

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 691 942**

51 Int. Cl.:

H04L 5/00 (2006.01)

H04L 5/02 (2006.01)

H04L 5/04 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **05.11.2013 PCT/IB2013/003156**

87 Fecha y número de publicación internacional: **14.05.2015 WO15067987**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.11.2013 E 13869854 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.08.2018 EP 3066777**

54 Título: **Sistema para transmitir y recibir señales de radiofrecuencia que transportan modos armónicos complejos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
29.11.2018

73 Titular/es:
**EUTELSAT SA (100.0%)
70, rue Balard
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:
**BERRETTA, GIULIANO;
DUTRONC, JACQUES y
SAITTO, ANTONIO**

74 Agente/Representante:
ELZABURU, S.L.P

ES 2 691 942 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 para transmitir y recibir señales de radiofrecuencia que transportan modos armónicos complejos

Campo técnico de la invención

5 La presente invención se refiere a un sistema para transmitir y recibir en radiofrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz) señales que transportan modos armónicos complejos.

La presente invención se puede explotar ventajosamente, en general, en radiocomunicaciones y, en particular, en comunicaciones por satélite y comunicaciones inalámbricas terrestres, tales como las basadas en los estándares de Evolución a Largo Plazo (LTE) y/o Interoperabilidad a Nivel Mundial para Acceso de Microondas (WiMAX).

10 Además, la presente invención también se puede explotar ventajosamente en detección de radar y e imágenes de Radar de Apertura Sintética (SAR).

Antecedentes de la técnica

15 En consideración a las potencialidades de Momento Angular Orbital (OAM) de aumento de la capacidad de transmisión y dado que el problema de escasez de espectro de RF se experimenta profundamente en el sector de radiocomunicaciones, recientemente se han llevado a cabo muchos estudios experimentales sobre el uso de estados OAM, o modos, en RF (también conocidos como vórtices de radio) con el fin de intentar mejorar la reutilización del espectro de RF.

A este respecto, se puede hacer referencia, por ejemplo, a:

- Documento EP 2 639 993 A2 (BROADCOM CORP [US]) 18 de septiembre de 2013 (18-09-2013) describe una correlación de bits y símbolos con modos de momento angular orbital, OAM.
- 20 • Mohammadi S. M. et al., "Orbital Angular Momentum in Radio – A System Study", ACTAS DEL IEEE SOBRE ANTENAS Y PROPAGACIÓN, CENTRO DE SERVICIOS DEL IEEE, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 58, nº 2, 1 de febrero de 2010, páginas 565-572, que muestra que antenas estándar dispuestas en agrupaciones circulares se pueden usar para generar haces de RF que transportan OAM;
- 25 • Tamburini F. et al., "Encoding many channels in the same frequency through radio Vorticity: first experimental test", arXiv.org, 12 de julio de 2011, Ithaca, NY, EE.UU., que muestra experimentalmente que es posible propagar y usar las propiedades de ondas de radio incoherentes no monocromáticas torsionadas para transmitir simultáneamente varios canales de radio en una misma frecuencia codificándolos en estados OAM diferentes (y, por consiguiente, ortogonales) (incluso sin usar polarización o técnicas de codificación densa);
- 30 • Documento GB 2 410 130 A, que describe una antena en agrupación de fase plana para transmitir y recibir modos de vórtice de radio OAM, cuya antena comprende una agrupación circular de elementos de antena en espiral de modo axial respaldado por cavidades cuya fase se controla de manera que la fase de cada elemento de antena cambia secuencialmente alrededor de la agrupación; y
- 35 • Documento WO 2012/084039 A1, que describe una disposición de antena de transmisión que comprende N elementos de antena dispuestos a lo largo de una circunferencia con una separación angular de α grados entre elementos de antena vecinos, comprendiendo la disposición de antena un codificador OAM dispuesto para recibir N señales de entrada para su transmisión, indexadas desde $M = - (N-1)/2$ hasta $M = (N-1)/2$ para N impar y desde $M = - (N-2)/2$ hasta $N/2$ para N par; conectando el codificador OAM cada señal de entrada a cada elemento de antena y dando a cada señal de entrada M en cada elemento de antena un desplazamiento de fase de $M*\alpha$ con relación a la fase de la misma señal de entrada M en un elemento de antena adyacente; en donde dos o más elementos de antena son direccionales, tienen su directividad en la misma dirección, y tienen una apertura de antena mayor o igual a 5λ , donde λ es la longitud de onda de las N señales de entrada.

45 Desde una perspectiva matemática, la transmisión de un modo (o estado) de OAM a una única RF (es decir, usando un tono puro) implica que el campo eléctrico en la apertura radiante se puede representar como:

$$F(\rho, \phi) = F(\rho)e^{jk\phi} ,$$

donde ρ y ϕ son las coordenadas cilíndricas en la apertura radiante, j es la unidad imaginaria y k es un número entero positivo o negativo.

El campo irradiado se puede representar en la zona lejana como:

$$E(\vartheta, \varphi) = \frac{1}{R} \iint_S F(\rho, \phi) e^{-j2\pi \frac{\rho}{\lambda} \sin(\vartheta) \cos(\varphi - \phi)} \rho d\rho d\phi,$$

donde ϑ y φ son las coordenadas esféricas en el campo lejano, R denota el radio de la esfera centrada en la apertura radiante, S denota la superficie de integración usada en el lado de recepción y λ denota la longitud de onda usada.

- 5 Como es sabido, debido a las características intrínsecas de OAM, un modo OAM transmitido a una única RF (es decir, usando un tono puro) se ve afectado por una singularidad de fase que crea un nulo en la dirección de la línea de puntería, dando como resultado por ello que

$$E(0,0) = 0.$$

- 10 Con el fin de que dicha singularidad de fase sea compensada, la superficie de integración S usada en el lado de recepción se debería dimensionar para incluir el pico de corona generado por el modo OAM.

En particular, la superficie de integración S usada en el lado de recepción debería ser diferente para cada modo OAM y, considerando el teorema de muestreo aplicado a la antena radiante, debería tener un área dada por:

$$\Delta S = \Delta \Omega R^2 = 2 \left(\frac{\lambda}{D} R \right)^2,$$

donde D denota el diámetro de la antena radiante.

- 15 Por lo tanto, el precio a ser pagado con los modos OAM puros transmitidos usando tonos puros (es decir, radiofrecuencias únicas) es que las dimensiones de la antena de recepción equivalente dependen de la distancia R desde, y del diámetro D de, la antena de transmisión.

