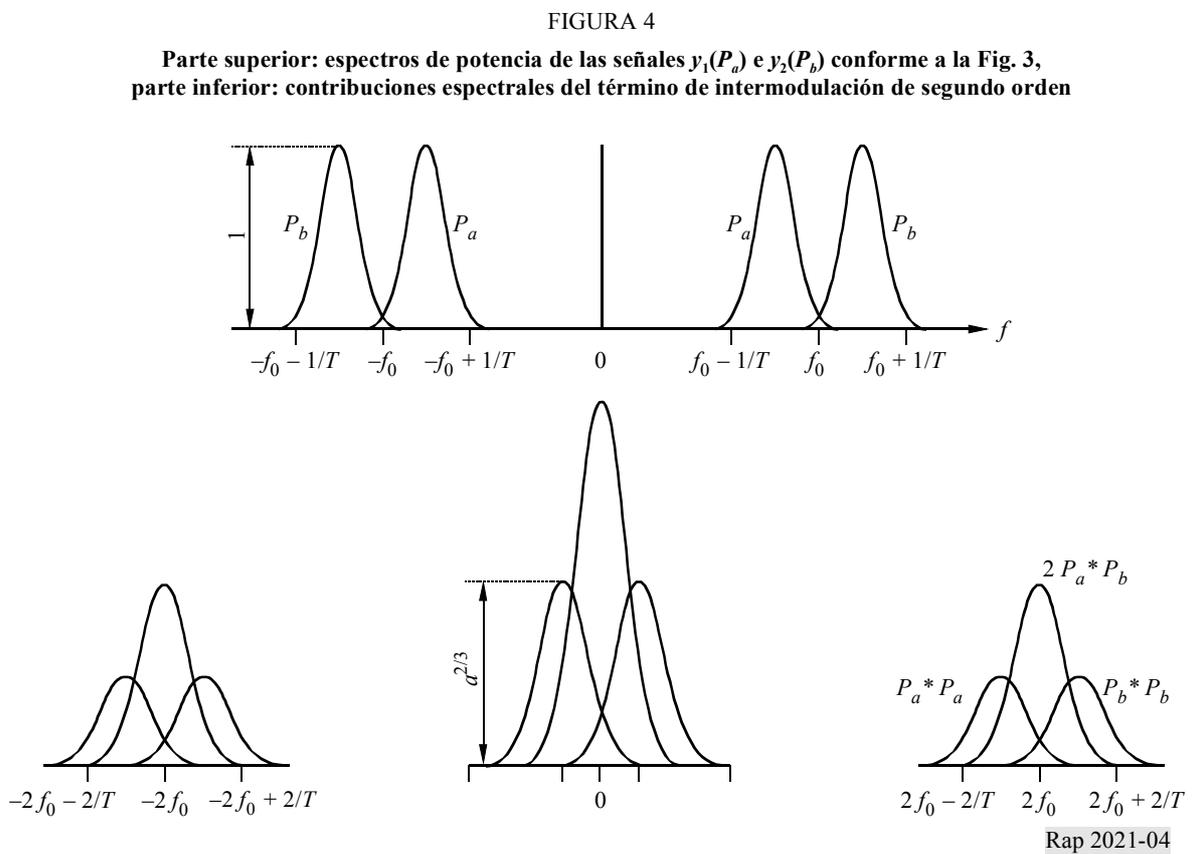
$$z(t) = y(t) + ay^2(t)$$

Las señales de entrada $x_1(t)$ y $x_2(t)$ tienen su origen en una señal única $x(t)$, que se ha separado espectralmente en los filtros $h_a(t)$ y $h_b(t)$.

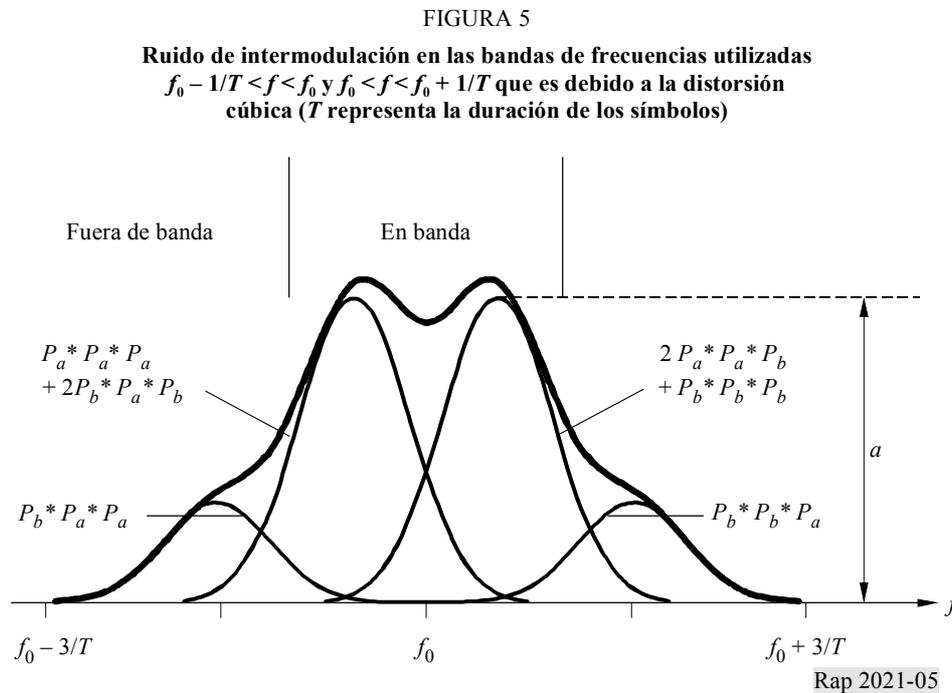


La Fig. 4 representa la señal de salida, $z(t)$, incluyendo el ruido de intermodulación. Para señales RF moduladas, la distorsión de intermodulación en la propia banda de frecuencias es debida a no linealidades de tercer orden. Por este motivo, el dispositivo de ley cuadrática imperfecta de la Fig. 3 se sustituye ahora por un dispositivo cúbico imperfecto con la relación entrada-salida:

$$z(t) = y(t) + ay^3(t)$$



hay varias contribuciones al ruido de intermodulación que caen en los canales utilizados próximos a f_0 . La Fig. 5 representa las distintas partes $P_a * P_a * P_a \dots P_b * P_b * P_b$. La línea gruesa representa la suma de las distorsiones.



3 Técnicas de reducción

Se han desarrollado diversas técnicas para reducir la intermodulación en los amplificadores de potencia de los transmisores y algunas de ellas se describen brevemente. No obstante, no se consideran de forma exhaustiva.

En algunas normas [ETSI, 1994 y 1998], se suele hacer la distinción entre la intermodulación activa debida a los componentes no lineales de los propios transmisores y la intermodulación pasiva. La intermodulación pasiva es debida, por ejemplo, a los contactos metálicos de los mástiles. Los circuitos de antena pueden ser una fuente de problemas cuando se producen en el emplazamiento intensidades de campo elevadas que provocan la radiación de productos de intermodulación perturbadores del equipo en el propio emplazamiento o en un emplazamiento próximo. No hay normas que puedan especificar límites razonables para dichos efectos. Los factores de la intermodulación utilizados para realizar estos cálculos resultan afectados por múltiples parámetros y dependen también de las resonancias eléctricas de los componentes que forman el mástil y los grupos de antena. Estos productos pueden radiarse desde el emplazamiento.

Las pérdidas totales A_{CI} , entre un transmisor que genere emisiones no deseadas causantes de productos de intermodulación viene dada por la suma de:

$$A_{CI} = A_C + A_I$$

donde A_C representa las pérdidas de acoplamiento definidas como la relación entre la potencia emitida por un transmisor y el nivel de potencia de dicha emisión, a la salida de otro transmisor que puede producir el producto de intermodulación no deseado. Las pérdidas de conversión de intermodulación, A_I , son la relación entre los niveles de potencia de la señal interferente procedente de una fuente exterior y el producto de intermodulación, midiendo ambos a la salida del transmisor (Informe UIT-R M.739 – Interferencia debida a los productos de intermodulación en el servicio móvil terrestre entre 25 y 1 000 MHz).

Utilizando esta definición, la reducción de los productos de intermodulación supone aumentar las pérdidas totales, A_{CI} . Es evidente que una reducción de la no linealidad, especialmente en los órdenes impares, mejorará la calidad general y aumentará el valor de las pérdidas de conversión de intermodulación. Dichas técnicas, examinadas en el § 3.1, pueden utilizarse para reducir los productos de intermodulación de los tipos 1 y 2 y pueden aplicarse en los propios transmisores. Las posibilidades para aumentar las pérdidas de acoplamiento, por ejemplo, aumentando la separación espacial, se describen en el § 3.2. Estas medidas de reducción, conocidas como ingeniería de apantallamiento en el emplazamiento radioeléctrico, son aplicables para la intermodulación de tipo 3. Al contrario de lo indicado en el § 3.1, estas medidas no se utilizan en los propios transmisores.

En el § 3.3 se citan brevemente otras medidas de reducción. A modo ilustrativo, en el § 3.4 se describen algunos ejemplos de intermodulación de tipo 3 en el emplazamiento transmisor.

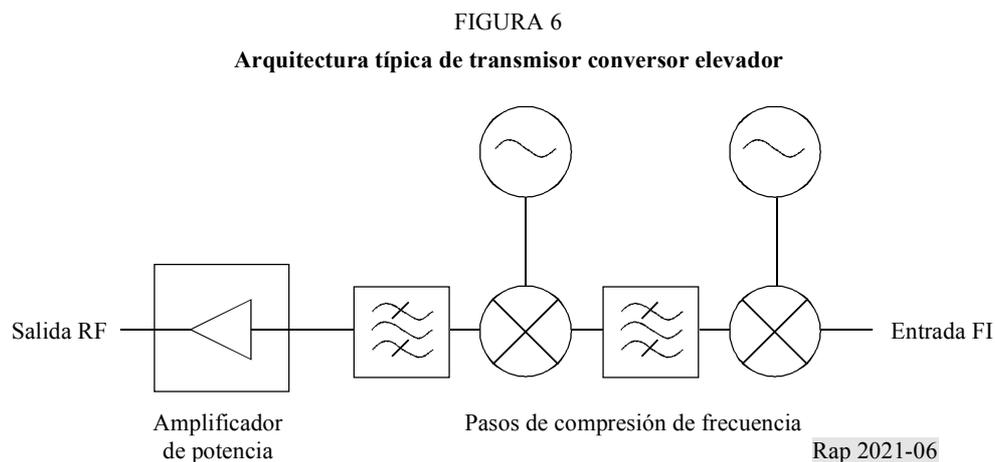
3.1 Supresión en los transmisores

Estos productos de intermodulación forman parte de las emisiones no deseadas definidas en el número S1.145 del Reglamento de Radiocomunicaciones. A continuación se presenta una arquitectura típica de transmisor antes de examinar las técnicas de reducción.

3.1.1 Arquitectura de transmisor

La arquitectura de RF de los transmisores suele adoptar la forma representada en el diagrama de bloques simplificado de la Fig. 6. La señal de entrada modulada se genera en un paso de FI y a continuación se efectúa una traslación de frecuencia en uno o más pasos de mezclado y filtrado hasta llegar a la frecuencia final.

