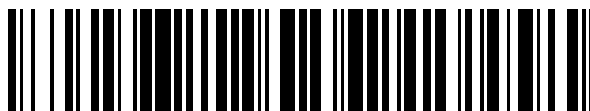


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 393 523**

51 Int. Cl.:

H04L 27/36 (2006.01)

H04B 1/62 (2006.01)

G01R 31/28 (2006.01)

H03F 1/32 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08751017 .8**

96 Fecha de presentación: **24.01.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2248316**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **10.11.2010**

54 Título: **Un procedimiento para compensar la distorsión de la señal en una carga útil emisora**

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:

**AGENCE SPATIALE EUROPÉENNE (100.0%)
8-10, rue Mario Nikis
75738 Paris Cedex 15, FR**

72 Inventor/es:

HANNES, DIRK

74 Agente/Representante:

PONS ARIÑO, Ángel

ES 2 393 523 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

Un procedimiento para compensar la distorsión de la señal en una carga útil emisora

5 La invención se refiere a un procedimiento para compensar la distorsión de la señal en una carga útil emisora mediante la introducción de una función de transferencia de compensación o predistorsión adecuada dentro de la respuesta agregada de dicha carga útil.

10 El procedimiento resulta particularmente adecuado en aplicaciones espaciales, y más en particular, en las cargas útiles generadoras, tales como las cargas útiles de navegación.

15 La predistorsión de las señales de una carga útil con el fin de compensar la distorsión lineal y/o no lineal inducida por la carga útil es una técnica conocida en el ámbito de las telecomunicaciones. Con frecuencia, estas funciones de compensación están contenidas en el interior de uno de los equipos de a bordo, es decir, un linealizador en un amplificador de RF de alta potencia, que generalmente proporciona una reducción no lineal, o un ecualizador que comprende un filtro de fase sintonizable, que proporciona un alisado de respuesta lineal en el dominio de la frecuencia. Véase, por ejemplo, el artículo de Maria-Gabriella Di Benedetto y Paola Madarini "An Application of MMSE Predistortion to OFDM Systems", IEEE Transactions on Communications, Vol. 44, N.º 11, Noviembre de 1996.

20 La determinación de una función de compensación de transferencia adecuada requiere el conocimiento simultáneo de una señal de entrada de la carga útil y de la señal de salida correspondiente. No obstante, no siempre es oportuno medir una señal de entrada, en particular en el caso de una carga útil generadora. De hecho, las cargas útiles generadoras generan internamente su propia señal de entrada; el acceso a dicha señal de entrada requiere el montaje de acopladores dentro de la carga útil, lo que añade peso, errores de calibración y la complejidad, al tiempo que crea limitaciones de acceso en general (p. ej., la intervención física por un ingeniero de pruebas, la manipulación de apertura/nuevo cierre de los paneles de acceso y cables umbilicales con el fin de llegar a los puntos de medición, el acoplamiento/desacoplamiento de conectores). Un objetivo de la invención consiste en dar a conocer un procedimiento para la compensación de la distorsión de la señal en una carga útil emisora, sin la necesidad de adquirir una señal de entrada de dicha carga útil.

25 Otro objetivo de la invención consiste en dar a conocer un procedimiento de compensación de la distorsión que sea sencillo de implementar y robusto frente a las derivas de los parámetros del elemento de carga útil individual (equipo) y las tolerancias de los elementos de carga útil individuales.

30 La patente WO9859471 describe el preámbulo de la reivindicación 1.

La invención se da a conocer de acuerdo con las reivindicaciones 1 y 22.

35 El objeto que se da a conocer a continuación en la descripción y que va más allá del alcance de las reivindicaciones debe ser considerado como ejemplos y realizaciones, aun cuando se empleen en dicha descripción palabras como «realización», «objeto», «invención», «espíritu», o similares.

40 Otro objetivo adicional de la invención consiste en dar a conocer un procedimiento de compensación de la distorsión flexible, que funcione con prácticamente cualquier constelación de modulación de la señal y que adopte suposiciones mínimas sobre la señal y las características de la carga útil.

45 Otro objetivo adicional de la invención consiste en dar a conocer un procedimiento de compensación de la distorsión que pueda llevarse a cabo durante el funcionamiento de la carga útil, sin la necesidad de interrumpir el servicio.

50 El procedimiento de acuerdo con la invención resulta particularmente adecuado para cargas útiles generadoras, y más particularmente para cargas útiles de navegación, si bien no se limita a este campo particular. También se puede aplicar, por ejemplo, a las cargas útiles de telecomunicaciones para la optimización de la interferencia entre símbolos, y a las cargas útiles de radar de apertura sintética con el fin de reducir los sesgos de estimación de la distancia.

55 De acuerdo con la invención, al menos algunos de estos objetivos se pueden lograr mediante un procedimiento para compensar la distorsión de la señal en una carga útil emisora, que consiste en determinar una función de transferencia de compensación e introducirla dentro de la respuesta agregada de dicha carga útil, estando caracterizado el procedimiento porque comprende:

60 (a) la elección de una función de transferencia de compensación experimental inicial y su introducción dentro de la respuesta agregada de dicha carga útil;

(b) la adquisición de una señal de salida de dicha carga útil emisora;

(c) sobre la base de dicha señal de salida adquirida y de una señal de referencia, correspondiente a una señal de salida no distorsionada esperada, realizar una estimación de una función de transferencia de distorsión residual de dicha carga útil emisora; y

(d) sobre la base de dicha estimación de dicha función de transferencia de distorsión residual, calcular una función de transferencia de compensación experimental actualizada.

Preferentemente, los pasos (b) a (d) se repiten de manera iterativa hasta que se cumpla una condición objetivo, lo que indica que se ha logrado una compensación satisfactoria de la distorsión de la señal.

Preferentemente, la estimación se realiza utilizando una estrategia de «caja negra» y la señal de referencia se genera «artificialmente», es decir, no se trata de una señal medida desde el interior de la carga útil.

Las realizaciones ventajosas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes adjuntas.

Una característica particularmente ventajosa de la invención es el uso de una señal de referencia que no se mide en el interior de la carga útil, lo que suprime la necesidad de acopladores de señales no deseados.

Gracias a la utilización de una técnica de estimación de caja negra, no hay necesidad de disponer de un conocimiento detallado del funcionamiento de la carga útil, y solo es preciso realizar un mínimo de suposiciones. Básicamente, lo que se requiere es que la respuesta de la carga útil sea temporal invariante en el tiempo y sin memoria, y que la señal de referencia sea invariante en el tiempo. Esto dota al procedimiento de acuerdo con la invención de una gran flexibilidad.

Una característica interesante de la invención es que se puede utilizar una función de compensación lineal con el fin de compensar una distorsión agregada que incluye las contribuciones no lineales.

Cuando se aplica a las cargas útiles de naves espaciales, el procedimiento de acuerdo con la invención se puede llevar a cabo tanto desde tierra como desde el espacio. En este último caso, no es necesario interrumpir el funcionamiento, ya que la señal de salida de funcionamiento nominal se puede utilizar para determinar la función de transferencia de compensación requerida.

La invención también se refiere a una carga útil emisora que comprende medios para precompensar la distorsión de la señal, adaptada para llevar a cabo dicho procedimiento.

A continuación se describirá la invención en detalle haciendo referencia a los dibujos adjuntos, incluidos exclusivamente con fines ilustrativos, y sin la intención de que resulten limitativos. En los dibujos:

La figura 1 muestra la relación entre los requisitos de la señal y de la carga útil aplicados típicamente en las aplicaciones de navegación, comunicación y radar;

La figura 2 muestra los gráficos de los componentes de amplitud y fase de una función de transferencia de distorsión sinusoidal;

Las figuras 3A a 3F ilustran el impacto de la función de transferencia de distorsión de la figura 2 sobre una señal de entrada a modo de ejemplo;

Las figuras 4A a 4E ilustran el impacto de la distorsión sobre la función de correlación de una señal de salida de funcionamiento típica, de acuerdo con un ejemplo complementario.

Las figuras 5A a 5C representan esquemáticamente los mecanismos básicos de generación de la señal de salida agregada;

La figura 6 muestra un diagrama de bloques simplificado de una carga útil de emisión generadora;

La figura 7 muestra un diagrama de flujo de alto nivel de un procedimiento de acuerdo con una realización de la invención;

La figura 8 muestra un diagrama de bloques detallado de un procedimiento de acuerdo con una realización de la invención;

La figura 9 representa esquemáticamente un ejemplo de una condición objetivo de acuerdo con una realización de la invención;

5 Las figuras 10A a 10E muestran una demostración a título de ejemplo de una iteración de compensación con gráficos de distorsión residual de la amplitud y de la fase utilizando un procedimiento de acuerdo con la invención;

La figura 11 ilustra el principio en el que se basa la invención;

10 Las figuras 12A - 12F muestran un ejemplo de los resultados prácticos de la aplicación de un procedimiento de acuerdo con la invención en una carga útil prototipo.

15 El desarrollo de cargas útiles de satélites se enfrenta en general a tres fases fundamentales: una fase de diseño, una fase de ensamblaje, una fase de integración y verificación (AIV) y una fase de funcionamiento. Durante estas fases típicas, la optimización de la exactitud del rendimiento de la señal en el espacio (SIS) requiere una estrategia específica para el tipo de cargas útiles generadoras, tales como las cargas útiles de navegación. La exactitud del rendimiento de la SIS es un factor importante para lograr el rendimiento general del sistema, más concretamente, el error equivalente en la distancia al usuario (UERE), un importante parámetro inherente para las aplicaciones de navegación.

20 La exactitud del rendimiento de la SIS representa la cantidad de distorsión agregada no deseada incrustada en la SIS.

25 La siguiente lista resume los principales parámetros de nivel del sistema que afectan al UERE causados por las imperfecciones agregadas de la SIS (excluyendo de este modo las contribuciones de la trayectoria de transferencia desde y hacia el suelo, tales como las procedentes de un entorno multitrayectoria):

- Sesgo de la curva S (SCB);
- Pérdida de correlación (CL);
- Variaciones del retardo de grupo (GD);
- 30 • (In)coherencia entre código/portadora (CCC);
- Varianza de Allan (AV); y
- Ruido de fase (PN).

35 Cabe señalar que la traducción de estos parámetros de nivel del sistema en requerimientos de implementación de diseño no es sencilla y a menudo requiere complejos modelos arquitectónicos. En particular, el sesgo de la curva S y la pérdida de correlación son interpretados típicamente a nivel del receptor de navegación como figuras de mérito del rendimiento y, por consiguiente, su traducción en requisitos de implementación de la carga útil no es sencilla.

40 La siguiente lista resume los requisitos de implementación de la carga útil típicos:

- Respuesta de distorsión de la amplitud y de la fase H;
- Distorsión no coherente (NCD), incrustada en H en condiciones particulares;
- Retardo de grupo (GD), incrustado en H como la derivada de la fase con respecto a la frecuencia;
- 45 • Coherencia entre código/portadora (CCC), incrustado en H como el sesgo entre la fase y el retardo de grupo;
- Varianza de Allan (AV), estocástico; y
- Ruido de fase (PN); estocástico.

50 Esta lista presenta los requisitos típicos utilizados en la comunidad de diseño de cargas útiles, ya sea para aplicaciones de navegación, de comunicación o de radar, pero especialmente adaptados al campo de la navegación en el caso anteriormente presentado. Cabe señalar que el proceso de derivación de los requisitos de los elementos entre los distintos niveles (sistema, carga útil, equipo, módulo, componente) es a menudo muy complejo. Esto puede ser debido a las relaciones incrustadas u ocultas que son también difíciles de modelizar, o en general a una precisión de modelizado insuficiente. La figura 1 resume las relaciones complejas entre la SIS y los requisitos de la carga útil, incluyendo las dependencias externas hasta el nivel entre el sistema y la carga útil. Se pueden generar presupuestos similares de menor nivel. Es evidente que la evaluación o la configuración de los rendimientos del nivel superior de extremo a extremo de una carga útil no resulta trivial cuando la composición se realiza a partir cada

55 contribución o elemento individual de nivel inferior.

