

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 393 538**

51 Int. Cl.:

H03F 1/32 (2006.01)

H04L 27/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **10176567 .5**

96 Fecha de presentación: **14.09.2010**

97 Número de publicación de la solicitud: **2296266**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **16.03.2011**

54

Título: **Sistema y procedimiento de linealización de amplificador multiportadora**

30

Prioridad:

14.09.2009 US 242060 P

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:

26.12.2012

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:

26.12.2012

73

Titular/es:

**HER MAJESTY THE QUEEN IN RIGHT OF
CANADA, REPRESENTED BY THE MINISTER OF
INDUSTRY, VIA COMMUNICATIONS RESEARCH
CENTRE CANADA (100.0%)
3701 Carling Avenue
Ottawa, Ontario K2H 8S2, CA**

72

Inventor/es:

**HUANG, XINPING;
ZHU, ZHIWEN y
CARON, MARIO**

74

Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 393 538 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Sistema y procedimiento de linealización de amplificador multiportadora.

Campo técnico

5 La presente invención se refiere, en general, a sistemas de comunicación multifrecuencia con no linealidades en la transmisión y, más particularmente, se refiere a un procedimiento y a un circuito para pre-compensar las distorsiones no lineales experimentadas por una señal multiplexada en frecuencia en dichos sistemas.

Antecedentes de la invención

10 Muchos sistemas de comunicación tienen elementos o sub-sistemas que introducen distorsiones no lineales no deseadas en las señales que transmiten. Por ejemplo, los transmisores de señales de radio de señales de comunicación inalámbricas incluyen, típicamente, amplificadores de potencia (AP) en su salida, los cuales tienen, frecuentemente, características de entrada-salida no lineales y, por lo tanto, introducen distorsiones no lineales en la señal inalámbrica de salida. La linealización de un AP ha sido un problema complejo, especialmente para sistemas de comunicación multiportadora. Una cuestión clave en dicha linealización es caracterizar la distorsión no lineal de la señal multiportadora, causada por la no linealidad del AP. Una vez que el efecto de la no linealidad del AP sobre la señal está caracterizado, de manera adecuada, la señal que entra al AP puede ser pre-distorsionada de manera que pre-compense la no linealidad del AP, reduciendo la distorsión no lineal de la señal de salida a un nivel adecuadamente bajo.

15 La patente US 6.885.241, que tiene inventores comunes con la presente solicitud y fue asignada al cesionario de la presente solicitud, divulga un enfoque basado en el tipo para generar una función de pre-distorsión de banda base para pre-compensar las señales de frecuencia única antes de que entren al AP. Aunque el procedimiento divulgado en la patente 6.885.241 puede ser configurado para su uso con señales multifrecuencia en las que el número de canales de frecuencia multiplexada es pequeño, no proporciona una buena estimación de la compensación de fase requerida cuando la señal contiene un gran número de portadoras asíncronas multiplexadas.

20 Un objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento y un circuito para compensar las distorsiones no lineales de las señales multiplexadas en frecuencia en los sistemas de comunicación multiportadora.

Resumen de la invención

25 Consiguientemente, la presente invención se refiere a un procedimiento para compensar la distorsión no lineal de una señal multiplexada en frecuencia (MF) en un amplificador, que comprende las etapas siguientes: a) pre-distorsionar la señal MF antes de pasarla a través del amplificador según un o más parámetros de pre-distorsión ajustables; b) pasar la señal MF a través del amplificador para obtener una señal MF de salida; c) muestrear al menos una parte de la señal MF de salida para obtener una señal muestreada que comprende una secuencia de muestras de señal; d) calcular una matriz de correlación de señal de tamaño $N \times N$ para la señal muestreada, donde N es un entero mayor que un número K de canales de frecuencia en la señal MF, en la que $K > 1$; e) estimar una relación de señal a distorsión (RSD), o un valor relacionado con la misma, en base a la matriz de correlación de señal; y f) repetir, de manera iterativa, las etapas a) a e) mientras se varía el uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables para aumentar la RSD.

30 Según un aspecto del procedimiento, la RSD se estima en base a una relación de valores propios de la matriz de correlación. En una realización, el procedimiento comprende calcular una relación de uno o más valores propios más grandes con respecto a uno o más valores propios más pequeños. En una realización, el procedimiento comprende calcular una relación de una suma de los K valores propios más grandes y una suma de los $(N-K)$ valores propios más pequeños. En una realización, la etapa de calcular la matriz de correlación comprende calcular N coeficientes de autocorrelación diferentes de la señal muestreada.

35 Otro aspecto de la presente invención se refiere a un circuito que comprende un amplificador que tiene un puerto de entrada para recibir una señal multiplexada en frecuencia (MF) de entrada que comprende K canales de frecuencia, y un puerto de salida para sacar una señal MF de salida, en el que el amplificador introduce distorsiones no lineales en la señal MF de entrada mientras forma, a partir de la misma, la señal MF de salida. El circuito comprende además un pre-distorsionador, acoplado al puerto de entrada del circuito no lineal, para pre-distorsionar la señal MF de entrada según uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables antes de pasarla a través del amplificador, un muestreador de señal, acoplado al puerto de salida del amplificador, para muestrear al menos una parte de la señal MF de salida para obtener una señal de salida muestreada, y un controlador, acoplado operativamente entre el muestreador de señales y el circuito de pre-distorsión, para recibir la señal de salida muestreada y para generar iterativamente el uno o más parámetros pre-distorsión ajustables. El controlador comprende además un módulo de cálculo de correlación para calcular una matriz de correlación de tamaño $N \times N$ para la señal de salida muestreada, donde N es un entero mayor que K , un módulo de cálculo de RSD, acoplado operativamente al módulo de cálculo de correlación, para calcular una relación señal a distorsión (RSD) en base a la matriz de correlación, y un generador de pre-distorsión, acoplado operativamente al módulo de cálculo de RSD, para generar el uno o más parámetros de pre-distorsión dependiendo de la RSD.

Breve descripción de los dibujos

La invención se describirá, en mayor detalle, con referencia a los dibujos adjuntos, que representan realizaciones preferentes de la misma, en los que los elementos similares se indican con números de referencia similares, y en los que:

- 5 La Fig. 1 es un diagrama de bloques esquemático de un circuito con pre-compensación de distorsiones no lineales según la presente invención;
- La Fig. 2 es un diagrama de bloques esquemático de una primera implementación de un transmisor multiportadora en cuadratura con pre-compensación de distorsiones no lineales y una conversión descendente vectorial en un circuito de realimentación;
- 10 La Fig. 3 es un diagrama de bloques esquemático de una segunda implementación de un transmisor multiportadora en cuadratura con pre-compensación de distorsiones no lineales y una conversión descendente escalar en el circuito de realimentación;
- La Fig. 4 es un diagrama de bloques esquemático de un controlador de pre-distorsionador ejemplar según una realización de la presente invención;
- 15 La Fig. 5 es un diagrama de bloques esquemático de un módulo de cálculo de matriz de correlación según una realización de la presente invención;
- La Fig. 6 es un gráfico que muestra gráficas de amplitud (panel superior) y de fase (panel inferior) de salida no lineal característicos de un AP N° 1 (amplificador de tubo de ondas progresivas);
- La Fig. 7 es un gráfico que muestra gráficas de amplitud (panel superior) y de fase (panel inferior) de salida no lineal característicos de un AP N° 2 (amplificador de potencia de estado sólido);
- 20 La Fig. 8 es una ilustración gráfica de la distribución de valores propios según las simulaciones;
- La Fig. 9 es un gráfico que muestra partes ampliadas de la distribución de valores propios de la Fig. 8;
- La Fig. 10 es un gráfico que muestra las características de salida del AP N° 1 (curvas de puntos), las funciones de pre-distorsión correspondientes generadas en las simulaciones por la 1ª implementación (Fig. 2) de la presente invención (curvas de trazos), y las características compensadas resultantes (curvas continuas) para la amplitud (panel superior) y la fase (panel inferior) de la señal de salida;
- 25 La Fig. 11 es un gráfico que muestra gráficas simuladas del espectro de salida del AP N° 1 con y sin la linealización según la 1ª implementación (Fig. 2) de la presente invención;
- La Fig. 12 es un gráfico que muestra las constelaciones simuladas de la señal de salida del AP N° 1 con y sin la linealización según la 1ª aplicación (Fig. 2);
- 30 La Fig. 13 es un gráfico que muestra las características de salida del AP N° 2 (curvas de puntos), las funciones de pre-distorsión correspondientes generadas en simulaciones por la 1ª implementación (Fig. 2) de la presente invención (curvas de trazos), y las características compensadas resultantes (curvas continuas) para la amplitud (panel superior) y la fase (panel inferior) de la señal de salida;
- La Fig. 14 es un gráfico que muestra gráficas simuladas del espectro de salida del AP N° 2 con y sin la linealización según la 1ª implementación (Fig. 2) de la presente invención;
- 35 La Fig. 15 es un gráfico que muestra las constelaciones simuladas de la señal de salida del AP N° 2 con y sin la linealización según la 1ª implementación (Fig. 2);
- La Fig. 16 es un gráfico que muestra las características de salida del AP N° 1 (curvas de puntos), las funciones de pre-distorsión correspondientes generadas en simulaciones por la 2ª implementación (Fig. 3) de la presente invención (curvas de trazos), y las características compensadas resultantes (curvas continuas) para la amplitud (panel superior) y la fase (panel inferior) de la señal de salida;
- 40 La Fig. 17 es un gráfico que muestra gráficas simuladas del espectro de salida del AP N° 1 con y sin la linealización según la 2ª implementación (Fig. 3) de la presente invención;
- La Fig. 18 es un gráfico que muestra las constelaciones simuladas de la señal de salida del AP N° 1 con y sin la linealización según la 2ª implementación (Fig. 3);
- 45 La Fig. 19 es un gráfico que muestra las características de salida del AP N° 1 (curvas de puntos), las funciones de pre-distorsión correspondientes generadas en simulaciones por la 1ª implementación (Fig. 2) de la presente invención (curvas

de trazos), y las características compensadas resultantes (curvas continuas) para la amplitud (panel superior) y la fase (panel inferior) de la señal de salida;

La Fig. 20 es un gráfico que muestra gráficas simuladas del espectro de salida del AP N° 2 con y sin la linealización según la 2ª implementación (Fig. 3) de la presente invención;

5 La Fig. 21 es un gráfico que muestra constelaciones simuladas de la señal de salida del AP N° 2 con y sin la linealización según la 2ª implementación (Fig. 3);

La Fig. 22 es un gráfico que muestra los espectros de salida medidos de un AP con y sin la linealización según la 1ª implementación (Fig. 2) de la presente invención;

10 La Fig. 23 es un gráfico que muestra los espectros de salida medidos de un AP con y sin la linealización según la 2ª implementación (Fig. 3) de la presente invención.

Descripción detallada

En la descripción detallada siguiente, se exponen numerosos detalles específicos con el fin de proporcionar una comprensión completa de la invención. Sin embargo, las personas con conocimientos ordinarios en la materia entenderán que la presente invención puede ponerse en práctica sin estos detalles específicos. En otros casos, los métodos, procedimientos, componentes y circuitos bien conocidos no se han descrito en detalle para no oscurecer la presente invención.

15 Algunas partes de la descripción detallada, a continuación, se presentan en términos de algoritmos y representaciones simbólicas de operaciones sobre bits de datos o señales digitales binarias dentro de una memoria de ordenador. Estas representaciones y descripciones algorítmicas pueden ser las técnicas usadas por las personas con conocimientos en la materia para trasladar la esencia de su trabajo a otras personas con conocimientos en la materia.

A menos que se especifique lo contrario, tal como resulta evidente en las exposiciones siguientes, se aprecia que en todas las descripciones de especificación que utilizan términos tales como "procesamiento", "computación", "cálculo", "determinación" o similares, se refieren a la acción y/o los procedimientos de un ordenador o sistema informático, o dispositivo electrónico de computación similar, que manipula y/o transforma los datos representados como físicos, tales como cantidades electrónica dentro de los registros y/o memorias del sistema informático en otros datos representados de manera similar como cantidades físicas en las memorias, registros del sistema informático u otros dispositivos de almacenamiento, transmisión o visualización de información similares.

25 Además, el término "circuito", en el contexto de la presente especificación, significa un único componente o una multiplicidad de componentes, activos y/o pasivos, que están dispuestos para cooperar entre sí para proporcionar una función deseada, y puede estar implementado, al menos parcialmente, en firmware y/o software.

El término "señal" significa al menos una señal de RF, una señal de corriente, una señal de voltaje o una señal de datos, y puede significar una señal compleja, tal como una señal compuesta de señales I y Q en cuadratura.

35 La expresión "señal modulada", tal como se usa en la presente memoria, incluye señales de CA portadoras moduladas que tienen una frecuencia de portadora diferente de cero, y que tienen su frecuencia, fase y/o amplitud modulada según un formato de modulación predeterminado con una secuencia de símbolos de información, y señales de modulación que tienen una portadora CC, tales como señales de datos binarios o de múltiples niveles, usadas para modular uno de los parámetros de una señal portadora de CC. Las expresiones "formato de modulación" y "esquema de modulación" se usan en la memoria, de manera intercambiable.

40 Las realizaciones ejemplares de un circuito para compensar las distorsiones experimentadas por una señal multiportadora en un circuito no lineal se describirán ahora, en detalle, con referencia a los diagramas de bloques mostrados en las Figs. 1 a 4, en las que los elementos similares se indican con números de referencia similares. Cada bloque en los diagramas mostrados en las Figs. 1 a 4 es una unidad funcional del circuito, y se adopta para realizar una o varias etapas del procedimiento de la presente invención para compensar las distorsiones no lineales de la señal multiportadora en un realización del mismo; estas etapas se describirán también, más adelante, en la presente memoria, en conjunción con la descripción de los bloques funcionales correspondientes del circuito.

45 Con referencia, en primer lugar, a la Fig. 1, se muestra un diagrama de bloques simplificado de un aparato 1 con compensación para distorsiones no lineales de una señal multiportadora, multiplexada en frecuencia (MF), de entrada según una realización de la presente invención. El aparato 1, que también se denomina en adelante, en la presente memoria, circuito 1, incluye un circuito no lineal (CNL) 37 para realizar una función deseada sobre la señal MF que pasa a través suyo. El CNL 37 tiene un puerto 7 de entrada para recibir la señal MF 3, y un puerto 9 de salida para sacar la señal MF después de que pasa a través del mismo. En adelante, la señal MF antes de entrar al CNL 37 se denomina como señal MF 3 de entrada, y después de pasar el CNL 37 como la señal MF 5 de salida. El CNL 37 está precedido

operativamente por un pre-distorsionador (PD) 33, que está acoplado al puerto 7 de entrada del CNL 37 para pre-distorsionar la señal MF 3 para pre-compensar las distorsiones no lineales en el CNL 37, tal como se describe en detalle a continuación. Un circuito 99 de realimentación está acoplado entre el puerto 9 de salida del CNL 37 y un puerto 22 de control del pre-distorsionador 33; su función es controlar el funcionamiento del pre-distorsionador 33 en función de la señal MF 5 de salida en el puerto 9 de salida del CNL 37. En funcionamiento, el circuito 99 de realimentación recibe la señal MF 5 de salida desde el puerto 9 de salida, o al menos una parte de la misma derivada desde el puerto 9 de salida usando un acoplador 45 de derivación, y estima la distorsión no lineal que está presente en la señal MF 5 de salida del CNL 37, para permitir que el pre-distorsionador 33 lo pre-compense. El circuito 99 de realimentación puede operar iterativamente, ajustando repetidamente una función de pre-distorsión aplicada a la señal MF 3 de entrada por el pre-distorsionador 33 hasta que la distorsión no lineal, medida por el circuito 99 de realimentación, se reduce suficientemente.

El circuito 99 de realimentación incluye un circuito 65 de muestreo, denominado también, en adelante, en la presente memoria, muestreador 65, que está seguido operativamente por un controlador 88 para controlar el pre-distorsionador 33. El controlador 88 incluye varios bloques funcionales, tales como un módulo 11 de cálculo de correlación, que también se denomina, en adelante, en la presente memoria, como calculador de matriz de correlación (CMC), un módulo 14 de cálculo de RSD, que se denomina también, en adelante, en la presente memoria, calculador RSD, y un generador 17 de pre-distorsión (GPD), en el que la abreviatura 'RSD' se refiere a "relación señal a distorsión". El CMC 11, el calculador 14 de RSD y el GPD 17 pueden estar materializados como módulos de software o firmware definidos dentro de un único procesador o múltiples procesadores, o con una lógica de hardware dedicada.

Según realizaciones de la presente invención, el controlador 88 utiliza una técnica novedosa para estimar las distorsiones no lineales de una señal en una cadena de transmisión de un sistema de comunicación multiportadora. La técnica se basa en la comprensión de que una señal multiportadora compuesta de K portadoras moduladas puede ser caracterizada en un espacio N-dimensional, con $N > K$, y que este espacio N-dimensional puede ser descompuesto en un subespacio de señal, de dimensión K, y un subespacio ortogonal de "ruido", de dimensión (N-K). En ausencia de no linealidad, el subespacio de señal contiene toda o casi toda la energía de la señal, mientras que el subespacio de ruido es un espacio sin, o prácticamente sin, energía de señal. Sin embargo, en presencia de no linealidad, los productos de inter-modulación e intra-modulación hacen que la energía se propague al subespacio de 'ruido' en forma de energía de distorsión, reduciendo, de esta manera, la relación de la energía del subespacio de señal con respecto a la energía del subespacio de ruido. La reducción en la relación es generalmente proporcional a la no linealidad en la cadena de transmisión, cuyo efecto sobre la señal MF puede reducirse usando una función de pre-distorsión, o un conjunto de parámetros de pre-distorsión, que maximicen la relación de energía de la señal con respecto a la energía de distorsión (RSD). Esta técnica novedosa se describe, a continuación, en detalle, con referencia a realizaciones ejemplares del procedimiento y del circuito de la presente invención.

Para ayudar en la descripción, en adelante, en la presente memoria, se usarán las notaciones y definiciones siguientes. Se supone que la señal MF 3 de entrada está compuesta de una pluralidad de canales de frecuencia independientes, con un número entero $K > 1$ que indica el número de canales de frecuencia que están presentes en la señal MF. Las expresiones "multiportadora" y "multiplexada en frecuencia" se usan en la presente memoria, de manera intercambiable, para hacer referencia a las señales formadas por señales multiportadora que tienen frecuencias portadoras diferentes. La expresión "canal de frecuencia" se refiere a una señal portadora modulada $s_k(t)$ que tiene una frecuencia portadora $\Omega_k = 2\pi f_k$ que es específica del canal de frecuencia; aquí, $k = 1, \dots, K$ es un índice entero de canal. Matemáticamente, la k-ésima señal portadora puede ser descrita por la ecuación (1):

$$s_k(t) = a_k(t)e^{j(\Omega_k t + \Phi_k(t))}, \quad (1)$$

en la que $a_k(t)$ indica una amplitud y $\Phi_k(t)$ indica una fase de la señal del k-ésimo canal, y t indica el tiempo.

En una realización, los K canales de frecuencia se multiplexan sumando sus señales respectivas en la banda base. Una representación de banda base de la señal MF en el puerto 7 de entrada del CNL 37, que se indica aquí como $x(t)$, puede ser expresada matemáticamente con la ecuación siguiente (2):

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a_k(t)e^{j(\Omega_k t + \Phi_k(t))}, \quad (2)$$

En el funcionamiento, el circuito 37 no lineal introduce distorsiones no lineales no deseadas en la señal MF; una representación de banda base de la señal MF 5 de salida producida por el CNL 37 en su puerto 9 de salida se indicará como $y(t)$. La expresión "circuito no lineal" se usa aquí para hacer referencia a un circuito que, después de recibir una señal de entrada en su puerto de entrada, saca una señal de salida que está relacionada, de manera no lineal, con la señal de entrada, de manera que, por ejemplo, una potencia de salida del circuito es escalada, de manera no lineal, con una potencia de entrada al circuito.

Las realizaciones ejemplares de la presente invención, descritas en la presente memoria, se refieren a circuitos 37 no lineales, que sacan una señal $y(t)$ que tiene tanto un componente lineal deseado con respecto a la señal $x(t)$ de entrada, como un componente no lineal no deseado con respecto a la señal $x(t)$ de entrada, con el componente no lineal no deseado denominado también como distorsión no lineal. A modo de ejemplo, el circuito 37 no lineal puede ser un amplificador que tiene un coeficiente g_1 de ganancia lineal, en cuyo caso la señal MF de salida puede expresarse como sigue:

$$y(t) = g_1 \cdot x(t) + d_x(t) \quad (3)$$

Aquí $d_x(t)$ indica la distorsión no lineal introducida por el circuito 37 no lineal; $d_x(t)$ es una función no lineal de la señal $x(t)$ MF de entrada y se define por las características no lineales del amplificador 37. Para simplificar la descripción siguiente, en adelante, en la presente memoria, se supondrá que el coeficiente de ganancia lineal $g_1 = 1$; sin embargo, se apreciará que el procedimiento descrito en la presente memoria sigue siendo válido para cualquier valor del coeficiente de ganancia lineal.