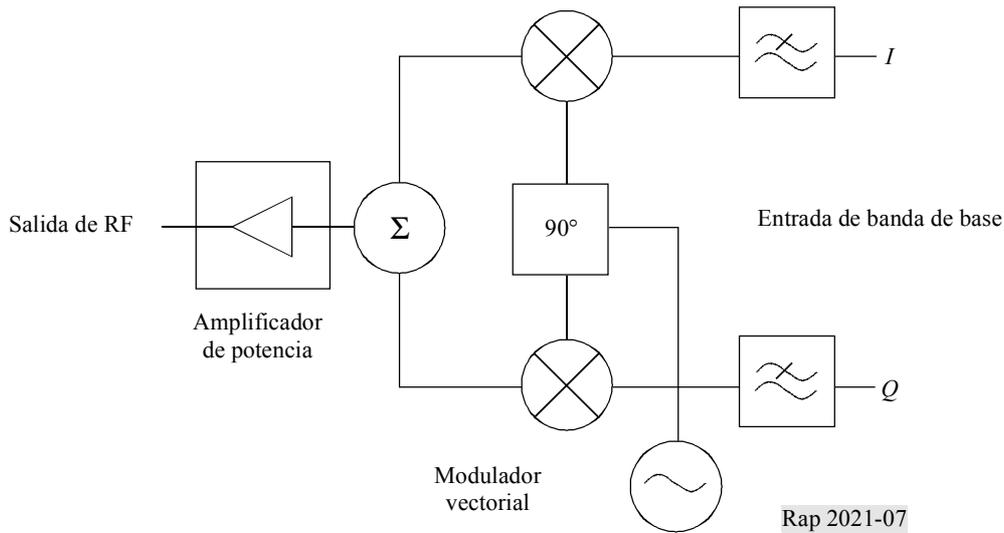
Un problema común con esta disposición radica en que cada proceso de mezcla dará lugar a múltiples productos no esenciales, así como a los componentes principales de suma y diferencia de frecuencias. Éstos se producen por el mezclado de los armónicos del oscilador local (OL) con los armónicos de la entrada de FI, comúnmente denominados productos $m \times n$. Aunque los armónicos del OL son inevitables debido a la acción moduladora de la entrada del OL mezclador, los armónicos de FI pueden reducirse asegurándose de que la etapa de FI funcione muy por debajo de la compresión. No obstante, en la práctica debe llegarse a un compromiso entre la linealidad y la relación S/N , de forma que las señales no esenciales nunca pueden eliminarse completamente. Los productos no esenciales que caen muy lejos de la frecuencia deseada pueden suprimirse mediante filtrado, pero los que están próximos a la portadora no serán atenuados.



Una forma de reducir este problema es generar la señal deseada directamente en la frecuencia final, utilizando un modulador vectorial, tal como se representa en la Fig. 7. En este caso, se utilizan señales de banda de base en fase y en cuadratura (I y Q) para modular directamente una portadora en la frecuencia de salida. Aunque puede aun producirse la dispersión espectral de la señal en los canales adyacentes, se elimina el efecto de mezclado armónico, pues sólo hay una componente portadora aplicada a los mezcladores.

FIGURA 7

Arquitectura de transmisor modulador vectorial



Un inconveniente de esta disposición es que habrá una fuga finita de portadora a la salida, suprimida generalmente mediante unos 30 dB con relación a la señal deseada. Por lo general, esto no tiene consecuencias, pero en los casos en que se requiere una mejor supresión de la portadora, es necesario ajustar la polarización de continua y las entradas *I* y *Q* para anular la portadora.

Aunque la disposición representada en la Fig. 7 utiliza dos moduladores MA bifase, también es posible utilizar cuatro moduladores monofase y cuatro canales ortogonales.

Un enfoque más complejo, pero más flexible, consiste en utilizar un solo canal que incorpore un atenuador controlado digitalmente y un desviador de fase controlado de forma digital. A estos dos componentes se aplica la entrada de banda de base conforme a una tabla de guía, que permite la generación directa de prácticamente cualquier esquema de modulación (digital). Puede señalarse que el desviador de amplitud/fase de frecuencia portadora es el mismo componente que se utiliza en los sistemas de antena activa, con formación de haz.

3.1.2 Filtrado

El filtrado (por lo general de banda de paso) de la salida del transmisor puede utilizarse junto con las otras técnicas examinadas en este Informe para reducir los niveles residuales de salidas no esenciales. La elección del tipo de filtro utilizado es, como siempre, un compromiso entre una serie de requisitos de interacción, generalmente opuestos, tales como los de rechazo fuera de banda, atenuación de la banda de paso, respuesta en el tiempo, tamaño, peso, coste, etc.

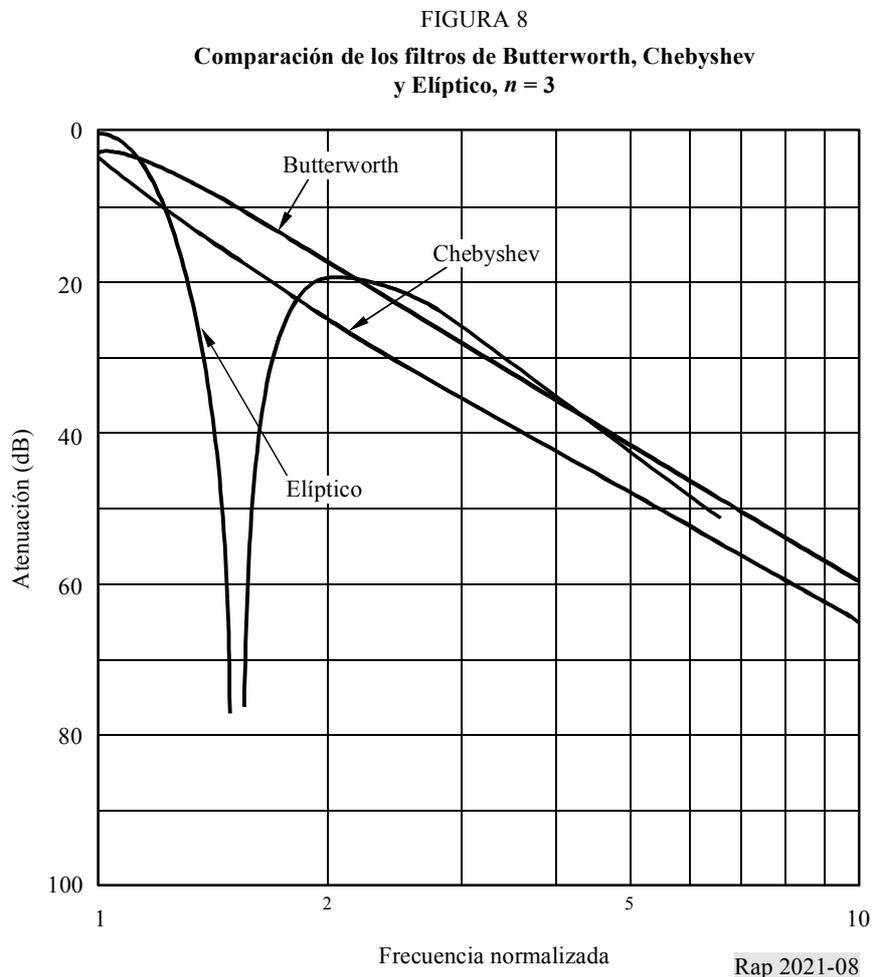
Los diseños de filtro se basan generalmente en las categorías clásicas deducidas analíticamente tales como la de Butterworth, Chebyshev, etc. Alguna de estas categorías se optimizan para una de sus características a expensas de otras, y algunos ofrecen compromisos entre características, tal como se resume en el Cuadro 1:

CUADRO 1

Categoría	Parámetro optimizado	Parámetro sacrificado
Butterworth	Planitud de la banda de paso	Rechazo fuera de banda
Chebyshev	Rechazo fuera de banda	Planitud y atenuación de la banda de paso
Bessel	Planitud del retardo de la banda de paso	Rechazo fuera de banda
Elíptica (Cauer)	Rechazo fuera de banda próximo (teóricamente infinito en frecuencias determinadas)	Rechazo fuera de banda alejado de las frecuencias específicas

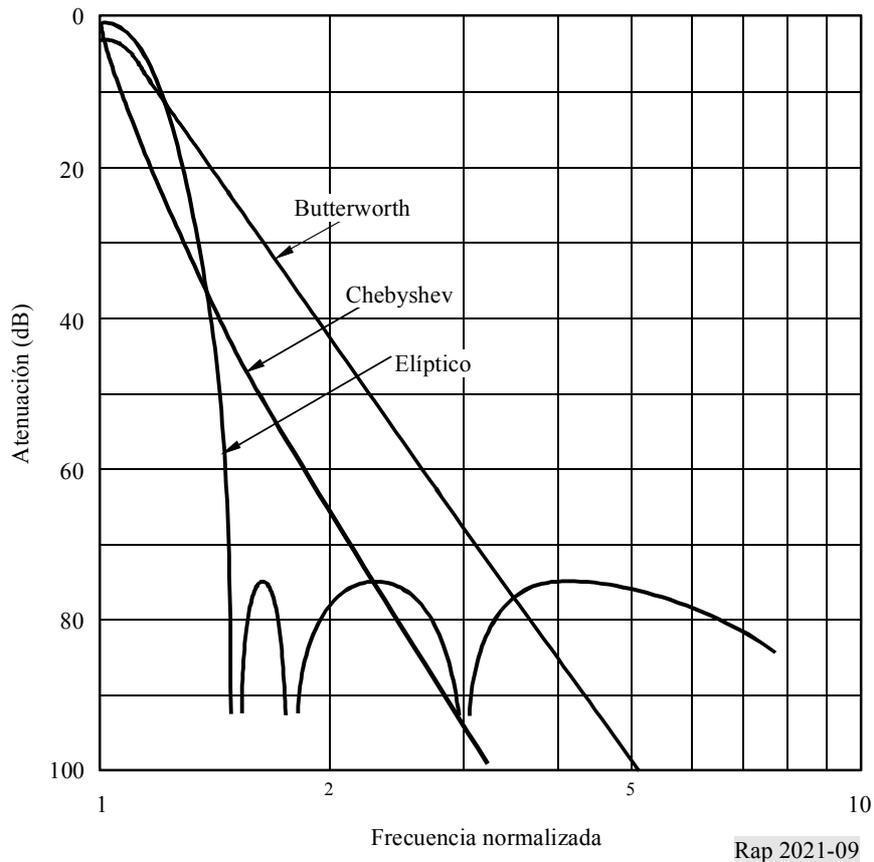
Otras categorías ofrecen compromisos entre características. Por ejemplo, el denominado filtro de fase lineal puede diseñarse para dar una planitud de la banda de paso próxima a la del filtro de Bessel, pero con una mejora del rechazo fuera de banda. De forma similar, los filtros de transición tienen una deriva de fase casi lineal y una caída de amplitud suave en la banda de paso, mejorando el rechazo fuera de banda en comparación con el de un filtro de Bessel (pero aun siendo significativamente inferiores a un filtro de Chebyshev). Al igual que las características descritas, otro factor que defiende la calidad de todo filtro es su grado de complejidad que está relacionado con el número de polos y/o ceros de su función de transferencia. En general, el aumento del grado de complejidad mejora la calidad de la característica optimizada, a expensas de una degradación de las características sacrificadas.

La Fig. 8 muestra ejemplos del rechazo fuera de banda (que es el principal parámetro de calidad de interés en el contexto de este estudio) para los filtros de Butterworth, Chebyshev y Elíptico de un grado de complejidad $n = 3$. Véase que se representa la respuesta paso bajo; en un diseño práctico, la respuesta paso bajo puede obtenerse mediante una modificación conveniente del eje de frecuencias. La Figura ilustra por tanto la calidad relativa de estos tipos de filtro.



La Fig. 9 muestra ejemplos de rechazo fuera de banda para filtros similares con un grado de complejidad $n = 7$. La mejora de la calidad de estos filtros en comparación con los de la Fig. 8 sólo puede obtenerse a expensas de un aumento de la complejidad de realización y, en la práctica, de unas mayores pérdidas de inserción en la banda de la frecuencia deseada.