- 20 Esta solución no es práctica para comunicaciones por satélite, donde la eficiencia de apertura y el tamaño de las antenas son cuestiones muy críticas. Por ejemplo, en comunicaciones basadas en satélites geoestacionarios en banda Ka, para una antena en tierra que tenga un diámetro D de alrededor de 9 m, el diámetro del anillo de recepción a bordo del satélite geoestacionario debería ser del orden de 50 Km, resultando por ello irrealizable.

- 25 Por consiguiente, en vista de lo anterior, la principal criticidad en el uso de vorticidad de radio en sistemas prácticos es que la ortogonalidad entre los modos OAM depende del tamaño de las antenas, de la distancia entre las antenas de transmisión y de recepción, y de la necesidad de que la antena de recepción opere como una base de interferómetro (como, por ejemplo, se describe en los documentos antes mencionados "Orbital Angular Momentum in Radio – A System Study" y "Encoding many channels in the same frequency through radio Vorticity: first experimental test", en el documento GB 2 410 130 A y en el documento WO 2012/084039 A1). Estas restricciones dan como resultado sistemas de radiocomunicación basados en OAM que son ineficientes e inutilizables para distancias muy largas, tales como las implicadas en comunicaciones por satélite.

- 30 Además, criticidades adicionales en el uso de vorticidad de radio para comunicaciones por satélite se representan por la necesidad de un apuntamiento mutuo extremadamente preciso de las antenas de transmisión y de recepción, y por la inviabilidad de la geometría para las configuraciones Tierra-satélite debido a la criticidad del posicionamiento de las antenas de recepción (o los elementos de la antena de recepción).

- 35 Una solución al problema técnico antes mencionado se proporciona en la Solicitud Internacional N° PCT/IB2012/056804 presentada el 28 de noviembre de 2012 en nombre de EUTELSAT S.A. y que concierne a una técnica de modulación espacial multidimensional para transmitir y/o recibir vórtices de radio a frecuencias que oscilan desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz. Específicamente, la técnica de modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 permite transmitir y/o recibir modos OAM de RF ortogonales en una misma dirección (es decir, la dirección de la línea de puntería) y para superar, al mismo tiempo, los problemas técnicos antes mencionados causados por la singularidad de la fase OAM en la dirección de la línea de puntería, permitiendo por ello el uso de los vórtices de radio también para radiocomunicaciones de larga distancia, tales como comunicaciones por satélite.

- 45 En particular, la modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 es en realidad una modulación de fase aplicada a señales a ser transmitidas en RF de manera que den como resultado vórtices de radio ortogonales a lo largo de la dirección de la línea de puntería. Por lo tanto, la modulación según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 se denomina modulación espacial multidimensional porque permite que modos OAM de RF ortogonales sean transmitidos y/o recibidos en una misma dirección, esto es, la dirección de la línea de puntería, en donde cada modo OAM representa un canal espacial específico a lo largo de la dirección de la línea de puntería, cuyo canal espacial específico es ortogonal a todos los demás canales espaciales representados por los otros modos OAM.
- 50

Con el fin de que la modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 sea entendida, se llama la atención, a modo de ejemplo, del hecho de que, como es sabido, una señal RF torsionada que tiene, o que transporta, el modo OAM $m=+1$ se caracteriza solamente por una rotación en el sentido de las agujas del reloj de 360° del vector Poynting alrededor del eje de propagación por período T y, por consiguiente, se puede generar transmitiendo, por ejemplo, por medio de cuatro elementos de antena de transmisión dispuestos en anillo, señales RF asociadas con fases de 0° , 90° , 180° y 270° en el sentido de las agujas del reloj distribuidas entre dichos cuatro elementos de antena de transmisión dispuestos en anillo. En su lugar, la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 demuestra que es posible y conveniente, con el fin de transmitir en RF el modo OAM $m=+1$ y, al mismo tiempo, para resolver el problema causado por la singularidad de la fase OAM en la dirección de la línea de puntería, explotar solamente una antena que transmite las cuatro fases diferentes 0° , 90° , 180° y 270° en diferentes momentos (o en diferentes frecuencias) con un paso de tiempo de $T'=T/4$. Esta posibilidad aumenta la eficiencia de la configuración de transmisión y recepción, que puede funcionar independientemente del espaciado de los elementos de antena elementales en una agrupación de antenas.

Desde una perspectiva conceptual, según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804, con el fin de gestionar la rotación OAM, esto es, con el fin de controlar la velocidad de rotación de un modo OAM de RF alrededor de la dirección de la línea de puntería, se introduce una modulación de fase suplementaria, que deja solamente un residuo del giro OAM y mantiene la firma OAM en un ancho de banda limitado. Esta rotación residual lograda por medio de la modulación de fase suplementaria permite que una señal que tiene un ancho de banda correcto sea ortogonal a otra señal que tiene una rotación diferente (múltiplo de la mínima). Por lo tanto, una onda de RF torsionada se puede transmitir por medio de una forma de onda modulada y se puede recibir por una antena que opera en el modo de conjugada compleja. La señal recibida es igual a la transmitida, aparte de la atenuación estándar y las ganancias de transmisión y recepción en un período de tiempo T_{mod} . El aumento de ancho de banda no impide la transmisión de ondas planas (es decir, el modo OAM $m=0$), pero limita el número de modos OAM a diferentes frecuencias centrales en el ancho de banda disponible. La modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 permite usar una antena estándar en lugar de una antena de agrupación en fase, dado que las señales usadas son ortogonales nativas.

Es importante subrayar el hecho de que la generación de modos OAM de RF por medio de la modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 permite simplificar drásticamente el diseño de la antena. De hecho, la antena no necesita tomar memoria en el período de la frecuencia portadora de la fase entre los elementos $f_0=1/T_0$. Este deber se realiza por la frecuencia de muestreo de las ondas torsionadas, que es al menos 3 veces el ancho de banda de la señal; por lo tanto, el desplazamiento de fase asignado al muestreo ya es ortogonal en el tiempo; resulta que la antena puede ser una estándar sin la necesidad de usar una configuración de agrupación en fase o bien en la apertura de la antena o bien, en el caso de una antena reflectora, en el plano focal. Por lo tanto, la modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 se puede explotar en comunicaciones por satélite usando antenas de satélite y de tierra ya existentes.

Con el fin de que la modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 se entienda mejor, se hace referencia a la Figura 1, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de transmisión (denotado como un todo mediante 1), que se describe en el documento PCT/IB2012/056804 y que explota la modulación espacial multidimensional antes mencionada para transmitir vórtices de radio en frecuencias que oscilan desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz.