En muchas aplicaciones prácticas, la presencia de esta distorsión no lineal en la señal MF 5 de salida no es deseable. Consiguientemente, la función del circuito 99 de realimentación es estimar, en primer lugar, la distorsión no lineal de la señal MF de salida y , a continuación, en base a esta estimación, seleccionar una función de pre-distorsión adecuada para el pre-distorsionador 33 para minimizar, o al menos reducir, la distorsión no lineal en la señal MF de salida a un nivel adecuadamente bajo.

El funcionamiento del circuito 99 de realimentación puede describirse, en general, como se indica a continuación. En primer lugar, la señal MF 5 de salida, o una fracción de la misma según una relación de derivación del acoplador 45 de derivación, es recibida por el muestreador 65. El muestreador 65 muestrea, es decir, mide la señal MF 5 de salida en una frecuencia de muestreo r_s que satisface el teorema de muestreo de Nyquist para cubrir toda la banda de frecuencias abarcada por los K canales de la frecuencia. Indicando el ancho de banda total de frecuencia ocupado por los K canales como B_K , esto corresponde a un requisito de

$$r_s > 2B_K. \quad (4)$$

El muestreador 65 saca una señal MF 128 muestreada en la forma de una secuencia $y(n)$ de muestras de señal, donde el índice discreto $n = 1, 2, \dots$ indica muestras de señal consecutivas. Usando las ecuaciones (1) a (3) y el índice de tiempo discreto n , las muestras de señal en la salida del muestreador 65 pueden describirse como

$$y(n) = x(n) + d_x(n) = \sum_{k=1}^K a_k(n) e^{j(\omega_k n + \phi_k(n))} + d_x(n) \quad (5)$$

La señal muestreada $y(n)$ se proporciona al CMC 11, que calcula, a partir de la misma, una matriz \mathbf{R} de correlación de un tamaño $\mathbf{N} \times \mathbf{N}$, donde \mathbf{N} indica el número de columnas y el número de filas de la matriz \mathbf{R} ; \mathbf{N} es mayor que K y aquí se hace referencia al mismo como el orden de la matriz. En el contexto de la presente especificación, el cálculo de una matriz se entiende como el cálculo de todos los elementos de la matriz necesarios para definir la matriz, y almacenarlos en una memoria legible por ordenador, de una manera ordenada, de manera que cualquier elemento $R(i, j)$ de la matriz pueda ser accedido cuando sea necesario, en el que los índices i y j indican columnas y filas de la matriz, respectivamente. El orden \mathbf{N} de la matriz puede ser cualquier valor mayor que el número K de portadoras. Si K es conocido, una elección conveniente es $\mathbf{N} \approx 2K$, de manera que tanto el subespacio de señal como el subespacio de ruido tienen aproximadamente la misma dimensión. Si K es desconocido, puede ser estimado a partir de la medición, por ejemplo, usando un criterio teórico de información, tal como el criterio teórico de información de Akaike (AIC) o el criterio de mínima longitud de descripción (MDL), que son conocidos en la técnica, o en base a la distribución de valores propios, tal como se describe a continuación.

En base a la matriz de correlación calculada o, más particularmente, una relación de sus valores propios correspondientes a los sub-espacios de señal y de ruido, el calculador 14 de RSD genera una estimación de la RSD, o un valor relacionado con la misma, esta estimación proporciona una medida conveniente de la distorsión no lineal en la señal MF en la salida del CNL 37.

Repitiendo este procedimiento de medición de RSD, es decir, muestreando la señal de salida, calculando la matriz de correlación y estimando, a partir de la misma, la RSD, mientras se varía una función de pre-distorsión que el pre-distorsionador 33 aplica a la señal MF 3 de entrada, puede encontrarse una función de pre-distorsión adecuada que pre-compense la distorsión no lineal en el CNL 37, para aumentar la RSD a un nivel suficientemente alto.

El procedimiento de la medición de RSD en base a la señal MF recibida puede entenderse adicionalmente analizando las propiedades de la matriz de correlación de la señal MF 128 de salida muestreada.

La matriz R de correlación de tamaño $N \times N$ puede ser expresada matemáticamente usando notaciones vectoriales, tal como se explica a continuación

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{y} \bullet \mathbf{y}^H\} \quad (7)$$

5 en la que el superíndice "H" indica la conjugada compleja y la traspuesta de una matriz o vector, $E\{\}$ indica un promedio de un conjunto, e \mathbf{y} es un vector compuesto de N muestras de señal consecutivas $y(n+1)$ a $y(n+N)$; representa una subsección de la señal 128 muestreada de longitud N que empieza con la muestra $y(n+1)$ y que consiste en una secuencia de N muestras de señal:

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N) \end{pmatrix}, \quad (8)$$

10 En la ecuación (8) el índice n de tiempo discreto se elimina ya que el promedio $E\{\}$ en la ecuación (7) se realiza sobre un amplio intervalo de índices n de muestra de partida.

La matriz \mathbf{R} de correlación de una señal muestreada es una matriz simétrica, cuya entrada i, j , $R(i, j)$ es un coeficiente de auto-correlación de la señal muestreada con un retardo de tiempo discreto $(i-j)$, es decir, un valor promedio de un producto de una primera muestra de señal $y(n-i)$ por una segunda muestra de la señal $y(n-j)$ que está retrasada respecto a la primera muestra de señal en $(i-j)$ muestras, $1 \leq i, j \leq N$:

$$R(i, j) = E\{y(n-i) \times y^*(n-j)\}. \quad (6)$$

15 en la que el superíndice "*" indica la conjugada compleja de un número complejo. El promedio de conjunto $E\{\}$ en la ecuación (6) puede ser aproximado por un promedio sobre una sección suficientemente larga de la señal 128 muestreada, que contiene, preferentemente, más de uno, y más preferentemente muchos, por ejemplo 100 o más, períodos de símbolos de cada una de las portadoras $s_k(t)$ moduladas. Para una señal estacionaria, es decir, una señal cuyas propiedades estadísticas no dependen del tiempo, la ecuación (6) puede ser reescrita como:

$$R(i, j) = R^*(j, i) = E\{y(n) \times y^*(n+i-j)\} \equiv r(i-j), \quad (6a)$$

25 en la que el retardo de muestras discretas $|i-j|$ varía entre 0 y $N-1$, y $r(r-j) = r^*(j-i)$. Consiguientemente, en una realización, el cálculo de la matriz \mathbf{R} de correlación puede implicar calcular al menos N diferentes coeficientes $r(p)$ de autocorrelación de la señal muestreada, que corresponden a los valores p de retardo de muestra entre 0 y $N-1$, y salvarlos en una memoria legible por ordenador para su uso como elementos de la matriz \mathbf{R} de correlación según $R(i, j) = r(i-j)$ en un procesamiento posterior. En una realización, cada uno de los al menos N diferentes coeficientes $r(p)$ de auto-correlación se calcula acumulando, para una sección de la señal 128 muestreada que abarca múltiples períodos de modulación de cada uno de los canales de frecuencia, productos de parejas de las muestras de señal $y(n)$. $y^*(n-p)$ que tienen un mismo retardo p entre muestras, donde p es un número entero en el intervalo de 0 a $(N-1)$, y calculando un valor promedio de los mismos.

30 Aunque la distorsión no lineal $d_x(t)$ depende de la señal $x(t)$ de entrada, que no está correlacionada linealmente con la señal de entrada, es decir,

$$E\{d_x(t), x(t)\} = 0. \quad (9)$$

35 A partir de las ecuaciones (9), (7) y (5), se deduce que la matriz \mathbf{R} de correlación puede ser representada como una suma de una matriz \mathbf{R}_1 de correlación de la señal MF $x(t)$ de entrada, y una matriz \mathbf{R}_d de correlación del componente $d_x(t)$ de distorsión no lineal, es decir:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_d \quad (10)$$

en la que

$$\mathbf{R}_d = E\{\mathbf{d} \cdot \mathbf{d}^H\}, \quad \mathbf{d} = \begin{pmatrix} d_x(1) \\ d_x(2) \\ \vdots \\ d_x(N) \end{pmatrix} \quad (11)$$

El componente $d_x(t)$ de distorsión no lineal se compone de múltiples productos de intermodulación entre las K señales portadoras de entrada, así como los productos de intra-modulación de los mismos. Cuanto más fuerte es la no linealidad del CNL 37, mayor es la fuerza relativa de los productos de inter-modulación e intra-modulación.

5 A continuación, se indicará la matriz \mathbf{R} de correlación en ausencia de la distorsión no lineal, es decir, cuando $d_x(n) = 0$, como \mathbf{R}_1 , y en presencia de la distorsión no lineal como \mathbf{R}_2 . Se puede demostrar que \mathbf{R}_1 tiene un rango que no excede el número K de portadoras independientes, siempre que se cumplan las condiciones siguientes: i) alta frecuencia de muestreo: el ancho de banda B de cada señal $s_k(t)$ portadora es mucho menor que la frecuencia de muestreo r_s , es decir, $B \ll r_s$, de manera que la amplitud y la fase de cada una de las portadoras $s_k(t)$ moduladas permanece sustancialmente constante sobre cada N puntos de muestreo consecutivos, y ii) canales independientes: las portadoras $s_k(t)$ están moduladas por señales no correlacionadas y, por lo tanto, son estadísticamente independientes. Bajo estas condiciones, la matriz \mathbf{R}_1 de correlación sólo tiene K valores propios positivos, y los restantes (N-K) valores propios son todos cero.

Consiguientemente, indicando los K valores propios diferentes de cero por $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K$ dispuestos en orden descendente, \mathbf{R}_1 puede expresarse como

$$\mathbf{R}_1 = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{U}^H = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \gamma_1 & & & & & \\ & \ddots & & & & \\ & & \gamma_K & & & \\ & & & 0 & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & 0 \end{pmatrix} \mathbf{U}^H \quad (12)$$

15 en la que U es una matriz unitaria NxN cuyas columnas son N vectores propios, y que satisface la ecuación $\mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U}^H$.

20 En base a esta propiedad de \mathbf{R}_1 , el espacio N-dimensional abarcado por los N vectores propios puede ser descompuesto en dos subespacios: el subespacio de señal, de una dimensión K, que es abarcado por K vectores propios asociados con los K valores propios, más grandes, $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K$, y el subespacio ortogonal, de dimensión (N-K), que es abarcado por los vectores propios restantes asociados con los (N-K) valores propios nulos $\gamma_{K+1}, \dots, \gamma_N$, y al que se hará referencia, en la presente memoria, como el subespacio de ruido o el subespacio de distorsión. Con esta descomposición de la señal en subespacios, los K valores propios más grandes representan la energía total en el subespacio de señal, mientras que el subespacio de "ruido", en ausencia de distorsión no lineal, no contiene energía, es decir, todos los valores propios de "ruido" $\gamma_{K+1}, \dots, \gamma_N$ son cero.

25 En presencia de la distorsión no lineal, \mathbf{R}_d tiene elementos diferentes de cero y, típicamente, es una matriz definida positiva cuando $d_x(t)$ contiene muchos productos de inter-modulación e intra-modulación de alto orden. Esto es cierto siempre que el número de productos de inter-modulación e intra-modulación sea mayor que la dimensión de \mathbf{R}_d , lo cual se cumple típicamente siempre que N no sea muy grande, por ejemplo, $N \sim 2K$. Consiguientemente, todos los N valores propios de la matriz \mathbf{R} son positivos, o al menos no negativos.

30 Consiguientemente, si el número de valores propios sustancialmente diferentes de cero excede K, esto indica que la energía de la señal se propaga al subespacio de ruido en lugar de estar contenida en el subespacio de señal K-dimensional, como en el caso de la amplificación lineal. En otras palabras, debido a la distorsión no lineal, parte de la energía de la señal es convertida en componentes similares a ruido que residen en el subespacio de ruido, reduciendo, de esta manera, la energía de la señal en el subespacio de señal. En un caso general, con la matriz de correlación de la señal MF en presencia de la distorsión no lineal indica como \mathbf{R}_2 , la descomposición de valores propios de la matriz de correlación toma la forma

$$R_2 = V \Lambda_2 V^H = V \begin{pmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lambda_N \end{pmatrix} V^H \quad (13)$$

en la que V es la matriz de vectores propios de la matriz R_2 de correlación, y $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ son valores propios de la matriz R_2 de correlación dispuestos en un orden descendente. A continuación, los K valores propios más grandes $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ representan la energía en el subespacio de señal, mientras que los $(N-K)$ valores propios más pequeños $\lambda_{K+1}, \dots, \lambda_N$ representan la energía en el subespacio de ruido.

Por lo tanto, la relación señal-a-distorsión (RSD), que caracteriza la calidad de la señal MF en presencia de la distorsión de señal no lineal, puede ser estimada en base a una relación de los valores propios correspondientes a los subespacios de señal y de ruido, respectivamente. Particularmente, la RSD puede ser estimada como una relación de una suma de los K valores propios más grandes $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ con respecto a una suma de los $(N-K)$ valores propios más pequeños de la matriz R_2 de correlación:

$$SDR = \frac{\sum_{n=1}^K \lambda_n}{\sum_{n=K+1}^N \lambda_n} \quad (14)$$

Cuanto mayor es la RSD, mejor es la calidad de la señal o menor es el efecto de la distorsión no lineal sobre la señal. En el caso ideal sin no linealidad y en la aproximación de alta frecuencia de muestreo, $\lambda_{K+1} = \lambda_{K+2} = \dots = \lambda_N = 0$, y la RSD es infinita.

Para reducir la distorsión no lineal de la señal MF de salida, la señal MF de entrada es pre-distorsionada por el pre-distorsionador 33, usando una función de pre-distorsión ajustable, antes de que la señal pase a través del CNL 37. La función de pre-distorsión debería tener características no lineales inversas a las características no lineales del CNL 37, de manera que cuando la señal pre-distorsionada pasa a través del AP, el efecto no lineal se cancela en la salida del AP.

Esta función pre-distorsión, o uno o más parámetros ajustables que la definen, es generada por el generador 17 de pre-distorsión dependiendo del valor de RSD calculado por el calculador 14 de RSD, o un valor de función objetivo relacionado con el mismo, para aumentar la RSD. Pueden usarse diferentes procedimientos para buscar una función de pre-distorsión adecuada que maximice la RSD; por ejemplo, el controlador 88 puede ser programado para buscar a través de una pluralidad de valores del uno o más parámetros ajustables que definen la función de pre-distorsión, en cada etapa midiendo y salvando los valores de RSD correspondientes y, a continuación, selecciona aquellos valores de los parámetros ajustables que proporcionan una mayor RSD. Dicho un algoritmo ejemplar se proporciona a continuación.

Consiguientemente, el procedimiento de compensación de la distorsión no lineal de la señal MF que pasa a través del CNL 37 puede describirse tal como se indica a continuación:

- a) la señal MF de entrada es pre-distorsionada antes de pasar la misma a través del circuito no lineal según uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables usando el pre-distorsionador 33;
- b) después de pasar a través del CNL 37, la señal MF, o al menos una parte de la misma, es recibida por el circuito 99 de realimentación como una señal MF de salida recibida;
- c) en el circuito 99 de realimentación, la señal MF de salida recibida es muestreada por el muestreador 65 para obtener una señal 128 muestreada que comprende una secuencia muestras $y(n)$ de señal;
- d) en base a la señal 128 muestreada, el CMC 11 calcula una matriz de correlación de señal de tamaño $N \times N$, donde $N > K$;
- e) a continuación, esta matriz de correlación es usada por el calculador 14 de RSD para generar una estimación de RSD.

A continuación, las etapas a) a e) pueden ser repetidas iterativamente mientras se varía el uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables de manera que se aumente la RSD.

Ahora, las realizaciones ejemplares de la invención se describirán con más detalle, con referencia a un transmisor

multiportadora en cuadratura (QMC) que emplea un amplificador de potencia (AP) que tiene una característica de entrada-salida no lineal, que está compensado para usar la técnica descrita, en general anteriormente.

Con referencia, en primer lugar, a la Fig. 2, se muestra un diagrama de bloques simplificado de un circuito 100 transmisor QMC, al que se hará referencia en adelante, en la presente memoria, simplemente como un transmisor 100. El transmisor 100 tiene una parte circuito digital y una parte circuito analógico que se indican con una línea 44 de puntos de separación entre las mismas. El transmisor 100 puede verse como una realización del circuito 1, en la que el CNL 37 está en la forma de un amplificador de potencia (AP); consiguientemente, en esta realización y en otras realizaciones del CNL 37, se denominará como el AP 37. Según una disposición conocida en la técnica, el AP 37 recibe la señal MF 3' de entrada desde un modulador 30 vectorial. En esta realización, la señal MF 3' que es pasada a través del AP 37 se genera a partir de K señales discretas de canal en cuadratura moduladas $s_k(m)$, $k = 1, 2, \dots, K$. Estas señales de canal discreto son sumadas entre sí usando un multiplexor 15 de señal digital, con una asignación de frecuencia pre-asignada a frecuencias portadoras respectivas $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_K$, indicadas en un orden ascendente para conveniencia de la descripción. Esta asignación de frecuencias es relativa a una frecuencia Ω_{RF} de portadora de RF que es generada por un oscilador local (OL) 35, tal como se conoce en la técnica. Para distinguir de la frecuencia Ω_{RF} portadora de RF, las frecuencias Ω_k portadoras se denominarán también, en esta realización, como frecuencias subportadoras.

Las K señales $s_k(m)$ de canal discreto pueden describirse matemáticamente usando la ecuación (1), sustituyendo el tiempo discreto, o periodo de símbolos, el índice m en lugar de la variable t de tiempo continuo, siendo $a_k(m)$ y $\Phi_k(m)$ la amplitud y la fase, respectivamente, de la k-ésima señal del canal discreto. El índice m de tiempo discreto puede indicar intervalos de tiempo de símbolos de información consecutivos con los que las frecuencias sub-portadoras Ω_k , $k = 1, 2, \dots, K$, son moduladas. Se supone que estas K señales de canal discreto $s_k(m)$ son estadísticamente independientes entre sí, y que sus anchos de banda B individuales son pequeños en relación con el ancho de banda total B_K que ocupan después de la multiplexación, y en relación a la frecuencia r_s de muestreo usada en el circuito 199 de realimentación.

En el multiplexor 15 digital, la señal sumada es dividida en un componente I(m) en fase y una componente Q(m) en cuadratura, que son convertidos, a continuación, a formas de onda analógicas, indicadas por I(t) y Q(t), respectivamente, por dos convertidores 20 digital a analógico (D/A) después de pasar a través de un pre-distorsionador 133. Los componentes analógicos en fase y en cuadratura I(t) y Q(t) son pasados, a continuación, al modulador 30 vectorial, en el que son usados para modular una amplitud y una fase de la señal portadora de RF generada por el OL 35. La señal MF 3' analógica resultante, cuya representación de banda base se indica como x(t), es amplificada por el AP 37, y es sacada desde el mismo en forma de la señal MF 5 de salida, cuya representación de banda base se indica como y(t).

El AP 37 es un dispositivo no lineal, y su señal y(t) de salida puede ser descrita matemáticamente con la ecuación (3), siendo el término d_x de distorsión no lineal dependiente de las características no lineales del AP 37 y la señal x(t) de entrada. Para compensar esta no linealidad, el transmisor 100 incluye el pre-distorsionador (PD) 133 y un circuito 199 de realimentación, que tienen generalmente la misma funcionalidad que el PD 33 y el circuito 99 de realimentación, respectivamente, descrito anteriormente con referencia al circuito 1 de la Fig. 1.

Más específicamente, el pre-distorsionador 133 funciona en el dominio digital, aplicando una función de pre-distorsión no-lineal a las señales I y Q digitales recibidas para generar una señal MF digital pre-distorsionada en la forma de dos componentes de señal I y Q en cuadratura, que se indicarán como $I_D(m)$ y $Q_D(m)$, respectivamente. En una realización, la función de pre-distorsión es una función de valores complejos de la amplitud a de la señal MF en la entrada del pre-distorsionador 33; indicándola como $D(a|c_1, c_2)$, esta función de pre-distorsión puede ser descrita generalmente con la ecuación siguiente:

$$D(a|c_1, c_2) = A(a|c_1)e^{j\psi(a|c_2)} \quad (15)$$

En esta ecuación, $c_1 = (c_{11}, c_{12}, \dots, c_{1L})$ es un vector de L parámetros para una función $A(a|c_1)$ de pre-distorsión de amplitud, $c_2 = (c_{21}, c_{22}, \dots, c_{2J})$ es un vector de J parámetros para una función $\psi(a|c_2)$ de pre-distorsión de fase. La función $A(a|c_1)$ de pre-distorsión de amplitud es útil para cancelar la conversión AM-PM del AP, y la función $\psi(a|c_2)$ de pre-distorsión de fase es útil para cancelar la conversión AM-PM del AP. Los enteros L y J definen el número de parámetros ajustables usados por el pre-distorsionador 33 y, generalmente, pueden ser, cada uno de ellos, iguales o mayores que cero, pero no pueden ser ambos iguales a cero, de manera que hay al menos un parámetro de pre-distorsión de carga que puede ser variado para ajustar la función de pre-distorsión. En funcionamiento, estos parámetros son generados y/o variados por el generador 17 de pre-distorsión en el controlador 88.