FIGURA 9
 Comparación de los filtros de Butterworth, Chebyshev
 y Elíptico, $n = 7$



El filtrado de la salida del transmisor exige casi siempre la utilización de elementos resonantes tales como circuitos sintonizados o líneas de transmisión para componer las estructuras del filtro. Aunque se han construido filtros SAW (onda acústica de superficie) para funcionamiento hasta en 2 GHz, tienen una capacidad de tratamiento de potencia reducida. Las pérdidas de inserción de los filtros SAW tienden también a ser bastante elevadas, hasta de 6 dB para filtros SAW de resonancia, y hasta de 30 dB para filtros transversales (línea de retardo).

A frecuencias de ésta algunos cientos de MHz, suelen utilizarse filtros LC (inductancia y capacidad) para lograr anchuras de banda del 10% o más. Es posible lograr anchuras de banda menores, pero la Q no cargada, las tolerancias y la estabilidad de temperatura de los componentes suelen impedir una mayor reducción significativa.

A frecuencias superiores, hasta de algunos GHz, las tecnologías más habituales de filtros son las de microcinta impresa y de cerámica plateada. Los filtros de microcinta están por lo general limitados a anchuras de banda no inferiores a algunos tanto por ciento, debido a las tolerancias de la constante dieléctrica, al espesor del sustrato y a la variabilidad del grabado. La Q no cargada de los resonadores de microcinta (generalmente <200) limita también la anchura de banda mínima práctica debido a consideraciones sobre las pérdidas de inserción.

La utilización de la tecnología de cerámica plateada puede dar una mejor calidad debido al valor superior de la Q no cargada y a la excelente estabilidad de los materiales utilizados. En particular, la industria de telefonía celular digital e inalámbrica ha impulsado el desarrollo de cerámicas de constante dieléctrica muy elevada y bajas pérdidas para utilizar filtros en miniatura de resonador acoplado. Por ejemplo, un filtro típico de 2 polos, en 1,9 GHz puede lograr unas pérdidas de inserción de 0,8 dB con una anchura de banda del 1%.

A frecuencias de varios GHz y superiores, los elementos resonantes tienden a ser cavidades de líneas de transmisión con dieléctrico de aire. Una configuración habitual es la del filtro interdigital, en el que se sitúan varios dedos resonantes en una cavidad única para dar el acoplamiento deseado y de ahí, la respuesta general del filtro. La calidad es comparable a la de los filtros de cerámica plateada con anchuras de banda de hasta sólo 0,2%.

3.1.3 Linealización

La linealización de un sistema transmisor puede lograrse mediante diversos métodos:

- *Linealización de alimentación directa:* Esta técnica compara la señal amplificada con una versión adecuadamente retardada de la señal de entrada y obtiene una señal de diferencia que representa las distorsiones del amplificador. Esta señal de diferencia se amplifica a su vez y se resta de la salida del amplificador de potencia final. El inconveniente principal del método es la necesidad de un segundo amplificador -no obstante la técnica puede dar un aumento de la potencia de salida de unos 3 dB si se utiliza un TOP.
- *Linealización de realimentación:* En los amplificadores de audio, la linealización puede lograrse directamente utilizando la realimentación, aunque ésta es más directa en las frecuencias de RF elevadas debido a las limitaciones de la ganancia disponible del amplificador en bucle abierto. No obstante, es posible realimentar una forma demodulada de la salida para generar una predistorsión adaptable en el modulador. No es en absoluto posible aplicar dicho enfoque en un transpondedor de tubo doblado en el que el modulador y el amplificador de potencia están bastante separados.
- *Predistorsión:* En vez de utilizar un método que responda a las características instantáneas reales del amplificador de gran potencia, es normal aplicar una distorsión previa a las señal de entrada del amplificador, sobre la base de un conocimiento a priori de la función de transferencia. Dicha predistorsión puede aplicarse en las etapas de RF, FI o de banda de base. Los linealizadores de banda de base que a menudo utilizan tablas de guía almacenadas en memoria programada son cada vez más frecuentes a medida que se dispone de técnicas de integración a muy gran escala y pueden ofrecer una solución compacta. No obstante, hasta hace poco era más fácil generar la función adecuada de predistorsión con circuitos de RF o FI.

Las técnicas de linealización del amplificador RF pueden clasificarse de forma general en dos categorías principales:

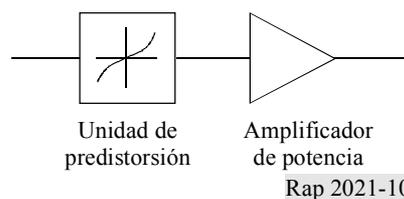
- Técnicas de bucle abierto, que ofrecen la ventaja de ser estables incondicionalmente, pero con el inconveniente de no poder compensar los cambios de las características del amplificador.
- Técnicas de bucle cerrado, que son en sí mismas autoadaptables a los cambios del amplificador, pero que pueden sufrir problemas de estabilidad.

3.1.3.1 Predistorsión

Esta técnica implica la introducción de una no linealidad compensadora en el trayecto de la señal, antes del amplificador que hay que linealizar, tal como se representa en la Fig. 10. Se predistorsiona la señal antes de aplicarla al amplificador. Si el elemento de predistorsión tiene una no linealidad que sea la inversa exacta de la del amplificador, la distorsión que introduce éste cancelará exactamente la predistorsión, dando lugar a una salida libre de ella.

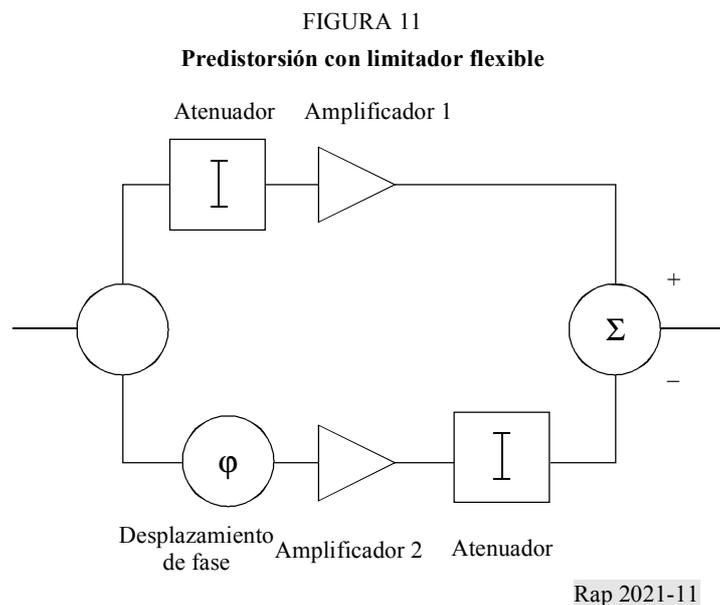
FIGURA 10

Concepto de predistorsión



En su realización analógica más simple, una unidad de predistorsión práctica puede ser una red de resistencias y de elementos no lineales tales como diodos o transistores. Han aparecido varios ejemplos de esta técnica en la literatura, por ejemplo [Gray, 1980], indicando que la reducción de la distorsión de intermodulación de tercer orden es generalmente de unos 7 a 15 dB. Esta calidad deficiente es debida al hecho de que las características del amplificador no son constantes, sino que varían con el tiempo, la frecuencia, el nivel de potencia, la tensión de alimentación y las condiciones ambientales.

Se informa [Aghvami y Robertson, 1993] de mejores resultados utilizando un par de amplificadores de transistor de efecto de campo en la unidad de predistorsión, tal como se representa en la Fig. 11. En esta disposición, la señal de entrada se divide de forma desigual entre dos amplificadores, de forma que se lleva a uno de ellos a la compresión. A continuación se cambia la escala de la salida comprimida y se resta de la salida lineal para producir la inversa de la característica de compresión que se requiera. Se ha medido una reducción de la distorsión de intermodulación de unos 20 dB utilizando esta técnica, pero únicamente cuando el amplificador principal funciona con una reducción de potencia de salida al menos de 1 dB.



Aunque se ha informado de esquemas de predistorsión adaptables, cuando se aplica la no linealidad en el tratamiento de la señal digital (DSP), ésta suele resultar complicada en los cálculos o intensiva en memoria y exigir mucha potencia.

3.1.3.2 Alimentación directa

Esta técnica se utiliza ampliamente en las estaciones de base celulares en las que se amplifican en común una serie de salidas de transmisor, dando cancelaciones de intermodulación superiores a 30 dB en una anchura de banda de 20 MHz.

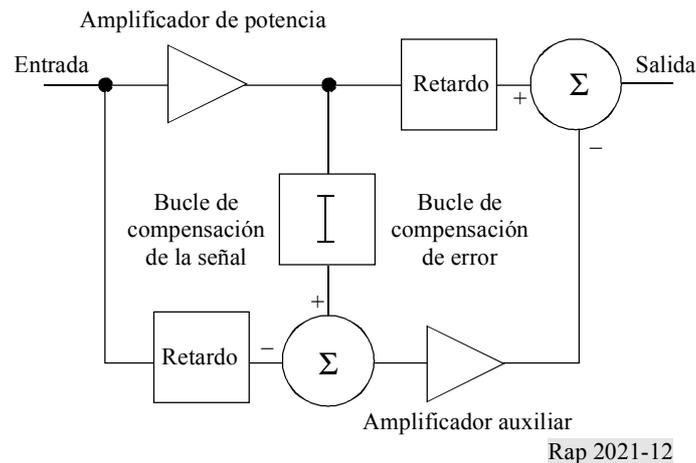
3.1.3.2.1 Teoría

La alimentación directa [Black, 1928] es una técnica de compensación de la distorsión para los amplificadores de potencia. La Fig. 12 muestra su configuración básica.

La señal de error generada en el amplificador de potencia se obtiene sumando la señal acoplada suelta y una señal de entrada invertida y retrasada, de forma que se compensa la componente de la señal de entrada. Este circuito se denomina bucle de compensación de la señal.

La señal de error se amplifica mediante un amplificador auxiliar y a continuación se resta de la señal de salida retardada del amplificador de potencia, de forma que se compensa la distorsión a la salida. Este circuito se denomina bucle de compensación de error.

FIGURA 12

Alimentación directa

Rap 2021-12

3.1.3.2.2 Precisión necesaria para cada bucle de compensación y compensación prevista**Bucle de compensación de la señal**

Es necesario atenuar la componente de la señal de entrada inferior a la señal de error a la entrada del amplificador auxiliar, de forma que la señal principal resultante no sobrecargue el amplificador auxiliar y no compense la propia señal principal a la salida del equipo. Por ejemplo, cuando la relación de intermodulación del amplificador de potencia es de unos -30 dB, para satisfacer las condiciones anteriores se requiere una precisión del bucle del orden de $0,2$ dB en amplitud y de $1,5^\circ$ en fase.

Bucle de compensación de error

Por ejemplo, para obtener una compensación de 35 dB, se requiere una precisión del bucle del orden de $0,1$ dB en amplitud y de 1° en fase. A fin de conseguir la precisión mencionada suele controlarse automáticamente cada bucle de compensación respecto a la variación de la ganancia, la fase del amplificador, etc. Por tanto, puede lograrse una compensación acusada para una banda de frecuencias limitada. No obstante, debido a la falta de uniformidad de la repuesta en frecuencia de los circuitos de amplitud y de fase en la banda de frecuencias en cuestión, estas compensaciones quedan limitadas por lo general, en función de la anchura de banda relativa o de otros factores.

3.1.3.2.3 Amplificador auxiliar

En general, el nivel de la potencia de salida del amplificador auxiliar es inferior al 10% de la potencia de salida del equipo. Por ejemplo, cuando la relación de intermodulación del amplificador de potencia es de -30 dB y las pérdidas de inserción a la salida del amplificador auxiliar son de 16 dB, la potencia de este último es $-30 + 16 = -14$ dB (4%) de la potencia de salida del equipo.