En particular, el sistema de transmisión 1 comprende:

- una sección de generación de señal 10 diseñada para generar
 - una primera señal digital $s_0(t)$ que transporta un flujo de información, que tiene un período de muestreo T_0 dado y que ocupa un ancho de banda de frecuencia W dado centrado en una frecuencia f_0 predefinida, y
 - hasta $2N$ segundas señales digitales $s_m(t)$, con $-N \leq m \leq +N$ y $N \geq 1$ (por el bien de la simplicidad de ilustración en la Figura 1, solamente se muestran las señales $s_{+1}(t)$, $s_{-1}(t)$, $s_{+N}(t)$ y $s_{-N}(t)$), que transporta cada una un flujo de información respectivo, teniendo un período de muestreo respectivo $T_m = 4|m|T_0$ (o $T_m = 3|m|T_0$) y ocupando un respectivo ancho de banda de frecuencia $W/4|m|$ (o $W/3|m|$) centrado en dicha frecuencia f_0 predefinida (que puede ser, convenientemente, una Frecuencia Intermedia (IF) dando como resultado por ello que la primera y segunda señales digitales son señales digitales de IF);
- un dispositivo 100 para generar modos OAM, que está acoplado con dicha sección 10 de generación de señal para recibir la primera y segunda señales digitales generadas por esta última, y que está diseñado para
 - aplicar, a cada segunda señal digital $s_m(t)$ recibida desde la sección 10 de generación de señal, una modulación espacial respectiva asociada con un modo OAM m respectivo para generar una

señal digital modulada correspondiente que transporte dicho modo OAM m respectivo, teniendo el período de muestreo T_0 dado, y ocupando el ancho de banda de frecuencia W dado, y

- proporcionar una señal digital de salida $s_{salida}(t)$ basada en las señales digitales moduladas y en la primera señal digital $s_0(t)$ recibida desde la sección 10 de generación de señal; y

- 5
- una sección 1000 de transmisión de RF, que está acoplada con el dispositivo 100 para recibir de la misma la señal digital de salida $s_{salida}(t)$, y que está diseñada para transmitir en radiofrecuencias predefinidas la señal digital de salida $s_{salida}(t)$ por medio de una única antena (que no se muestra en la Figura 1 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora con una única alimentación) o una agrupación de antenas (que no se muestra en la Figura 1 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora de alimentación múltiple), transmitiendo por
- 10

- dicha primera señal digital $s_0(t)$ por medio de una onda plana, y
- dichas segundas señales digitales $s_m(t)$, cada una por medio de un vórtice de radio correspondiente que tiene el modo OAM m respectivo.

15 Las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas pueden oscilar convenientemente desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la cual esté diseñado el sistema 1 de transmisión global.

20 Convenientemente, la sección 10 de generación de señal puede ser una sección de generación de señal de un sistema de transmisión para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de transmisión de una estación terrestre de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE.

25 En consecuencia, la sección 1000 de transmisión de RF puede ser convenientemente una sección de transmisión de RF de un sistema de transmisión para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de transmisión de una estación terrestre de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE.

Además, la Figura 2 muestra en mayor detalle el dispositivo 100 para generar modos OAM, cuyo dispositivo 100 comprende módulos de generación de modo OAM $2N$. En particular, la Figura 2 muestra, por el bien de la simplicidad de la ilustración, solamente:

- un módulo 110 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=+1$;
- 30 • un módulo 120 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=-1$;
- un módulo 130 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=+N$; y
- un módulo 140 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=-N$.

35 En detalle, un módulo de generación de modo OAM genérico para generar el modo OAM m es operable para aplicar a una segunda de señal digital $s_m(t)$ respectiva recibida desde la sección 10 de generación de señal una modulación espacial respectiva asociada con dicho modo OAM m para generar una señal digital con modulación espacial $s_{ms,m}(t)$ correspondiente que transporta dicho modo OAM m , teniendo el período de muestreo T_0 dado, y ocupando todo el ancho de banda de frecuencia W dado centrado en dicha frecuencia f_0 predefinida.

Más en detalle, el módulo de generación de modo OAM genérico para generar el modo OAM m es operable para:

- 40 • recibir una señal de sincronización $sinc_m$ (no mostrada en la Figura 2 por el bien de claridad de la ilustración) indicando el período de muestreo T_0 dado y, convenientemente, también el período de muestreo T_m de la segunda señal digital $s_m(t)$ respectiva recibida desde la sección 10 de generación de señal; y
- aplicar la modulación espacial respectiva a dicha señal digital respectiva $s_m(t)$
 - interpolando digitalmente dicha segunda señal digital $s_m(t)$ respectiva sobre la base de la señal de sincronización $sinc_m$ recibida para generar una señal interpolada digitalmente correspondiente que
 - 45 tiene el período de muestreo T_0 dado;
 - aplicando a la señal interpolada digitalmente una modulación de fase digital respectiva asociada con dicho modo OAM m de manera que genere una señal modulada en fase correspondiente que transporta dicho modo OAM m con una velocidad de rotación del modo OAM predefinida; y
 - filtrando digitalmente la señal modulada en fase obteniendo por ello una señal filtrada que
 - 50 representa la señal digital modulada espacial $s_{ms,m}(t)$ antes mencionada.

Por ejemplo, el módulo 110 de generación de modo OAM está configurado convenientemente para:

- recibir, a partir de la sección 10 de generación de señal, la segunda de señal digital $s_{+1}(t)$ y una señal de sincronización $sync_{+1}$ indicando el periodo de muestreo T_0 dado y, convenientemente, también el período de muestreo $T_{+1} = 4T_0$ (o $T_{+1} = 3T_0$) de la segunda señal digital $s_{+1}(t)$;
- 5 • interpolar digitalmente la segunda señal digital $s_{+1}(t)$ emitiendo, para cada muestra digital de dicha segunda señal digital $s_{+1}(t)$, cuatro muestras digitales correspondientes con escalón de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando por ello una señal interpolada digitalmente correspondiente teniendo el período de muestreo T_0 dado;
- 10 • aplicar a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas por medio de los desplazamientos de fase digital de interpolación digital relacionados con el modo OAM +1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinida (esto es, desplazamientos de fase digitales relacionados con los valores de fase 0, $\pi/2$, π y $3\pi/2$) para generar un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase, cuyo conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase transporta dicho modo OAM +1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido;
- 15 • filtrar digitalmente cada conjunto de cuatro muestras digitales desplazadas en fase obtenidas por medio del desplazamiento de fase digital para emitir un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales filtradas; y
- combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales filtradas obtenidas por medio del filtrado digital en una única señal filtrada que representa la señal digital modulada espacial $sms_{+1}(t)$.