A modo de ejemplo, el pre-distorsionador 133 puede generar las señales $I_D(m)$ y $Q_D(m)$ pre-distorsionadas a partir de las señales de MF de entrada I(m) y Q(m) en cuadratura según las ecuaciones siguientes:

$$I_D(m) + jQ_D(m) = \frac{D(a | \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2)}{a} (I(m) + jQ(m)) \quad (16)$$

en la que

$$a = \sqrt{I^2(m) + Q^2(m)} \quad (17)$$

es la amplitud de la señal MF de entrada en el pre-distorsionador 33.

- 5 En una realización, las funciones de distorsión de amplitud y fase son funciones polinómicas de la amplitud a de la señal MF, y se definen como se indica a continuación:

$$A(a, \mathbf{c}_1) = c_{11}a + c_{12}a^2 + \dots + c_{1L}a^L \quad (18)$$

y

$$\Psi(a, \mathbf{c}_2) = c_{21}a + c_{22}a^2 + \dots + c_{2J}a^J. \quad (19)$$

- 10 En otras realizaciones, pueden usarse otras formas de la función de pre-distorsión, incluyendo, pero sin limitarse a series de Volterra, series de Fourier y funciones racionales.

El circuito 199 de realimentación incluye el controlador 88 para controlar el pre-distorsionador 133, y el muestreador 65 materializado aquí con dos convertidores analógico a digital (A/D). Además, el circuito 199 de realimentación incluye un mezclador 55 vectorial seguido por dos filtros 60 pasa baja (FPB) conectados entre el mezclador 55 y los convertidores 65 A/D. En el funcionamiento, una fracción de la señal MF $y(t)$ a partir de la salida del AP 37 es dirigida por el acoplador 45 de derivación al mezclador 55 vectorial. El mezclador 55 realiza una conversión descendente de la fracción recibida de la señal MF 5 de salida a la banda base mezclándola con la señal portadora de RF suministrada por el OL 35, y saca la señal MF con conversión descendente recibida en forma de componentes $u(t)$ y $v(t)$ de señales en fase y en cuadratura, que, a continuación, son sometidas a un filtrado de pasa baja por los FPBs 60 y son muestreadas por el muestreador 65 para generar la señal 128 muestreada en la forma de señales $u(n)$ y $v(n)$ I/Q con valores reales discretos, donde $y(n) = u(n) + j.v(n)$, que son suministradas al controlador 88. A continuación, el controlador 88 calcula la matriz \mathbf{R}_2 de correlación, y calcula los valores propios de \mathbf{R}_2 o estima una relación de los mismos para los sub-espacios de señal y de ruido para obtener una estimación de RSD, y actualiza los parámetros de pre-distorsión en función de la RSD estimada, tal como se ha descrito, en general, anteriormente y, tal como se describe a continuación, más específicamente, con referencia a una realización específica ejemplar. El controlador 88 puede ser implementado usando un procesador de señal digital (DSP), tal como se indica a modo de ejemplo en la figura. Una persona con conocimientos en la materia apreciaría que pueden usarse otros medios de procesamiento para implementar el controlador 88, tales como, pero sin limitarse a: un procesador de propósito general, un microprocesador especializado, una FPGA (Field Programmable Gate Array), un ASIC (circuito integrado específico de la aplicación) o una combinación de los anteriores. En algunas realizaciones, el controlador 88 y el PD 133 pueden implementarse usando un único procesador, tal como una única FPGA.

Una vez que la señal MF de entrada es pre-distorsionada con la función de pre-distorsión $D(a|\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2)$, la señal MF 5 de salida del AP 37 se vuelve dependiente de la función de pre-distorsión. Consiguientemente, la matriz \mathbf{R}_2 de correlación y, por lo tanto, la RSD correspondiente calculada por el controlador 88 dependen de los conjuntos de parámetros \mathbf{c}_1 y \mathbf{c}_2 ajustables, es decir $RSD = RSD(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2)$. La función de pre-distorsión, o un conjunto de parámetros que la definen, tales como elementos de \mathbf{c}_1 y/o \mathbf{c}_2 , es cargada al pre-distorsionador 133 para pre-distorsionar la señal de entrada del AP, por ejemplo, según la ecuación (16). El procedimiento es iterativo, y el controlador 88 puede hacer ajustes continuamente al pre-distorsionador 133 para maximizar la RSD de la señal MF 5 en la salida del AP 37.

El uso del mezclador 55 vectorial en el circuito 199 de realimentación del transmisor 100 permite capturar sustancialmente toda la información acerca de la señal MF $y(t)$ en la salida del AP, y usarlo para estimar la RSD y optimizar la función de pre-distorsión. Sin embargo, el uso del mezclador 55 vectorial puede introducir desequilibrios de ganancia y de fase no deseados entre las señales $u(t)$ y $v(t)$ de salida I y Q, que pueden proporcionar estimaciones de RSD inexactas y degradan el rendimiento de la compensación de distorsión, a menos que se tomen medidas correctivas. Además, el esquema de conversión descendente vectorial de la Fig. 2 requiere dos filtros 60 pasa baja y dos convertidores 65 A/D en el circuito 199 de realimentación.

45 Ahora, con referencia a la Fig. 3, se ilustra un circuito 200 transmisor QMC, que puede verse como una realización del transmisor 100 con un circuito 299 de realimentación simplificado que implementa una conversión descendente escalar y muestreo. En esta implementación, a la que se hace referencia en adelante, en la presente memoria, como implementación N° 2, para distinguirla de la de la Fig. 2, a la que se hace referencia como implementación N° 1, se usa un

5 único mezclador 155 escalar y, consiguientemente un único FPB 60 y un único convertidor 65 A/D para realizar una conversión descendente de la señal MF 5 de salida a banda base para formar la señal MF de salida recibida, que es ahora escalar, es decir, representada por una única forma de onda con valores reales, y para muestrear una señal $u(t)$ escalar, con conversión descendente, resultante a la frecuencia r de muestreo para obtener una señal $u(n)$ muestreada. Los requisitos de ancho de banda del FPB y la frecuencia r_s de muestreo siguen siendo los mismos que para la implementación de las Figs. 1 y 2.

10 La señal escalar muestreada en la forma de una secuencia de muestras $u(n)$ de señal es usada por el controlador 88 para construir directamente la matriz \mathbf{R} de correlación. En esta realización, la matriz \mathbf{R} de correlación tiene valores reales, en oposición a la \mathbf{R} con valores complejos en la realización de la Fig. 2, que es usada, a su vez, para estimar la RSD en base a una relación de los valores propios de la matriz de correlación. Debido a que la secuencia escalar, es decir, con valores reales, de las muestras $u(n)$ de señal contiene información de distorsión no lineal, puede ser usada para derivar la función de pre-distorsión. Estadísticamente, sin embargo, puede haber cierta degradación del rendimiento debido al hecho de que, efectivamente, sólo se usa la mitad de las muestras. Esta pérdida de rendimiento puede ser mitigada aumentando la longitud de la secuencia de muestras que se usa para calcular la matriz \mathbf{R} de correlación. El ahorro de hardware en esta implementación escalar del circuito de realimentación es evidente, y los desequilibrios de ganancia/fase debidos al mezclador vectorial se evitan ventajosamente.

20 Con referencia a la Fig. 4, se muestra un diagrama de bloques funcional del controlador 88 en una realización del mismo. El controlador 88 en esta realización incluye en su entrada el CMC 110, al que sigue operativamente un calculador 120 de valores propios (CVP), al cual, a su vez, le sigue un clasificador 130 de valores propios (EVS), el cual, a su vez, se conecta a un calculador 140 de RSD. Una salida del calculador 140 de RSD está acoplada a una memoria 150 RSD para almacenar los valores de RSD o los valores O_{SDR} de función objetivo relacionados con la misma. Un comparador 160 de RSD está acoplado operativamente entre el calculador 140 de RSD y un generador 170 de pre-distorsión (GPD), y está acoplado además a la memoria 150 RSD para comparar los valores almacenados en su interior con un valor actual de la RSD obtenido desde el calculador 140 de RSD. Una salida del generador 170 de pre-distorsión está acoplada a la pre-distorsionador 133 (PD).

25 En el funcionamiento, el CMC 110 recibe la señal 128 muestreada, y genera, a partir de la misma, la matriz \mathbf{R} de correlación o, equivalentemente, todos los diferentes elementos de la misma; debido a que la matriz de correlación es simétrica, tiene como máximo $N(N-1)/2$ elementos distintos, y puede tener sólo N elementos distintos correspondientes a N coeficientes de autocorrelación, pudiendo obtenerse todos los demás elementos de la matriz obtenibles a partir de estos. El funcionamiento del CMC 110 se ha descrito, en general, anteriormente, y se describe más detalladamente a continuación, con referencia a la Fig. 5 para una realización ejemplar.

30 El CVP 120 obtiene del CMC 110 todos los elementos $C(i,j)$ de la matriz necesarios, y calcula los valores propios λ_i de los mismos usando procedimientos conocidos en la técnica, tales como la transformación de la matriz \mathbf{R} de correlación a una forma diagonal usando una descomposición de valores propios de la forma representada por la ecuación (13). El EVS 130 recibe los valores propios desde el CVP 120, los ordena en orden ascendente o descendente para identificar uno o más, y hasta K , valores propios más grandes relacionados con la señal, y los pasa al calculador 140 de RSD para calcular la RSD o un valor O_{SDR} objetivo relacionado con la misma.

35 En una realización, el calculador de RSD usa la ecuación (14) para calcular la RSD como una relación de una suma de los K valores propios más grandes con respecto a una suma de los valores propios restantes, es decir, los $(N-K)$ valores propios más pequeños.

40 En otra realización, el EVS 130 y el CVP 120 pueden ser omitidos, y el calculador de RSD obtiene los coeficientes de la matriz \mathbf{R} de correlación desde el CMC 110 para estimar la RSD directamente, sin encontrar primero los valores propios. En dicha una realización, el calculador de RSD estima la RSD en base a un número de condición de la matriz \mathbf{R} de correlación, que es una relación del valor propio λ_1 más grande con respecto a un valor propio λ_N más pequeño, es decir, según la ecuación

$$SDR = \frac{\lambda_1}{\lambda_N}. \quad (20)$$

45 El número de condición de una matriz puede calcularse aproximadamente usando procedimiento conocidos en la técnica, sin calcular por separado los valores propios mayores y menores. Utilizando la RSD definida por la ecuación (20) como una señal de realimentación en la optimización de la función de pre-distorsión puede ser ventajoso cuando la relación del ancho de banda de portadora a la frecuencia de muestreo r es relativamente grande, para causar que la energía de la señal se propague desde el subespacio de señal al subespacio de ruido. Esta propagación de energía se concentra principalmente en la región límite entre el subespacio de señal y el subespacio de ruido y, de esta manera, afectaría menos a los valores propios más grandes y más pequeños. Usando la relación del valor propio más grande con respecto al valor propio más pequeño como una estimación de la RSD, puede aliviarse el efecto de propagación de la aproximación

de señal de banda estrecha.

En otras realizaciones, el calculador 140 de RSD puede implementar una aproximación intermedia entre las definidas por las ecuaciones (14) y (20), y puede tener en cuenta dos o más valores propios más grandes al estimar la contribución de la señal, y/o dos o más valores propios más pequeños al estimar la contribución de la distorsión. Consiguientemente, el calculador de RSD puede generar y estimar la RSD según una ecuación

$$SDR = \frac{\sum_{n=1}^{K_1} \lambda_n}{\sum_{n=K_2+1}^N \lambda_n}, \quad (21)$$

en la que K_1 puede estar comprendido entre 1 y K , y K_2 puede estar comprendido entre K y $N-1$. Consiguientemente, la RSD puede ser calculada, en general, como una relación de uno o más de los K valores propios más grandes con relación a uno o más de los $(N-K)$ valores propios más pequeños. El numerador y el denominador en la definición de la RSD pueden calcularse también como combinaciones lineales de los valores propios correspondientes a los sub-espacios de señal y de ruido, respectivamente. Cuál de los valores propios calculados pertenece al sub-espacio de señal y al sub-espacio de ruido, y el número K de portadoras multiplexadas, puede determinarse en algunas realizaciones comparando los valores propios con un valor umbral, y determinando el número de valores propios que exceden el umbral.

La RSD calculada es proporcionada al comparador 160 de RSD, que la compara con un valor de RSD de una iteración anterior almacenado en la memoria 150 de RSD; a continuación, la memoria 160 de RSD es actualizada con el valor RSD actual para su uso como una referencia en una iteración siguiente. El generador 170 de pre-distorsión incrementa o decrementa el uno o más parámetros c_i de pre-distorsión ajustables en función de una salida del comparador 160.

En una realización, el generador 170 de pre-distorsión proporciona los valores actualizados del uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables al pre-distorsionador 133, el cual genera, a continuación, la función de pre-distorsión $D(a|c_1, c_2)$ y la aplica a la señal MF de entrada $\{I(m), Q(m)\}$, por ejemplo, tal como se ha descrito anteriormente con referencia a la ecuación (16). En otra realización, la función $D(a|c_1, c_2)$ de pre-distorsión es generada por el generador 170 de pre-distorsión para una pluralidad de valores de la amplitud a de la señal MF y, a continuación, es proporcionada al generador 133 de pre-distorsión en la forma de una tabla de consulta de distorsión en la que se almacenan los valores de la función de pre-distorsión dependiendo de la amplitud a , o la intensidad a^2 de la señal MF de entrada. Esta tabla de consulta se almacena en el pre-distorsionador 133 y se usa para pre-distorsionar la señal MF de entrada hasta la siguiente iteración.

El pre-distorsionador 133 calcula la amplitud $a = \sqrt{I^2(m) + Q^2(m)}$ de la señal MF de entrada $\{I(m), Q(m)\}$ para cada símbolo de datos recibido, y usa la tabla de consulta de distorsión para generar la señal MF pre-distorsionada, que es pasada, a continuación, a través del CNL 37. Obsérvese que en realizaciones en las que tanto el controlador 88 como el PD 133 se implementan en hardware usando un único procesador digital, tal como una única FPGA o ASIC, en cuyo caso la funcionalidad de generación de la tabla de consulta de distorsión puede atribuirse a cualquiera de entre el PD 133 o el GPD 170.

En una iteración siguiente, el procedimiento descrito anteriormente para muestrear la señal MF 5 de salida del CNL 37, calcular la matriz de correlación, estimar la RSD en base a una relación de sus valores propios y actualizar la función de pre-distorsión, se repite, a continuación, para determinar una función de pre-distorsión optimizada que corresponde a un valor RSD máximo, o aumenta el valor de RSD a un grado deseado.

Se apreciará que en lugar de usar los valores de RSD obtenidos tal como se define por cualquiera de las ecuaciones (14), (20) o (21) como un parámetro de realimentación en iteraciones consecutivas del procedimiento de determinación de los valores óptimos de los parámetros de pre-distorsión, se puede optar por utilizar una función objetivo alternativa como dicho parámetro de realimentación. Por ejemplo, en una realización, el calculador 140 de RSD genera un valor de función objetivo que es inversamente proporcional a la RSD, $O_{SDR} = A/RSD$, en la que A es un parámetro constante, y este valor de función objetivo es almacenado, a continuación, en la memoria 150 de RSD para compararlo con un valor de función objetivo obtenido en una iteración siguiente. En esta realización, el controlador 88 sería programado para buscar un conjunto de parámetros de pre-distorsión que minimiza o reduce el valor de la función objetivo, maximizando o aumentando, de esta manera, la RSD. En otras realizaciones, otras funciones de la RSD pueden ser calculadas y usadas como la función objetivo cuyo valor está siendo minimizado o maximizado en las iteraciones.

Se apreciará además que pueden usarse una diversidad de algoritmos de optimización para determinar iterativamente los valores óptimos de los parámetros de pre-distorsión que maximizan, o al menos aumentan de manera adecuada, el valor RSD. A modo de ejemplo, a continuación, se describe un algoritmo de búsqueda unidimensional alternativo para encontrar un conjunto óptimo de parámetros de pre-distorsión; pueden usarse también otros algoritmos, tales como el procedimiento de máximo descenso.

Algoritmo de búsqueda 1-dimensional alternativo

En la descripción siguiente del algoritmo de búsqueda 1-dimensional alternativo, es conveniente introducir un único conjunto de parámetros de pre-distorsión $\mathbf{c} \equiv \mathbf{c}_1 \cup \mathbf{c}_2 \equiv (\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2)$ de longitud $(L+J)$ compuesto de los dos conjuntos $\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2$ separados para las funciones de pre-distorsión de amplitud y de fase dadas por la ecuación (18) y (19); aquí, los elementos del conjunto \mathbf{c} se dan como $c_i = c_{1i}$ para $i = 1, \dots, L$, y $c_i = c_{2(i-L)}$ para $i = L+1, \dots, L+J$. En estas notaciones, la función de pre-distorsión $D(\mathbf{a}|\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) \equiv D(\mathbf{a}|\mathbf{c})$. El algoritmo de búsqueda 1-dimensional alternativo puede describirse entonces como una secuencia de los etapas siguientes.

A) Inicialización

A1) Seleccionar la dimensión N de la matriz de correlación, una etapa de búsqueda de tamaño δ ;

10 A2) Establecer los parámetros de pre-distorsión a su valor por defecto, tal como por ejemplo $\mathbf{c} = (1, 0, \dots, 0)$;

A3) Calcular la función de pre-distorsión $D(\mathbf{a}|\mathbf{c})$, y cargarla en el circuito pre-distorsionador, si sólo una de las funciones de pre-distorsión de amplitud y de fase ha cambiado, sólo esa función puede ser actualizada y cargada;

A4) Adquirir una secuencia de muestras de señal a partir de la salida del AP 37;

A5) Calcular la matriz \mathbf{R}_2 de correlación, y determinar sus valores propios o el número de condición de la misma;

15 A6) Calcular la RSD en base a los valores propios o el número de condición o un valor de función objetivo relacionado con la misma;

A7) Almacenar la RSD, o el valor de función objetivo relacionado con la misma, en la memoria de RSD;

B) Iteraciones:

B1) Seleccionar un primer parámetro de pre-distorsión $c_l, l = 1$;

20 B2) Incrementar c_l en δ , es decir, establece $c_l = c_l + \delta$

B3) Realizar las etapas A3) a A6)

B4) Comparar la RSD, o el valor de función objetivo relacionado con la misma, con un valor almacenado en la memoria de RSD;

25 B5) Si el valor función objetivo/RSD cambia en una dirección deseada, cambia a un parámetro de pre-distorsión siguiente con $l = l + 1$, y vuelve a la etapa B2); si no, disminuye c_{l-1} en 2δ , es decir, $c_{l-1} = c_{l-1} - 2\delta$, y realiza las etapas B3) y B4);

B6) Si el valor de la función objetivo cambia en la dirección deseada, cambia a un parámetro de pre-distorsión siguiente con $l = l + 1$ y vuelve a la etapa B2), si no, establece $c_l = c_l + 2\delta$, y continúa;

B7) Si $l < L+J$, establece $l = l + 1$, y vuelve a la etapa B2); si no, continúa;

30 Si se satisface un requisito de rendimiento preestablecido, se detiene el algoritmo; si no, se pasa a la etapa (B1) para la iteración siguiente.

El procedimiento de actualización recursivo en la búsqueda 1-dimensional alternativa puede ser repetido siempre que sea necesario, para ambas funciones de pre-distorsión de amplitud y de fase o para una de ellas. Puede usarse un tamaño de paso variable en la búsqueda para acelerar la convergencia durante la etapa inicial, y para conseguir un mejor rendimiento cuando se alcanza un estado estacionario.