Para el amplificador auxiliar es necesario tener una relación de intermodulación a este nivel de potencia mayor que la inversa de su compensación de distorsión prevista (dB). Por ejemplo, para lograr una compensación de 35 dB, se requiere una relación de intermodulación de unos -40 dB.

3.1.3.2.4 Resumen

Es posible lograr una compensación de la distorsión mayor de 30 dB en una cierta anchura de banda. Hay algunos compromisos de diseño tales como:

- el aumento total de potencia del orden de $30\text{--}40\%$ es inevitable, debido a las pérdidas que introduce el circuito de retardo y otros en el bucle de compensación de errores, y debido al consumo de potencia del amplificador auxiliar;
- la configuración del circuito es bastante complicada.

Estos aspectos significan que la técnica de alimentación directa es adecuada para amplificadores de potencia que requieren una compensación elevada, del orden de $20\text{--}40$ dB, aceptando un cierto aumento del consumo de potencia total (no será adecuado aplicarla a amplificadores de gran potencia, como los transmisores de ondas decamétricas cuyo consumo de potencia es un factor importante y la compensación requerida de la distorsión no es tan grande, como se muestra en [Bennet y Clements, 1974].)

3.1.3.3 Realimentación

La realimentación negativa [Black, 1937] es la técnica de linealización más conocida y se utiliza ampliamente en los amplificadores de baja frecuencia, en los que la estabilidad del buque de realimentación es fácil de mantener. No obstante, en los amplificadores de RF de pasos múltiples sólo suele ser posible aplicar algunos dB de realimentación total, antes de que los problemas de estabilidad resulten incontrolables [Mitchell, 1979]. Ello es debido principalmente al hecho de que, mientras que en baja frecuencia puede asegurarse que el amplificador en bucle abierto tiene un polo dominante de su respuesta en frecuencia (lo que garantiza la estabilidad), ello no es factible con amplificadores de RF, porque cada uno de sus pasos tienen, en general, anchuras de banda similares.

Evidentemente, se usa a menudo la realimentación local aplicada a un solo paso de RF, pero como la reducción de la distorsión es igual a la reducción de la ganancia, la mejora obtenida es necesariamente pequeña, ya que no suele haber un gran exceso de ganancia en bucle abierto.

3.1.3.4 Realimentación de la modulación

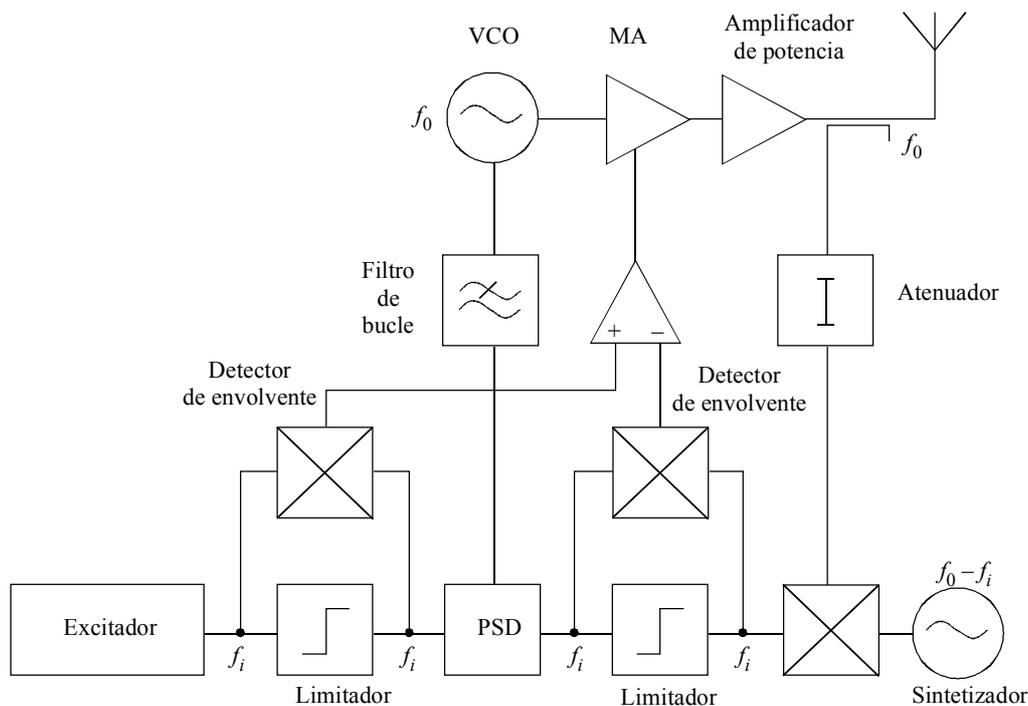
A una frecuencia central determinada, una señal puede definirse completamente por su modulación de amplitud y de fase. La realimentación de la modulación explota este hecho aplicando una realimentación negativa a la modulación de la señal, más que a la propia señal. Como la modulación puede representarse por señales de banda de base, podemos aplicar satisfactoriamente niveles muy altos de realimentación a estas señales sin incurrir en los problemas de estabilidad que desaconsejan la realimentación de RF.

En las primeras aplicaciones de la realimentación de modulación se utilizaba únicamente la realimentación de amplitud (o de envolvente) en los amplificadores a válvulas [Arthanayake y Wood, 1971], en los que la distorsión de amplitud es la forma predominante de no linealidad. No obstante, con los amplificadores de estado sólido, la distorsión de fase es muy significativa y debe corregirse además de los errores de amplitud. La primera implementación práctica satisfactoria de la realimentación simultánea de amplitud y de fase fue puesta en evidencia por Petrovic y Gosling [1979] y se conoce como la técnica de Bucle Polar.

3.1.3.5 Técnica de Bucle Polar

La técnica de bucle polar se basa en el principio de eliminación y restitución de la envolvente (EER, *envelope elimination and restoration*), y fue propuesta por primera vez en 1952 por Kahn [1952], pero se modificó para poder aplicar la realimentación. La Fig. 13 muestra un diagrama de bloques de la técnica de Bucle Polar.

FIGURA 13
Técnica de Bucle Polar



VCO: oscilador controlado en tensión
PSD: detector sensible en fase

Los pasos de RF del sistema son especialmente sencillos. Constan de un VCO que funciona a la frecuencia de salida y que genera la componente de fase de la señal de salida, un paso de modulación de amplitud que genera la componente de amplitud y el amplificador de potencia principal.

La señal de entrada al bucle polar se genera en el paso de frecuencia intermedia, f_i , y a un nivel de potencia reducido (que se representa como el bloque excitador en el diagrama). A continuación se pasa a un formato de coordenadas polares mediante la detección de envolvente para producir la componente de amplitud y se le aplica una limitación estricta a fin de obtener la componente de fase. La detección de envolvente se logra convenientemente multiplicando la señal de entrada por la salida del limitador en un mezclador doble equilibrado (proceso equivalente a la rectificación de onda completa). Una muestra de la salida de RF final se traslada (generalmente por reducción) a la misma frecuencia que la señal de entrada y de forma similar se pasa a sus coordenadas polares. A continuación se comparan las dos señales de envolvente en un amplificador diferencial de alta ganancia que a su vez controla el modulador de amplitud, formando un sistema de realimentación de envolvente. Se compara la fase de las dos señales moduladas en fase en un PSD, y la señal de error amplificada controla el VCO, constituyendo un bucle de enganche de fase (PLL). El efecto global es la formación de dos bucles de realimentación ortogonales que, mediante una elección adecuada de la ganancia del bucle y de la anchura de banda, tratan de aproximar estrechamente la amplitud y la fase de la señal de salida a las de la entrada FI.

Los dos factores limitativos principales de la calidad de un sistema de bucle polar son:

- El equilibrio entre dos circuitos de resolución polar (limitadores más mezcladores).
- Las anchuras de banda relativas de los bucles de realimentación y de los espectros de amplitud y de fase (que determinan la cantidad de realimentación negativa disponible).

En transmisores prácticos de bucle polar concebidos para aplicaciones de banda estrecha (5 kHz), se ha visto que el equilibrio de los circuitos de resolución es el problema principal y ello impone un valor mínimo a la distorsión de intermodulación residual de tercer orden de unos 60 dBc [Smith, 1986]. Para señales de anchura de banda mayor, el factor principal de restricción es el volumen finito de realimentación. Ello es particularmente así en las señales cuya envolvente puede caer a cero, ya que el paso por cero suele traducirse en una discontinuidad acusada de las ondas de la envolvente y la fase, lo que a su vez hace que los espectros de la envolvente y la fase sean considerablemente más amplios que la anchura de banda de la señal compuesta.

Un enfoque alternativo a la realimentación de modulación que supera ambos problemas es el que se conoce como técnica de Bucle Cartesiano inventada por Smith y Petrovic [1982] y que se examina en el punto siguiente.

3.1.3.6 Técnica del Bucle Cartesiano

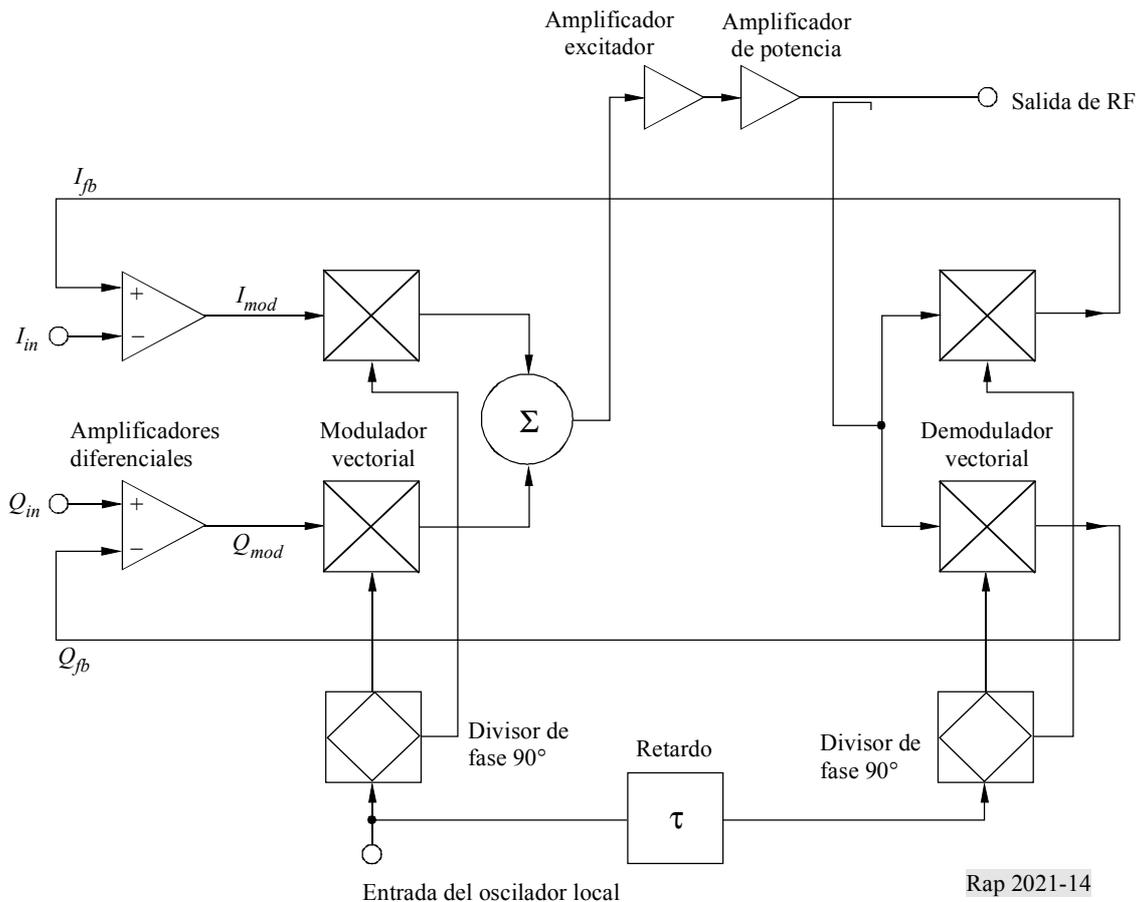
La técnica del Bucle Cartesiano utiliza el hecho de que una señal de RF modulada puede representarse en su formato complejo (I y Q) de banda de base, así como por sus funciones de amplitud y de fase.