60 Un paso importante hacia la invención es la observación de que, a nivel de implementación de la carga útil, la mayoría de las propiedades deterministas están incrustadas exclusivamente en la respuesta de distorsión de la amplitud y de la fase H de la señal de salida de funcionamiento nominal. Esto es cierto en condiciones particulares, pero no demasiado rigurosas, a saber, que la respuesta de la carga útil sea invariante en el tiempo (al menos en el corto plazo, es decir, en la escala de tiempo del procedimiento para determinar la función de transferencia de

compensación, que se denomina en lo sucesivo «temporal» con este sentido) y carente de memoria, y que la señal de referencia sea invariante en el tiempo. Esto permite derivar algunas propiedades de extremo a extremo de la SIS de la carga útil de un modo «agregado», es decir, sin la necesidad de conocer los ocultos y complejos modelos y relaciones de nivel inferior y superior.

5 La consideración de la existencia de una propiedad agregada incrustada en la SIS y la descripción de la distorsión neta es una característica importante de la invención. Cabe señalar que la invención, al menos en su forma básica, solo se ocupa de las propiedades deterministas y estacionarias o cuasi estacionarias de la SIS. Se supone que los componentes estocásticos se optimizan por otros medios durante la fase de diseño de la carga útil, como resulta habitual en la práctica de ingeniería, pero su impacto también puede ser reducido gracias a la aplicación de conceptos de promediación estándar en el lado de recepción, tales como la integración de fase en bucle y el uso de canales piloto, como lista de ejemplos no exhaustiva.

15 El impacto de las distorsiones de la fase y de la amplitud agregadas incrustadas en la SIS, causadas por la función de transferencia de la respuesta de la carga útil H, genera el efecto de distorsiones de eco pareadas, tal y como se describe en el documento «Radar Signals, An Introduction to Theory and Application», Charles E. Cook y Marvin Bernfeld, Artech House, Boston, London, ISBN 0-89006-733-3, Capítulo 11: Effects of Distortion on Matched-Filter Signals, páginas 371-372, que se resume a continuación por medio de dos ejemplos explicativos. Las distorsiones de la carga útil de extremo a extremo con respecto a la frecuencia pueden ser descritas por medio de la función general de respuesta en frecuencia H, que describe las distorsiones de la amplitud y de la fase simultáneamente. Consideremos en primer lugar una función de transferencia de distorsión sinusoidal simple cuyos componentes de fase y amplitud vienen expresados, como función de la frecuencia angular ω , por:

$$|H(\omega)| = a_0 + a_1 \cos(C_a \omega)$$

25 y

$$\arg(H(\omega)) = b_0 \omega - b_1 \sin(C_{ph} \omega)$$

30 (véase la figura 2). En general, la señal de salida distorsionada compuesta en el tiempo (t) se puede describir aproximadamente como:

$$\begin{aligned} s_{out}(t) = & a_0 \{ s_{in}(t') \\ & + \frac{b_1}{2} [s_{in}(t'+C_{ph}) - s_{in}(t'-C_{ph})] \\ & + \frac{a_1}{2a_0} [s_{in}(t'+C_a) + s_{in}(t'-C_a)] \\ & + \frac{a_1 b_1}{4a_0} [s_{in}(t'+C_a + C_{ph}) + s_{in}(t'+C_a - C_{ph})] \\ & + [s_{in}(t'-C_a + C_{ph}) + s_{in}(t'-C_a - C_{ph})] \} \end{aligned} \quad (1)$$

en la que:

- 35 $S_{out}(t)$ = señal de salida distorsionada en el dominio del tiempo;
 $S_{in}(t')$ = señal de entrada no distorsionada en el dominio del tiempo;
 a_0, a_1 = factores de distorsión de la amplitud;
 b_0, b_1 = factores de distorsión de la fase;
 C_a = frecuencia de ondulación circular de la amplitud con respecto a ω ;
40 C_{ph} = frecuencia de ondulación circular de la fase con respecto a ω ; y
 t' = $t - b_0$.

Es interesante observar que no es necesario especificar el tipo de la señal de entrada no distorsionada $s_{in}(t)$, por lo que la ecuación 1 se puede utilizar en diversas aplicaciones. Las distorsiones de la amplitud y de la fase aplicadas a

la señal de salida de funcionamiento generan réplicas desplazadas de la señal no distorsionada en forma de ecos pareados, de forma similar a lo que sucede en entornos multitrayectoria que generan réplicas que interfieren con la señal no distorsionada fundamental.

5 La ecuación 1 muestra que se generan dos pares de réplicas de eco pareadas, cada una relacionada con la magnitud de la distorsión de la amplitud y de la fase, respectivamente. En muchos casos, los cuatro últimos términos serán despreciables (véase también la figura 3E), por lo que solo se han de considerar los primeros cinco términos, que conducen a la ecuación siguiente:

$$\begin{aligned}
 s_{\text{out}}(t) \approx & \\
 a_0 \{ & s_{\text{in}}(t') \\
 + \frac{b_1}{2} [& s_{\text{in}}(t' + C_{\text{ph}}) - s_{\text{in}}(t' - C_{\text{ph}})] \\
 + \frac{a_1}{2a_0} [& s_{\text{in}}(t' + C_a) + s_{\text{in}}(t' - C_a)] \} & (2)
 \end{aligned}$$

10 Más interesante es que el sesgo de tiempo en el dominio del tiempo, ya sea C_a o C_{ph} , de las réplicas con respecto a la señal fundamental está directamente relacionado con el período de la frecuencia de ondulación circular en el dominio de la frecuencia, y que la magnitud de las réplicas está relacionado con la magnitud de la variación de la amplitud y la fase con respecto a la frecuencia. Esto se demuestra en la figuras 3A - 3F, en las que:

- La figura 3A representa una señal no distorsionada de un solo ciclo en el dominio del tiempo;
- La figura 3B, el espectro de dicha señal no distorsionada;
- Las figuras 3C y 3D, respectivamente, la amplitud (escala logarítmica) y la fase (escala lineal) de una función de transferencia de distorsión sinusoidal H en el dominio de la frecuencia;
- La figura 3E, la señal distorsionada correspondiente (escala logarítmica) en el dominio del tiempo; y
- La figura 3F, en una escala logarítmica, las ondulaciones de la amplitud (AR) y de la fase (PR) expresadas como una función de los valores de a_0 , a_1 , b_1 . El parámetro b_0 es el retardo del tiempo de tránsito medio de toda la señal, es decir, la pendiente de una referencia lineal ajustada a través de cero, equivalente a este retardo de tránsito. Solo las desviaciones con respecto a dicha referencia lineal contribuyen a la distorsión.

En la figura 3E, el pico principal MP corresponde a la señal no distorsionada original. El primer pico lateral RA es una réplica asociada a la distorsión de la amplitud con desplazamiento de tiempo relativo ($+C_a$) con respecto a MP, mientras que el segundo pico lateral RP es una réplica asociada a la distorsión de la fase con desplazamiento de tiempo relativo ($+C_{\text{ph}}$). Las referencias HGH1 y HGH2 indican características de la señal distorsionada asociadas a los componentes de segundo orden de la distorsión de la amplitud y de la fase relacionadas con los términos de la ecuación (1) que fueron ignoradas al derivar la ecuación (2), dicha HGH1 con un desplazamiento de tiempo relativo ($-C_a + C_{\text{ph}}$) y HGH2 con un desplazamiento de tiempo relativo ($+C_a + C_{\text{ph}}$), respectivamente. La referencia BES está asociada a un componente de Bessel de segundo orden J_2 debido al componente de modulación de fase seleccionado b_1 relativamente alto con un desplazamiento de tiempo relativo resultante ($+2C_{\text{ph}}$).

Puesto que una función de transferencia arbitraria se puede descomponer, de acuerdo con la teoría de Fourier, en una suma de funciones de transferencia sinusoidales, el mecanismo de distorsión comentado anteriormente se puede ampliar a funciones de transferencia de distorsión más generales, en donde la teoría sigue siendo aplicable a cada componente individual:

$$\begin{aligned}
 |H(\omega)| &= a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cos(C_{a_n} \omega + \Phi_{a_n}) \\
 \arg(H(\omega)) &= b_0 \omega - \sum_{n=1}^N b_n \sin(C_{\text{ph}_n} \omega + \Phi_{\text{ph}_n})
 \end{aligned}$$

45 Una de las funciones fundamentales en las aplicaciones de navegación es el cálculo de la función de correlación de las señales de acceso múltiple por división de código (CDMA) para el proceso de determinación del posicionamiento. Una función de salida secundaria es el cálculo de la curva S (que consiste en la diferencia en el espacio y el tiempo

entre dos funciones de correlación), que se realiza con el fin de aumentar la sensibilidad de detección de la posición. En relación con esta última función, las asimetrías en la función de correlación, causadas por el mecanismo descrito anteriormente, generan sesgos de error de posicionamiento (sesgo de la curva S); por consiguiente, limitar la cantidad de distorsiones de la señal de salida de funcionamiento tiene una importancia fundamental de cara a minimizar los sesgos de posicionamiento.

Las figuras 4A a 4E ilustran el impacto negativo de la distorsión sobre la simetría de la función de correlación de una señal de salida típica de una carga útil de navegación emisora, de acuerdo con un ejemplo complementario. El ejemplo se basa en una señal compuesta que combina los subcomponentes de tipo BOC (x_n, y_n), en donde BOC = codificación de desplazamiento binario, x = frecuencia de desplazamiento de la subportadora en MHz, e y = tasa de código en MChips. El ejemplo está configurado como $\{x_1 = 15 \times 1,023 \text{ MHz}, y_1 = 2,5 \times 1,023 \text{ MHz}, \text{ coseno de la subportadora}\}$, abreviado BOC(15,2.5)-c, y $\{x_2 = 1 \times 1,023 \text{ MHz}, y_2 = 1 \times 1,023 \text{ MHz}, \text{ seno de la subportadora}\}$ abreviado BOC(1,1)-s. Las figuras ilustran lo siguiente:

- La figura 4A muestra una función de correlación no distorsionada BOC(15,2.5)-c (superior) y una función de correlación distorsionada BOC(1,1)-s (inferior);
- La figura 4B muestra una función de correlación distorsionada BOC(15,2.5)-c (superior) y BOC(1,1)-s (inferior) en donde $a_0/a_1 = 0, C_a = N/A, b_1 = 20^\circ, C_{ph} = 2000 \text{ ns}$;
- La figura 4C muestra una función de correlación distorsionada BOC(15,2.5)-c (superior) y BOC(1,1)-s (inferior) en donde $a_0/a_1 = 0, C_a = N/A, b_1 = 20^\circ, C_{ph} = 800 \text{ ns}$;
- La figura 4D muestra una función de correlación distorsionada BOC(15,2.5)-c (superior) y BOC(1,1)-s (inferior) en donde $a_0/a_1 = 0, C_a = N/A, b_1 = 20^\circ, C_{ph} = 400 \text{ ns}$; y
- La figura 4E muestra una función de correlación distorsionada BOC(15,2.5)-c (superior) y BOC(1,1)-s (inferior) en donde $a_0/a_1 = 0, C_a = N/A, b_1 = 20^\circ, C_{ph} = 200 \text{ ns}$.

En este caso solo se aplicó una distorsión de la fase y se tomó un valor de b_1 relativamente alto con el fin de amplificar el efecto con fines de demostración. Se puede observar que las funciones de correlación no distorsionadas de la figura 4A son simétricas, mientras que en las figuras 4B - 4E la distorsión de la fase introduce asimetrías.

En los gráficos de las figuras 4A y 4B, el eje horizontal representa el tiempo normalizado frente a la tasa de chip. La unidad es 391 ns para los paneles superior y 997,5 ns para los inferiores. La escala del eje vertical es lineal.

La referencia 101t de la figura 4A, panel superior, representa un lóbulo lateral asociado a los productos de correlación cruzada de código para BOC(15,2.5)-c. Puesto que no existe distorsión, los trazos de correlación son simétricos en la ventana $[-1, +1]$ del eje x . En la referencia 101b se identifica la misma característica para la señal BOC(1,1)-s.

Para la señal BOC(1,1)-s en el panel inferior de la figura 4B, la referencia 102b representa un pico de correlación debido a una réplica de primer orden inducida por la distorsión. A medida que la frecuencia de ondulación circular de la fase C_{ph} disminuye, la réplica comienza interferir con la función de correlación original en la ventana $[-1, +1]$ del eje x e introduce fuertes asimetrías en el trazo de correlación envolvente (referencia 103b en el panel inferior de la figura 4C). Las asimetrías son aún más intensas en las figuras 4D (referencia 104b) y 4E (referencia 105b).