35 Ahora, con referencia a la Fig. 5, se muestra un diagrama de bloques esquemático del calculador 110 de la matriz de correlación según una realización de la invención. En esta realización, la matriz \mathbf{R} de correlación se calcula a partir de una sección de la señal 128 muestreada de una longitud M , es decir, que consiste en una secuencia de M muestras de señal, $[y(n)]$. A esta sección de la señal 128 muestreada de longitud M se hace referencia, en la presente memoria, como una secuencia de medición de muestras de señal, una sección de medición de la señal muestreada o, simplemente, como una secuencia de medición. Para simplificar las notaciones, se asume que el índice de muestra n cuenta las muestras de señal desde el comienzo de la secuencia de medición, es decir, $n = 1, 2, \dots, M$, y la secuencia de medición se representa en la forma $[y(n)] \equiv [y(1), y(2), \dots, y(M)]$. Si la longitud M de la secuencia de medición es mayor que N , la matriz \mathbf{R} de correlación puede ser estimada a partir de la secuencia de medición según la ecuación (22) siguiente:

40

$$\mathbf{R} = \frac{1}{M-N} \begin{pmatrix} y(1) & y(2) & \dots & y(M-N+1) \\ y(2) & y(3) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ y(N) & y(N+1) & \dots & y(M) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y(1) & y(2) & \dots & y(M-N+1) \\ y(2) & y(3) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ y(N) & y(N+1) & \dots & y(M) \end{pmatrix}^H \quad (22)$$

El cálculo real de la matriz **R** de correlación puede ser realizado por el CMC 110, de manera recursiva, para eliminar la necesidad de almacenar todas las M muestras de la secuencia de medición. El diagrama de bloques funcional en la Fig. 5 muestra esquemáticamente una realización del CMC 110 que implementa un cálculo recursivo de la matriz **R** de correlación. En esta realización, la señal 128 muestreada es recibida por una línea de retardo derivada (TDL) 205 de longitud N, tal como un registro de desplazamiento de serie a paralelo. El TDL 205 tiene N derivadores 230 acoplados a un bloque 220 aritmético/de memoria, en el que cada derivador 210 es seguido por un elemento 210 de almacenamiento para almacenar las muestras de señal y(n), y (n-1), ..., y (n-N+1) sucesivas, con todos los N elementos 210 de almacenamiento y derivadores 230 accionados por un mismo reloj. El bloque 220 aritmético/de memoria tiene memoria, a la cual se hace referencia, en la presente memoria, como la memoria de auto-correlación, para almacenar los coeficientes r_{ij} de auto-correlación de la señal 128 muestreada. La fórmula (23) recursiva siguiente puede ser usada en el bloque 220 para calcular los coeficientes de autocorrelación y actualizar el contenido de la memoria de autocorrelación:

$$r_{ij}(n) = \frac{1}{n} [(n-1)r_{ij}(n-1) + y(n+1-i)y^*(n+1-j)] \quad (23)$$

en la que i, j = 1,2, ..., N, n = 1, ..., M, el superíndice "*" indica la conjugada compleja de un número complejo, y r_{ij}(n) indica un valor calculado para el coeficiente r_{ij} de auto-correlación o, de manera equivalente, el elemento R(i, j) de la matriz de correlación, cuando una muestra m-ésima de la secuencia de medición es recibida por el CMC 110.

En una realización, sólo N coeficientes de autocorrelación correspondientes a N diferentes valores del retardo p = 0,1, ..., N-1 relativo de muestra se calculan de manera recursiva.

Una vez cada M muestras, se muestrea la memoria de auto-correlación en el bloque 220, y su contenido es asignado a los elementos R(i, j) de la matriz **R** de correlación, R(i, j) = r_{ij}(M), después de lo cual puede ser re-inicializado para permitir el siguiente ciclo de medición.

Resultados de la simulación

La estimación de la no linealidad descrita anteriormente y la técnica de linealización en el contexto de la aplicación de linealización de AP en los transmisores multiportadora ha sido verificada usando simulaciones por ordenador. En las simulaciones, se generan cuatro señales portadoras con diferentes esquemas de modulación según las configuraciones de la Tabla 1 y, a continuación, son multiplexados en frecuencia, para producir la señal MF de entrada con el número de portadoras moduladas, o canales de frecuencia independientes, k = 4.

Tabla 1: Configuraciones de señal para las simulaciones

Nº de portadora	1	2	3	4
Modulación:	QPSK	8-PSK	QPSK	16-QAM
Tasa de símbolos:	1 MHz	1 MHz	1 MHz	1 MHz
Factor de caída:	0,25	0,25	0,35	0,35
Frecuencia de portadora	0 MHz	2 MHz	4 MHz	6 MHz
Frecuencia de muestreo = 16 MHz				

Las características medidas de un amplificador de tubo de ondas progresivas (TWTA) y un amplificador de potencia de estado sólido (SSPA) que se diferencian en sus no linealidades, se usaron en las simulaciones para ensayar la capacidad de la técnica.

Se usan dos polinomios de coeficientes de valor real para implementar el pre-distorsionador: uno para la pre-distorsión de amplitud que tiene un orden de L = 8, y el otro para la pre-distorsión de fase que tiene un orden de J = 12. La razón por la que se elige el orden superior para el polinomio de pre-distorsión de fase es porque la conversión AM-PM tiende a tener

una mayor variación. Las Figs. 6 a 8 resumen las características del AP, las distribuciones de los valores propios y el rendimiento de la linealización del AP.

Las Figs. 6 y 7 muestran las características de los AP usados en las simulaciones. En las figuras, los puntos representan las características medidas, y las líneas sólidas de color rojo representan las características ajustadas por los modelos polinomiales de orden 5 usados en las simulaciones para representar las funciones de transferencia del AP. Aunque las características de amplitud de estos dos APs parecen similares, sin embargo, sus características de fase son bastantes diferentes, y ambas son descritas correctamente por funciones polinómicas.

Distribuciones de valores propios

Para ilustrar la descomposición del espacio de señal y la distribución de los valores propios sobre los subespacios, se calcula una matriz de correlación 8x8 a partir de la señal generada según la Tabla 1. Aquí, se usa la dimensión $N = 2K = 8$ de la matriz de correlación, de manera que el subespacio de señal y el subespacio de ruido tienen la misma dimensión, aunque puede usarse cualquier dimensión N mayor que K , es decir, mayor que 4 en este ejemplo. En cada caso, se genera una secuencia de medición de 10.000 símbolos, y la forma de onda de la señal resultante se usa en el cálculo de la matriz de correlación. En este ejemplo, se usa el primer AP (TWTA).

Los valores propios calculados a partir de la matriz de correlación respectiva sin y con AP se muestran en la Tabla 2. Las RSD correspondientes se muestran también en la Tabla. Todos los valores propios se normalizan con respecto al más grande para facilitar la comparación. Las distribuciones correspondientes de los valores propios se representan también en la Fig. 8, con las partes aumentadas con más detalles mostradas en la Fig. 9.

Tabla 2. Distribución de los valores propios en diferentes escenarios

	Valores propios								RSD
	Valores propios de señal				Valores propios de ruido				
Sin AP	1,0000	0,9983	0,9898	0,9085	0,0908	0,0089	0,0002	0,0000	39,00
Con AP	1,0000	0,9965	0,9797	0,9024	0,1029	0,0240	0,0128	0,0106	25,80

Pueden hacerse las observaciones siguientes:

- i) Existe una clara distinción entre los cuatro valores propios más grandes, que son los valores propios de señal, y los cuatro valores propios más pequeños, que son los valores propios de ruido, siempre que haya cuatro señales. Esta distinción ayuda a definir e identificar el subespacio de señal y el subespacio de ruido.
- ii) Cuando se desconoce el número exacto de portadoras, la distinción entre los dos grupos de valores propios puede usarse para determinar el número de portadoras.
- iii) La existencia de la no linealidad del AP causa la reducción en la energía del subespacio de señal y el aumento de la energía del subespacio de ruido, tal como se ilustra en la Fig. 9, aumentando, de esta manera, considerablemente los valores propios del ruido, lo que, a su vez, reduce la RSD, tal como muestran los valores de RSD en la última columna de la Tabla 2.
- iv) En ausencia de la no linealidad del AP, no todos los valores propios de ruido son cero, debido a la inexactitud de la aproximación de que las envolventes de la señal permanecen constantes durante $N = 8$ períodos de muestreo consecutivos. La duración de los 8 períodos de muestreo es la mitad de un período de símbolo, durante el cual las envolventes de la señal realmente pueden cambiar mucho. Sin embargo, los valores propios de ruido son todavía muy pequeños en comparación con los valores propios de la señal, validando la aproximación de la señal de banda estrecha y permitiendo que el procedimiento funcione correctamente.

Las Figs. 10 a 12 y 13 a 15 muestran los resultados de la linealización del AP Nº 1 (TWTA) y del AP Nº 2 (SSPA), respectivamente, usando la realización de la Fig. 2, denominada, en adelante, en la presente memoria, Implementación Nº 1. En las Figs. 10 y 13, se muestran las características del AP, el pre-distorsionador (PD) y los sistemas PD y AP (Total) en cascada respectivos. Se observa que las características combinadas resultantes son esencialmente lineales después de la linealización iterativa descrita anteriormente. En las Figs. 11 y 14, se muestran los espectros de las señales MF de salida sin y con linealización, junto con los espectros de la señal ideal sin distorsiones no lineales. Además de las cuatro señales portadoras moduladas, el fuerte rebrote espectral existe sin linealización. Con linealización, el rebrote espectral se reduce considerablemente.

Como ilustración final del rendimiento del sistema, las Figs. 12 y 15 muestran las constelaciones de cuatro canales sin y con linealización. Puede verse claramente que la no linealidad del AP degrada severamente el rendimiento, y que la técnica de linealización del AP proporciona una función pre-distorsionadora precisa que linealiza efectivamente el AP y

restaura esencialmente las constelaciones de señal.

Las Figs. 16 a 18 y 19 a 21 muestran los resultados de la linealización del PA1 y del PA2 usando la realización simplificada de la Fig. 3, denominada, en adelante, en la presente memoria, Implementación N° 2. Como con la realización de la Fig. 2, se observa que puede conseguir un rendimiento considerable de la linealización usando esta implementación simplificada, aunque puede observarse una ligera degradación, en comparación con los resultados de la realización de la Fig. 2.

Resumiendo los resultados de la simulación, la Tabla 3 muestra los niveles de rebote espectral debido a la no linealidad del AP y la mejora atribuida a la linealización del AP usando el pre-distorsionador derivado por la técnica de estimación propuesta. Se observa que sin la linealización, ambos APs generan un rebote espectral fuera de banda superior a -20 dB, y que la técnica de linealización consigue al menos una mejora de 20 dB en la supresión del rebote espectral en todos los casos, con la realización de la Fig. 2 superando ligeramente el de de la Fig. 3.

Tabla 3: Resumen del rendimiento de la supresión del rebote espectral

	Sin PD	Con PD	
		Implementación N° 1	Implementación N° 2
AP N° 1	-19 dB	-45 dB	-44 dB
AP N° 2	-18 dB	-40 dB	-38 dB

Como una medida adicional del rendimiento del sistema, la magnitud del vector de error (EVM) se calcula en cada caso, y se resumen en la Tabla 4. Se observa que para el AP N° 1, la linealización mejora el rendimiento EVM desde aproximadamente el 10% a menos del 1%, mientras que para el AP N° 2, mejora el rendimiento EVM desde aproximadamente el 10% hasta aproximadamente el 1%.

Tabla 4: Resumen de la mejora del rendimiento EVM

N° de portadora	AP N° 1			AP N° 2		
	Sin PD	Implementación N° 1	Implementación N° 2	Sin PD	Implementación N° 1	Implementación N° 2
1	8,97%	0,51%	0,61%	9,67%	0,91%	1,08%
2	11,07%	0,47%	0,63%	11,92%	1,02%	1,20%
3	11,09%	0,52%	0,67%	11,66%	0,90%	1,08%
4	8,71%	0,58%	0,96%	9,73%	1,14%	1,24%

El rendimiento de la linealización para el AP N° 1 es ligeramente mejor que para el AP N° 2, que tiene una variación de fase más compleja que el AP N° 1.

Otra observación es que aunque mucho más simple en el circuito de medición, la Implementación N° 2 experimenta una ligera degradación de rendimiento bajo la condición de simulación ideal, en comparación con la Implementación N° 1. Esto es comprensible y esperado, ya que el número de muestras usadas para calcular la matriz de correlación en la Implementación N° 2 es efectivamente la mitad de las muestras usadas en la Implementación N° 1. Por otro lado, la Implementación N° 1 tiene que usar un mezclador vectorial en el circuito de realimentación, que en la práctica experimenta cierta degradación debido a sus desequilibrios de ganancia/ fase, incluso si se implementa una calibración del desequilibrio de ganancia/fase. Por lo tanto, ambas implementaciones pueden conducir al mismo rendimiento de linealización en la práctica, siendo la Implementación N° 2 más atractiva en algunas aplicaciones debido a su simplicidad.

Resultados experimentales

La técnica de linealización del AP descrita anteriormente se usa para derivar las funciones de pre-distorsión para la linealización del AP multiportadora en una configuración experimental de 4 portadoras de 20 GHz, ya existente. Debido a la limitación del ancho de banda del filtro de reconstrucción en esta configuración, la tasa de símbolos y la asignación de frecuencia portadora de las cuatro señales se reducen con respecto a las usadas para las simulaciones en la Tabla 1 a los valores de la Tabla 5. La asignación de frecuencias es relativa a la frecuencia del OL de RF de 20 GHz. También se reduce la frecuencia de muestreo.

Tabla 5: Configuraciones de señal para la configuración experimental

Nº portadora:	1	2	3	4
Modulación:	QPSK	8-PSK	QPSK	16-QAM
Tasa de símbolos:	39,0625 kHz			
Factor de caída:	0,25	0,25	0,35	0,35
Frecuencia portadora	-117,1875 KHz	-39,0625 KHz	39,0625 KHz	117,1875 KHz
Frecuencia de muestreo	5 MHz			

5 Las cuatro señales de canal son generadas en un ordenador según los parámetros de la Tabla 5, y se suman con la asignación de frecuencia de portadora apropiada. Las formas de onda I y Q de la señal sumada se convierten a analógicas por medio de una tarjeta de conversión digital-a-analógico, basada en PCI. Las formas de onda analógicas son filtradas con un filtro pasa baja antes de ser suministradas a un modulador vectorial de 20 GHz. La señal modulada de portadora de RF desde el modulador vectorial es suministrada a un SSPA de 0.25W, cuya salida es sometida a una conversión descendente a una IF baja de 1 MHz. A continuación, la señal IF es digitalizada por una tarjeta de conversión analógico-a-digital, basada en PCI, a 5 MHz. La señal digitalizada es submuestreada por un factor de 8 antes de ser usada para derivar las funciones de pre-distorsión.

10 La matriz **R** de correlación se estima a partir de $M = 8.000$ muestras. Se usan un polinomio de orden-8 y un polinomio de orden-12 para representar las funciones de pre-distorsión de amplitud y de fase, respectivamente. Ambas implementaciones de la Fig. 2 y la Fig. 3 son ensayadas en el experimento. Los resultados se muestran en las Figs. 22 y 23. Se observa que la nueva técnica de linealización obtiene un pre-distorsionador preciso que elimina el efecto de la no linealidad del AP y reduce el rebrote espectral desde aproximadamente -20 dBc a aproximadamente -40 dBc. Debe observarse también que las dos implementaciones consiguen esencialmente el mismo rendimiento de linealización.

15 De manera ventajosa, el procedimiento de la presente invención, descrito anteriormente, para linealizar un amplificador en un sistema de transmisión multiportadora en base a una matriz de correlación de la señal de salida puede ser usado durante el funcionamiento normal del circuito, permitiendo, de esta manera, que se adapte a las condiciones cambiantes sin interrupciones del servicio. Como ventaja adicional, no se requiere un conocimiento previo del número K de canales de frecuencia multiplexada, que se puede estimar durante el funcionamiento dentro del propio procedimiento, aunque el conocimiento, por adelantado, del número de K canales simplifica las implementaciones.

25 Cabe señalar que las diversas realizaciones descritas en la presente memoria pueden utilizar características de las otras realizaciones, y muchas variantes de las mismas serán evidentes para un lector con conocimientos en la materia. Por supuesto, pueden idearse muchas otras realizaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por ejemplo, el controlador 88 puede usar técnicas de optimización alternativas para determinar una función de pre-distorsión óptima que maximiza o aumenta, de manera adecuada, la RSD estimada. Además, podrían usarse otros procedimientos para calcular los valores propios de la matriz de correlación, o estimar directamente una relación de los mismos para los sub-espacios de señal y de ruido en las realizaciones de la presente invención. Además, el procedimiento de la presente invención puede llevarse a cabo en una etapa de calibración, en lugar de durante el funcionamiento, en cuyo caso puede omitirse el acoplador 45 de derivación y toda la señal 5 de salida puede ser dirigida al circuito de realimentación. Además, aunque los detalles específicos del procedimiento y del circuito de la presente invención se han descrito anteriormente con referencia a un amplificador de potencia de un transmisor multiportadora en cuadratura, la presente invención no está limitada en este sentido, si no que puede ser usada para linealizar otros tipos de amplificadores, tales como, pero sin limitarse a, los amplificadores de etapa intermedia y de entrada, así como otros circuitos no lineales que exhiben no linealidades no deseadas en sistemas multiportadora.

35

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para compensar la distorsión no lineal de una señal multiplexada en frecuencia (MF) en un amplificador, comprendiendo el procedimiento:

- 5 a) pre-distorsionar la señal MF antes de pasarla a través del amplificador según uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables;
- b) pasar la señal MF a través del amplificador para obtener una señal MF de salida;
- c) muestrear al menos una parte de la señal MF de salida para obtener una señal muestreada que comprende una secuencia de muestras de señal;
- 10 d) calcular una matriz de correlación de señal de tamaño NxN para la señal muestreada, donde N es un número entero mayor que un número de canales de frecuencia en la señal MF;
- e) estimar una relación señal a distorsión (RSD), o un valor relacionado con la misma, en base a la matriz de correlación de la señal, y,
- f) repetir, de manera iterativa, las etapas a) a e), mientras se varía el uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables para aumentar la RSD.

15 2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa c) comprende estimar una relación de valores propios de la matriz de correlación.

3. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa e) comprende:

- e1) calcular los valores propios de la matriz de correlación de señal; y,
- e2) estimar la RSD en base a los valores propios;

20 4. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa e) comprende

- e1) estimar un número de condición de la matriz de correlación de la señal; y,
- e2) obtener la RSD a partir del número de condición de la matriz de correlación.

5. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que la etapa e1) comprende transformar la matriz de correlación a una forma diagonal para determinar sus valores propios.

25 6. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que la etapa e2) comprende clasificar los valores propios en orden ascendente o descendente, y calcular una relación de uno o más valores propios más grandes con respecto a uno o más valores propios más pequeños.

7. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que la etapa e2) comprende calcular la RSD según una fórmula siguiente:

30
$$SDR = \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_K}{\lambda_{K+1} + \lambda_{K+2} + \dots + \lambda_N}$$

en la que $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ son los K valores propios más grandes de entre los valores propios calculados en la etapa e1), y $\lambda_{K+1}, \lambda_{K+2}, \dots, \lambda_N$ son los (N-K) valores propios más pequeños de entre los valores propios calculados en la etapa e1), en el que K es el número de canales de frecuencia en la señal MF.

8. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa f) comprende:

- 35 f1) salvar la RSD, o un valor relacionado con la misma, en una memoria legible por ordenador como un valor de función objetivo salvado, y comprende además las etapas de:
- f2) aumentar el uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables y repetir las etapas a) a e) para obtener una RSD actualizada;
- 40 f3) comparar la RSD actualizada, o un valor relacionado con la misma, con el valor de la función objetivo salvado, y,
- f4) aumentar o disminuir el uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables en función de un resultado de la

comparación en la etapa f3).

9. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa a) comprende usar una función de pre-distorsión polinómica para pre-distorsionar la señal MF.
- 5 10. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa a) comprende usar una tabla de consulta, una función racional, una serie de Volterra, o una serie de Fourier como una función de pre-distorsión para pre-distorsionar la señal MF
11. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que el amplificador es un amplificador de potencia.
12. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa d) comprende calcular al menos N diferentes coeficientes de autocorrelación de la señal muestreada, y salvarlos en una memoria legible por ordenador para su uso como elementos de la matriz de correlación.
- 10 13. Procedimiento según la reivindicación 12, en el que el cálculo de cada uno de los al menos N diferentes coeficientes de autocorrelación comprende acumular, para una sección de la señal muestreada que abarca múltiples períodos de modulación de cada uno de los canales de frecuencia, productos de parejas de muestras de señal que tienen un mismo retardo p entre-muestras, donde p es un número entero en el intervalo de 0 a (N-1), y calcular un valor medio de los mismos.
- 15 14. Procedimiento según la reivindicación 13, en el que cada uno de los al menos N coeficientes de correlación diferentes es calculado recursivamente usando secciones sucesivas de la señal muestreada, cada uno de los cuales comprende N muestras de señal.
15. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la etapa c) comprende muestrear la señal MF de salida a una frecuencia de muestreo que excede un ancho de banda de modulación total de la misma por un factor mayor de 2.
- 20 16. Procedimiento según la reivindicación 3, que comprende además la etapa de determinar el número de canales de frecuencia en la señal MF.
17. Procedimiento según la reivindicación 16, en el que la etapa de determinar el número de canales de frecuencia en la señal MF comprende determinar un número de valores propios que superan un umbral.
- 25 18. Un circuito que comprende:
- un amplificador que tiene un puerto de entrada para recibir una señal multiplexada en frecuencia (MF) de entrada compuesta de K canales de frecuencia, y un puerto de salida para sacar una señal MF de salida, en el que el amplificador introduce distorsiones no lineales en la señal MF de entrada mientras forma, a partir de la misma, la señal MF de salida;
- 30 un pre-distorsionador acoplado al puerto de entrada del circuito no lineal para pre-distorsionar la señal MF de entrada según uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables antes de pasarla a través del amplificador;
- un muestreador de señal acoplado al puerto de salida del amplificador para muestrear al menos una parte de la señal MF de salida para obtener una señal de salida muestreada;
- 35 un controlador acoplado operativamente entre el muestreador de señal y el circuito de pre-distorsión para recibir la señal de salida muestreada y para generar iterativamente el uno o más parámetros de pre-distorsión ajustables, en el que el controlador comprende además:
- un módulo de cálculo de correlación para calcular una matriz de correlación de tamaño NxN a partir de la señal de salida muestreada, donde N es un entero mayor que K;
- 40 un módulo de cálculo de RSD, acoplado operativamente al módulo de cálculo de correlación, para calcular una relación señal a distorsión (RSD) en base a la matriz de correlación, y,
- un generador de pre-distorsión, acoplado operativamente al módulo de cálculo de RSD, para generar el uno o más parámetros de pre-distorsión en función de la RSD.
19. Circuito según la reivindicación 16, en el que el controlador comprende además:
- una memoria de RSD, acoplada al módulo de cálculo de RSD, para almacenar la RSD, y,
- 45 un comparador de RSD, acoplado operativamente entre el módulo de cálculo de RSD y el generador de pre-distorsión, y acoplado además a la memoria de RSD, para comparar los valores almacenados en la memoria de RSD con un valor de RSD actual;

en el que la función del generador de pre-distorsión es generar el uno o más parámetros de pre-distorsión en función de una salida del comparador de RSD.

1

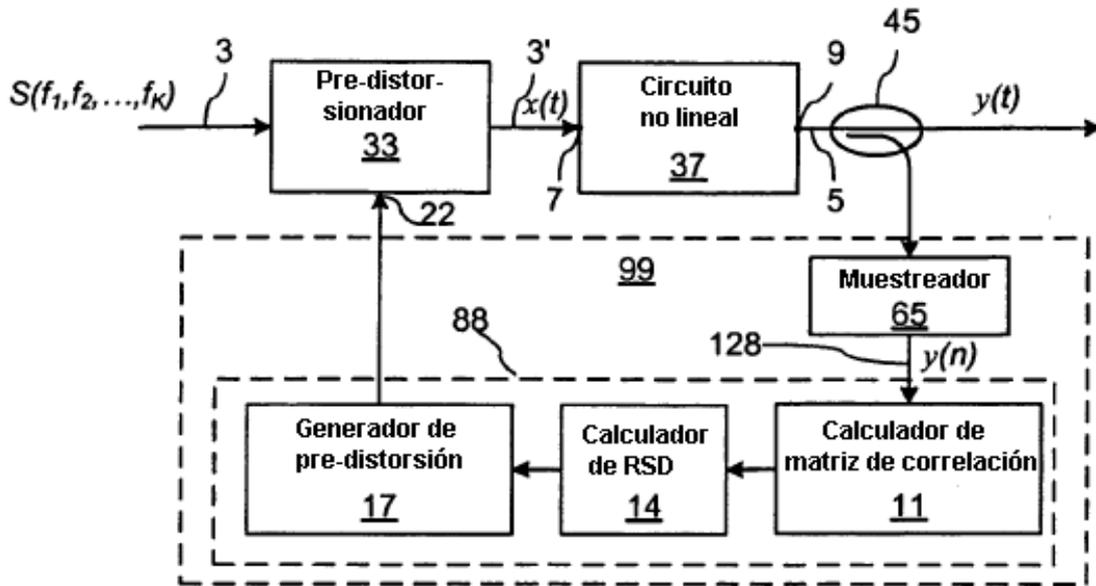


Fig. 1

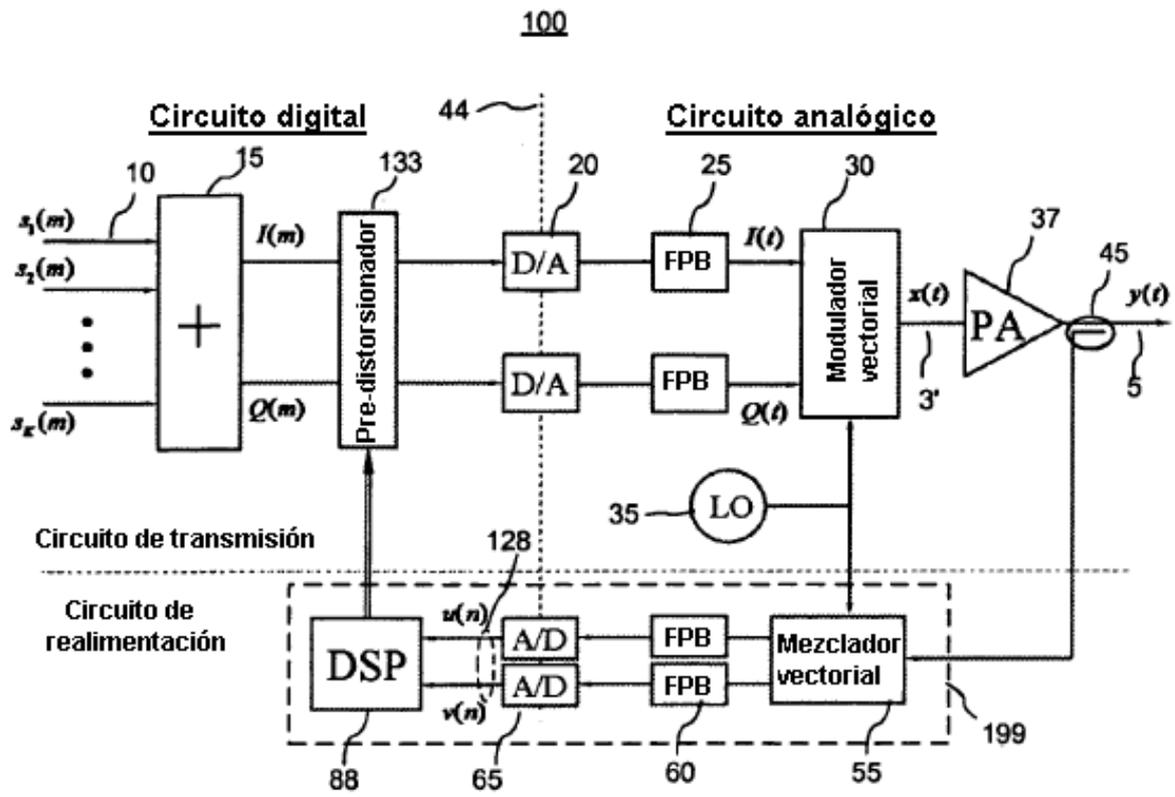


Fig. 2

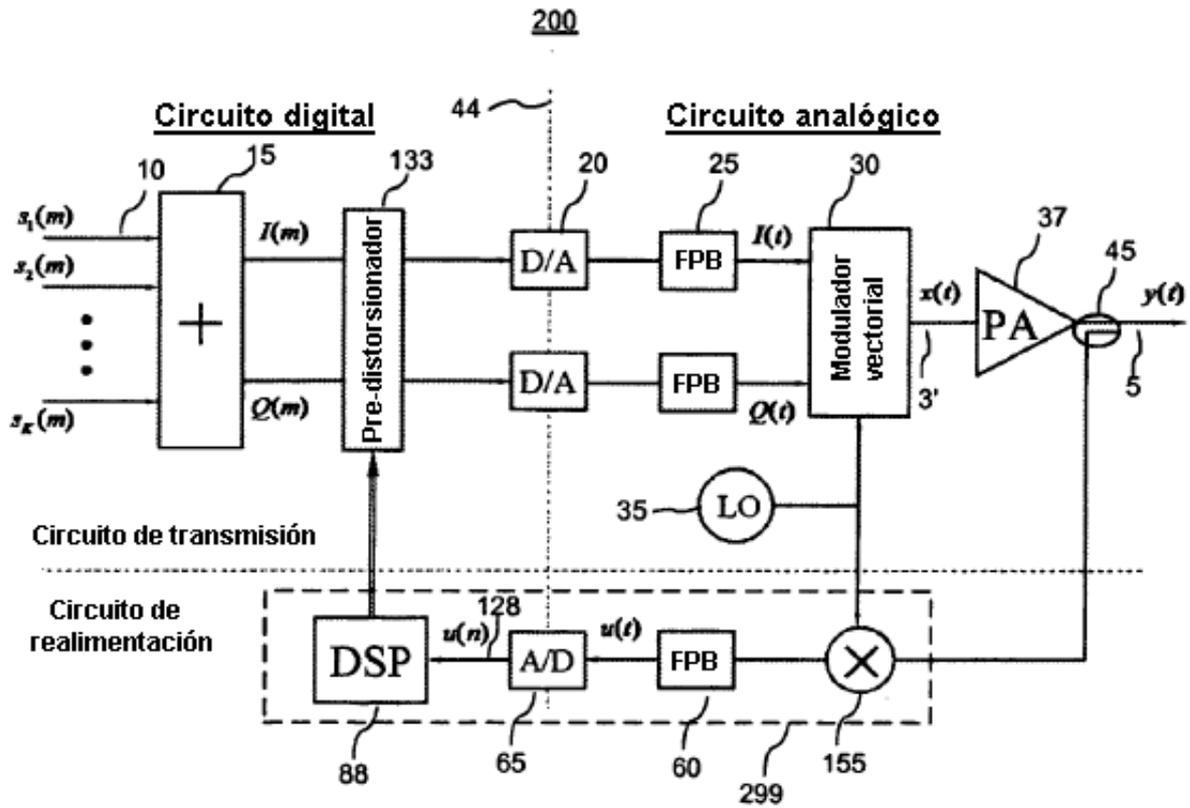


Fig. 3

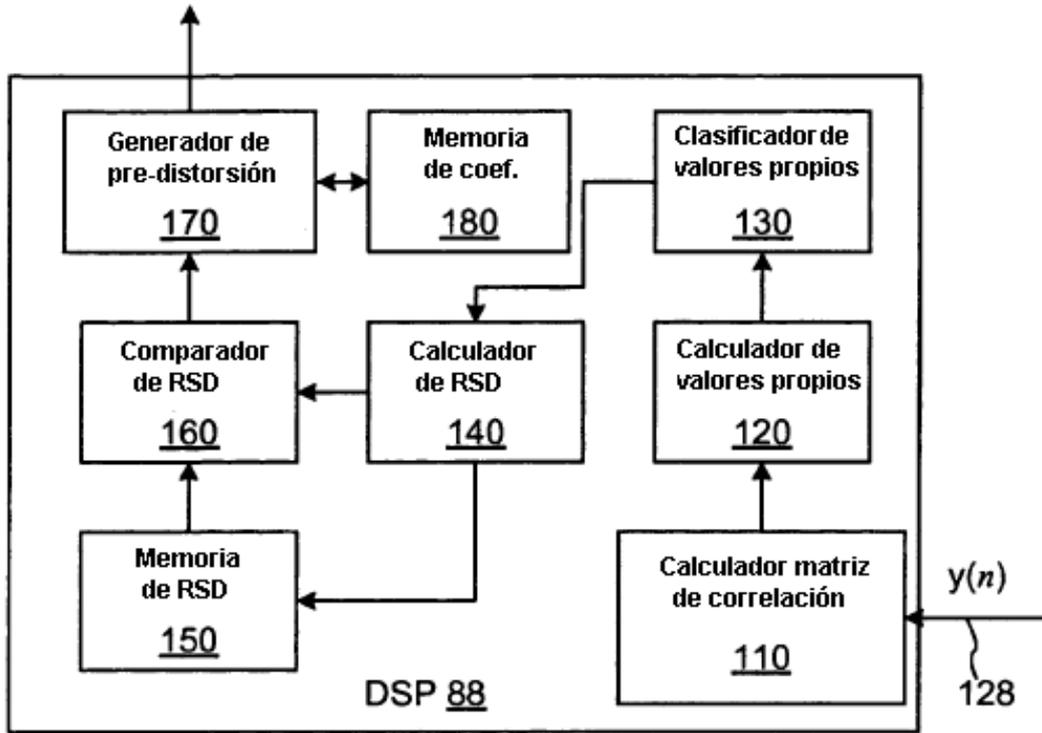


Fig. 4

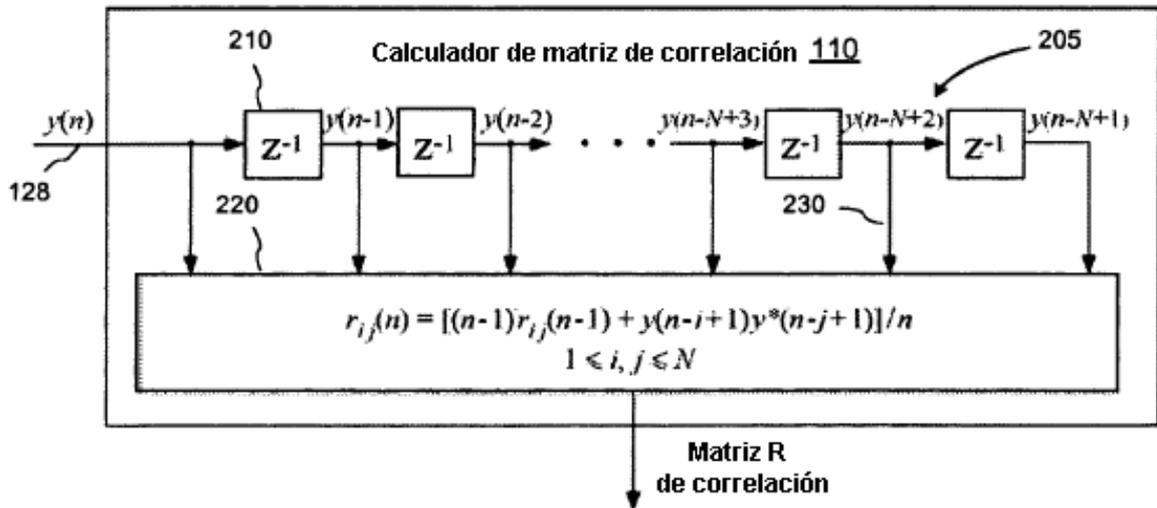


Fig. 5

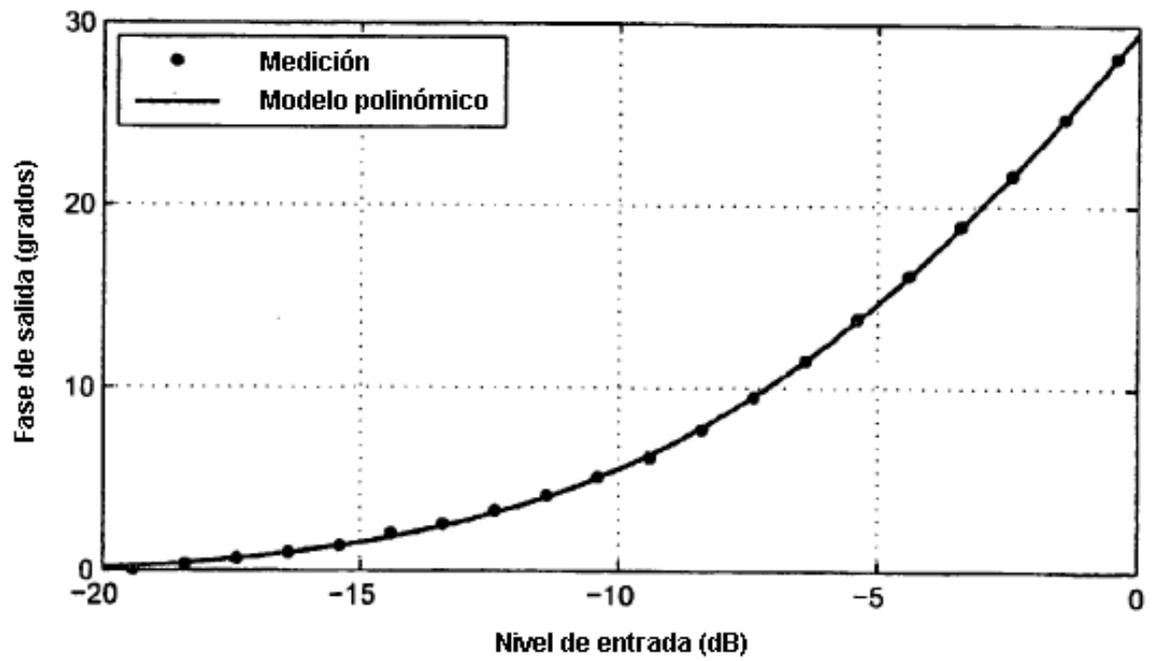
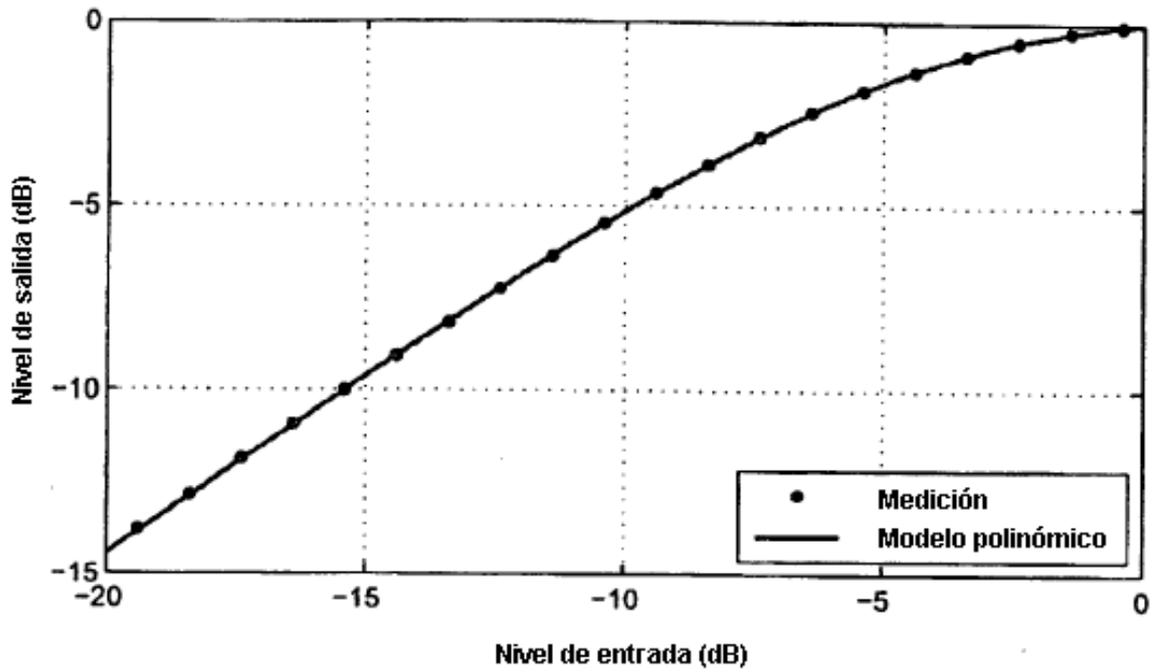