Si se aplica una realimentación negativa a I y Q en lugar de A y f , se llega a la configuración representada en la Fig. 14.

El principio de funcionamiento es el siguiente:

Se utilizan señales de banda de base complejas, I_{mod} y Q_{mod} , para modular en fase y en cuadratura señales de oscilador local en mezcladores doblemente equilibrados, formando con la salida compuesta la entrada al excitador y al amplificador de potencia. Una muestra de la salida del amplificador de potencia se aplica al segundo par de mezcladores configurados como demoduladores que utilizan los mismos osciladores locales. A continuación se demodula de forma coherente la salida de RF restituyendo la banda de base I y Q . Estas señales, I_{fb} y Q_{fb} , se realimentan y comparan con las señales de entrada, I_{in} y Q_{in} , en amplificadores diferenciales de alta ganancia cuyas salidas constituyen las entradas a los moduladores I_{mod} y Q_{mod} . En el bucle polar se forman dos bucles de realimentación ortogonales que tratan de aproximar estrechamente las salidas demoduladas I y Q a las entradas I y Q . Véase que dado el carácter coherente de la realimentación, la técnica es equivalente de forma idéntica a la realimentación de RF, pero como se introducen polos de bucle dominantes mediante los amplificadores diferenciales, puede mantenerse fácilmente un buen margen de estabilidad de fase, aun cuando se apliquen niveles grandes de realimentación.

FIGURA 14
Técnica de Bucle Cartesiano



El elemento de retardo representado en el diagrama sirve para asegurar que la salida RF y las portadoras demoduladoras guardan la fase relativa correcta. No es necesario un alineamiento perfecto debido a la acción compensadora de los bucles.

La efectividad del Bucle Cartesiano depende de dos factores:

- La relación entre las anchuras de banda del bucle de realimentación y las anchuras de banda de las entradas I y Q (lo que determina la cantidad de realimentación).
- La linealidad de los demoduladores (pues las salidas demoduladas I y Q deben ser una representación lineal de la salida de RF).

Véase que a diferencia del bucle polar, la anchura de banda de la salida de RF es simplemente el doble de la anchura de banda de I y Q . No existe el problema de generación de señales de banda ancha A y f .

Se han fabricado transmisores prácticos de Bucle Cartesiano que funcionan hasta en 900 MHz [Cole, 1989] para señales de banda relativamente estrecha (anchura de banda < 5 kHz) y se han logrado excelentes resultados. En un ensayo con dos tonos, los productos de intermodulación de tercer orden se reducen típicamente en 40 dB, comparando con el mismo transmisor cuando su amplificador de potencia funciona en bucle abierto.

3.2 Apantallamiento del emplazamiento para intermodulación entre transmisores

La reducción de los productos de intermodulación generada en los pasos de salida de distintos transmisores en un emplazamiento común puede optimizarse minimizando el acoplamiento más que tratando de reducir el nivel en el punto de combinación de la mezcla. Esto último sólo puede lograrse haciendo que el paso de salida sea más lineal y con ello se reduce la eficacia.

Las antenas son un factor importante en la ingeniería de los emplazamientos radioeléctricos para reducir la intermodulación de tipo 3. Las antenas se especifican mediante la ganancia, la relación de onda estacionaria en tensión (VSWR), el diagrama de radiación, la relación de equilibrio, la anchura de banda admisible de la potencia de entrada y las características de intermodulación. Conviene lograr los valores siguientes [Petrovic y Gosling, 1979] de las características de intermodulación:

- para aplicaciones de transmisión y recepción en una sola frecuencia: -100 dBc
- para transmisión en múltiples frecuencias: -130 dBc
- para transmisión y recepción en múltiples frecuencias: -143 dBc

Se aplican consideraciones similares a los otros componentes no lineales tales como el circulador, el combinador, los aislantes, etc., instalados entre la etapa de salida del amplificador y la antena transmisora. En [RA, 1987] se ofrecen ejemplos para los sistemas radioeléctricos móviles.

3.2.1 Separación de antenas

La separación de antenas es una medida muy adecuada para aumentar la atenuación de acoplamiento. Suponiendo la condición de campo lejano, $d \gg \lambda$, el aislamiento, L , viene dado por la ecuación en el espacio libre:

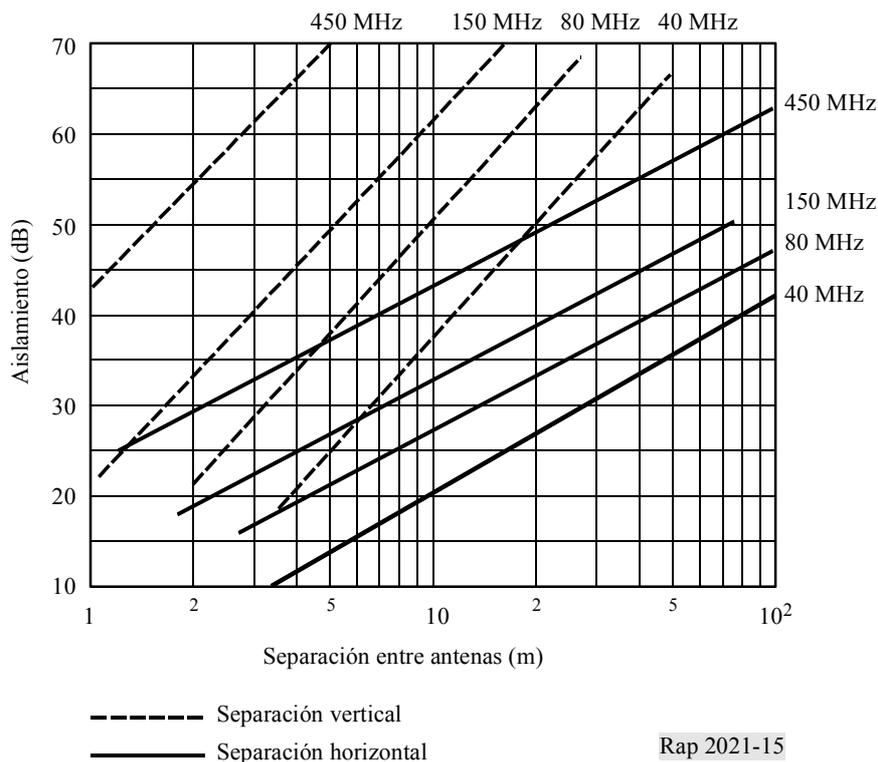
$$L = -27,5 + 20 \log \frac{d}{m} + 20 \log \frac{f}{\text{MHz}} - G_1(\varphi_1, \vartheta_1) - G_2(\varphi_2, \vartheta_2) \quad \text{dB}$$

$$L = L_0 - G_1(\varphi_1, \vartheta_1) - G_2(\varphi_2, \vartheta_2) \quad \text{dB}$$

donde d es la separación espacial de la antena (m), f es la frecuencia (MHz) y G_1, G_2 son las ganancias de antena referidas a antenas isotropas y que dependen de los ángulos de incidencia. Para antenas isotropas y muy pequeñas, el aislamiento puede aproximarse por las pérdidas básicas en el espacio libre: $L \approx L_0$. Considerando diagramas de antena reales en elevación y acimut, el aislamiento real será mayor.

En la Fig. 15 [Pye Telecom, 1978] se dan ejemplos de transmisores de radiodifusión en ondas métricas/decimétricas. Los gráficos basados en la polarización vertical de la antena indican que es posible lograr atenuaciones en las bandas de ondas métricas/decimétricas para separaciones horizontales y verticales. Se demuestra que es siempre más fácil obtener la atenuación máxima cuando las antenas se separan verticalmente.

FIGURA 15
Aislamiento de función de la separación entre antenas polarizadas verticalmente



Se considera que para frecuencias inferiores o sistemas de antena elevados y próximos, la condición de campo lejano no es válida, lo que da lugar a valores más pequeños de aislamiento. Si ciertos obstáculos, tales como los edificios, el mástil o incluso la propia estructura de la antena están situados en los lóbulos principales de ésta, es probable que haya reflexiones con lo que se reduce también el aislamiento.

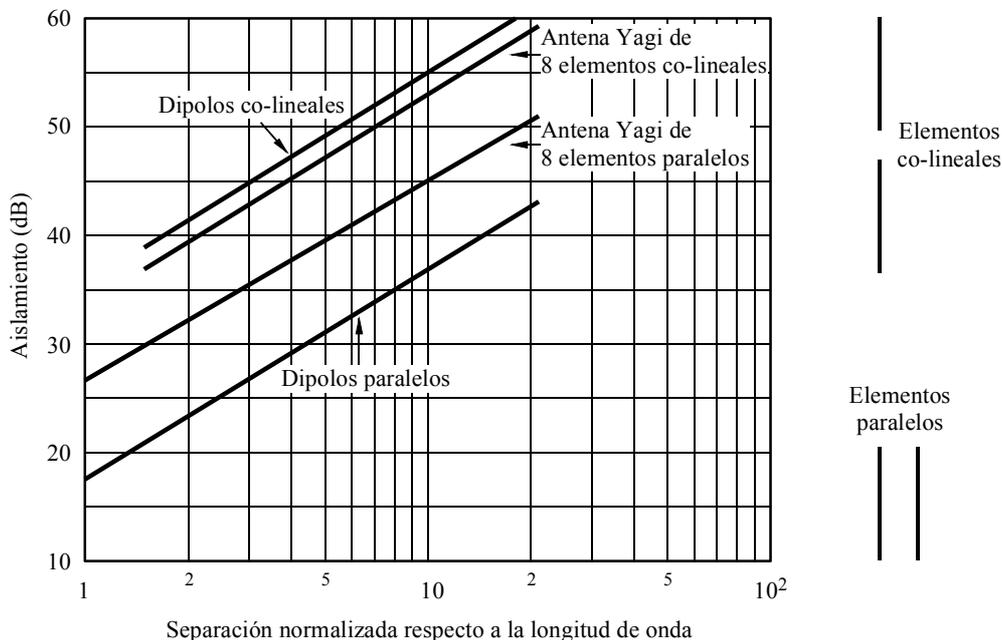
3.2.2 Diagrama de antena

El aislamiento también resulta influido por los diagramas de antena obtenidos en el emplazamiento radioeléctrico, por ejemplo, la utilización de ranuras en el diagrama puede aumentar considerablemente el aislamiento.

A efectos ilustrativos, en la Fig. 16 se representa el aislamiento logrado con un dipolo y una antena Yagi de 8 elementos en función de la longitud de onda normalizada, λ [RA, 1987]. Los diagramas indican que se logra un aislamiento mínimo para una separación paralela de las antenas y que el aislamiento de un dipolo omnidireccional es aproximadamente 10 dB peor que el de la antena Yagi de 8 elementos con un diagrama direccional. Se obtienen unos 8 a 10 dB más de aislamiento mediante la instalación co-lineal. La diferencia entre el dipolo y la antena Yagi es de unos 2 dB, pero el dipolo obtiene el valor mayor debido a la mayor atenuación para una elevación de 90°.