20 En consecuencia, el módulo 120 de generación de modo OAM está configurado de manera conveniente para:

- recibir, desde la sección 10 de generación de señal, la segunda señal digital $s_{-1}(t)$ y una señal de sincronización $sync_{-1}$ indicando el periodo de muestreo T_0 dado y, convenientemente, también el período de muestreo $T_{-1} = 4T_0$ (o $T_{-1} = 3T_0$) de la segunda señal digital $s_{-1}(t)$;
- 25 • interpolar digitalmente la segunda señal digital $s_{-1}(t)$ emitiendo, para cada muestra digital de dicha segunda señal digital $s_{-1}(t)$, cuatro muestras digitales correspondientes con escalón de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando por ello una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo T_0 dado;
- 30 • aplicar a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas por medio de los desplazamientos de fase digitales de interpolación digital relacionados con el modo OAM -1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido (esto es, desplazamientos de fase digitales relacionados con los valores de fase 0, $3\pi/2$, π y $\pi/2$) para generar un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase, cuyo conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase transporta dicho modo OAM -1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido;
- 35 • filtrar digitalmente cada conjunto de cuatro muestras digitales desplazadas en fase obtenidas por medio del desplazamiento de fase digital para emitir un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales filtradas; y
- combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales filtradas obtenidas por medio del filtrado digital en una única señal filtrada que representa la señal digital modulada espacial $sms_{-1}(t)$.

40 Los módulos de generación de modo OAM para generar modos OAM de mayor orden (es decir, con $|m| > 1$) operan, cambiando lo que se deba de cambiar, conceptualmente de la misma forma que los módulos 110 y 120 de generación de modo OAM.

Además, de nuevo con referencia a la Figura 2, el dispositivo 100 comprende además:

- 45 • módulo 150 de combinación operable para combinar la primera señal digital $s_0(t)$ recibida desde la sección 10 de generación de señal y todas las señales digitales moduladas espacialmente $sms_m(t)$ generadas por los módulos de generación de modo OAM en una señal digital combinada $s_c(t)$ correspondiente; y
- 50 • un módulo 160 de filtrado de transmisión, que es operable para filtrar digitalmente la señal digital combinada $s_c(t)$ por medio de un filtro de transmisión predefinido de manera que ajuste el ancho de banda de la señal al ancho de banda del canal de radio de transmisión (es decir, el canal de radio específico usado en la transmisión) para reducir la Interferencia Intersímbolos (ISI), obteniendo de por ello una señal digital de salida $s_{salida}(t)$ correspondiente; en donde el módulo 160 de filtrado de transmisión está acoplado con la sección 1000 de transmisión de RF para proveer a este último con la señal digital de salida $s_{salida}(t)$.

Por ejemplo, en el caso de comunicaciones por satélite (espacio libre) en un canal de radio que tiene el ancho de banda de frecuencia W dado, el filtro de transmisión puede ser un filtro de coseno alzado raíz predefinido adaptado a dicho ancho de banda de frecuencia W dado.

5 En lo que concierne a la recepción, se hace referencia a la Figura 3, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de recepción (indicado como un todo mediante 2), que se describe en el documento PCT/IB2012/056804 y que explota la modulación espacial multidimensional antes mencionada para recibir vórtices de radio en frecuencias que oscilan desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz.

En particular, el sistema de recepción 2 comprende:

- 10 • una sección 2000 de recepción de RF, que está diseñada para recibir señales en radiofrecuencias predefinidas por medio de una única antena (que no se muestra en la Figura 3 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora con una única alimentación) o una agrupación de antenas (que no se muestra en la Figura 3 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora de alimentación múltiple), y que está diseñada para obtener una señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ sobre la base de las señales recibidas;
- 15 • un dispositivo 200 para demodular los modos OAM, que está acoplado con dicha sección 2000 de recepción de RF para recibir la señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ de la misma, y que está diseñada para procesar dicha señal digital entrante de salida $U_{entrada}(t)$ para emitir señales útiles (en la Figura 3 se muestran las señales útiles $U_0(t)$, $U_{+1}(t)$, $U_{-1}(t)$, $U_{+N}(t)$, $U_{-N}(t)$ emitidas por el dispositivo 200); y
- 20 • una sección 20 de procesamiento de señal, que está acoplada con dicho dispositivo 200 para recibir las señales útiles emitidas por este último y que está diseñada para procesar dichas señales útiles.

Las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas pueden oscilar convenientemente desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la que está diseñado el sistema 2 de recepción global.

25 Convenientemente, la sección 2000 de recepción de RF puede ser una sección de recepción de RF de un sistema de recepción para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de recepción de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas (tales como comunicaciones basadas en LTE), de un sistema de radar, de un Sistema de Radar de Apertura Sintética (SAR), o de un sistema de recepción de radioastronomía.

30 En consecuencia, la sección 20 de procesamiento de señal puede ser convenientemente una sección de procesamiento de señal de un sistema de recepción para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de recepción de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas (tales como comunicaciones basadas en LTE), de un sistema de radar, de un sistema SAR, o de un sistema de recepción de radioastronomía.

35 Adicionalmente, la Figura 4 muestra en mayor detalle el dispositivo 200 para demodular modos OAM. En particular, como se muestra en la Figura 4, el dispositivo 200 comprende un módulo 210 de filtrado de recepción, que es operable para filtrar digitalmente la señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ por medio de un filtro de recepción predefinido de manera que ecualice la señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ con respecto al canal de radio de recepción (es decir, el canal de radio específico usado en la recepción) y, convenientemente, también con respecto al filtro de transmisión (es decir, el filtro específico usado en la transmisión), obteniendo por ello una señal digital entrante filtrada $u_f(t)$ correspondiente.

Por ejemplo, en el caso de comunicaciones por satélite (espacio libre) en un canal de radio que tiene el ancho de banda de frecuencia W dado, en donde el filtro de transmisión es un filtro de coseno alzado raíz predefinido adaptado a dicho ancho de banda de frecuencia W dado, el filtro de recepción puede ser el conjugado complejo de dicho filtro de coseno alzado raíz predefinido para reducir la ISI.