Fig. 6

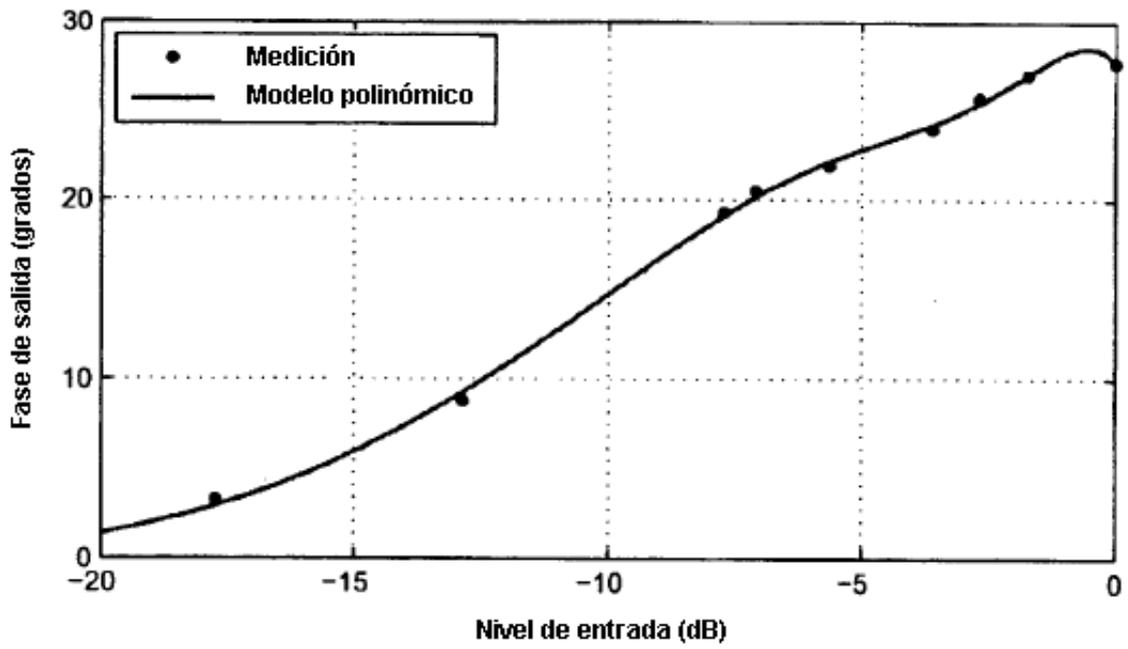
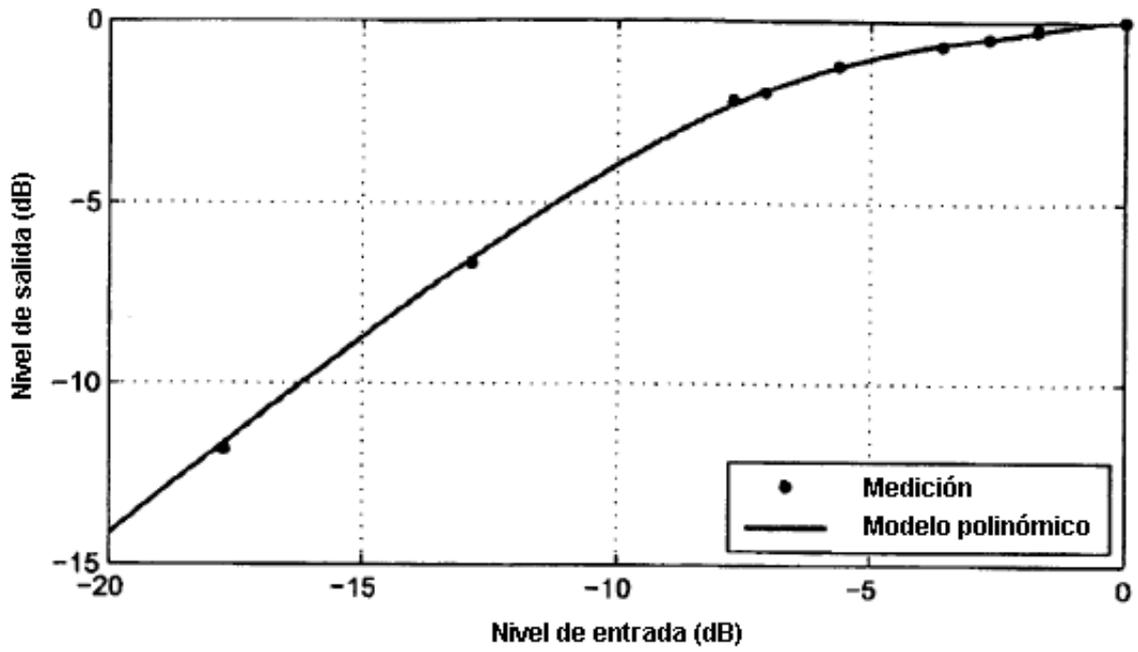


Fig. 7

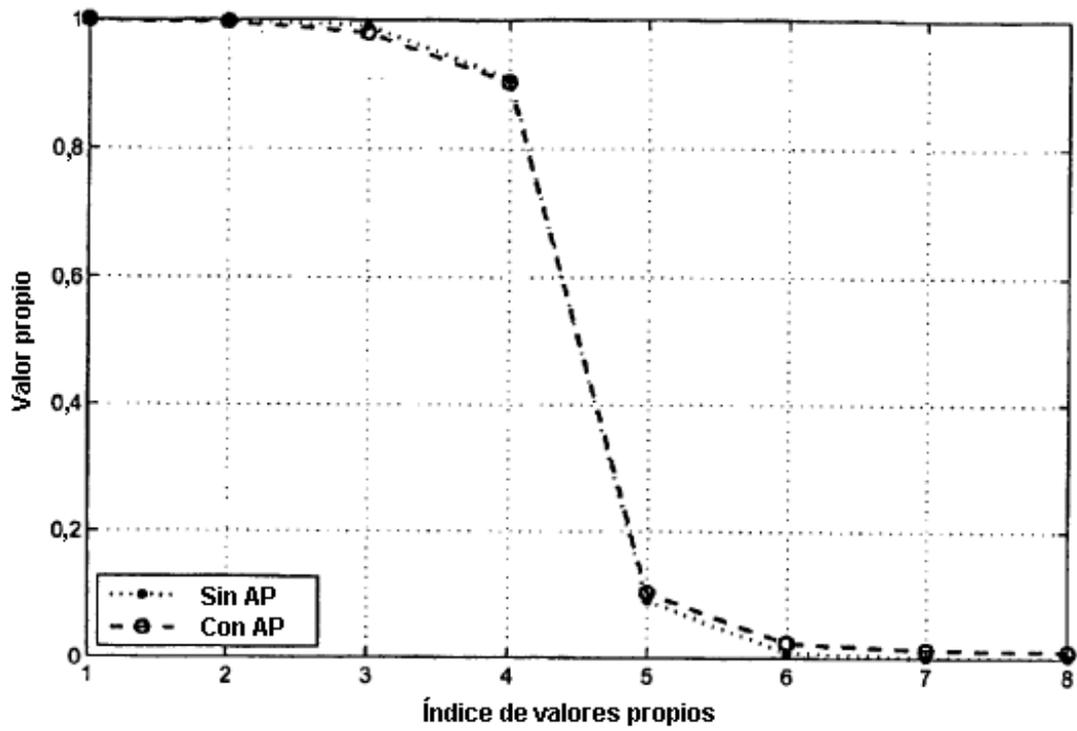


Fig. 8

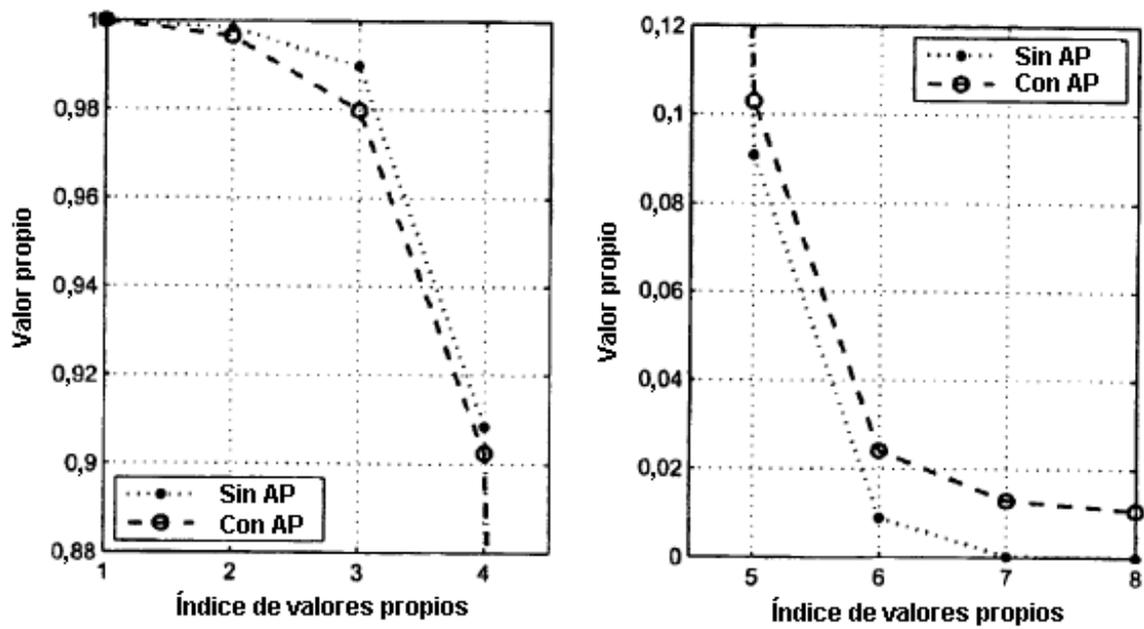


Fig. 9

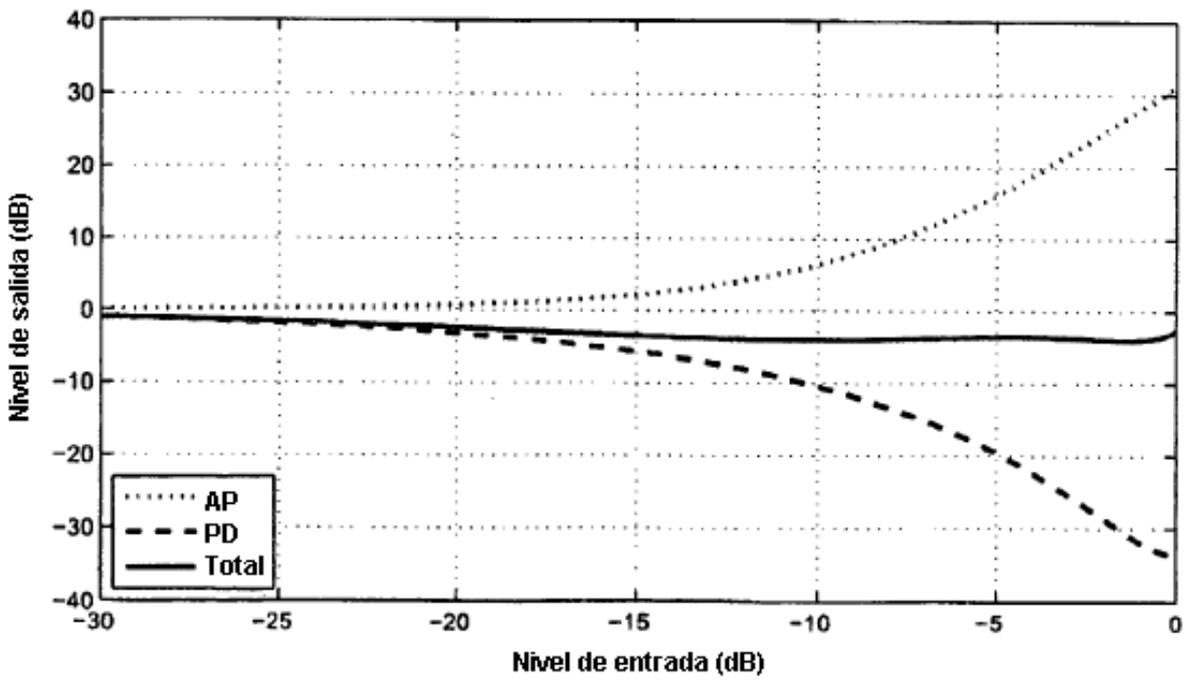
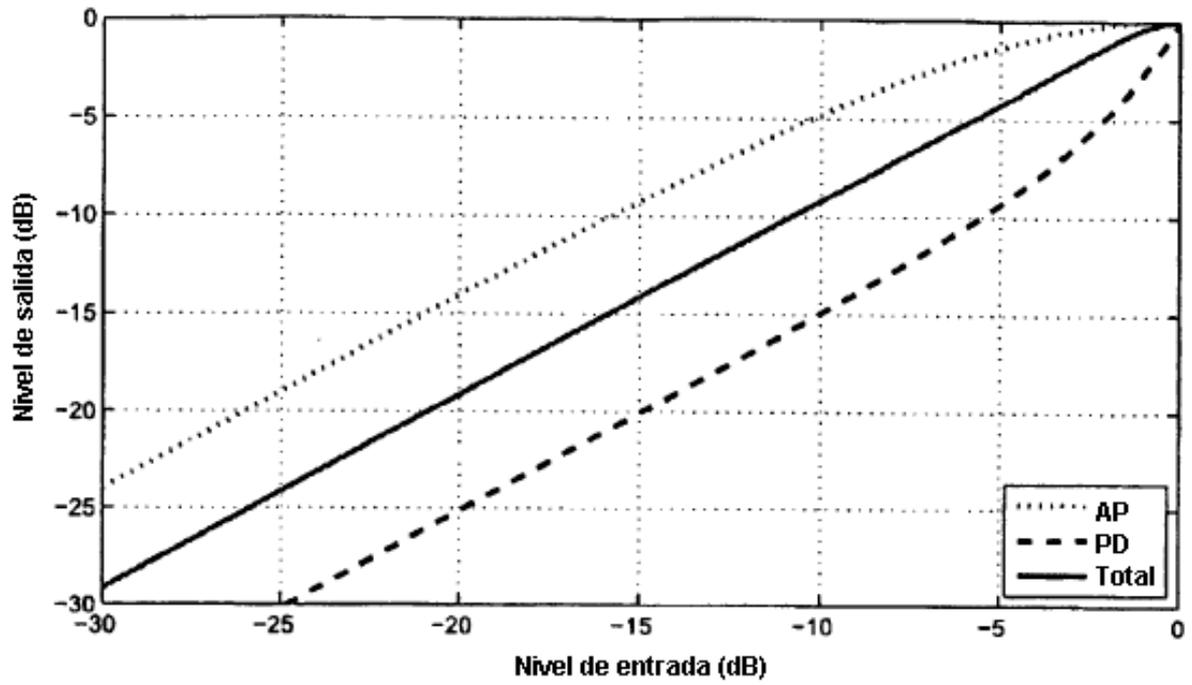