FIGURA 16

Aislamientos típicos entre antenas



Rap 2021-16

3.3 Otras medidas de reducción

3.3.1 Reducción de los productos de intermodulación en los receptores

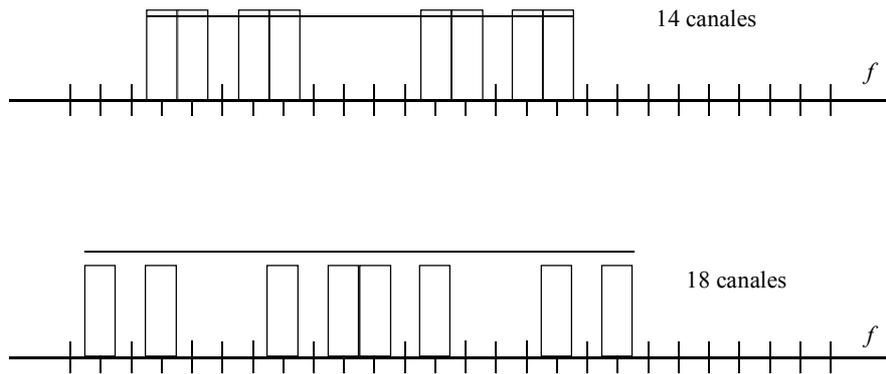
El filtrado debe utilizarse en el paso de entrada de los receptores para rechazar la energía de la banda adyacente. Pueden aplicarse técnicas similares como las que se describen para los transmisores en el § 3.1.

Si el nivel de entrada de la señal deseada es suficientemente elevado, puede insertarse un atenuador variable de RF adicional entre el alimentador de antena y la entrada del receptor. Ello permite reducir la señal de interferencia entrante por debajo de un nivel suficiente.

3.3.2 Disposiciones de frecuencia

Debe disponerse de las frecuencias, es decir, de los canales radioeléctricos, a utilizar de forma que un receptor no tenga que funcionar en las frecuencias de intermodulación interferente, en una zona en la que las señales deseadas puedan producir un producto de intermodulación con nivel suficiente para perturbar el servicio. En los sistemas que explotan una serie de canales de frecuencia, la mayoría de los casos de intermodulación perjudicial en el sistema pueden aliviarse mediante una elección adecuada de los grupos de canales. La Fig. 17 representa dos ejemplos ilustrativos de disposiciones posibles de frecuencia para dispositivos de baja potencia [Wood, 1998].

FIGURA 17
Atribuciones posibles de canales para minimizar los productos de intermodulación de tercer orden

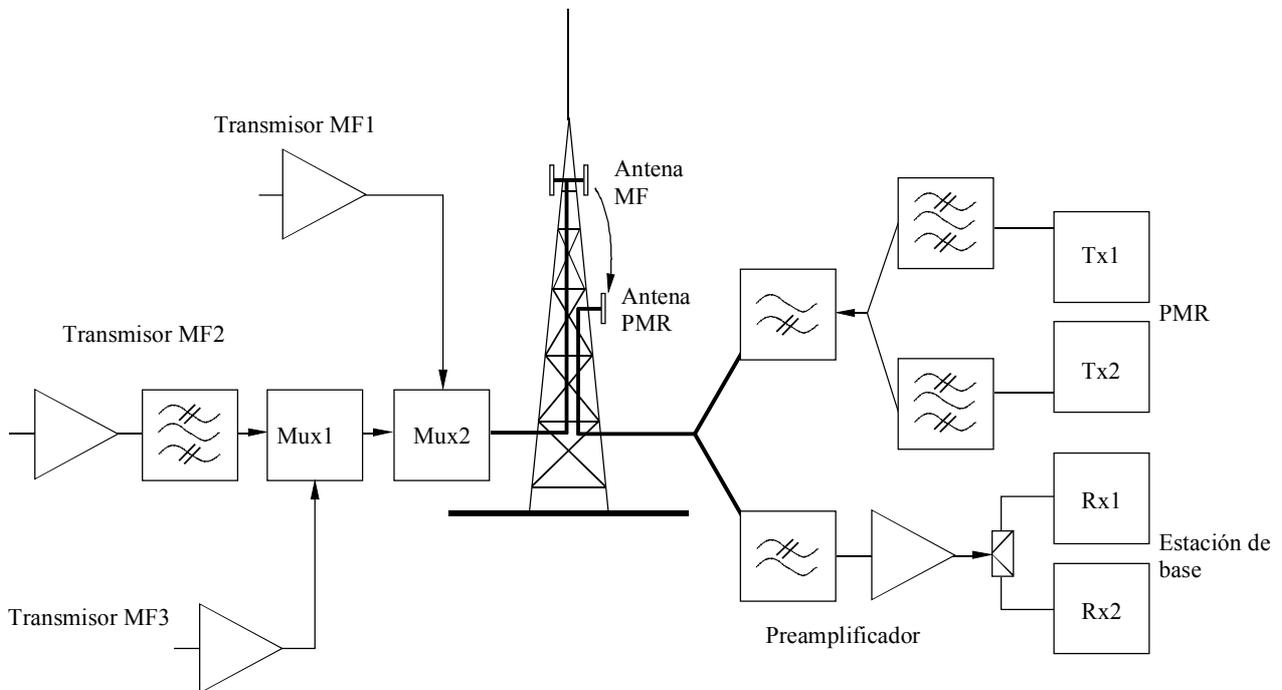


Rap 2021-17

3.4 Ejemplos de productos de intermodulación generados en un emplazamiento radioeléctrico con MF y radiocomunicaciones públicas móviles (PMR)

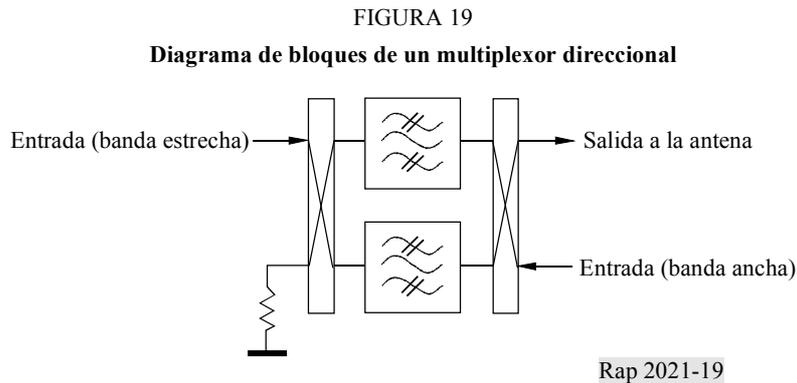
La Fig. 18 representa un emplazamiento radioeléctrico simplificado donde se instalan tres transmisores MF y una estación de base PMR.

FIGURA 18
Diagrama de bloques general de transmisores MF y PMR en un emplazamiento radioeléctrico



Rap 2021-18

Los tres transmisores MF se combinan a través de multiplexores direccionales (Mux) compuestos de acopladores de 3 dB y filtros (véase la Fig. 19):



La estación de base PMR se compone de dos pares dúplex de canales, Rx1-Tx1 y Rx12-Tx2. Los canales de enlace descendente Tx1 y Tx2 se combinan mediante un combinador clásico y los canales de enlace ascendente Rx1 y Rx2 se combinan en un divisor pasivo. Los múltiplex resultantes de enlace descendente y ascendente se combinan a través de un combinador paso alto/paso bajo, considerando aquí que las frecuencias del enlace descendente son (véase anteriormente). En los ejemplos se utilizarán las frecuencias siguientes:

- | | | | |
|------|----------------------|-------------------------|-----------------------|
| MF: | MF1: $f_1 = 88$ MHz, | MF2: $f_2 = 92,7$ MHz y | MF3: $f_3 = 95,7$ MHz |
| PMR: | Rx1: 83,3 MHz, | Tx1: $f_4 = 86,3$ MHz | |
| | Rx2: 83,4 MHz, | Tx2: $f_5 = 86,4$ MHz | |

3.4.1 Intermodulación entre transmisores MF

La selectividad acusada que aportan los multiplexores direccionales utilizados para los transmisores MF dará lugar a una reducción considerable de los productos siguientes que, no obstante, aparecerán en el emplazamiento; véanse las Figs. 20 a 22 (la fuente de intermodulación se indica en negritas).

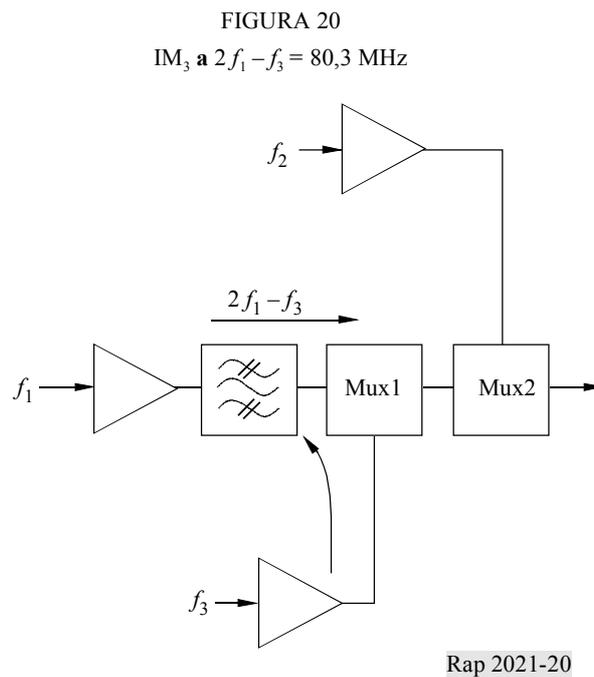


FIGURA 21

IM_3 a $2f_1 - f_2 = 83,3$ MHz (**Rx1** interferente) y a $2f_3 - f_2 = 98,7$ MHz

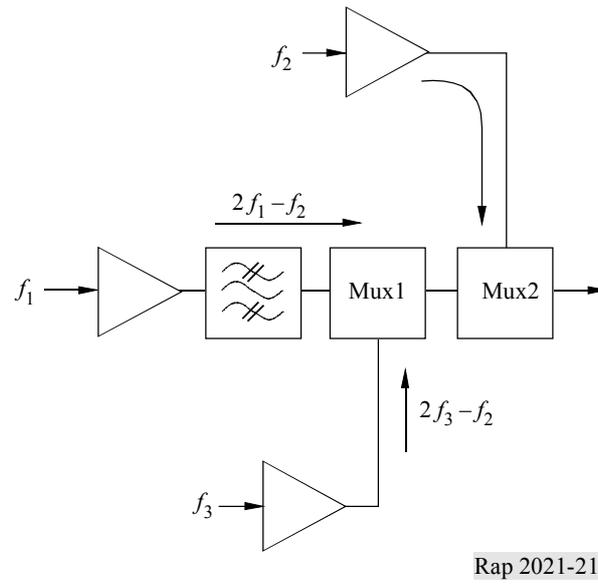
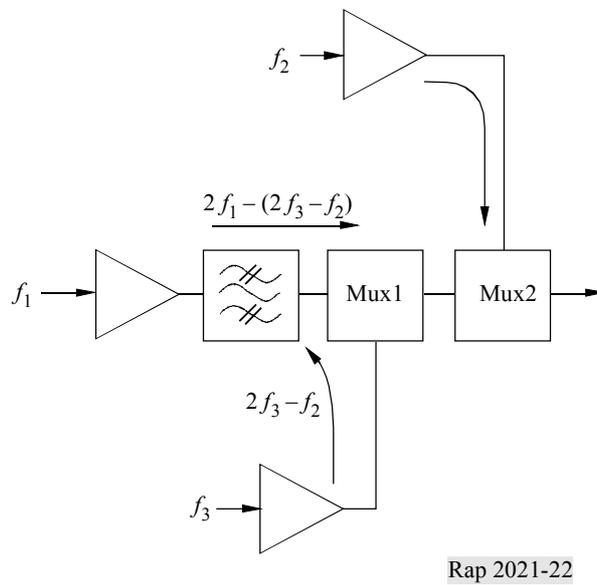


FIGURA 22

IM_3 a $2f_1 - 2f_3 + f_2 = 77,3$ MHz

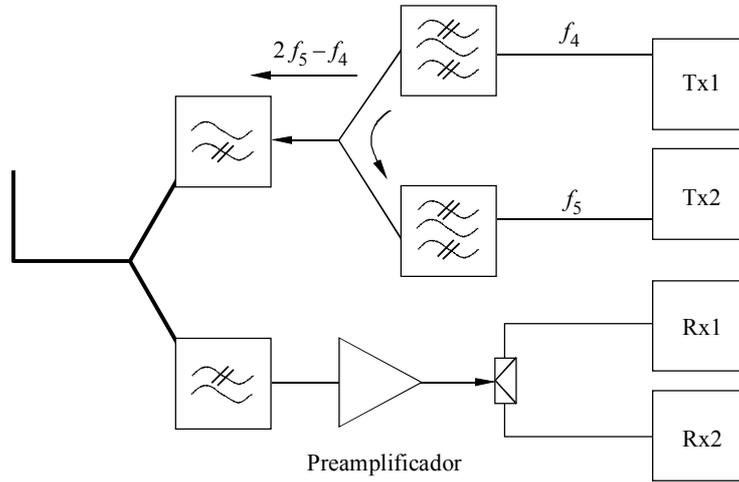


Este último caso tiene un interés particular pues muestra que pueden surgir productos de quinto orden a partir de dos pasos de la intermodulación de tercer orden.