45 Además, de nuevo con referencia a la Figura 4, el dispositivo 200 comprende además un módulo 220 de sobremuestreo digital operable para sobremuestrear digitalmente la señal digital entrante filtrada $u_f(t)$ sobre la base de un período de sobremuestreo T_{sobre} predefinido, emitiendo por ello un conjunto correspondiente de muestras digitales.

50 Por ejemplo, en caso de que el sistema 2 de recepción esté configurado para recibir las señales de RF transmitidas por el sistema 1 de transmisión, el período de sobremuestreo T_{sobre} predefinido puede ser convenientemente igual a T_0/Q , en donde T_0 es el período de muestreo dado introducido previamente en conexión con el sistema 1 de transmisión, y Q denota un número entero mayor que uno.

Además, de nuevo con referencia a la Figura 4, el dispositivo 200 comprende también un módulo 230 de procesamiento configurado para:

- proporcionar un sistema lineal de ecuaciones M (donde M denota un número entero mayor que uno) que relaciona
 - el conjunto de muestras digitales emitidas por el módulo 220 de sobremuestreo digital
 - con X valores digitales desconocidos (donde X denota un número entero mayor que uno y menor que M) de señales útiles asociadas, cada una, con un modo OAM m predefinido respectivo con una velocidad de rotación de modo OAM predefinida;
 - en donde dicho sistema lineal de M ecuaciones se refiere al conjunto de muestras digitales emitidas por el módulo 220 de sobremuestreo digital con los X valores digitales desconocidos a través de
 - primeros parámetros predefinidos relacionados con los modos OAM predefinidos con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido, y
 - segundos parámetros predefinidos relacionados con el filtro de recepción predefinido, con el canal de radio de recepción y, convenientemente, también con el filtro de transmisión;
- calcular los X valores digitales resolviendo el sistema lineal de M ecuaciones; y
- generar y emitir digitalmente las señales útiles (por ejemplo, las señales útiles $u_0(t)$, $u_{+1}(t)$, $u_{-1}(t)$, $u_{+N}(t)$ y $u_{-N}(t)$ mostradas en la Figura 4) sobre la base de los valores digitales correspondientes calculados.

A este respecto, es importante subrayar el hecho de que, con el fin de extraer las señales útiles (es decir, con el fin de resolver el sistema lineal de M ecuaciones calculando por ello los X valores digitales, y, por consiguiente, generar y emitir las señales útiles), el módulo 230 de procesamiento se configura convenientemente para operar como un filtro adaptado generalizado que explota una o más técnicas de procesamiento matemático, tales como la técnica pseudoinvertida.

Además, también es importante subrayar el hecho de que la operación de sobremuestreo realizada por el módulo 220 de sobremuestreo digital permite aumentar la redundancia del sistema lineal de M ecuaciones (es decir, permite obtener un número M de ecuaciones independientes más y más alto que el número X de los valores digitales desconocidos), permitiendo por ello encontrar soluciones más robustas a dicho sistema lineal de M ecuaciones.

Además, cuanto mejor sea la caracterización de los modos OAM y del canal de radio en el sistema lineal de M ecuaciones, más robusta será la resolución de dicho sistema lineal de M ecuaciones. Específicamente, un aumento del número de parámetros predefinidos primero y segundo usados en el sistema lineal de M ecuaciones permite aumentar la redundancia de dicho sistema lineal de M ecuaciones (es decir, permite obtener un número M de ecuaciones independientes más y más alto que el número X de los valores digitales desconocidos), permitiendo por ello optimizar la resolución de, es decir, encontrar soluciones óptimas a, dicho sistema lineal de M ecuaciones en términos de relación de densidad espectral de energía por bit a potencia de ruido E_b/N_0 .

En caso de que el sistema 2 de recepción esté configurado para recibir las señales RF transmitidas por el sistema 1 de transmisión, los primeros parámetros predefinidos están relacionados con los periodos de muestreo T_0 y T_m introducidos previamente en conexión con el dispositivo 100, y con los desplazamientos de fase digitales aplicados por los módulos de generación de modo OAM del dispositivo 100 a las muestras digitales de las señales interpoladas digitalmente.

Además, de nuevo en caso de que el sistema 2 de recepción esté configurado para recibir las señales RF transmitidas por el sistema 1 de transmisión, las señales útiles generadas y emitidas por el módulo 230 de procesamiento (tales como las señales $u_0(t)$, $u_{+1}(t)$, $u_{-1}(t)$, $u_{+N}(t)$ y $u_{-N}(t)$ mostradas en la Figura 4) son las señales digitales transmitidas por dicho sistema 1 de transmisión por medio de la onda plana y los varios vórtices de radio (es decir, las señales $s_0(t)$, $s_{+1}(t)$, $s_{-1}(t)$, $s_{+N}(t)$ y $s_{-N}(t)$ mostradas en las Figuras 1 y 2)

Preferiblemente, el dispositivo 100 para generar modos OAM y el dispositivo 200 para demodular modos OAM se implementan por medio de una Agrupación de Puertas Programables en Campo (FPGA), un Circuito Integrado de Aplicaciones Específicas (ASIC) y tecnologías de Radio Definida por Software (SDR).

Finalmente, según un aspecto adicional de la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804, un sistema de comunicación por radio en general que incluye tanto el sistema 1 de transmisión como el sistema 2 de recepción está diseñado preferiblemente para:

- monitorizar la interferencia experimentada por los vórtices de radio transmitidos; y,
- si la interferencia experimentada por un vórtice de radio que transporta una señal digital $s_m(t)$ dada por medio de un modo OAM m dado cumple una condición relacionada con la interferencia dada (por ejemplo, si excede un nivel de interferencia dado),

- comenzar usando un modo OAM m^* diferente del modo OAM m dado para transmitir el flujo de información previamente transportado por dicha señal digital $s_m(t)$ dada por medio de dicho modo OAM m dado, y
- dejar de usar dicho modo OAM m dado.

5 En caso de que dicho aspecto adicional del documento PCT/IB2012/056804 se use para comunicaciones por satélite, es posible mitigar una interferencia, dado que dicho aspecto adicional del documento PCT/IB2012/056804 permite rechazar un modo OAM atascado. Además, dicho aspecto adicional del documento PCT/IB2012/056804 se puede usar también en combinación con otras capacidades anti-interferencia del sistema de recepción.