Fig. 10

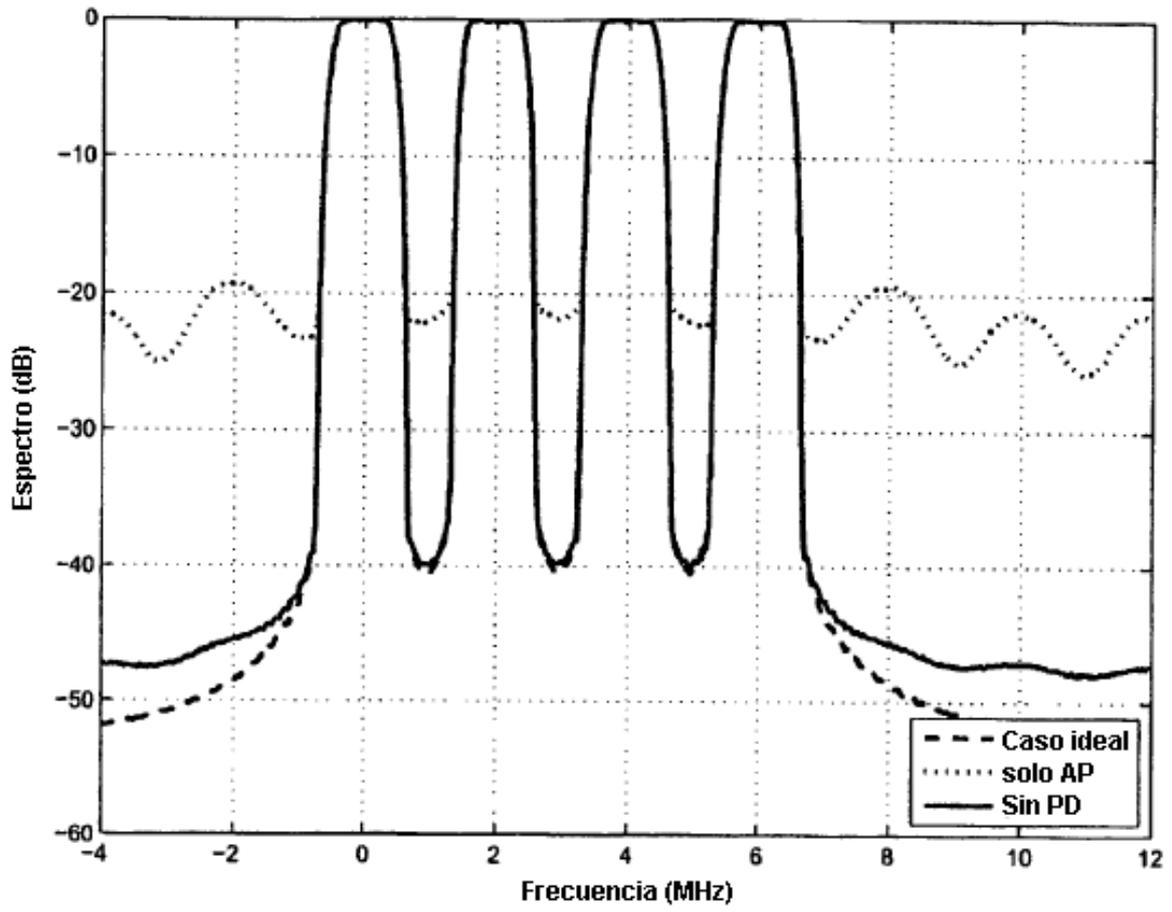


Fig. 11

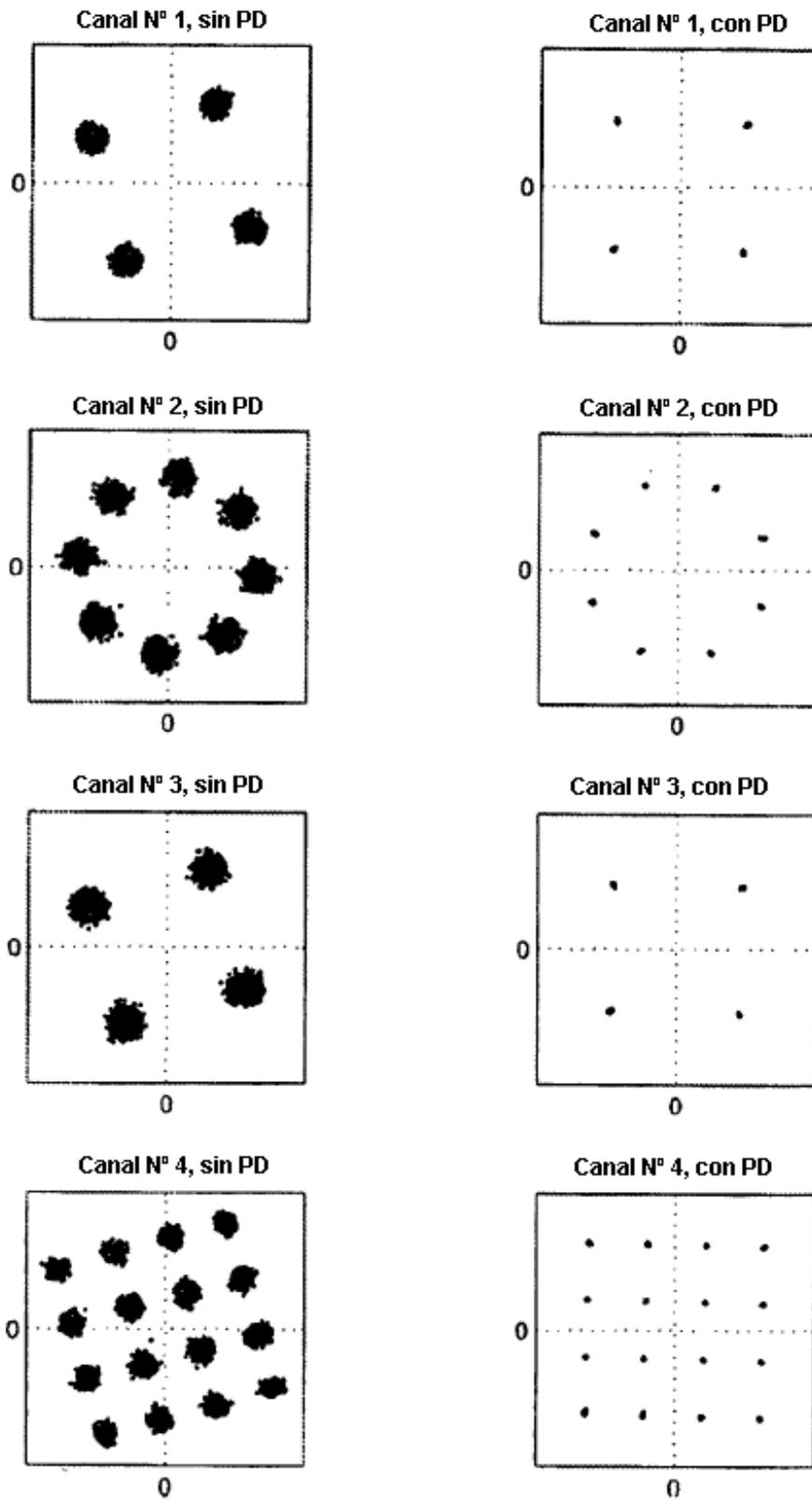


Fig. 12

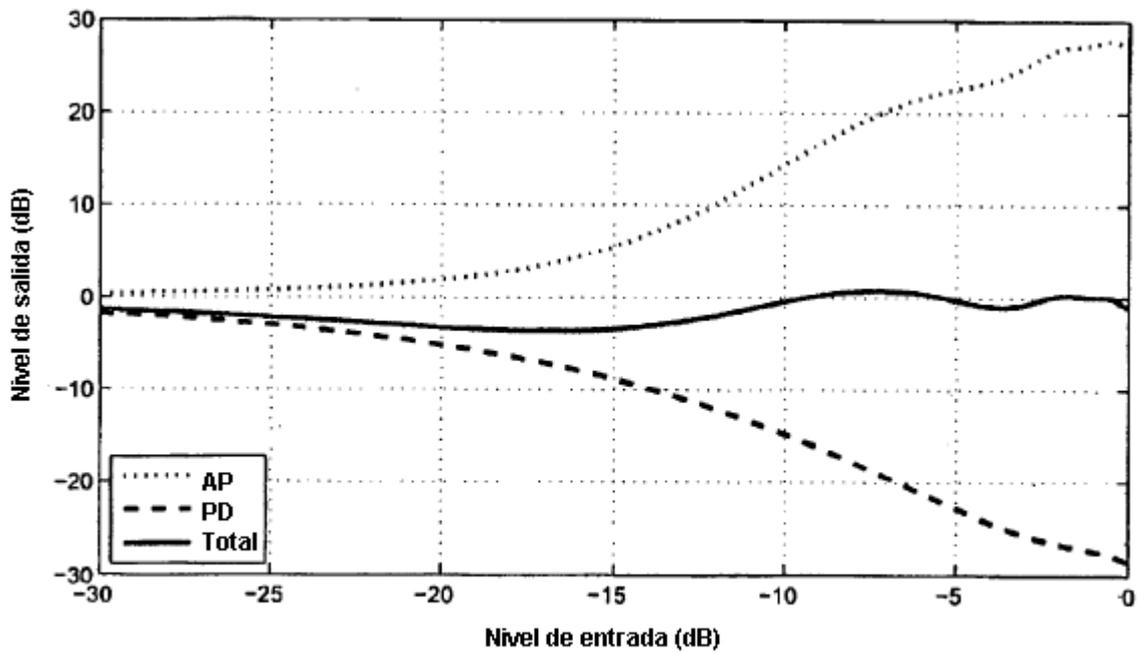
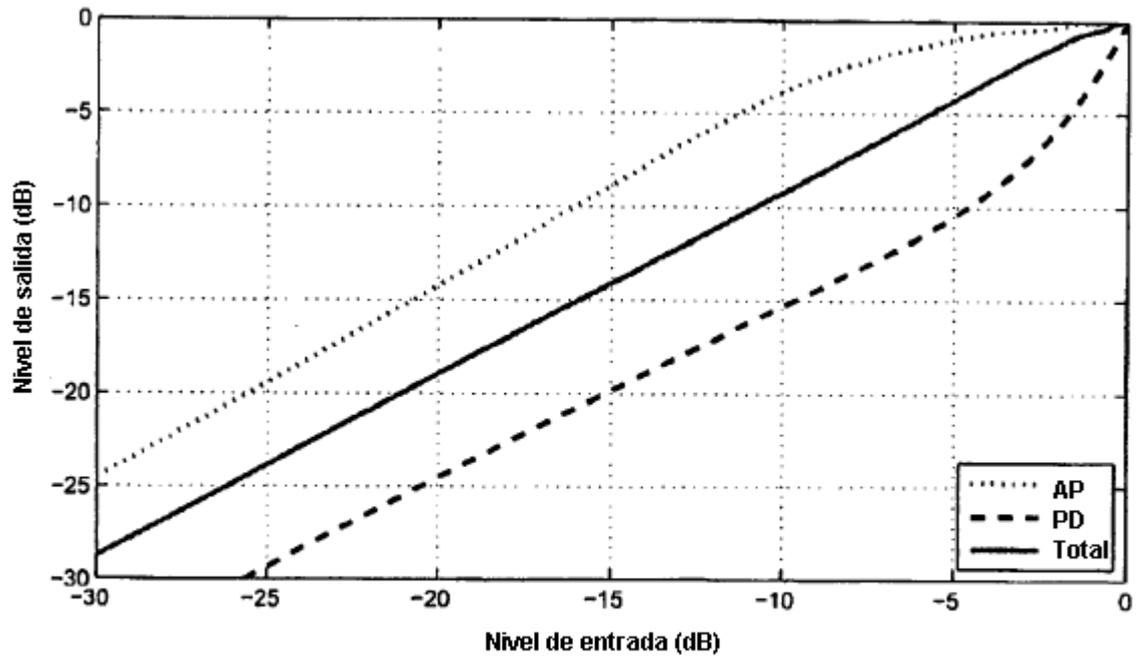


Fig. 13

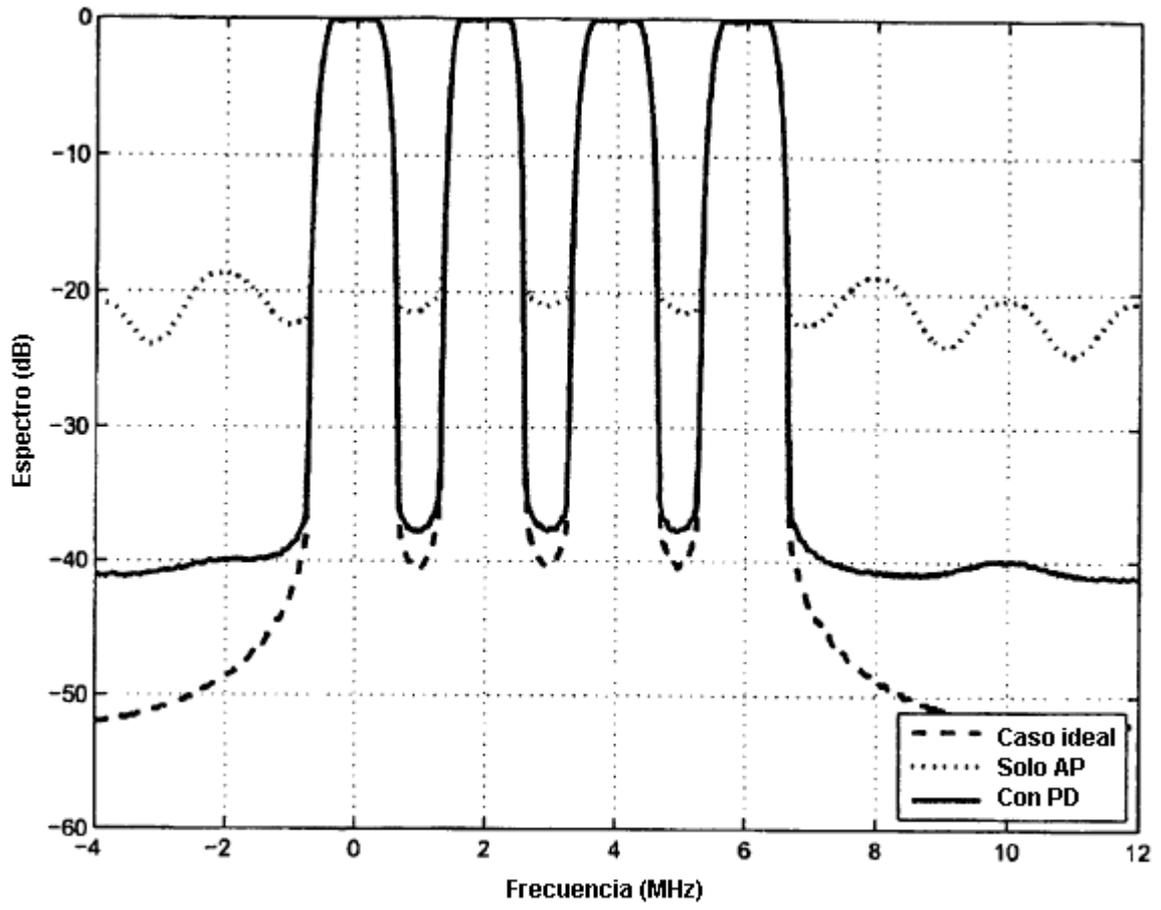


Fig. 14

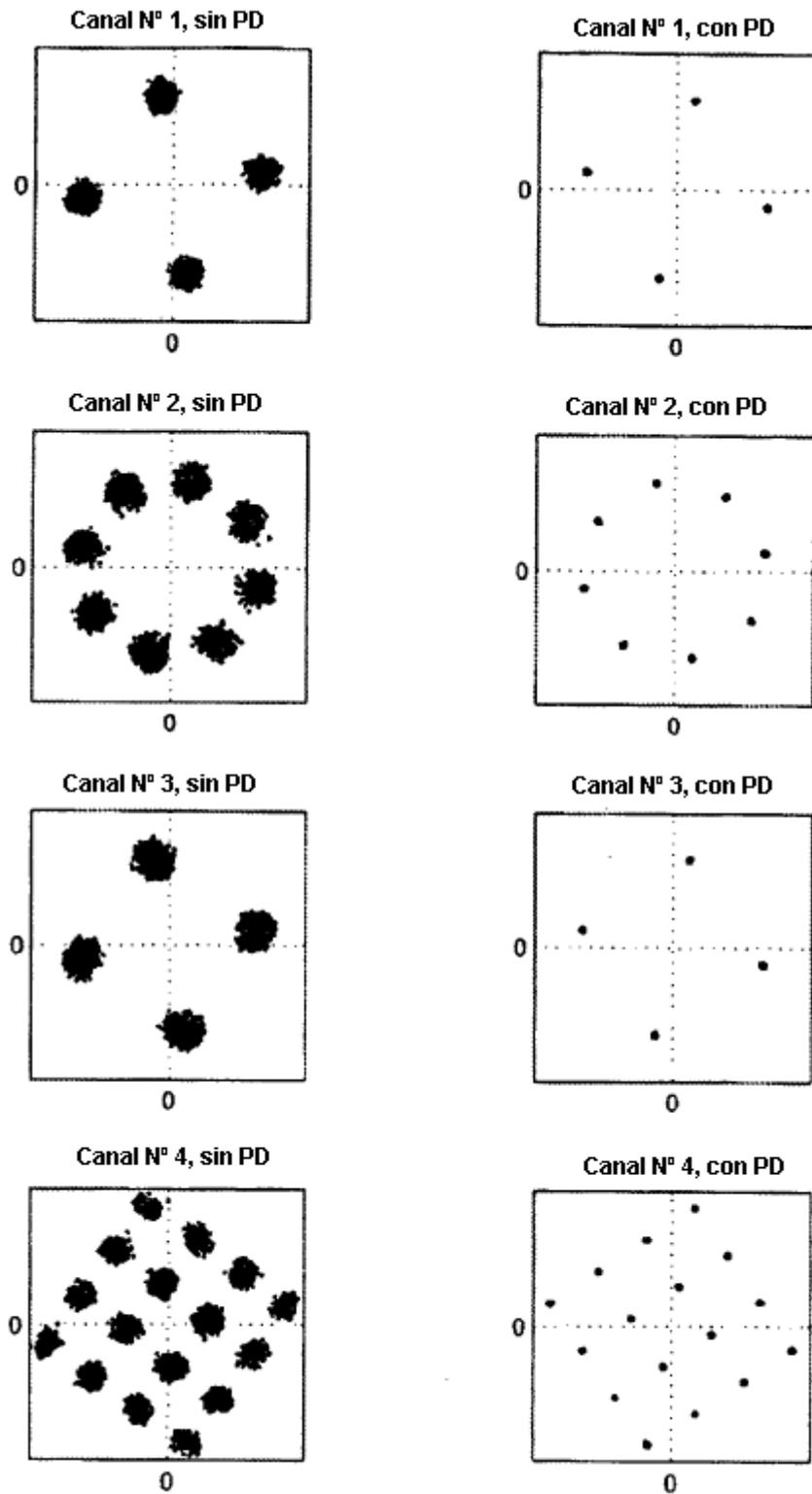


Fig. 15

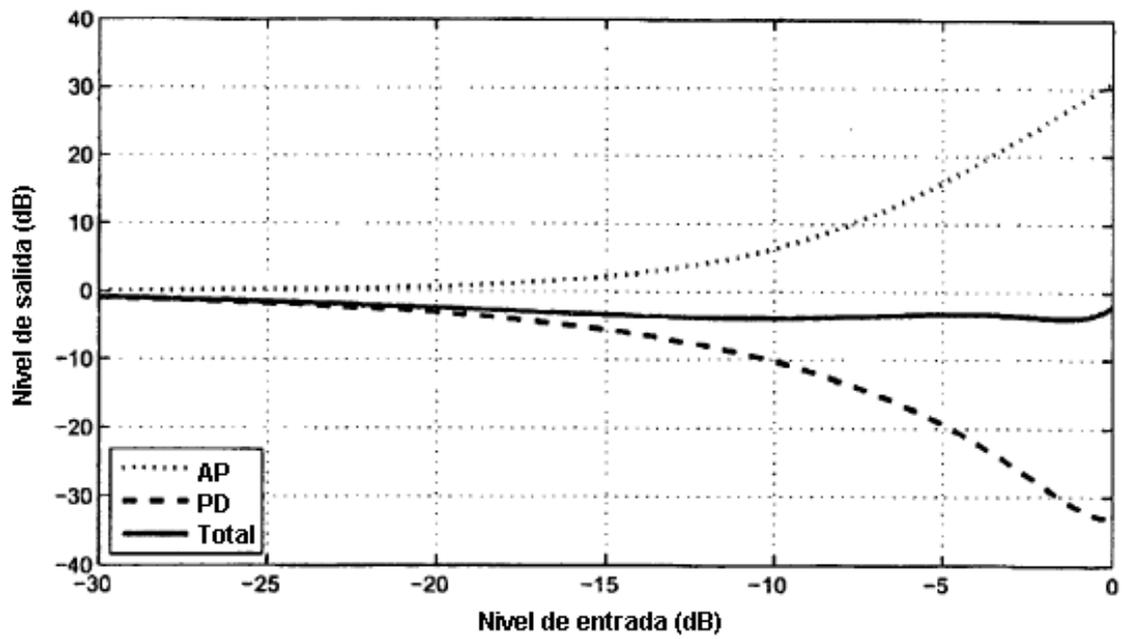
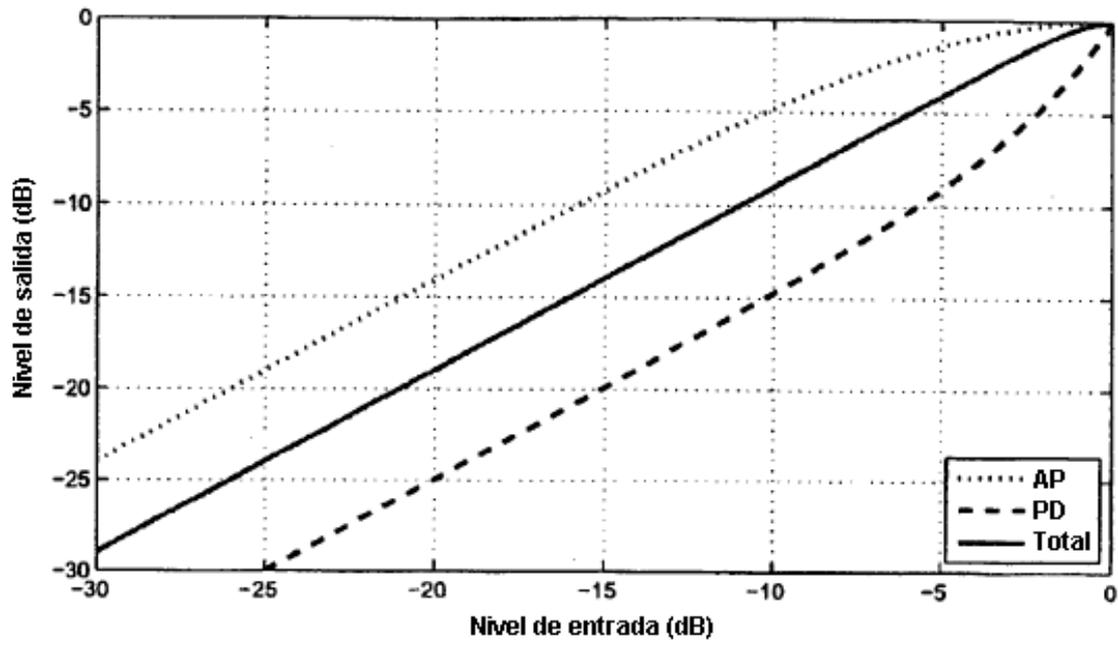