3.4.2 Intermodulación entre transmisores de estación de base PMR

Los transmisores de la estación de base PMR generan también productos de intermodulación que se radiarán desde el emplazamiento (véase la Fig. 23). Tienen un tope que es el límite de las emisiones no esenciales de la estación de base PMR (-36 dBm) considerada como un equipo único.

FIGURA 23
 IM_3 a $2f_5 - f_4 = 86,5$ MHz

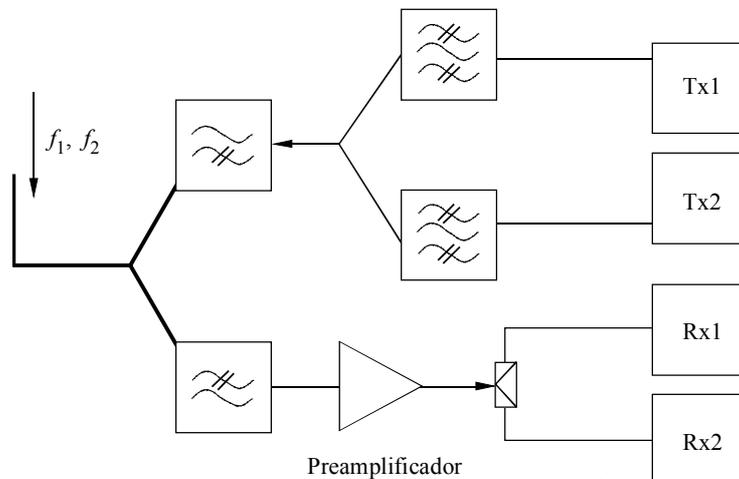


Rap 2021-23

3.4.3 Intermodulación a la entrada de la estación de base PMR

El amplificador de RF de la estación de base PMR está expuesto a las señales MF y PMR transmitidas. Por tanto se generarán productos de intermodulación MF/MF y MF/PMR (véanse las Figs. 24 y 25).

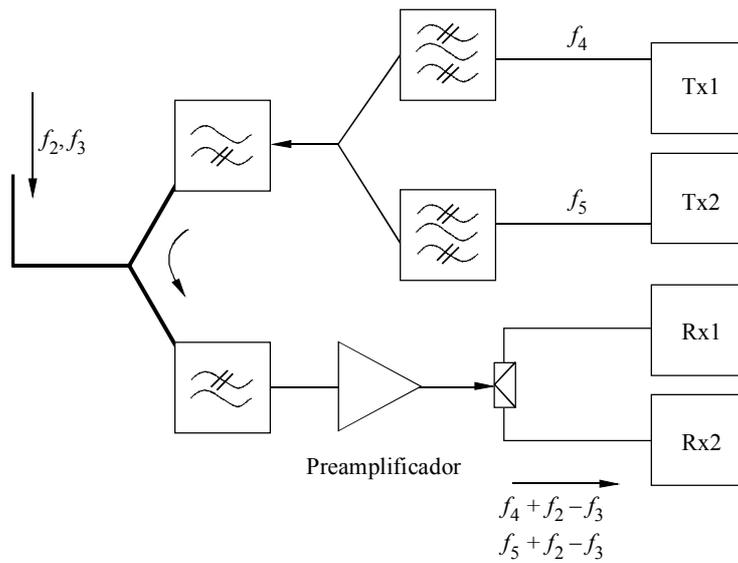
FIGURA 24
 IM_3 (MF/MF) a $2f_1 - f_2 = 83,3$ MHz (Rx1 interferente)



Rap 2021-24

FIGURA 25

IM₃ (MF/PMR) a $f_4 + f_2 - f_3 = 83,3$ MHz y $f_5 + f_2 - f_3 = 83,4$ MHz



Rap 2021-25

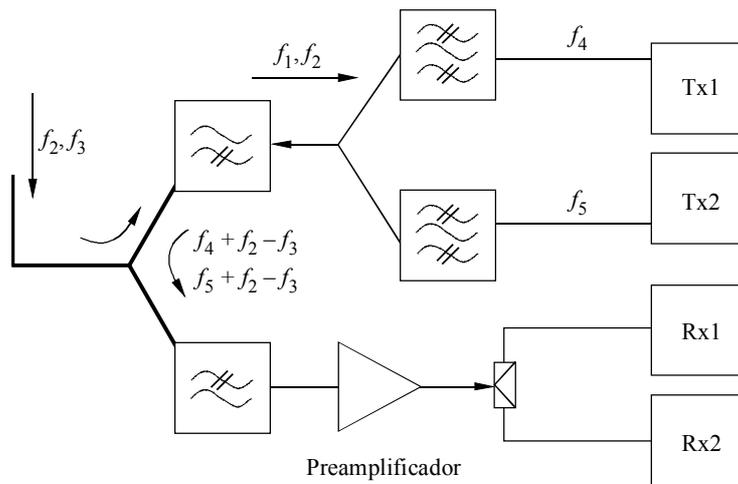
El ejemplo anterior de perturbación se da en emplazamientos radioeléctricos cuando la separación entre las frecuencias de las dos señales MF transmitidas es igual al doble de la separación de frecuencias de una estación de base PMR.

3.4.4 Intermodulación entre transmisores MF y PMR

Este mecanismo es menos crítico que el anterior pero puede dar a lugar a productos similares (véase la Fig. 26).

FIGURA 26

IM₃ (MF/PMR) a $f_4 + f_2 - f_3 = 83,3$ MHz y $f_5 + f_2 - f_3 = 83,4$ MHz



Rap 2021-26

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGHVAMI, A. H. y ROBERTSON, I. D. [abril de 1993] Power limitation and high-power amplifier non-linearities in on-board satellite communications systems. *Electron. and Comm. Engin. J.*
- ARTHANAYAKE, T. y WOOD, H. B. [8 de abril de 1971] Linear amplification using envelope feedback. *Elec. Lett.*
- BENNET, T. J. y CLEMENTS, R. F. [mayo de 1974] Feedforward – An alternative approach to amplifier linearisation. *Radio and Electron. Engin.*
- BHARGAVA, V. K. y otros [1981] *Digital Communications by Satellite*. John Wiley and Sons.
- BLACK, H. S. [octubre de 1928] Translating system. U.S. Patent No. 1686792.
- BLACK, H. S. [diciembre de 1937] Wave translating system. U.S. Patent No. 2102671.
- BOND F. E. y MEYER, H. F. [abril de 1970] Intermodulation effects in limiter amplifier repeaters. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-18, p. 127-135.
- CHADWICK, P. [1986] *Wideband Amplifier Applications Book*, Edition 2, Plessey Semiconductor.
- COLE, R. A. [diciembre de 1989] Linearisation of a power amplifier using cartesian loop feedback. Report No. 72/89/R/451/C. *Roke Manor Res.*
- ETSI [agosto de 1994] Norma ETR 132. Radio broadcasting systems; Code of practice for site engineering VHF FM sound broadcasting transmitters. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, Francia.
- ETSI [enero de 1995] Norma europea ETS 300 384. Radio broadcasting systems; Very high frequency (VHF), frequency modulated, sound broadcasting transmitters. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, Francia.
- ETSI [marzo de 1997] Norma europea ETS 300 113. Radio equipment and systems (RES); Land mobile service; Technical characteristics and test conditions for radio equipment intended for the transmission of data (and speech) and having an antenna connector. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, Francia.
- ETSI [junio de 1998] Norma ETR 053 Ed 3 – Radio site engineering for equipment and systems in the mobile service. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, Francia.
- GRAY, L. F. [1980] Application of broadband linearisers to satellite transponders. *IEEE Conf. Proc. ICC'80*.
- HEATHMAN, A. C. [1989] Methods for intermodulation prediction in communication systems. Ph. D. Thesis, University of Bradford, Reino Unido.
- IESS [noviembre de 1996] Norma IESS-401 (Rev. 4). Performance requirements for intermodulation products transmitted from INTELSAT earth stations. Intelsat Earth Station Standard (IESS).
- KAEADAR, K. [diciembre de 1986] Gaussian white-noise generation for digital signal synthesis. *IEEE Trans. Inst. and Meas.*, Vol. IM-35, 4.
- KAHN, L. R. [julio de 1952] SSB transmission by envelope elimination and restoration. *Proc. IRE*.
- MITCHELL, A. F. [noviembre de 1979] A 135 MHz feedback amplifier. *IEEE Colloq. Broadband High Frequency Amplifiers*.
- PETROVIC, V. y GOSLING, W. [10 de mayo de 1979] Polar loop transmitter. *Elec. Lett.*
- Pye Telecom [noviembre de 1978] Intermodulation in VHF and UHF radio systems – locating and minimizing the effects. *Engineering Notes*, Pub. Ref. No TSP480/1, Reino Unido.
- RA [abril de 1987] Code of practice for radio site engineering. MPT 1331. Radiocommunications Agency (RA). Reino Unido.
- SALEH, A. M. [mayo de 1982] Intermodulation analysis of FDMA satellite systems employing compensated and uncompensated TWT's. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-30, 5.
- SCHETZEN, M. [1980] *The Volterra and Wiener Theories of Non-linear Systems*. Wiley & Sons.
- SHAHID, M., SHEPHERD, S. J., LIN, B., KHAIRRUDDIN, I., y BARTON, S. K. [diciembre de 1996] Study of methods of measuring multi-carrier intermodulation performance. Report No. 581, ESA Purchase Order No. 142379 with University of Bradford, Reino Unido.
- SHIMBO, O. [febrero de 1971] Effects of intermodulation, AM-PM conversion, and additive noise in multicarrier TWT systems. *Proc. IEEE*, Vol. 59, p. 230-238.
- SMITH, C. N. [1986] Application of the polar loop technique to UHF SSB transmitters. Ph. D. Thesis, University of Bath.
- SMITH, C. N. y PETROVIC, V. [1982] Cartesian loop transmitter. Internal Research Report, University of Bath, School of Electrical and Electronic Engineering.
- TONDRYK, W. [1991] Intermodulation testing of the INMARSAT payload – Response to system PDR. Marconi Space Systems Ltd.
- WASSERMANN, M. y otros [1983] Study and breadboarding of an L-band high power linearized TWT amplifier. Final Report, ESTEC contract No. 5459/83/NL/GM.
- WOOD, A. [octubre de 1998] Radio interference: Sources and solutions. *LPR NEWS*, p. 21.

BIBLIOGRAFÍA

- PAVLIUK, A. [1977] Unification of measurement procedures for out-of-band emission spectra and peak envelope power of single-sideband radio transmitter measurements. *Proc. of the NIIR*, 4 (en ruso).