La distorsión tiene el mismo efecto para la señal BOC(15,2.5)-c. La réplica aparece en la figura 4C (Referencia 102t) y comienza a interferir con la señal original, introduciendo asimetrías en el trazo de correlación envolvente, en la figura 4D (referencia 103t) y 4E (referencia 104t).

Cabe señalar que la distorsión de la fase en general es la principal causa de las asimetrías, puesto que las réplicas trasladadas al dominio del tiempo son de fase asimétrica en ese dominio. Las distorsiones de la amplitud también contribuirán a la asimetría cuando estén involucradas no linealidades, generando un acoplamiento cruzado entre los dominios de la amplitud y la fase (es decir, las variaciones de la amplitud introducen variaciones de la fase).

La distorsión introducida por una carga útil emisora incluye un componente lineal y un componente no lineal, siendo este último esencialmente debido a los amplificadores de radiofrecuencia de alta potencia HPA (véase la figura 6). De acuerdo con la invención, el impacto de dichos efectos no lineales se incluye en una distorsión «agregada», y se considera que no es distinguible del correspondiente a los efectos lineales. En otras palabras, la función de transferencia de distorsión agregada (en este caso materializada por la distorsión agregada de la SIS) puede ser interpretada como el proceso de transferencia de la energía de la señal que realiza una asignación sobre los mismos bins de frecuencia desde la entrada hasta la salida, sin distinguir entre los componentes lineales, no lineales o incluso de origen externo. La razón principal de esto es que resulta bastante difícil modelizar los procesos no lineales y otros procesos no coherentes, especialmente en la fase de diseño, pero también a nivel de verificación. No obstante, se ha encontrado que, siempre que se pueda considerar que la función de transferencia de distorsión H

sea temporalmente invariante en el tiempo y sin memoria, y que la señal de entrada X sea invariante en el tiempo, esta simplificación no afecta al rendimiento agregado de la salida de la señal en el período invariante en el tiempo.

5 Como consecuencia de este enfoque, es posible realizar una modelización aproximada de los procesos de distorsión lineales y no lineales mediante una función de transferencia de distorsión equivalente neta lineal e invariante en el tiempo, y su impacto puede ser compensado mediante la introducción de una función de transferencia de compensación adecuada con el objetivo de reducir la distorsión neta.

10 La invarianza en el tiempo de H puede ser optimizada durante el proceso de diseño mediante la reducción de la dependencia ambiental de los parámetros, tal como se presenta en la figura 1. En los casos en los que no sea posible lograr la invarianza en el tiempo de H a largo plazo, pero sea posible caracterizar y seguir en el tiempo las propiedades de varianza en el tiempo, esto se puede compensar como parte del algoritmo de compensación global mediante la introducción de ciclos de actualización regulares dentro del período variante en el tiempo. Se puede asumir la invarianza en el tiempo de X en el caso de las señales CDMA que se suelen utilizar, p. ej., en el caso de 15 las cargas útiles generadoras de navegación cuando se definen durante el período de codificación, tomada una tasa de chip de código y (si procede) una tasa de subportadora fijas. Los efectos de memoria de H pueden ser controlados mediante la adopción de medidas adecuadas de diseño del amplificador de RF de alta potencia, es decir, un aislamiento adecuado de los circuitos de polarización de CC con respecto a la RF.

20 El concepto básico es que la distorsión relacionada con los procesos no lineales, o de origen externo, genera una distorsión de salida no coherente con respecto al bin de frecuencia de entrada correspondiente. Expresado con otras palabras, un proceso no lineal transfiere típicamente la energía de entrada desde un bin de frecuencia particular Δf_x a uno diferente (lo que también se conoce como recrecimiento espectral). Las señales espurias no deseadas dentro de la banda (IBUS) pueden ser tratadas de manera similar a la hora de evaluar su impacto (por ejemplo, considerándolas como un componente externo $N_0(\omega)$). 25

La figura 5A muestra un diagrama de bloques de un modelo de una carga útil emisora generadora. Un generador de señales Gen genera una SIS ideal $x_{ideal}(t)/X_{ideal}(\omega)$ a la que se le añade, cuando proceda, un componente de distorsión externa $n_i(t)/N_i(\omega)$. El componente de distorsión externa $n_i(t)/N_i(\omega)$ puede incluir ruido, pero también 30 contribuciones deterministas (por ejemplo, una interferencia de CW) que, a diferencia del ruido gaussiano, no se pueden eliminar fácilmente por integración estándar y, por consiguiente, deben tenerse en cuenta a la hora de determinar la función de transferencia de compensación. La señal $x'(t)/X'(\omega)$, ya afectada por dicha distorsión externa, se somete a continuación a un proceso de distorsión interna (lineal y no lineal) modelizada por la función de transferencia $h'(t)/H'(\omega)$. La adición de un componente de distorsión externa suplementario $n_0(t)/N_0(\omega)$, cuando proceda, da lugar a la SIS distorsionada final $y(t)/Y(\omega)$. La función de transferencia de distorsión global $H(\omega)$ se define como $Y(\omega)/X_{ideal}(\omega)$, siendo $h(t)$ la respuesta impulsiva correspondiente (por motivos de simplicidad, en lo sucesivo X_{ideal} se denotará simplemente como X). La figura 5B representa la asignación interna, pero desconocido en principio, entre los bins de frecuencia de la SIS ideal de la SIS distorsionada. El nodo «+» representa una suma de señales internas y el nodo «D» representa una división o separación ponderada de las señales internas, con una 40 disposición global de acuerdo con un modelo estructural desconocido. La figura 5C muestra un ejemplo de diagrama de vectores para el bin de frecuencia Δf_2 .

Cabe señalar que la función de transferencia de distorsión H depende del punto en el cual se sondee la señal de salida de funcionamiento nominal. 45

La figura 6 representa una carga útil emisora generadora utilizada típicamente para aplicaciones espaciales que comprende una unidad de generación de señales SGU, una unidad de generación de frecuencia y conversión ascendente FGUU, un módulo de amplificación de RF de alta potencia HPA, un multiplexor de salida MUX y un número de antenas emisoras ANT, con las correspondientes redes de formación de haces BFN, si procede. En este caso, la función de transferencia de respuesta de distorsión agregada que se debe compensar incluye todas las contribuciones procedentes de SGU a ANT o, alternativamente, hasta antes de ANT para configuraciones de implementación de carga útil menos complejas. Esto implica la capacidad de medición a bordo de la señal de salida de funcionamiento nominal. 50

Una posibilidad alternativa consiste en medir la señal de salida desde tierra. En este caso, es necesario calibrar la distorsión introducida por la trayectoria de transferencia, con el fin de poder compensar la distorsión de la parte de H relacionada únicamente con la carga útil. Los parámetros típicos de la trayectoria de transferencia que se han de tener en cuenta son el retardo de propagación ionosférica (traducido a fase equivalente) y la variación de la ganancia de las pérdidas por trayectoria con respecto a la frecuencia. 55

Un parámetro complementario útil para estimar la calidad de la distorsión de la señal es la función de coherencia, que cuantifica la relación causal entre la salida del sistema (Y) y su entrada (X), con independencia de las causas de dicha relación. La función de coherencia es igual a la magnitud al cuadrado del espectro de potencia cruzado de las 60

señales X e Y, dividido entre ambos espectros de potencia automáticos de X e Y, y puede variar entre cero y uno:

$$\gamma^2(\omega) = \frac{|G_{YX}(\omega)|^2}{G_{XX}(\omega)G_{YY}(\omega)} \quad (3)$$

5 Un valor de 1 de la función de coherencia $\gamma^2(\Delta f_x)$ indica una correlación perfecta de la energía de la señal entre los bins de frecuencia Δf_x entrada y Δf_x salida, es decir, una relación perfectamente causal entre X e Y en el bin de frecuencia Δf_x ; las desviaciones con respecto a 1 se deben distorsiones no coherentes y externas, y un valor de 0 indica que solo hay ruido no correlacionado en el bin de frecuencia de salida Δf_x salida.

10 A continuación se incluye una lista no exhaustiva de fenómenos adecuados para provocar una desviación de 1 de la función de coherencia:

- Contaminación por ruido o señales internos no correlacionados (por ejemplo, oscilaciones espurias);
- Contaminación por ruido o señales externos;
- 15 • No linealidades que transfieren energía de un bin de frecuencia a otro;
- Entradas del sistema adicionales; y
- Fugas internas del sistema.

20 La función de coherencia también permite realizar el cálculo de la relación señal a ruido de la señal de salida Y:

$$SNR(\omega) = \frac{\gamma^2(\omega)}{1 - \gamma^2(\omega)} \quad (4)$$

El nivel de ruido normalizado viene dado por:

$$25 \quad \text{Noise}(\omega) = (1 - \gamma^2(\omega))G_{YY}(\omega) \quad (5)$$

Después de haber examinado los mecanismos de distorsión pertinentes, a continuación se describirá un procedimiento de compensación de acuerdo con la invención. En particular, se considerará el caso de una carga útil generativa para aplicaciones de satélite (véase la figura 6); no obstante, el procedimiento de la invención puede ser aplicado a cualquier carga útil emisora.

30 Como se representa en la figura 11, el principio fundamental de la invención es el de estimar la respuesta interna de extremo a extremo de una carga útil emisora PL mediante el uso de un estimador BBES que recibe en sus entradas la señal de salida Y de la carga útil y un «patrón de referencia» X, es decir, una señal de referencia correspondiente a una señal de salida no distorsionada esperada, no basado en mediciones. La señal de referencia es generada por un bloque externo designado por la referencia GS en la figura. Ventajosamente, X puede estar alineada en el tiempo con respecto a la señal de salida Y con el fin de reducir b_0 en la medida de lo posible. Esto no es esencial en absoluto, pero puede acelerar la convergencia del estimador.

40 Preferentemente, el estimador BBES es de tipo «caja negra», que no utiliza un conocimiento a priori de la distorsión inducida por la carga útil.

Aquí, «de extremo a extremo» significa que se tienen en cuenta de forma simultánea todas las distorsiones introducidas por la totalidad de la cadena de equipos de la carga útil (o por una parte relevante de la misma), incluidas las contribuciones no lineales y/o incoherentes. Por lo tanto, todos los rendimientos de los equipos individuales de la carga útil, incluidos en el perímetro según se indica en la figura 6 por la línea de trazos, contribuyen de una manera correlacionada al rendimiento de la señal de salida agregada, como ocurre durante el funcionamiento nominal. Los efectos adversos de la interfaz entre los diferentes equipos de la carga útil, tales como los efectos de desajuste de RF, también se tienen en cuenta de forma automática con este procedimiento de la invención. Además, en caso necesario, el patrón de referencia también puede proporcionar un marco de referencia de estampación de tiempo de alta precisión y absoluto, particularmente cuando es activado por un reloj atómico de alta precisión. Esto es útil para la caracterización de la deriva a largo plazo de H, que se considera temporalmente invariante en el tiempo de acuerdo con la invención, y para la estimación del período «invariante en el tiempo» a partir de la caracterización a largo plazo de los datos adquiridos.

55

De acuerdo con una realización preferente de la invención, la función de transferencia de respuesta de frecuencia (FRTF), de la distorsión agregada se calcula mediante un estimador de espectro cruzado estándar, mediante el cálculo de la relación entre las señales de entrada-salida, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = \frac{G_{YX}(\omega)}{G_{XX}(\omega)} \quad (6)$$

en donde $X(\omega)$ es la señal de referencia o «patrón de referencia», en el dominio de la frecuencia, $Y(\omega)$ es la señal de salida medida, también en el dominio de la frecuencia, mientras que $G_{YX}(\omega)$ y $G_{XX}(\omega)$ son el promedio de los espectros de potencia cruzado y automático respectivamente, usándose el último como factor de normalización (aquí con representación en tiempo continuo).

En el dominio del tiempo, $G_{YX}(\omega)$ y $G_{XX}(\omega)$ se pueden calcular como

$$G_{YX}(\omega) = \mathfrak{F}(R_{YX}(t)) = \mathfrak{F}\left(\int_{-\infty}^{+\infty} y(\tau)x(t+\tau)d\tau\right)$$

$$G_{XX}(\omega) = \mathfrak{F}(R_{XX}(t)) = \mathfrak{F}\left(\int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)x(t+\tau)d\tau\right) \quad (7)$$

\mathfrak{F} es el operador de la transformada de Fourier.