Fig. 16

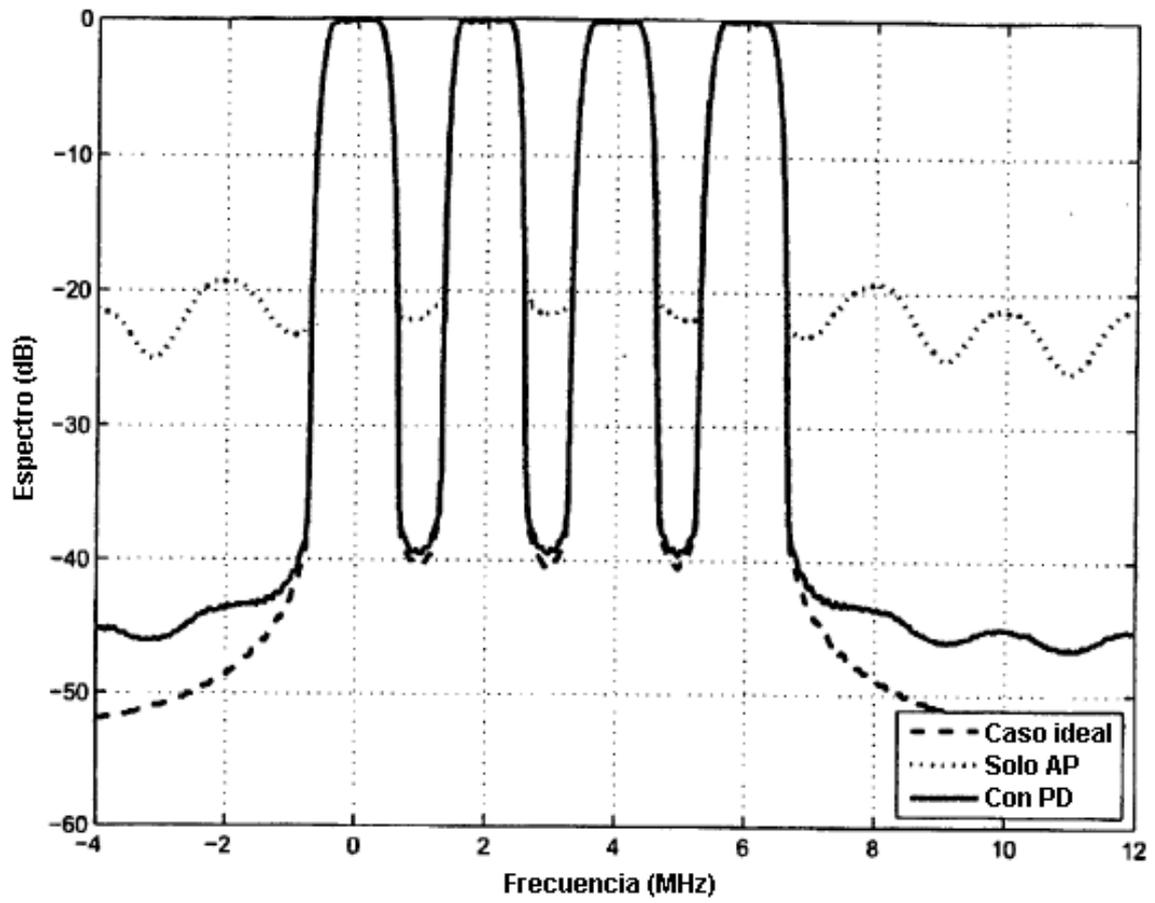


Fig. 17

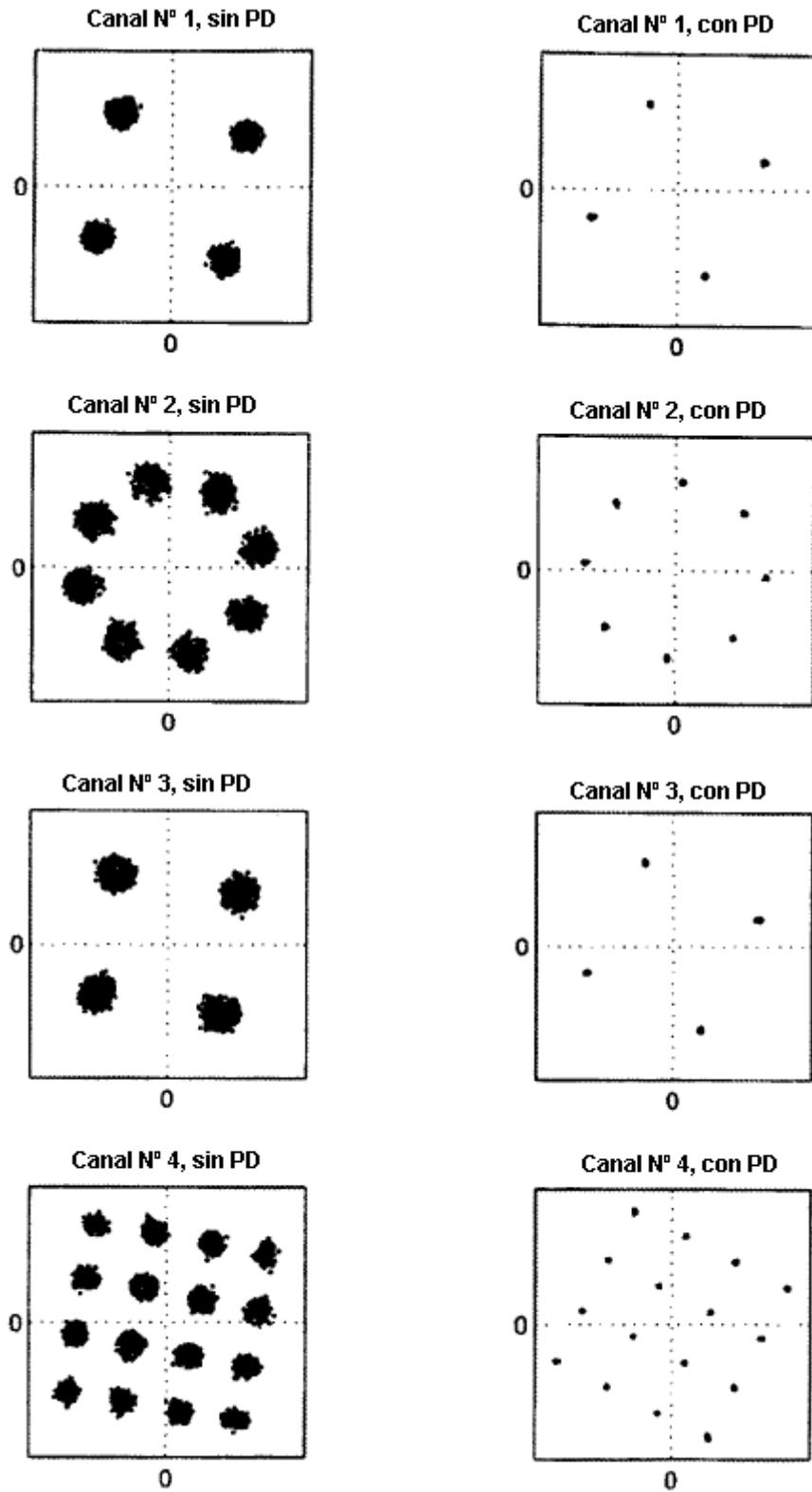


Fig. 18

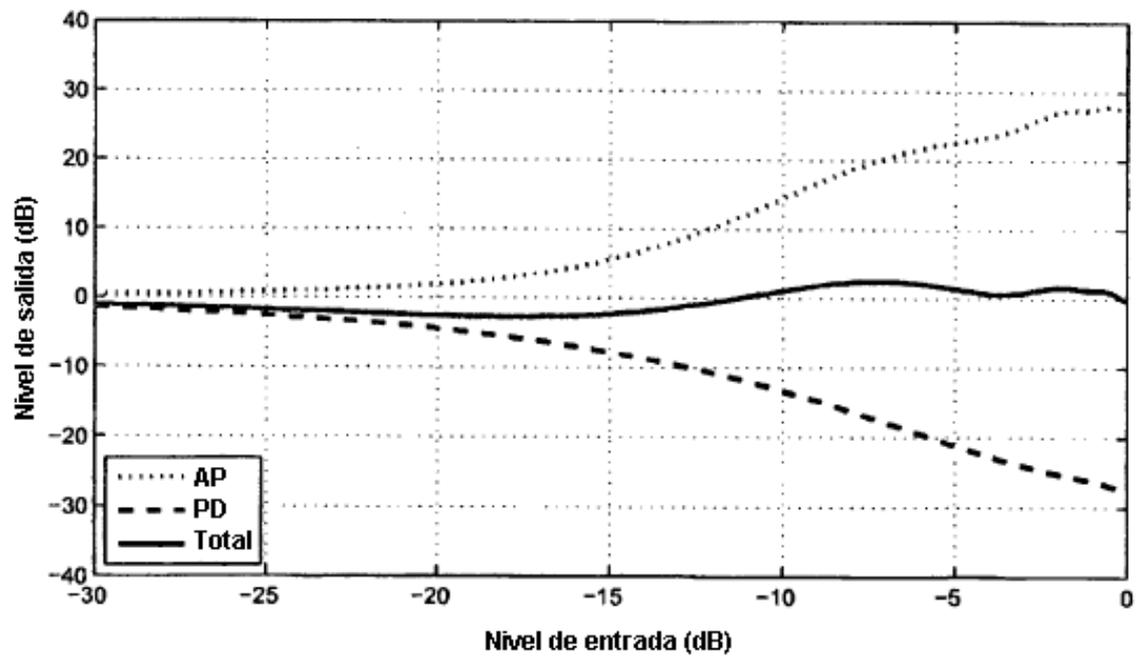
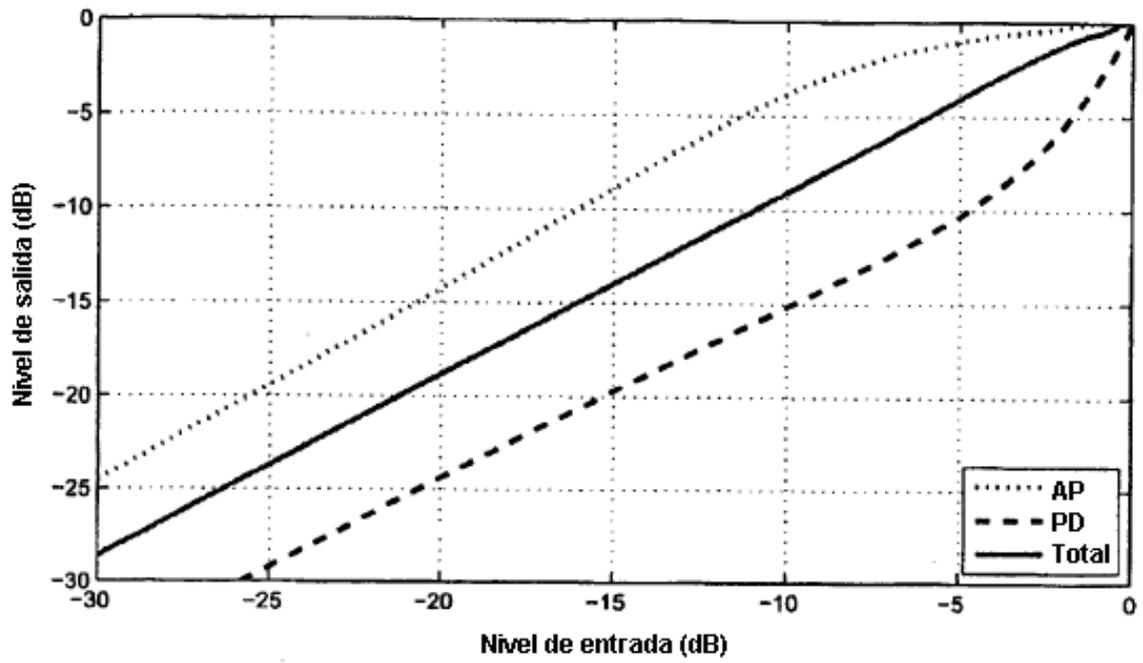


Fig. 19

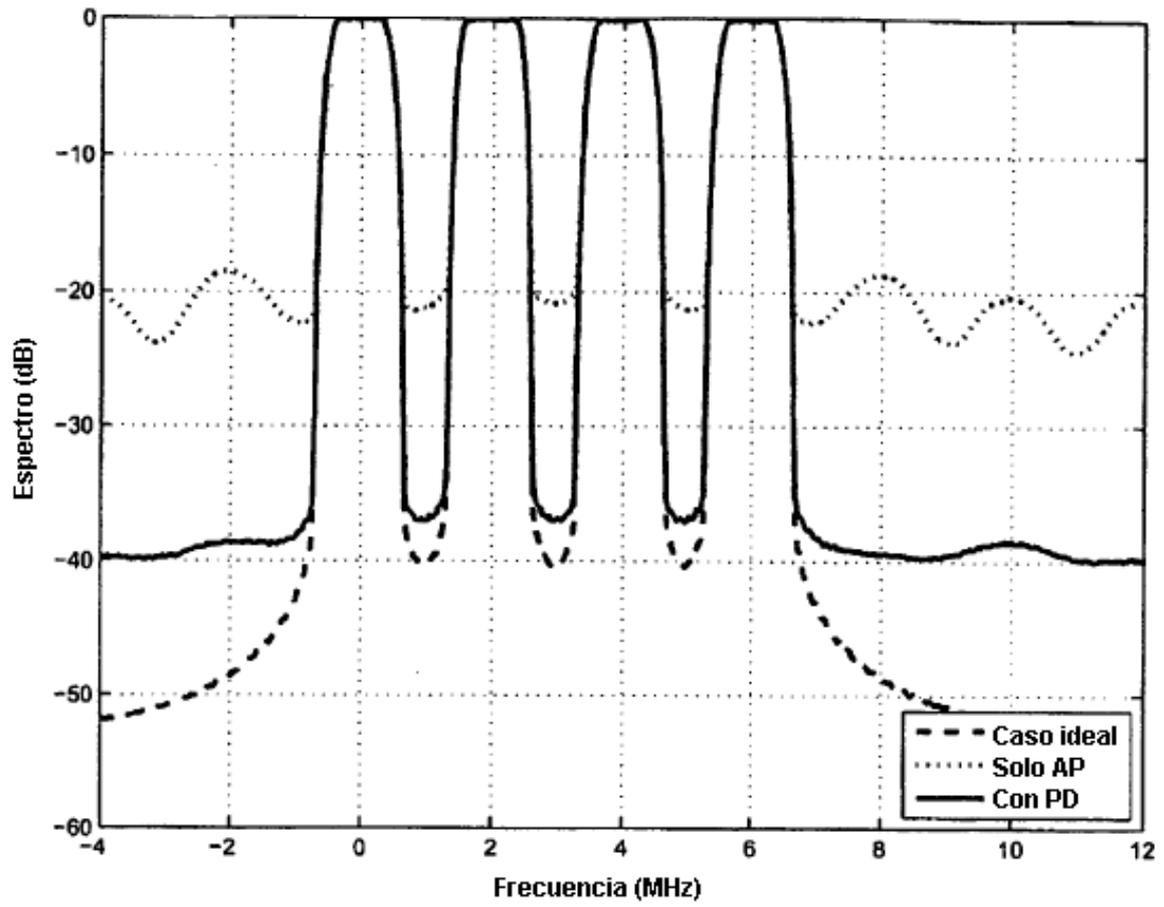


Fig. 20

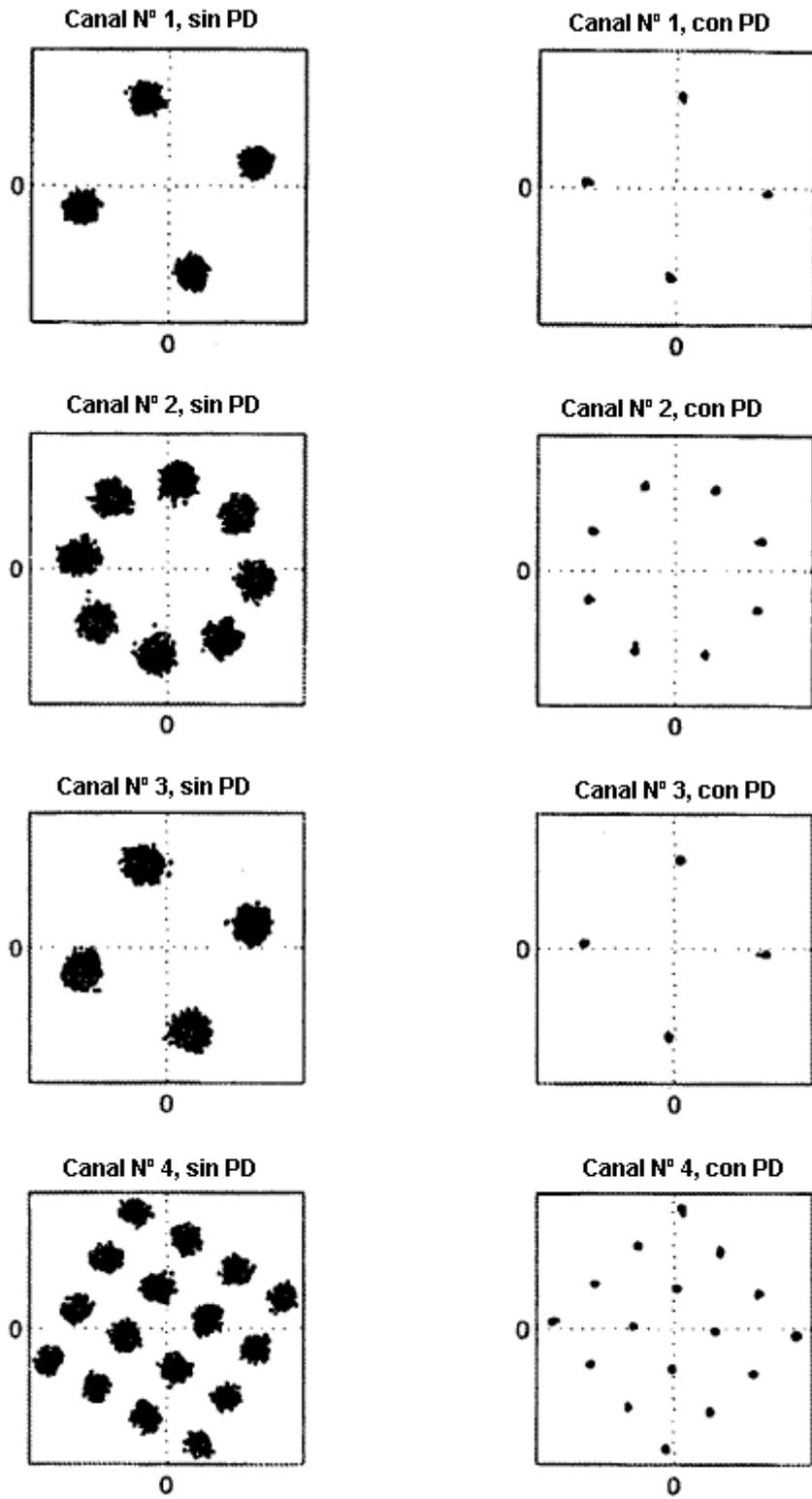


Fig. 21

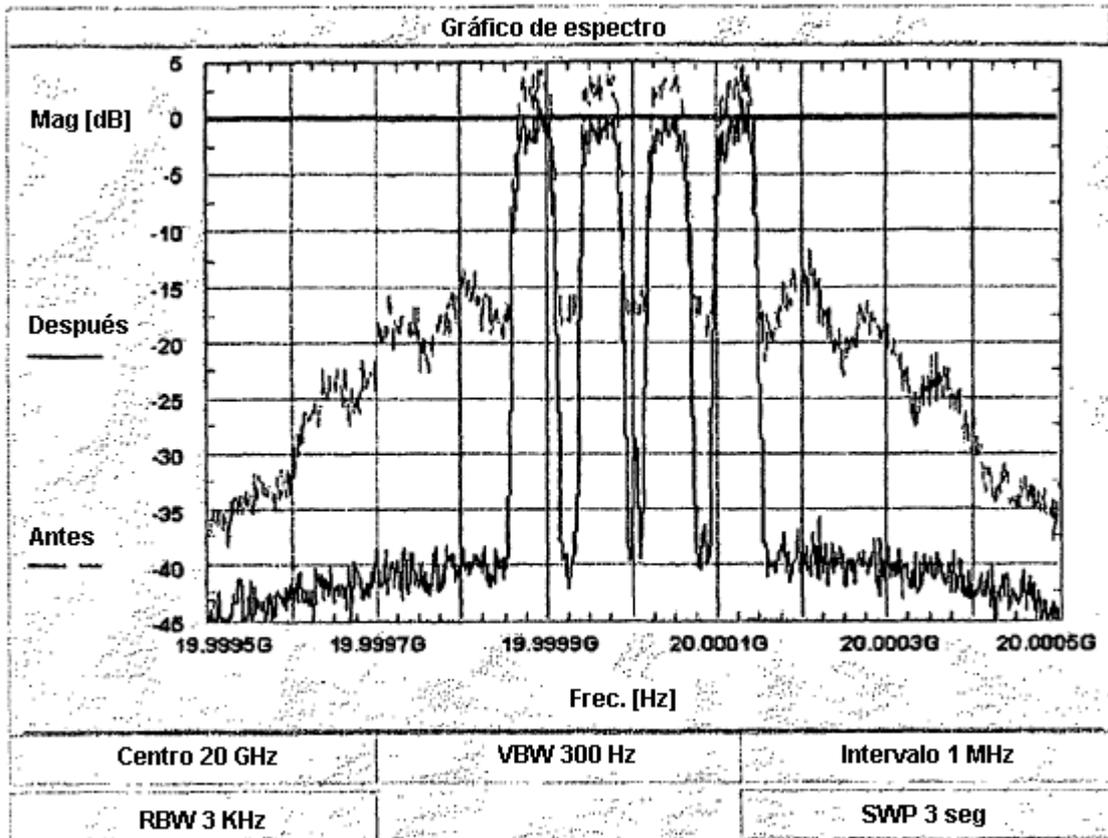


Fig. 22

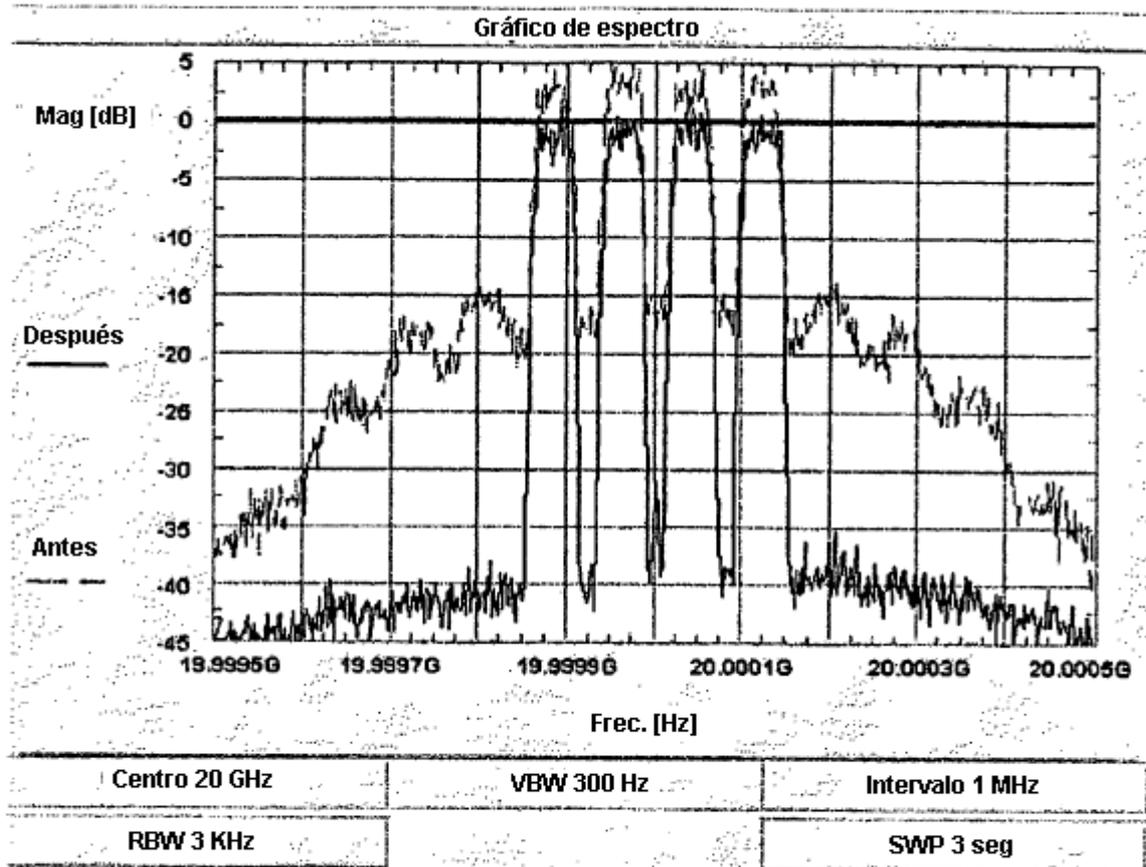


Fig. 23