Descripción matemática de la generación de ruido de intermodulación en el transmisor

Para estimar la calidad del sistema en términos de la BER es preciso efectuar un análisis riguroso de los sistemas no lineales. Hay dos métodos clásicos para el análisis y la síntesis de los sistemas no lineales: en el primero se desarrolla la señal en una serie de Volterra [Schetzen, 1980]. En el segundo, debido a Wiener, se utilizan las funciones especiales de base para el desarrollo. Se trata de las funciones \mathbf{G} de Wiener que son ortogonales si se aplica ruido blanco gaussiano al sistema. Es la propiedad especial de autocorrelación del ruido blanco gaussiano la que le hace tan interesante para el análisis de los sistemas no lineales. La versión filtrada del ruido gaussiano auditivo blanco (AWGN), el movimiento browniano o el proceso de Wiener ofrecen aspectos especiales de su autocorrelación que se rigen por las reglas de los valores medios de los productos de variables aleatorias normales conjuntas.

1 Operadores de orden inferior

La señal de salida del sistema no lineal $y(t)$ puede expresarse mediante una serie de Volterra:

$$y(t) = \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \dots$$

donde \mathbf{H}_i es la representación abreviada del operador de Volterra aplicado a la entrada $x(t)$ del sistema. Los tres primeros operadores figuran a continuación. Las integrales de convolución se aplican entre $-\infty$; $+\infty$.

$$\mathbf{H}_0[x(t)] = h_0$$

$$\mathbf{H}_1[x(t)] = \int h_1(\tau) x(t - \tau) d\tau$$

$$\mathbf{H}_2[x(t)] = \iint h_2(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2$$

.....

Los coeficientes del operador integral pueden medirse mediante una variación del tiempo de excitación de los impulsos de entrada, por ejemplo, para el coeficiente de segundo orden $h_2(\tau_1, \tau_2)$: $x(t) = \delta(t - \tau_1) \delta(t - \tau_2)$. Un método mejor consiste en medir el coeficiente mediante la transcorrelación del ruido gaussiano blanco aplicado $n(t)$ como señal de entrada con la salida del sistema, $y_i(t)$. Estas ecuaciones son válidas si:

$$\Phi_{nn}(\tau) = A\delta(\tau)$$

que es la función de autocorrelación de la señal de entrada $x(t) = n(t)$ (ruido blanco gaussiano) en la que A es la densidad espectral de potencia de ruido. Los tres primeros coeficientes vienen dados por:

$$h_0 = \overline{y_0(t)}$$

$$h_1(\sigma) = \frac{1}{A} \overline{y_1(t) n(t - \sigma)}$$

$$h_2(\sigma_1, \sigma_2) = \frac{1}{2A^2} \overline{y_2(t) n(t - \sigma_1) n(t - \sigma_2)}$$

La línea superior indica el valor previsto o el valor medio temporal para los sistemas ergódicos. El método puede ampliarse a sistemas de orden superior utilizando operadores de Volterra de orden superior, \mathbf{H}_n . No obstante, los operadores de Volterra de orden diferente no son ortogonales y, por tanto, surgen ciertas dificultades al desarrollar un sistema desconocido en una serie de Volterra.

Estas dificultades pueden obviarse mediante las funciones \mathbf{G} de Wiener que son ortogonales con los operadores de Volterra de orden inferior, si el ruido blanco gaussiano excita el sistema.

Las tres primeras funciones \mathbf{G} de Wiener son:

$$\mathbf{G}_0[x(t)] = k_0$$

$$\mathbf{G}_1[x(t)] = \int k_1(\tau_1) x(t - \tau_1) d\tau_1$$

$$\mathbf{G}_2[x(t)] = \iint k_2(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 - A \int k_2(\tau_1, \tau_1) d\tau_1$$

$$\mathbf{G}_3[x(t)] = \iiint k_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) x(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 - 3A \iint k_3(\tau_1, \tau_2, \tau_2) x(t - \tau_1) d\tau_1 d\tau_2$$

Para estas funciones se da:

$$\overline{\mathbf{H}_m[n(t)] \mathbf{G}_n[n(t)]} = 0 \quad \text{para} \quad m < n$$

si la señal de entrada $n(t)$ es ruido blanco gaussiano.

2 Ejemplo 1: Dispositivo de ley cuadrática imperfecta

En la Fig. 3, la dos señales de datos $x_1(t)$ y $x_2(t)$ se filtran linealmente mediante dispositivos con respuestas impulsivas $h_a(t)$ et $h_b(t)$ en bandas de frecuencia adyacentes. La señal suma compuesta, y , se distorsiona seguidamente mediante un dispositivo de ley cuadrática imperfecta que puede ser el modelo de un transmisor amplificador. La relación entrada-salida del dispositivo no lineal viene dada por:

$$z(t) = y(t) + ay^2(t)$$

Las señales de entrada $x_1(t)$ y $x_2(t)$ tienen origen en una sola señal $x(t)$, a causa de la separación espectral de los filtros $h_a(t)$ et $h_b(t)$.

La señal de salida $z(t)$ se determina por tanto mediante:

$$z(t) = \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)] x(t - \tau) d\tau + a \left\{ \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)] x(t - \tau) d\tau \right\}^2$$

Los operadores de Volterra de primer y segundo orden, \mathbf{H}_1 y \mathbf{H}_2 para este ejemplo se determinan consecuentemente mediante los coeficientes:

$$h_1(\tau) = h_a(\tau) + h_b(\tau)$$

y

$$h_2(\tau_1, \tau_2) = h_a(\tau_1) [h_a(\tau_2) + h_b(\tau_2)] + h_b(\tau_1) [h_a(\tau_2) + h_b(\tau_2)]$$

Este coeficiente $h_2(\tau_1, \tau_2)$ es simétrico, de forma que:

$$h_2(\tau_1, \tau_2) = h_2(\tau_2, \tau_1)$$

La transformada del coeficiente de segundo orden $H_2(\omega_1, \omega_2)$ se obtiene mediante la transformada de Fourier bidimensional respecto a τ_1 et τ_2 , y puede deducirse de:

$$H_2(\omega_1, \omega_2) = \{H_a(\omega_1) [H_a(\omega_2) + H_b(\omega_2)] + H_b(\omega_1) [H_a(\omega_2) + H_b(\omega_2)]\}$$

mediante manipulaciones elementales. $H_a(\omega)$ y $H_b(\omega)$ son las transformadas de Fourier de $h_a(t)$ et $h_b(t)$. Con la transformada $X(\omega)$ de la señal de entrada $x(t)$, se obtiene una transformada bidimensional artificial $Z_2(\omega_1, \omega_2)$:

$$Z_{(2)}(\omega_1, \omega_2) = H_2(\omega_1, \omega_2) X(\omega_1) X(\omega_2)$$

con la inversa bidimensional $Z_2(t_1, t_2)$. La señal de salida $z(t)$ es:

$$z(t) = z_{(2)}(t, t)$$

La transformada $Z(\omega)$ de $z(t)$ puede obtenerse mediante convolución:

$$Z(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int Z_{(2)}(\omega_1, \omega - \omega_1) d\omega_1$$

en la que la integración se efectúa entre $-\infty$ y $+\infty$.

La señal de salida $z(t)$ puede también representarse mediante el empleo de funciones \mathbf{G} de Wiener:

$$z(t) = \mathbf{G}_0 + \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2 + \dots$$

donde \mathbf{G}_i es la notación simplificada de $\mathbf{G}_i[x(t)]$. Los dos primeros operadores son:

$$\mathbf{G}_0[x(t)] = -A \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)]^2 d\tau = \text{const}$$

$$\mathbf{G}_1[x(t)] = \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)] x(t - \tau) d\tau$$

El operador \mathbf{G}_1 se hace igual a \mathbf{H}_i en este ejemplo. Cuando $x(t)$ es igual al ruido blanco gaussiano $x(t) = n(t)$:

$$\overline{\mathbf{G}_1[n(t)]} h_0 = 0 \quad \text{para todos los } h_0$$

Especialmente:

$$\overline{\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_0} = 0$$

$$\mathbf{G}_2[x(t)] = \int [h_a(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_a(\tau_1) h_b(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_b(\tau_2)]$$

$$x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 - A \int [h_a(\tau_1) + h_b(\tau_1)]^2 d\tau_1$$

La consecuencia es que:

$$\overline{\mathbf{G}_2 h_0} = h_0 \int [h_a(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_a(\tau_1) h_b(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_b(\tau_2)]$$

$$\overline{n(t - \tau_1) n(t - \tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 - h_0 A \int [h_a(\tau_1) + h_b(\tau_1)]^2 d\tau_1$$

y

$$\overline{\mathbf{G}_2 h_0} = 0 \quad \text{porque} \quad \overline{n(t - \tau_1) n(t - \tau_2)} = A\delta(\tau_1 - \tau_2)$$

y de forma similar:

$$\overline{\mathbf{G}_2 \mathbf{H}_1} = 0 \quad \text{para todos los } \mathbf{H}_1$$

En esta ecuación interviene la media del producto de tres variables aleatorias gaussianas conjuntas de media cero, que es nula.

Los coeficientes de Wiener pueden determinarse aplicando al sistema ruido blanco gaussiano y obteniendo el promedio de algunos productos de la salida del sistema y del proceso de excitación con ruido $n(t)$.

$$k_0 = \overline{z(t)}$$

$$k_1(\tau) = \frac{1}{A} \overline{z(t) n(t - \tau)}$$

y

$$k_2(\tau_1, \tau_2) = \frac{1}{2A^2} \overline{z(t) n(t - \tau_1) n(t - \tau_2)}$$

La Fig. 4 muestra la parte superior de los espectros de potencia de las señales y_1 y y_2 conforme a la Fig. 3, en donde los filtros h_a y h_b forman las bandas de frecuencia adyacentes para la transmisión en dos canales. Se supone aquí que los espectros P_a y P_b tiene una forma gaussiana. La parte inferior de la Fig. 4 ilustra las distintas contribuciones espectrales que se producen mediante un dispositivo de ley cuadrática consistentes en $P_a * P_a$, $P_a * P_b$, $P_b * P_b$. No hay ninguna parte del espectro distorsionado que caiga en las bandas de frecuencia originales $f_0 - 1/T \leq f \leq f_0$ y $f_0 \leq f \leq f_0 + 1/T$.

3 Ejemplo 2: Sistema de tercer orden

Para señales moduladas en RF, la distorsión de modulación en la banda de frecuencias propia es debida a no linealidades de tercer orden. Por este motivo, el dispositivo de ley cuadrática imperfecta de la Fig. 3 se sustituye ahora por un dispositivo cúbico imperfecto cuya relación entrada-salida es:

$$z(t) = y(t) + ay^3(t)$$

Si sólo se considera el término de intermodulación que distorsiona la señal en su propia banda de frecuencias, la transformada del operador de Volterra de tercer orden $Z_{(3)}(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ es:

$$Z_{(3)}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = a \prod_{i=1}^3 [H_a(\omega_i) + H_b(\omega_i)] X(\omega_i)$$

La parte de intermodulación del espectro de $z(t)$ viene ahora dada por:

$$Z(\omega) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint Z_{(3)}(\omega - \mu_1, \mu_1 - \mu_2, \mu_2) d\mu_1 d\mu_2$$

No obstante, para un dispositivo cúbico que sustituye al de ley cuadrática, hay varias contribuciones de ruido de intermodulación que caen en los canales utilizados próximos a f_0 . La Fig. 5 representa las distintas partes $P_a * P_a * P_a \dots P_b * P_b * P_b$. La línea rosa representa la suma de las distorsiones.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

SCHETZEN, M. [1980] *The Volterra and Wiener Theories of Non-linear Systems*. Wiley & Sons.