En el dominio de la frecuencia, $G_{YX}(\omega)$ y $G_{XX}(\omega)$ se puede calcular como (aquí con representación en frecuencia discreta):

$$G_{YX}(\omega) = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m Y_k(\omega) \overline{X_k(\omega)}$$

$$G_{XX}(\omega) = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m X_k(\omega) \overline{X_k(\omega)} \quad (8)$$

siendo m la longitud de los conjuntos de datos discretos utilizados.

Las características de la amplitud y la fase finales se deriva fácilmente como:

$$A(\omega) = |H(\omega)|$$

$$\phi(\omega) = \arg(H(\omega)) \quad (9)$$

Como se mencionó anteriormente, $A(\omega)$ y $\phi(\omega)$ también tienen en cuenta las contribuciones incoherentes y no lineal a la distorsión agregada (véanse las figuras 5A y 5B).

De acuerdo con la invención, la carga útil emisora es considerada como un caja negra, y la señal de salida de funcionamiento nominal se utiliza para estimar una distorsión de la señal de salida residual. En el ejemplo considerado aquí, en relación con la carga útil generadora de la figura 6, se implementa una capacidad de compensación en el interior de la unidad de generación de señales, que es capaz de generar la señal de referencia ideal (patrón de referencia) más una función de transferencia de compensación superpuesta H_c como su señal de salida nominal. Como se comentó anteriormente, esta señal de salida «nominal» no se corresponde con ninguna señal «real» dentro de la carga útil, ya que la propia SGU contribuye a la distorsión agregada de la carga útil, y el procedimiento de compensación de la invención también tiene en cuenta esta contribución.

Como resultará evidente para el experto en la materia, la función de transferencia de compensación H_c se puede implementar de varias maneras diferentes. La elección de una implementación particular depende, entre otros factores, del nivel requerido de distorsión agregada residual y del tipo de distorsión agregada que se ha de compensar. En la mayoría de los casos un filtro de respuesta finita al impulso (FIR) digital estándar, que solamente introduce una compensación lineal, será suficiente para lograr los objetivos de distorsión agregada residual. El control asimétrico total sobre los dominios tanto de la amplitud como de la fase se logra típicamente mediante topologías matemáticas (I&Q) complejas. Es una característica notable de la invención que la compensación de la distorsión no lineal y/o incoherente, además de la lineal, se pueden incluir al mismo tiempo, y con respecto a la frecuencia, mediante la introducción de una función de transferencia de compensación puramente lineal considerándolas como elementos contribuyentes agregados en la función de transferencia de distorsión de la señal de salida equivalente neta.

Para la implementación de dicha función de transferencia de compensación lineal, los filtros FIR son particularmente preferentes, si bien también se pueden utilizar filtros de respuesta infinita al impulso (IIR).

Se debe entender que la función de transferencia de compensación también puede ser implementada en diferentes lugares dentro de la carga útil emisora, y no necesariamente en el interior de la SGU. No obstante, esta última es una opción muy natural para las cargas útiles generadoras que impliquen un control de potencia bajo, en contraste con los esquemas de compensación anticipatoria, que por lo general requieren de elementos de alta potencia adicionales.

Dado que no se utiliza información arquitectónica interna de la carga útil (estrategia de caja negra), en la mayoría de los casos se requiere una estrategia iterativa con el fin de alcanzar una compensación satisfactoria de la distorsión de la señal con respecto a la frecuencia. Esto es principalmente debido a los mecanismos de distorsión no coherentes y no lineales, que pueden generar trayectorias de convergencia no monótona cuando se utiliza una función de coste (error) como criterio de convergencia. Sin embargo, la convergencia monótona se logra con mayor frecuencia cuando no hay involucrados efectos de memoria de H . En particular, cuando la distorsión no lineal es importante, puede ser ventajoso incluir un bloque de predistorsión no lineal dentro de la carga útil, como es bien conocido en la técnica anterior (por ejemplo, de nuevo una fase de expansión para corregir de la compresión de la ganancia introducida por los HPA). La reducción de la contribución de distorsión no lineal no es obligatorio de acuerdo con la invención, pero puede acelerar la convergencia del procedimiento iterativo para determinar H_c .

La figura 7 representa un algoritmo de alto nivel de un procedimiento de acuerdo con la invención.

El primer paso S1 del procedimiento consiste en medir la señal de salida de funcionamiento nominal de la carga útil emisora, $[Y(\omega)]_n/[y(t)]_n$ (el índice «n» se refiere a la iteración n-ésima del algoritmo; en la primera iteración, $n = 1$). Esta señal de salida corresponde a la señal de salida «nominal» de la SGU, afectada por la distorsión de la carga útil agregada. A su vez, la salida «nominal» de la SGU es igual a una señal de salida ideal a la que se le aplica una función de transferencia de compensación experimental inicial $[H_c(\omega)]_1$. Al comienzo del algoritmo, se puede asumir que dicha función de transferencia de compensación experimental inicial es idénticamente igual a uno: $[H_c(\omega)]_1 = 1 \forall \omega$.

Entonces (S2), las respuestas de distorsión de la amplitud y de la fase agregadas, $[A(\omega)]_n$ y $[\varphi(\omega)]_n$, se calculan mediante la realización de una estimación de caja negra, preferentemente de acuerdo con el procedimiento de espectro cruzado de las ecuaciones 6 - 9. El «patrón de referencia» o la señal de referencia $X_{ideal}(\omega)/X_{ideal}(t)$, conocida a priori, se utiliza junto con la señal de salida medida $[Y(\omega)]_n/[y(t)]_n$ para realizar la estimación. La respuesta de distorsión agregada residual de la señal de salida de funcionamiento en la iteración n-ésima del algoritmo se denota como $[H_d(\omega)]_n$ en el dominio de la frecuencia y como $[h_d(t)]_n$ en el dominio del tiempo.

Después de un paso opcional de calibración S3 para tener en cuenta el presupuesto de incertidumbre que afecta a la determinación de la respuesta agregada residual, $[H_d(\omega)]_n$ se utiliza para calcular una función de transferencia de compensación experimental actualizada $[H_c(\omega)]_{n+1}$ (S4); por ejemplo, $[H_c(\omega)]_2$ se obtiene al final de la primera iteración. Esta función de transferencia de compensación experimental actualizada se carga en la SGU de la carga útil, y se utiliza para la generación de la siguiente señal de salida $[Y(\omega)]_{n+1}/[y(t)]_{n+1}$ (S5).

Los pasos del procedimiento descritos anteriormente se repiten de manera iterativa hasta que se cumpla una condición objetivo, lo que indica que se ha logrado una compensación satisfactoria de la distorsión de la señal. Una condición objetivo típica es conseguir que las funciones de respuesta en frecuencia de la amplitud y de la fase sean aproximadamente planas dentro de un ancho de banda operativo (ecualización). Una alternativa de un criterio de convergencia válida-inválida puede consistir en la definición de una caja envolvente de error de límite sobre la banda de frecuencia operativa (o más allá, con el fin de mantener los requisitos de emisión fuera de la banda) para los dominios tanto de la amplitud como de la fase, dentro de la cual deben permanecer los parámetros de la distorsión residual. Esto se ilustra en la figura 9, en la que la curva A1 y A2, respectivamente, representan una respuesta de

parámetro de distorsión no conforme y conforme $[A(\omega)]_n$ (componente de la amplitud) o $[\varphi(\omega)]_n$ (componente de la fase).

5 A medida que avanza el tiempo durante el funcionamiento, las derivas de los parámetros en la carga útil reducirán la eficacia de la compensación, y la distorsión de la señal aumentará nuevamente hasta un nivel inaceptable. Un nuevo ciclo de iteración solucionará esta degradación de los rendimientos de la carga útil, sin ninguna necesidad de caracterizar la velocidad de la deriva ni de identificar sus causas.

10 La figura 8 presenta el algoritmo con más detalle en forma de un diagrama de bloques, en el que bloque GP representa la carga útil generadora (véase la figura 5a) y EC el algoritmo de estimación/compensación.

15 Dentro del bloque EC, EST representa el estimador de espectro cruzado de caja negra, que recibe como entradas la señal de salida medida de la carga útil, $[Y(\omega)]_n/(y(t))_n$, y la señal de referencia generada artificialmente o «patrón de referencia» $X(\omega)/x(t)$. El bloque EST emite la respuesta agregada residual estimada, $[H_d(\omega)]_n$, descompuesta en sus componentes de amplitud $[A(\omega)]_n$ y fase $[\varphi(\omega)]_n$; opcionalmente, también obtiene una estimación de la función de coherencia $[Y^2(\omega)]_n$ y de la relación de señal a ruido $[SNR(\omega)]_n$.

20 La respuesta agregada residual estimada, $[H_d(\omega)]_n$ se divide por entre una función de transferencia de calibración predeterminada $H_{cal}(\omega)=A_{cal}(\omega)\cdot\exp\{i\varphi_{cal}(\omega)\}$. En la figura, la operación de división se representa como una resta, debido a que los componentes de la amplitud se expresan típicamente en unidades logarítmicas. Como se comentó anteriormente, la función de transferencia de calibración representa el presupuesto de incertidumbre que afecta a la determinación de la respuesta agregada residual.

25 La respuesta agregada residual (calibrada), $[H'd(\omega)]_n$ sirve como entrada para un bloque TEST, que comprueba una condición objetivo. En su forma más simple, esta condición puede consistir en un valor de error de función de coste definida por un estimador de mínimos cuadrados f_{LSE} :

$$e=f_{LSE}(|X(\omega)-Y(\omega)|)\leq e_{target} \quad (10)$$

30 Asimismo, se pueden utilizar estimadores más complejos que tengan mejores propiedades de convergencia y/u otros tipos de criterios, tales como la caja envolvente de error de límite anteriormente mencionada. El criterio de la caja envolvente de error de límite resulta particularmente útil cuando es necesario controlar la amplitud de las réplicas de sesgo (de acuerdo con los mecanismos anteriormente descritos) de forma cuantificada. Otros medios son el uso opcional de las funciones de coherencia y SNR. Esto también está representado en la figura 8. Un procedimiento consiste en definir para estas dos funciones un tipo similar de objetivos de convergencia, como se describió para los parámetros residuales estándar de la amplitud y de la fase. Otro procedimiento consiste en utilizarlos únicamente como indicadores independientes del rendimiento de la convergencia. La optimización global del rendimiento de la convergencia, y la selección de la topología de optimización, se define típicamente caso por caso sobre la base de simulaciones de diseño.

40 El siguiente paso del procedimiento consiste en la actualización de la función de transferencia de compensación experimental aplicada por la SGU de la carga útil. De acuerdo con el ejemplo de implementación representado en la figura 8, este paso se realiza dividiendo la función de transferencia de compensación actual $[H_c(\omega)]_n$ por la distorsión residual actual (después de la calibración) $[H'd(\omega)]_n$. Al igual que en el paso de calibración, el uso de unidades logarítmicas para los componentes de la amplitud de la función de transferencia permite representar la división como una operación de resta. En el diagrama de bloques, z^{-1} representa un operador de retardo de tiempo cuantificado, como es habitual en la técnica. La ubicación del algoritmo general EC y el almacenamiento de la señal de referencia generada artificialmente GS se puede implementar en cualquier lugar a bordo (incluida la carga útil emisora) y/o desde tierra. El almacenamiento de GS se realiza normalmente mediante el uso de tablas de consulta que, de forma alternativa, pueden ser actualizadas dinámicamente en caso necesario.

55 Si la capacidad de compensación de la SGU se implementa mediante un filtro digital FIR, un paso adicional del procedimiento consiste en determinar los coeficientes FIR en el dominio del tiempo $[h_c(t)]_n$ y cargarlos en el GP de la carga útil. Esto tiene como resultado una nueva señal de salida $[Y(\omega)]_{n+1}$ con un contenido de distorsión residual reducido. El ciclo completo se repite hasta que se alcanza la convergencia, es decir, hasta que se satisface la condición objetivo.

60 Existen varias opciones con el objetivo de cerrar el bucle global. La primera configuración consiste en cerrar el bucle fuera del satélite y la medición de la distorsión residual en una estación de tierra o en instalaciones de prueba durante la fase AIV: en ese caso, la estimación y la compensación incluirán la distorsión introducida por la trayectoria de transferencia y por la estación de tierra o el equipo de medición, tanto para la amplitud como para la fase, sobre la banda de frecuencia operativa, algo que no es una tarea trivial. La segunda opción consiste en cerrar el bucle de

medición a bordo del satélite. Los valores pueden estar conectados con los niveles inferiores, en el caso de que el algoritmo se implemente en tierra, o utilizarse directamente a bordo en el caso de que el algoritmo se ejecute a bordo. También es posible implementar una solución híbrida. Cabe señalar que se deben calibrar todos los factores de error fuera del control de bucle, como resulta habitual en la práctica de ingeniería.