Objeto y compendio de la invención

10 El solicitante ha llevado a cabo un estudio en profundidad con el fin de desarrollar un modo práctico y eficiente para llevar a cabo la modulación espacial multidimensional descrita en la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804, y este estudio en profundidad ha conducido al Solicitante a desarrollar un nuevo sistema inventivo para transmitir y recibir señales de Radiofrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz) con una capacidad de transmisión aumentada.

15 Por lo tanto, un primer objeto de la presente invención es el de proporcionar un modo práctico y eficiente para llevar a cabo la modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804.

Además, un segundo objeto de la presente invención es el de proporcionar un sistema para transmitir y recibir señales de RF con capacidad de transmisión aumentada.

20 Estos y otros objetos se logran por la presente invención en lo que se refiere a un sistema de radiocomunicaciones, a un transmisor y a un receptor de dicho sistema de radiocomunicaciones, y al sistema de radar, como se define en las reivindicaciones adjuntas.

En particular, el sistema de radiocomunicaciones según la presente invención comprende un transmisor y un receptor, en donde el transmisor está configurado para:

- 25 • generar o recibir símbolos digitales con una tasa de símbolos dada asociada con un período de símbolo correspondiente;
- generar, cada S símbolos digitales generados/recibidos, una señal digital multimodo respectiva, que tiene una duración de tiempo predefinida más corta que S veces el período de símbolo, que se muestrea con una tasa de muestreo predefinida más alta que la tasa de símbolos. y que transporta dichos S símbolos digitales por medio de una pluralidad de modos armónicos ortogonales que comprenden
 - 30 - un modo principal que es un modo armónico real y transporta P de dichos S símbolos digitales, y
 - uno o más modos secundarios que transportan los otros $S-P$ símbolos digitales, siendo cada modo secundario un modo armónico complejo desplazado en el tiempo por la mitad del período de símbolo con respecto al modo principal; y

- 35 • transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta una secuencia de las señales digitales multimodo generadas;

siendo S un número entero mayor que tres y siendo P un número entero menor que S .

Además, el receptor está configurado para:

- recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor;
- procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
- 40 • extraer, de partes sucesivas no solapadas de la señal digital entrante muestreada con la tasa de muestreo predefinida, los S símbolos digitales transportados respectivamente por cada parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales; en donde cada una de las partes sucesivas y no solapadas de la señal digital entrante tiene la duración de tiempo predefinida.

45 Preferiblemente, el transmisor está configurado para generar una señal digital multimodo que transporta S símbolos digitales:

- asignando P de los S símbolos digitales al modo principal proporcionando, para cada uno de dichos P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo principal;

- asignando cada uno de los otros S-P símbolos digitales a un modo secundario correspondiente proporcionando, para cada uno de dichos S-P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo secundario al que se asigna dicho símbolo digital;
- 5
- calculando, usando una matriz de transmisión predefinida, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de símbolo, en donde M es un número entero igual o mayor que S, y en donde la matriz de transmisión predefinida se relaciona con
- 10
- los S valores complejos que representan los S símbolos digitales y relacionados con los modos armónicos
 - con los M instantes de tiempo sucesivos
 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- 15
- generando una señal digital multimodo teniendo la duración de tiempo predefinida y muestreada con la tasa de muestreo predefinida sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados.

De nuevo, preferiblemente, el receptor está configurado para extraer los S símbolos digitales transportados por una parte de señal digital entrante que tiene la duración de tiempo predefinida y muestreada con la tasa de muestreo predefinida:

- 20
- extrayendo, de dicha parte de señal digital entrante, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que están, dentro de la duración de tiempo predefinida, separados por la mitad del período de símbolo;
 - calculando, usando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida, S valores complejos que representan los S símbolos digitales transportados por dicha parte de señal digital entrante por medio de modos armónicos ortogonales, en donde dicha matriz de recepción se relaciona con
- 25
- los M valores complejos multimodo extraídos relacionados con los M instantes de tiempo sucesivos
 - con los S valores complejos a ser calculados
 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- determinando los S símbolos digitales representados por los S valores complejos calculados.

30 Convenientemente, la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica de inversión generalizada.

Más convenientemente, la matriz de transmisión predefinida es de manera que la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de dicha matriz de transmisión predefinida y dicha matriz de transmisión predefinida tiene un determinante diferente de cero, y la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica pseudoinversa.

35

Más y más convenientemente, la matriz de recepción se calcula sobre la base de la siguiente fórmula:

$$[[GMF]] = ([[A]]^T [[A]])^{-1} [[A]]^T,$$

40 donde $[[GMF]]$ denota la matriz de recepción, $[[A]]$ denota la matriz de transmisión predefinida, $[[A]]^T$ denota la transposición de la matriz de transmisión predefinida, y $([[A]]^T [[A]])^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de la matriz de transmisión predefinida y la matriz de transmisión predefinida.

Preferiblemente, el modo principal comprende, dentro de la duración de tiempo predefinida, P muestras con período de muestreo igual al período de símbolo, los modos secundarios comprenden, dentro de la duración de tiempo predefinida, P-1 muestras con período de muestreo igual al período de símbolo, cada modo secundario se desplaza en el tiempo por la mitad del período de símbolo con respecto al modo principal, y dichos M instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de símbolo, son los tiempos de muestreo del modo principal y de los modos secundarios, dando como resultado por ello que $M = 2P-1$.

45

Más preferiblemente, los modos armónicos comprenden 2N modos armónicos complejos secundarios, cada uno de los cuales transporta un modo de Momento Angular Orbital (OAM) respectivo y tiene un índice n respectivo

50

relacionado con la carga topológica comprendido entre $-N$ y $+N$, en donde N es un número entero mayor que uno; además, el modo principal transporta $P = 2^{N+1} + 1$ símbolos digitales y teniendo cada modo armónico complejo secundario un índice n relacionado con la carga topológica transporta 2^{N-n+1} símbolos digitales, dando como resultado por ello que $M = 2^{N/2} + 1$ y $S = 2^{N/2} - 1$.

- 5 Convenientemente, la tasa de muestreo predefinida depende al menos de la duración de tiempo predefinida de cada señal digital multimodo y de cada una de las partes sucesivas y no solapadas de la señal digital entrante.

Más convenientemente, la duración de tiempo predefinida es igual a P veces el período de símbolo.

Más y más convenientemente, la tasa de muestreo predefinida se determina sobre la base de la siguiente fórmula:

$$CR = \frac{2P + u}{2P} \cdot \frac{1}{T_s},$$

- 10 donde CR denota dicha tasa de muestreo predefinida, T_s denota el período del símbolo, y u denota un parámetro relacionado con la componente vestigial digital cuyo valor es un número entero y depende al menos de la duración de tiempo predefinida.