5 Cabe señalar que, durante la determinación de la función de compensación de la transferencia, la precisión de cálculo se ve afectada típicamente: por el número de bits de fijación de la rejilla de cuantificación de la señal; si se utiliza un filtro FIR, por la longitud digital del mismo; por la longitud de los conjuntos de datos de entrada muestreados, por el período de muestreo del procesamiento global, y por las restricciones del punto de funcionamiento de la carga útil que fijan el rango de compensación dinámica. La definición y la optimización de estos diversos parámetros forma parte del proceso de diseño general.

15 Como la invención también se basa en el uso de las señales de funcionamiento nominal, normalmente aparecen discontinuidades alrededor de los valores nulos de la señal dentro de la función de respuesta de distorsión residual. Típicamente, esto es causado por la energía de recrecimiento espectral de cualquier proceso no lineal en la cadena de la carga útil, principalmente del amplificador de RF de alta potencia, que llenan los huecos de los valores nulos de la señal original no distorsionada (que propagan energía no coherente). Las discontinuidades como tales están causadas por la fase alterna de los lóbulos (laterales) de la señal original que interfieren con la energía propagada. Esto se ilustra en las figuras 10A a 10E, que muestran un ejemplo práctico de una función de distorsión residual con discontinuidades alrededor de los valores nulos de la señal en el dominio de la amplitud y de la fase. Este ejemplo también se utiliza para mostrar una secuencia de iteración de compensación que utiliza el procedimiento de la invención con los siguientes ajustes: composición del subcomponente de la señal = BOC(10,5)-c y BOC(0,5) (este último equivalente a BPSK(5)) de acuerdo con las definiciones descritas para la figura 4; elemento no lineal del punto de funcionamiento = 1 dB de salida de retroceso; y ancho de banda del filtro elegido arbitrariamente antes del elemento no lineal = 40 MHz, esto con el fin de generar una variación envolvente de la señal de entrada al elemento no lineal. La compensación activa ($A_c(\omega)$, $\phi_c(\omega)$) se refiere a la compensación actual aplicada para la distorsión residual observada actual ($A_d(\omega)$, $\phi_d(\omega)$).

Las figuras ilustran lo siguiente:

- 30
- Figura 10A: espectro de la señal de salida no distorsionada que muestra los valores nulos de la señal;
 - Figura 10B: distorsión residual y función de transferencia de compensación activa actual (panel izquierdo: amplitud; panel derecho: fase) de la carga útil no compensada, compensación activa igual a 0 dB (amplitud) y 0° (fase), es decir, $H_c(\omega)=1$;
 - 35 - Figura 10C: distorsión residual y función de transferencia de compensación activa actual (panel izquierdo: amplitud; panel derecho: fase) después de la primera iteración, compensación activa igual a la inversa de la distorsión residual no compensada;
 - Figura 10D: distorsión residual y función de transferencia de compensación activa actual (panel izquierdo: amplitud; panel derecho: fase) después de la segunda iteración, compensación activa igual a la compensación previa con valor adicional actualizado; y
 - 40 - Figura 10E: distorsión residual y función de transferencia de compensación activa actual (panel izquierdo: amplitud; panel derecho: fase) después de la tercera iteración;

45 En cada una de las figuras 10B a 10E, las curvas D, D' representan la distorsión residual (amplitud y fase, respectivamente) y las curvas C, C' los componentes de la amplitud y de la fase de la función de transferencia de compensación experimental de la función de compensación activa actual. Las curvas se muestran desplazadas para mayor claridad: la escala del eje y para las curvas D, D' se encuentra a la izquierda de cada gráfico, mientras que en el caso de las curvas C, C' se encuentra en el eje derecho.

50 Este ejemplo también da una idea del número típico de iteraciones necesarias con el fin de lograr la convergencia. Se puede observar que la principal mejora en la respuesta de la carga útil compensada proviene de las dos primeras iteraciones; las iteraciones adicionales principalmente mejoran la planicidad de la respuesta en torno a los valores nulos de la señal (apenas visible en la figura 10E).

55 Las figuras 12A - 12F muestran un resultado práctico en una carga útil prototipo usando el procedimiento de acuerdo con la invención. Las figuras 12A, 12B y 12C representan, respectivamente, la amplitud $A_d(\omega)$; la respuesta de la fase $\phi_d(\omega)$ de la carga útil no compensada; el impacto sobre la función de correlación, utilizando el mismo tipo de señales descritas para la figura 4; y la constelación de modulación. Las figuras 12C, 12D y 12E representan lo mismo después de una única iteración del procedimiento. Se puede observar un aplanamiento importante de la respuesta de frecuencia de la amplitud y de la fase tras una sola iteración, así como una simetrización de la función de correlación y de la constelación de la señal. La distorsión residual en torno a los valores nulos de la señal se reduce típicamente tras iteraciones adicionales. En este caso la señal de salida de funcionamiento nominal de la carga útil se midió en un laboratorio o instalación de estación en tierra, se calculó H_c y se cargó a la carga útil (es

decir, a la SGU) para cerrar el bucle de compensación.

5 Es posible realizar diversas configuraciones del bucle. Es posible realizar configuraciones del bucle tanto abierto (es decir, H_c se calcula en un modo de no iterativo) como cerrado (es decir, H_c se calcula en un modo progresivo iterativo basado en las entradas precedentes), aunque el bucle cerrado es la solución preferente con el fin de alcanzar unos resultados óptimos de compensación. La configuración de bucle cerrado también resulta ideal para resolver los problemas de la deriva de los parámetros con el tiempo (H temporalmente invariante en el tiempo). Esto resulta interesante en particular para las operaciones de mantenimiento durante la vida útil de la carga útil. Se supone que, teniendo en cuenta las constantes de tiempo típicas de los cambios en los parámetros ambientales, como se presenta en la figura 1, y la degradación durante la vida útil, no es obligatorio contar con un rendimiento de alta velocidad y en tiempo real. Esto permite implementar el algoritmo de compensación como una rutina de fondo complementaria al ciclo de trabajo de procesamiento bajo. En consecuencia, esto genera una sobrecarga mínima en otras aplicaciones satelitales de funcionamiento nominal que resultan críticas y requieren un gran tiempo de procesamiento y recursos de banda ancha de enlace a bordo, es decir, el control de actitud y las tareas de mantenimiento. También es posible optar entre configuraciones no autónomas (requieren una intervención regular en el funcionamiento) o autónomas.

10

15

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para compensar la distorsión de la señal en una carga útil emisora (GP), mediante la determinación de una función de transferencia de compensación ($H_c(\omega)$) y su introducción dentro de la respuesta agregada de dicha carga útil, que comprende:
- 5 a) la elección de una función de transferencia de compensación experimental inicial ($[H_c(\omega)]_n$) y su introducción dentro de la respuesta agregada de dicha carga útil (GP);
- 10 b) la adquisición de una señal de salida ($Y(\omega)$, $y(t)$) de dicha carga útil emisora;
- c) sobre la base de dicha señal de salida adquirida, y de una señal de referencia ($X_{ideal}(\omega)$, $X_{ideal}(t)$), correspondiente a una señal de salida no distorsionada esperada, el cálculo de una función de transferencia de compensación experimental actualizada ($[H_c(\omega)]_{n+1}$) y su introducción dentro de la respuesta agregada de dicha carga útil;
- 15 estando el procedimiento **caracterizado porque** dicho paso c) de cálculo de una función de transferencia de compensación experimental actualizada se basa en una estimación de una función de transferencia de distorsión residual ($[H_d(\omega)]_n$) de dicha carga útil emisora, siendo la señal de salida ($Y(\omega)$, $y(t)$) la única señal adquirida a partir de dicha carga útil emisora que se utiliza para realizar dicha estimación.
- 20 2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que dicha respuesta agregada de la carga útil y la función de transferencia de distorsión residual incluyen componentes de distorsión lineales, no coherentes y no lineales simultáneos para todas las frecuencias.
- 25 3. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha función de transferencia de compensación experimental ($[H_c(\omega)]_n$) es una función de transferencia lineal.
4. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además la aplicación de una función de transferencia de predistorsión no lineal a la carga útil con el fin de reducir las contribuciones no lineales a su distorsión agregada.
- 30 5. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha respuesta agregada de la carga útil es invariante en el tiempo, al menos en el corto plazo, y sin memoria, y dicha señal de referencia ideal es invariante en el tiempo.
- 35 6. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además la repetición de los pasos b) y c) de manera iterativa hasta que se cumpla una condición objetivo, lo que indica que se ha logrado una compensación satisfactoria de la distorsión de la señal.
- 40 7. El procedimiento de la reivindicación 6, en el que dicha función de transferencia de compensación experimental comprende un componente lineal en la forma de un filtro de respuesta finita al impulso, y en el que dicho paso c) implica la determinación de los coeficientes actualizados ($[h_c(t)]_{n+1}$) para dicho filtro de respuesta finita al impulso .
- 45 8. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha señal de referencia se genera a propósito, y no es medida desde el interior de dicha carga útil emisora.
9. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la estimación de dicha función de transferencia de distorsión residual es llevada a cabo por un estimador de caja negra que no requiere un conocimiento a priori de la distorsión inducida por la carga útil.
- 50 10. El procedimiento de la reivindicación 9, en el que dicho paso c) de realización de una estimación de caja negra de una función de transferencia de distorsión residual se lleva a cabo utilizando un estimador de espectro cruzado (EST).
- 55 11. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además la división de dicha función de transferencia de distorsión residual estimada entre una función de transferencia de calibración ($H_{cal}(\omega)$) antes del cálculo de dicha función de transferencia de compensación experimental actualizada.
- 60 12. El procedimiento de la reivindicación 11, en el que dicha función de transferencia de calibración es representativa de un presupuesto de incertidumbre de la estimación de dicha función de transferencia de distorsión residual.

- 5 13. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho paso (c) de cálculo de una función de transferencia de compensación experimental actualizada ($[H_c(\omega)]_{n+1}$) comprende la división de la función de transferencia de compensación experimental calculada durante la iteración anterior ($[H_c(\omega)]_n$) entre la función de transferencia de distorsión residual estimada actual ($[H_d(\omega)]_n$).
14. El procedimiento de la reivindicación 6 o cualquiera de las reivindicaciones 7 a 13, cuando dependan de la reivindicación 6, en el que dicha condición objetivo es una condición establecida sobre la función de transferencia de distorsión residual estimada actual.
- 10 15. El procedimiento de la reivindicación 6 o cualquiera de las reivindicaciones 7 a 14, cuando dependan de la reivindicación 6, que comprende además el cálculo de una función de coherencia ($\gamma^2(\omega)$) y un nivel de señal a ruido (SNR(ω)) de dicha señal de salida adquirida con respecto a dicha señal de referencia; y en el que dicha condición objetivo tiene en cuenta dicha función de coherencia y el nivel de señal a ruido.
- 15 16. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha señal de salida es adquirida en una estación receptora, ubicada fuera de dicha carga útil emisora.
17. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 15, en el que dicha señal de salida es adquirida dentro de dicha carga útil emisora.
- 20 18. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la carga útil emisora es una carga útil generadora.
19. El procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la carga útil emisora es una carga útil integrada en una nave espacial.
- 25 20. Aplicación del procedimiento de la reivindicación 19 para la verificación en tierra y la configuración de una carga útil de emisión ya integrada en una nave espacial.
- 30 21. Aplicación del procedimiento de la reivindicación 19 para la verificación en el espacio y la configuración de una carga útil de emisión de una nave espacial mediante el uso de una señal de salida de funcionamiento nominal como dicha señal de salida adquirida, por medio de la cual no es precisa la interrupción del servicio.
- 35 22. Una carga útil emisora (GP) que comprende medios para precompensar la distorsión de la señal, **caracterizado porque** dichos medios están adaptados para llevar a cabo el procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 19.

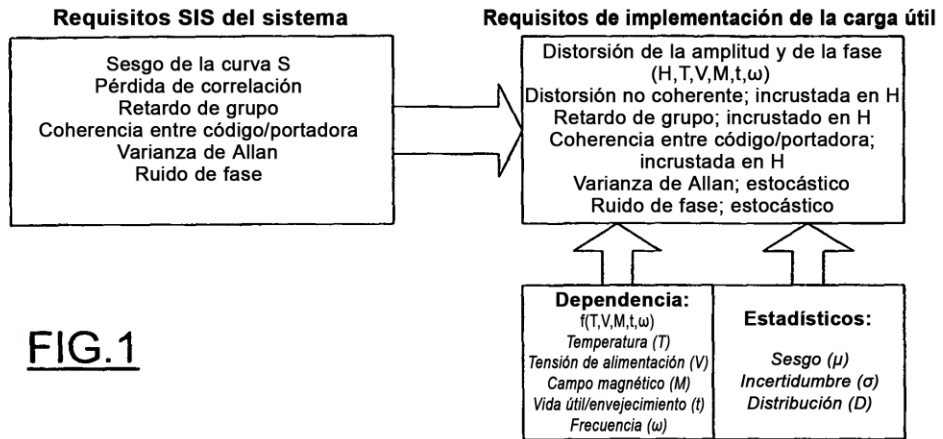


FIG.1

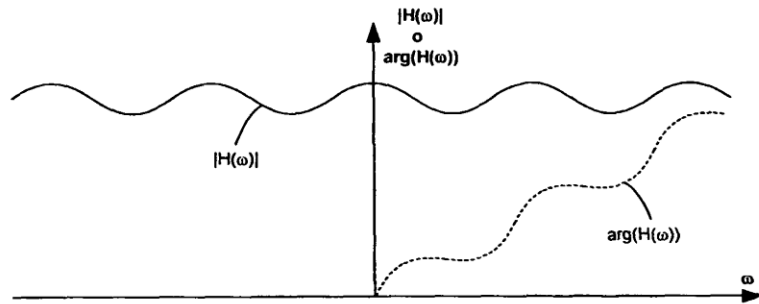


FIG.2

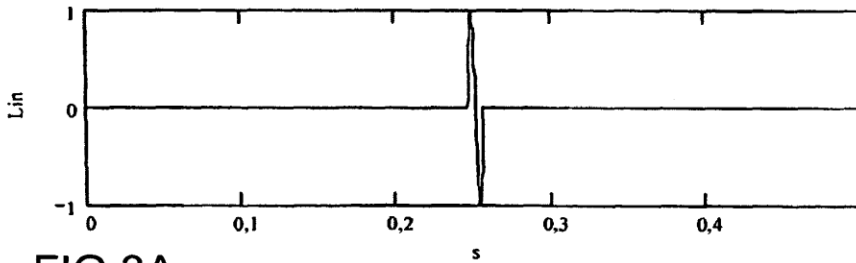


FIG.3A

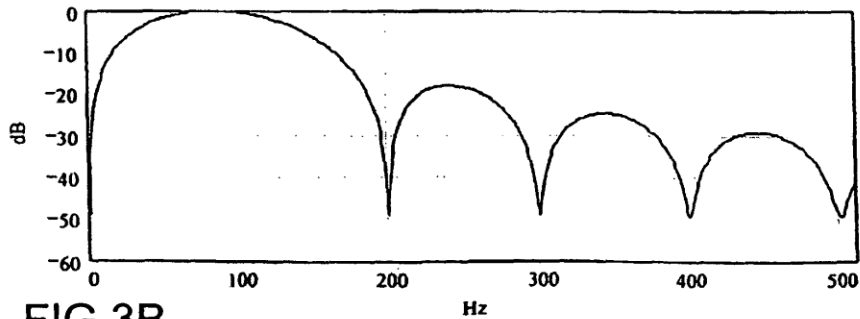


FIG.3B

FIG.3C

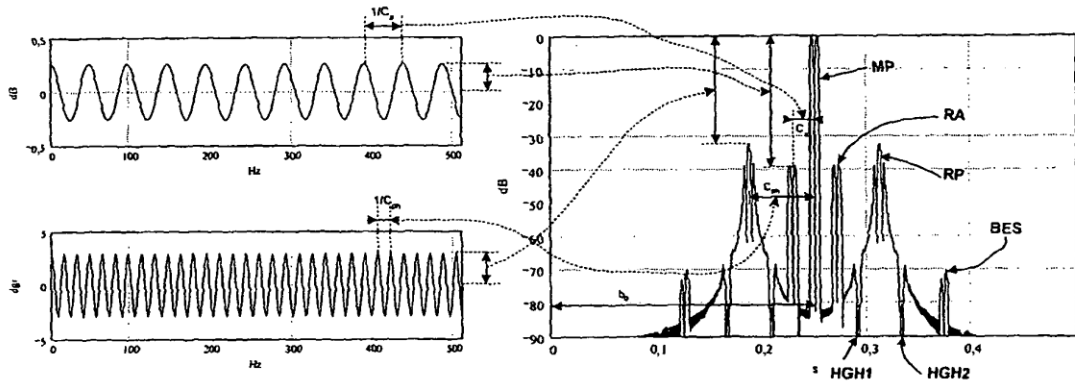


FIG.3D

FIG.3E

Nivel de eco pareado (dB por debajo de la señal principal)