- 15 Preferiblemente, el transmisor está configurado para generar una señal digital de múltiples tramas que comprende tramas de tiempo sucesivas y no solapadas, cada una de las cuales tiene la duración de tiempo predefinida y está ocupada por una señal digital multimodo respectiva; además, la señal digital de múltiples tramas transporta datos de sincronización de tramas relacionados con la sincronización de tramas de sus tramas de tiempo; por consiguiente, la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor transporta la señal digital de múltiples tramas:

Además, el receptor se configura además para:

- extraer los datos de sincronización de trama de la señal digital entrante;
- 20 • detectar, sobre la base de los datos de sincronización de tramas extraídos, las tramas de tiempo sucesivas y no solapadas de la señal digital entrante con la duración de tiempo predefinida; y,
- para cada trama de tiempo detectada de la señal digital entrante, extraer, desde la parte de señal digital entrante dentro de dicha trama de tiempo, los S símbolos digitales transportados por dicha parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales.

- 25 Más preferiblemente, la señal digital de múltiples tramas comprende un preámbulo seguido por F tramas de tiempo sucesivas y no solapadas ocupadas, cada una, por una señal digital multimodo respectiva, siendo F un número entero mayor que uno; en particular, el preámbulo transporta datos de sincronización de tramas relacionados con la sincronización de tramas de las F tramas de tiempo siguientes.

- 30 Más y más preferiblemente, los datos de sincronización de tramas indican el comienzo de la trama tiempo y/o la duración de tiempo predefinida de las tramas de tiempo.

La presente invención también tiene como objeto un sistema de transmisión configurado como el transmisor del sistema de radiocomunicaciones de la invención.

La presente invención también tiene como objeto un producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:

- 35
- ejecutables por medios de procesamiento de un sistema de transmisión diseñado para transmitir señales de radiofrecuencia; y
 - de manera que hacen, cuando se ejecutan, que dicho sistema de transmisión llegue a ser configurado como el transmisor (4) del sistema de radiocomunicaciones de la invención.

- 40 La presente invención también tiene como objeto un sistema de recepción configurado como el receptor del sistema de radiocomunicaciones de la invención.

La presente invención también tiene como objeto un producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:

- ejecutables por medios de procesamiento de un sistema de recepción diseñado para recibir señales de radiofrecuencia; y
- 45 • de manera que hacen, cuando se ejecutan, que dicho sistema de recepción llegue a ser configurado como el receptor del sistema de radiocomunicaciones de la invención.

La presente invención también tiene como objeto un sistema de transmisión y de recepción que comprende:

- una sección de transmisión, que está configurada como el transmisor del sistema de radiocomunicaciones de la invención, y que es operable para transmitir a otro sistema que comprende el receptor del sistema de radiocomunicaciones de la invención; y
- 5 • una sección de recepción, que está configurada como el receptor del sistema de radiocomunicaciones de la invención, y que es operable para recibir desde otro sistema que comprende el transmisor del sistema de radiocomunicaciones de la invención.

La presente invención también tiene como objeto un producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:

- 10 • ejecutables por medios de procesamiento de un sistema de transmisión y de recepción diseñado para transmitir y recibir señales de radiofrecuencia; y
- de manera que hacen, cuando se ejecutan, que dicho sistema de transmisión y de recepción llegue a ser configurado como el transmisor y el receptor del sistema de radiocomunicaciones de la invención.

Breve descripción de los dibujos

15 Para una mejor comprensión de la presente invención, realizaciones preferidas, que están destinadas puramente a modo de ejemplo no limitativo, se describirán ahora con referencia a los dibujos adjuntos (no todos a escala), en donde:

- La Figura 1 ilustra esquemáticamente un sistema de transmisión para transmitir vórtices de radio según la técnica anterior;
- 20 • La Figura 2 ilustra esquemáticamente un dispositivo para generar modos OAM, cuyo dispositivo se explota por el sistema de transmisión mostrado en la Figura 1;
- La Figura 3 ilustra esquemáticamente un sistema de recepción para recibir vórtices de radio según la técnica anterior;
- 25 • La Figura 4 ilustra esquemáticamente un dispositivo para demodular modos OAM, cuyo dispositivo se explota por el sistema de recepción mostrado en la Figura 2;
- Las Figuras 5 y 6 ilustran esquemáticamente, respectivamente, un filtro rect y un filtro basado en una transformada de Hilbert de ancho de banda doble para filtrar una señal genérica de banda limitada;
- La Figura 7 ilustra esquemáticamente un ejemplo de desplazamiento de frecuencia de una señal convencional y de una señal de transformada de Hilbert de ancho de banda doble;
- 30 • La Figura 8 ilustra esquemáticamente la respuesta al impulso de una función sinusoidal y de una función de transformada de Hilbert de ancho de banda doble;
- La Figura 9 ilustra esquemáticamente la respuesta al impulso de un filtro de coseno alzado y de una función de transformada de Hilbert de ancho de banda doble;
- 35 • La Figura 10 ilustra esquemáticamente una aproximación de la función de transferencia de transformada de Hilbert de ancho de banda doble cuando una expansión (o desarrollo) de modo armónico de esta última se lleva a cabo usando solamente cinco modos armónicos ortogonales;
- La Figura 11 ilustra esquemáticamente potencias asociadas con los modos armónicos ortogonales usados para desarrollar la función de transformada de Hilbert de ancho de banda doble;
- 40 • La Figura 12 ilustra esquemáticamente un ejemplo de esquema de muestreo de símbolos y filtro según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 13 ilustra esquemáticamente el efecto de una componente vestigial digital sobre la respuesta al impulso de un filtro que representa una tasa de muestreo según una realización preferida de la presente invención;
- 45 • La Figura 14 ilustra esquemáticamente un ejemplo de esquema de muestreo para modos OAM $n = 0, \pm 1$, cuyo esquema de muestreo se basa en un concepto de Interferometría de Tiempo según una realización preferida de la presente invención;