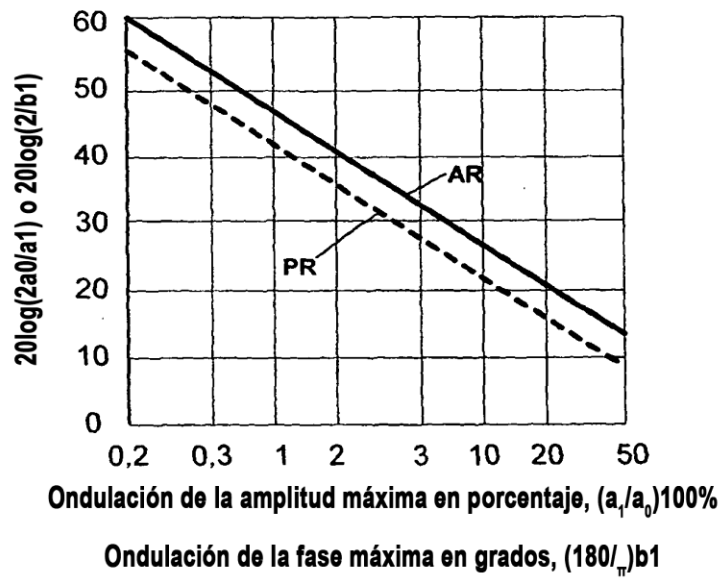


FIG.3F

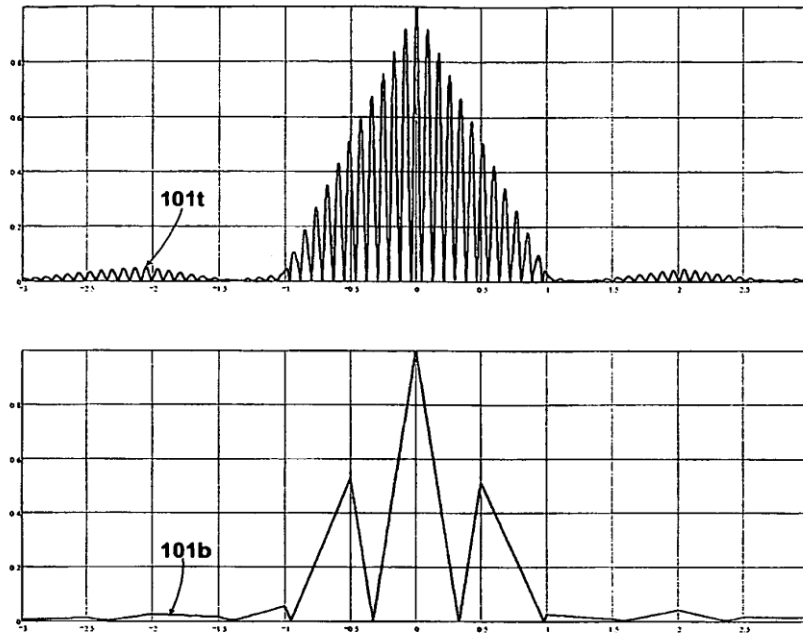


FIG.4A

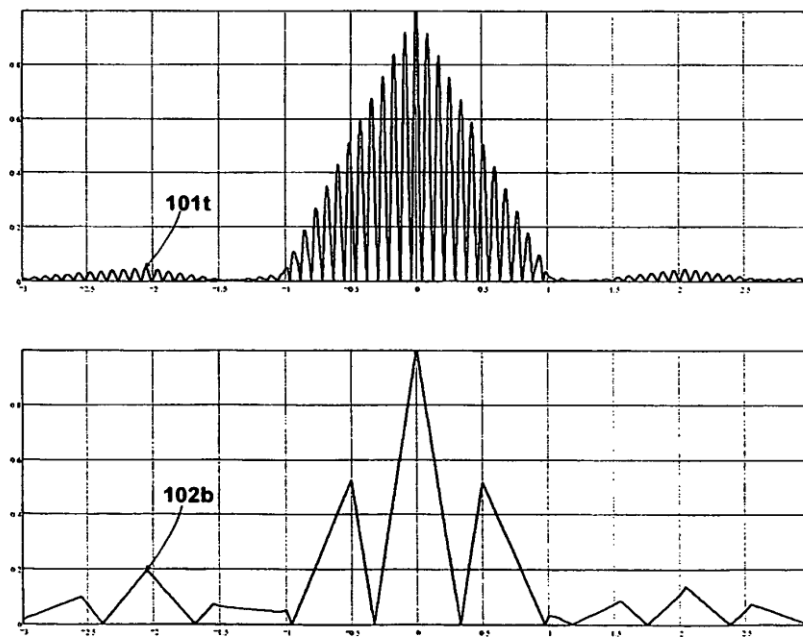


FIG.4B

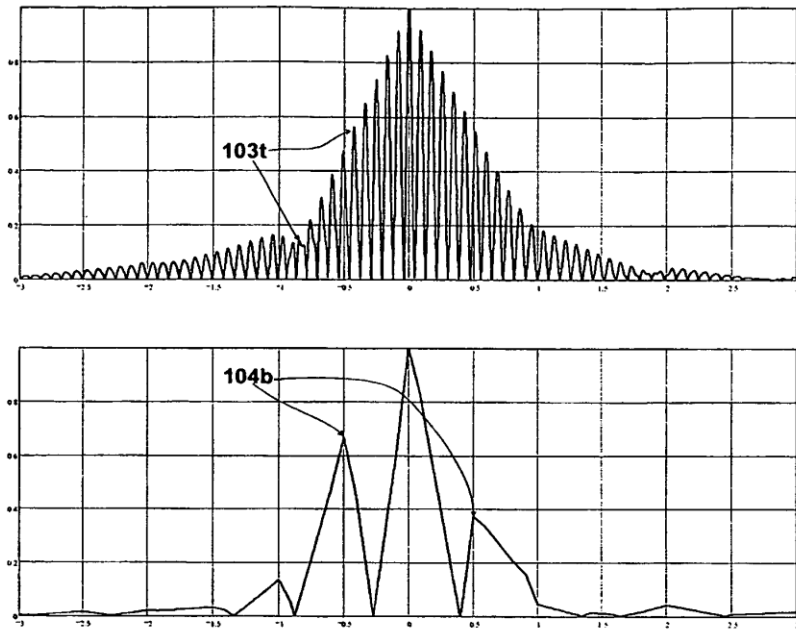


FIG.4C

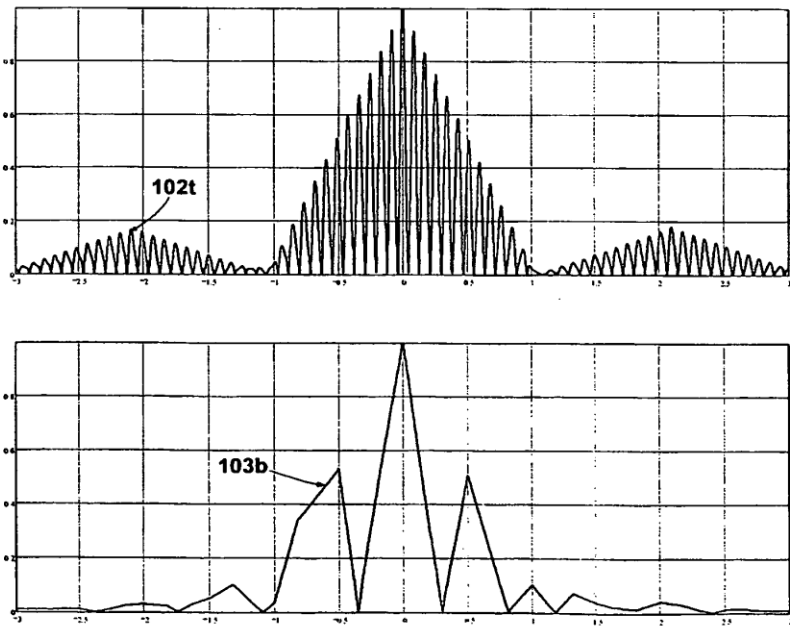


FIG.4D

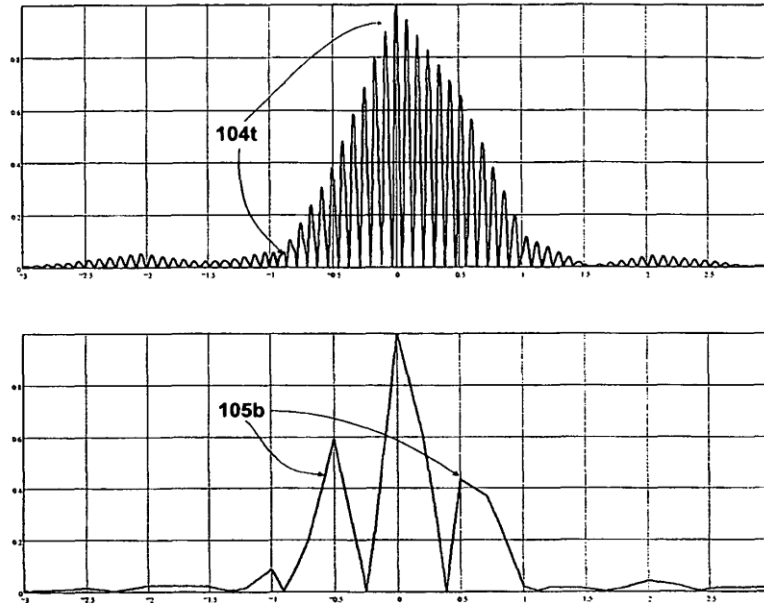


FIG.4E

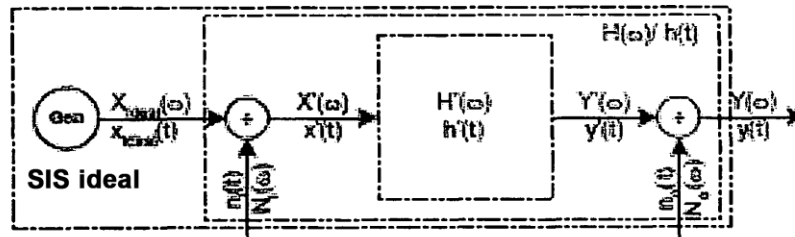


FIG.5A

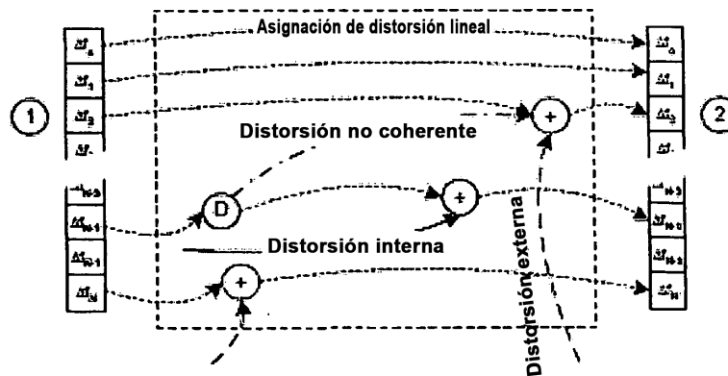


FIG.5B

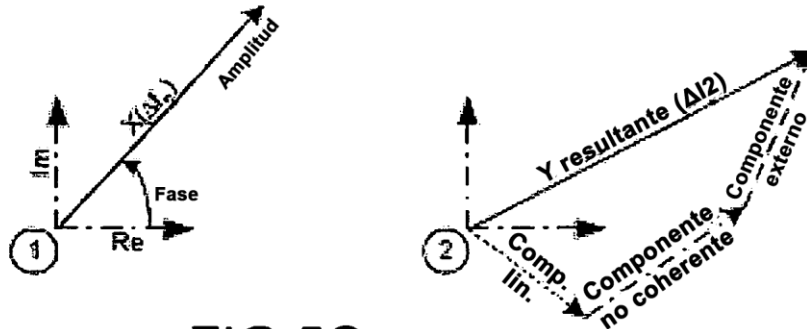


FIG.5C

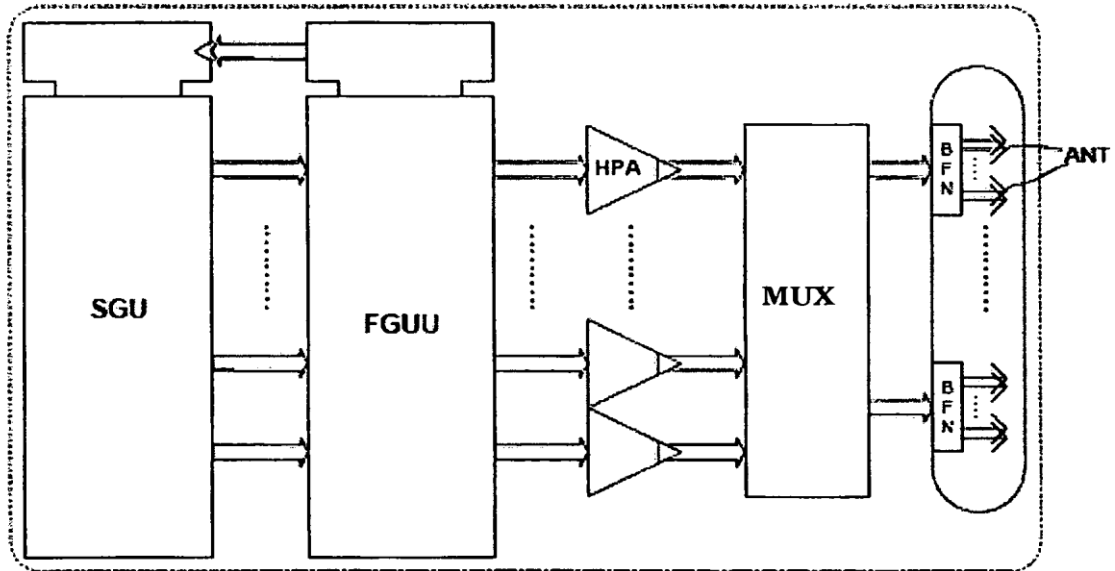


FIG.6

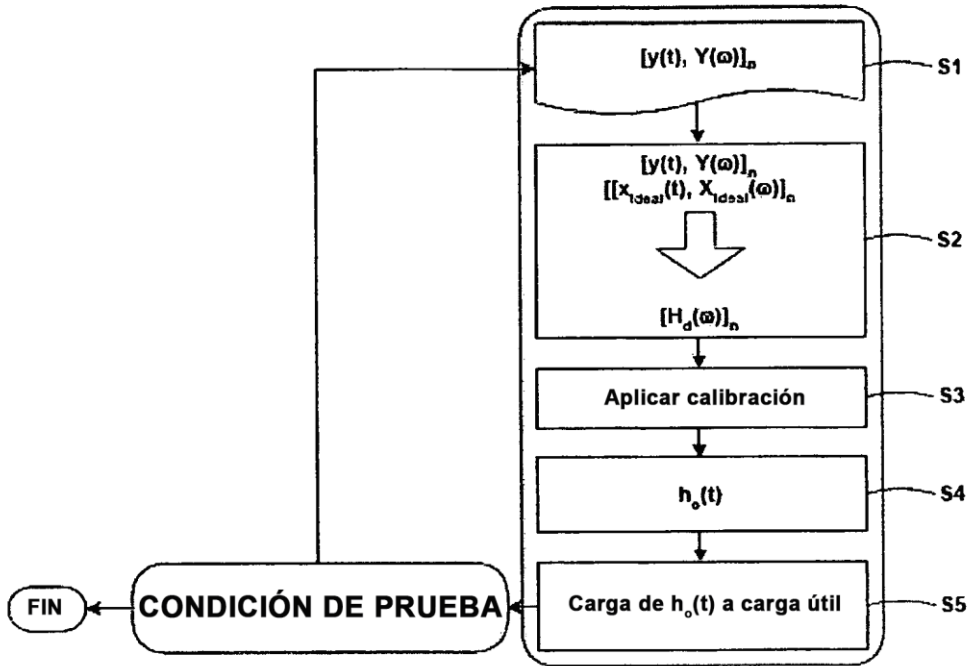


FIG.7

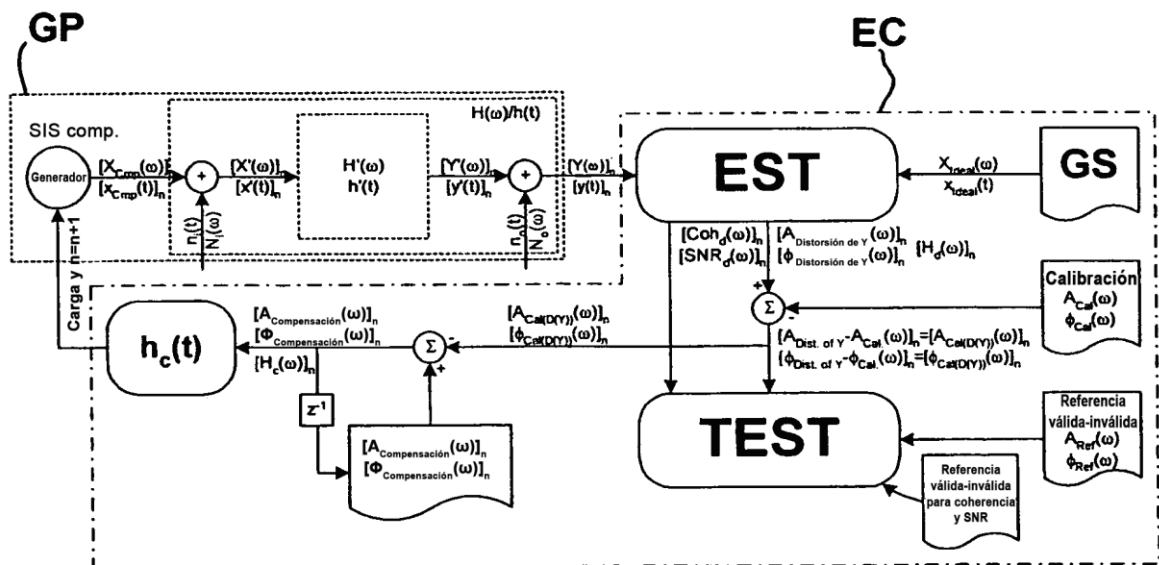


FIG.8

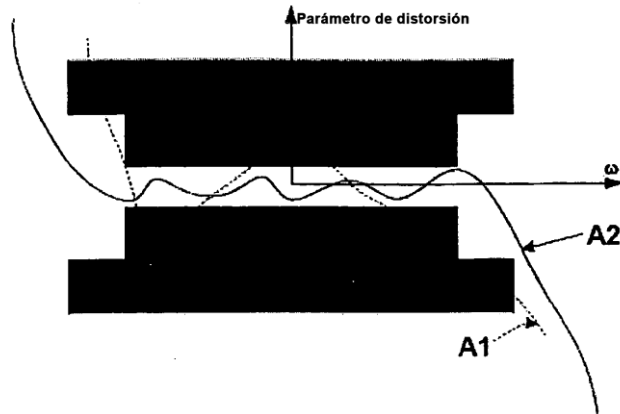


FIG.9

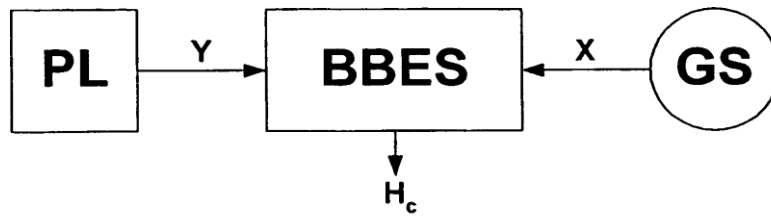


FIG.11

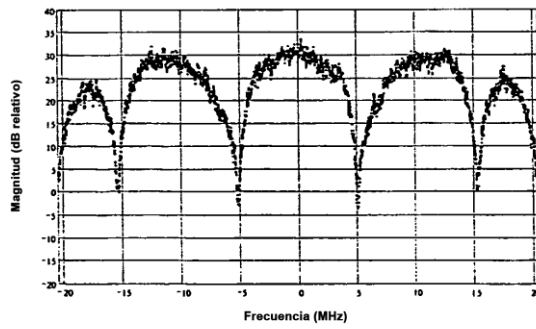


FIG.10A

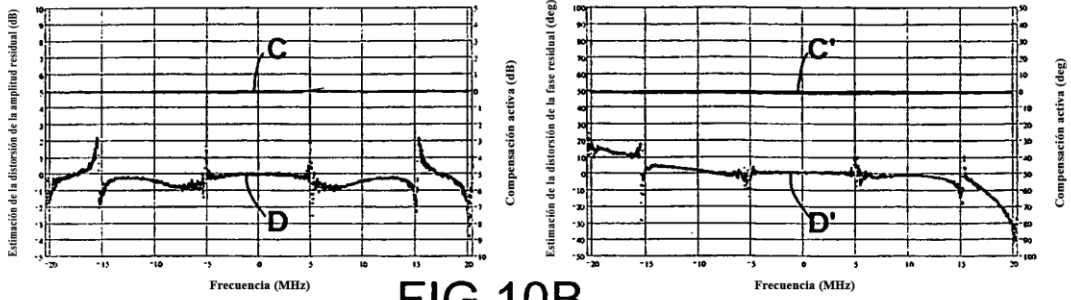


FIG. 10B

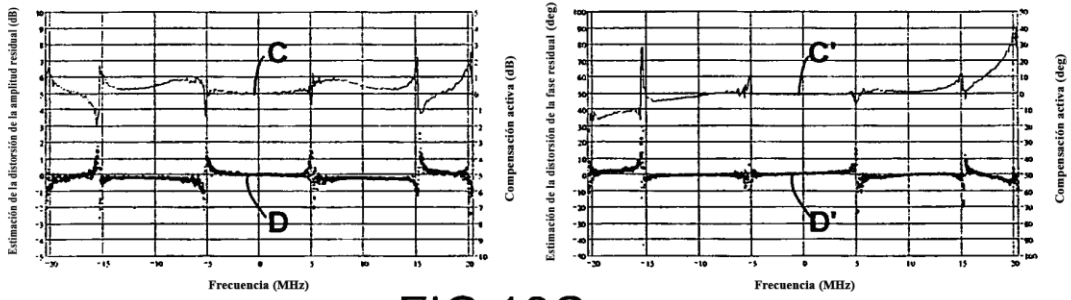


FIG. 10C

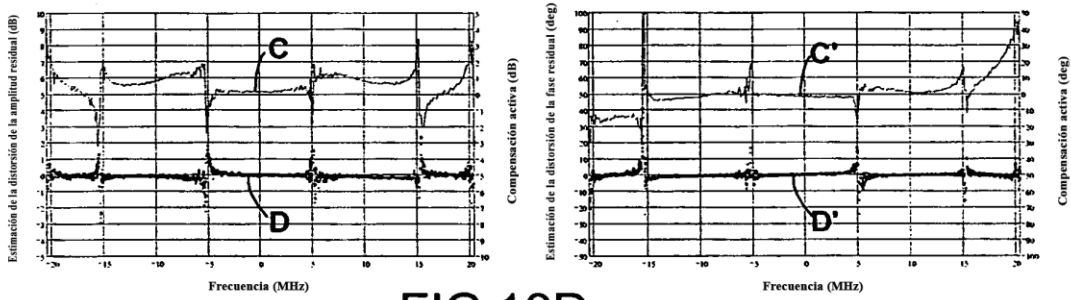


FIG. 10D

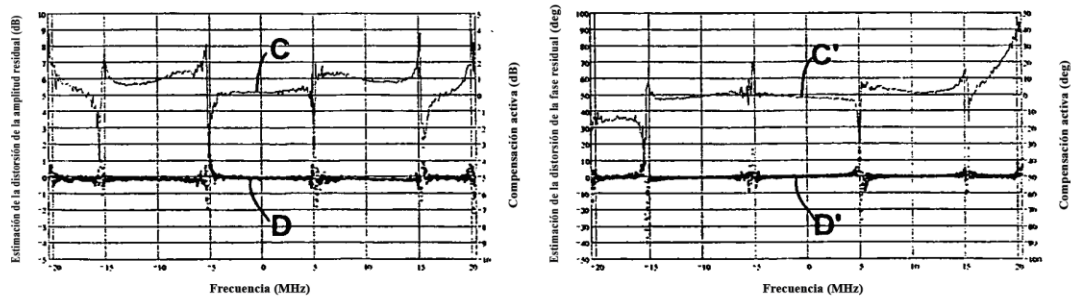


FIG. 10E

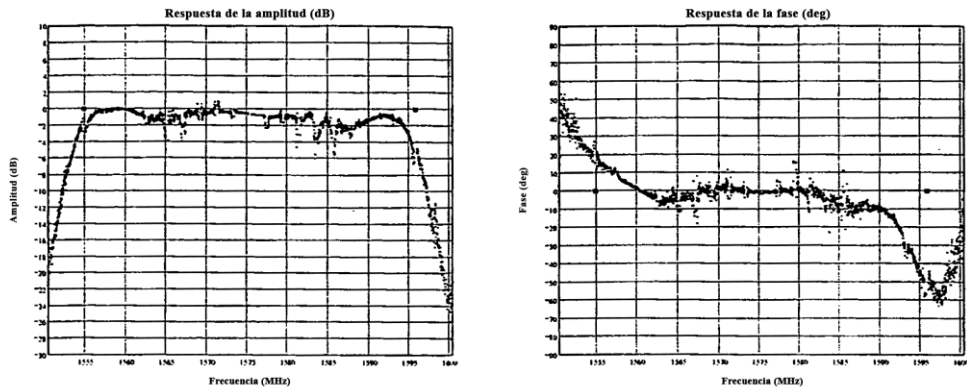


FIG.12A

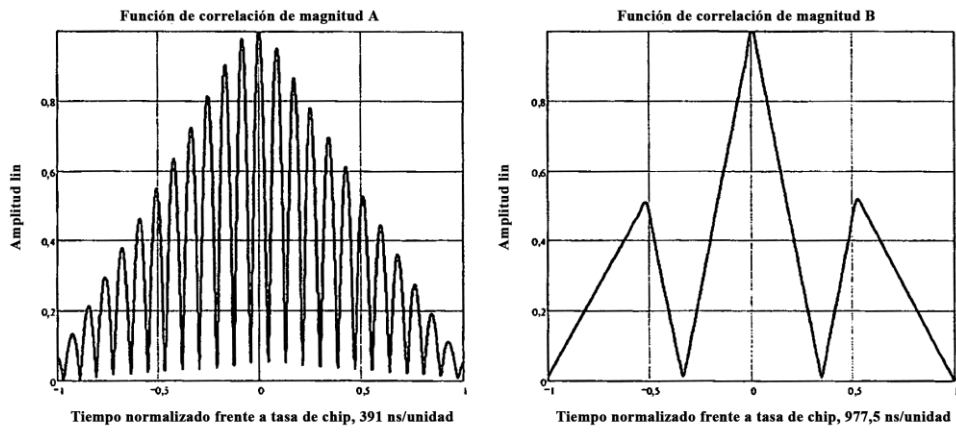


FIG.12B

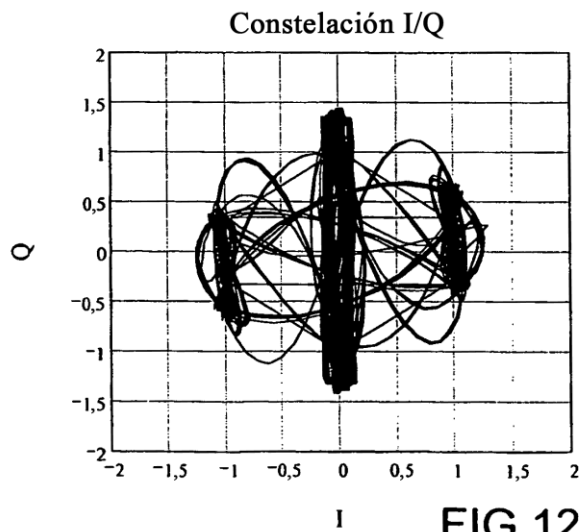


FIG.12C

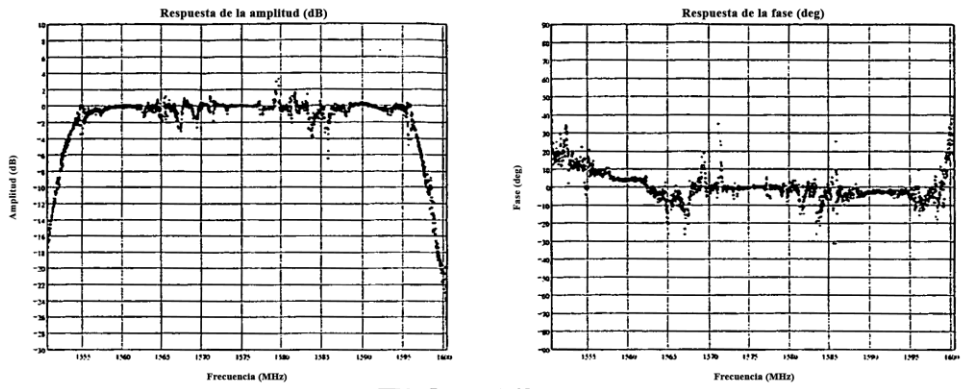


FIG.12D

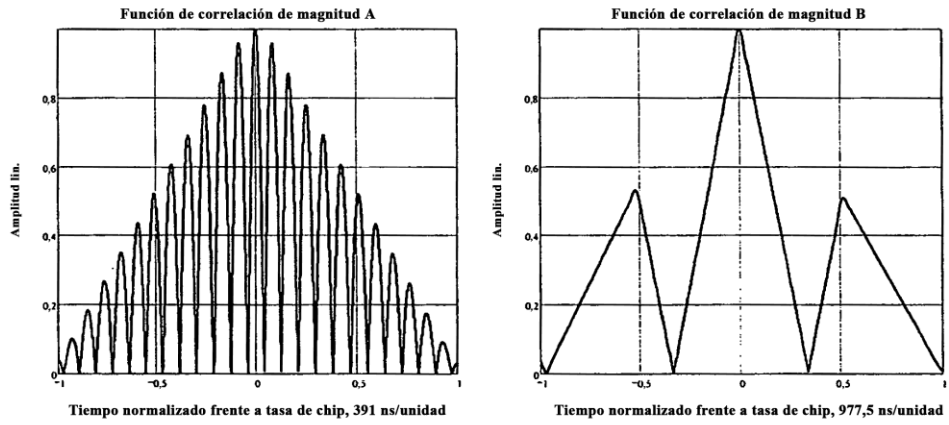


FIG.12E

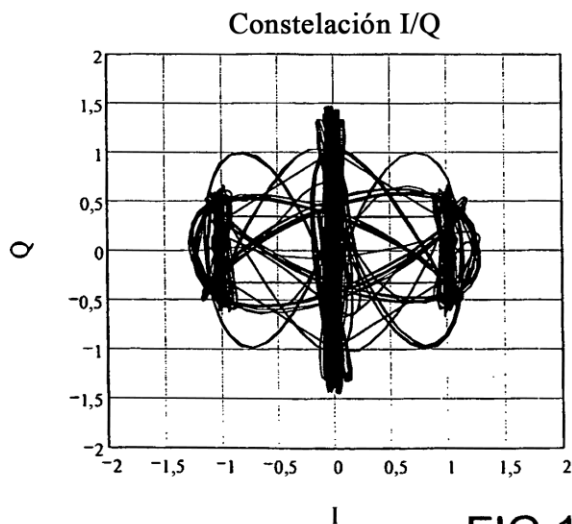


FIG.12F