- La Figura 15 ilustra esquemáticamente un ejemplo de componentes de coseno y seno de la señal analítica de desplazamiento mínimo para modos OAM $n = \pm 1$ según una realización preferida de la presente invención;
- 5 • La Figura 16 ilustra esquemáticamente un ejemplo de componentes de coseno y seno de la señal analítica de desplazamiento mínimo para modos OAM $n = \pm 2$ según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 17 ilustra esquemáticamente las respuestas de tiempo y de frecuencia para el modo OAM $n = +5$ con respecto al modo OAM $n = 0$ según una realización preferida de la presente invención;
- 10 • La Figura 18 ilustra esquemáticamente un ejemplo de disposición de referencia de frecuencia de modo OAM según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 19 ilustra esquemáticamente un ejemplo de disposición de secuencia de tiempo para modos OAM $n = 0, \pm 1, \pm 2$ según una realización preferida de la presente invención;
- 15 • La Figura 20 ilustra esquemáticamente los espectros de los modos OAM $n = 0$ y $n = \pm 1$ junto con el espectro de transformada de Hilbert de ancho de banda doble del primer modo según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 21 ilustra esquemáticamente los espectros de amplitud y de fase de los modos $n = \pm 1$ según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 22 ilustra esquemáticamente un ejemplo de representación de trama de tiempo multidimensional en el plano de banda de tiempo según una realización preferida de la presente invención;
- 20 • La Figura 23 ilustra esquemáticamente propiedades pares e impares de una trama de tiempo multidimensional según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 24 ilustra esquemáticamente una Interferencia Intertramas (IFI), es decir., una interferencia entre tramas, según una realización preferida de la presente invención;
- 25 • La Figura 25 ilustra esquemáticamente un sistema de transmisión según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 26 ilustra esquemáticamente un dispositivo de generación de señales multimodo explotado por el sistema de transmisión mostrado en la Figura 25;
- La Figura 27 ilustra esquemáticamente un ejemplo de una matriz de transmisión explotable por el dispositivo de generación de señales multimodo mostrado en la Figura 26;
- 30 • La Figura 28 ilustra esquemáticamente un sistema de recepción según una realización preferida de la presente invención;
- La Figura 29 ilustra esquemáticamente un dispositivo de extracción de símbolos explotado por el sistema de recepción mostrado en la Figura 28;
- 35 • Las Figuras 30-32 ilustran esquemáticamente ejemplos de matrices de transmisión generalizadas explotables por el dispositivo de generación de señales multimodo mostrado en la Figura 26;
- La Figura 33 muestra un diagrama del determinante de una matriz resultante de la multiplicación de la transposición de la matriz de transmisión y la matriz de transmisión en sí misma con respecto al producto de Ancho de Banda de Tiempo (BT) de 3dB de un filtro gaussiano;
- La Figura 34 muestra un diagrama de IFI con respecto al producto de BT de 3dB de un filtro gaussiano;
- 40 • La Figura 35 ilustra esquemáticamente transformadas de Hilbert de dos señales genéricas de banda limitada junto con el correspondiente aumento de ancho de banda;
- La Figura 36 ilustra esquemáticamente un ejemplo de transformada de Hilbert de ancho de banda doble;
- La Figura 37 ilustra esquemáticamente un ejemplo de transformada de Hilbert de ancho de banda doble y ondas torsionadas;
- 45 • Las Figuras 38 y 39 ilustran esquemáticamente un concepto de sincronización de trama según una realización preferida de la presente invención;

- La Figura 40 ilustra esquemáticamente un ejemplo de estructura de supertrama según una realización preferida de la presente invención;
- Las Figuras 41A y 41B ilustran esquemáticamente ejemplos de funciones de convolución y funciones de error de fase para la modulación de onda plana;
- 5 • La Figura 42 ilustra esquemáticamente un ejemplo de señal de error para una corriente de símbolos genérica;
- La Figura 43 ilustra esquemáticamente un ejemplo de convolución seno-coseno sin error de fase;
- La Figura 44 ilustra esquemáticamente un ejemplo de convolución seno-coseno con error de fase;
- 10 • La Figura 45 ilustra esquemáticamente un ejemplo de señal de error para una corriente de símbolos genérica;
- La Figura 46 muestra un diagrama que representa ventajas en el uso de ondas torsionadas según la presente invención; y
- La Figura 47 ilustra esquemáticamente varios parámetros y criterios para implementar la presente invención.

15 **Descripción detallada de las realizaciones preferidas de la invención**

La siguiente discusión se presenta para permitir que una persona experta en la técnica haga y use la invención. Varias modificaciones a las realizaciones serán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica, sin apartarse del alcance de la presente invención que se reivindica. De este modo, la presente invención no pretende estar limitada a las realizaciones mostradas y descritas, sino que ha de ser concedido el alcance más amplio coherente con los principios y características descritos en la presente memoria y definidos en las reivindicaciones adjuntas.

La presente invención se refiere, en general, a un modo práctico y eficiente para aumentar la capacidad de transmisión y, en particular, para aumentar la reutilización del espectro de RF generando canales suplementarios que reutilizan una misma banda de frecuencias.

En resumen, características peculiares de OAM son, como es sabido, características espaciales y, como se ha explicado anteriormente, no son aplicables a las comunicaciones por satélite debido a la singularidad de la fase OAM en la dirección de la línea de puntería. Por lo tanto, según un aspecto de la presente invención, las características de OAM se “transforman” en características de tiempo. Esto implica que las muestras de tiempo han de ser procesadas considerando un intervalo de tiempo y no muestras de tiempo únicas, es decir, la presente invención introduce la capacidad de considerar una señal imaginaria junto con una señal real, compartiendo ambas una misma banda de frecuencia. La frase anterior es bastante diferente del concepto tradicional de señales analíticas, para las que la relación entre las partes real e imaginaria no es libre y, por consiguiente, no se puede introducir un grado adicional de libertad. Por el contrario, la presente invención implica la posibilidad de introducir una señal imaginaria independiente de la real. Se presentarán a continuación explicaciones de por qué es posible la generación de tal señal y cómo se puede llevar a cabo, y se describirá una implementación práctica y eficiente de la misma.

La introducción de un intervalo de tiempo para generar grados de libertad adicionales se puede considerar como un método equivalente a la introducción de una señal imaginaria en la misma banda de base de una señal real. De hecho, la parte imaginaria de una señal se puede considerar un cambio en el tiempo de la señal en sí misma.

De una forma similar a las señales analíticas tradicionales, la banda base se puede trasladar, es decir, desplazar, al eje de frecuencia positiva por la mitad del ancho de banda y, haciéndolo así, las señales real e imaginaria llegan a ser ambas reales y comparten un mismo ancho de banda. La principal diferencia con respecto a las señales analíticas tradicionales es que, con el fin de que estas dos señales sean extraídas, es necesario usar un procesamiento que implique una trama de tiempo más larga que la usada para las señales analíticas (para las cuales la trama de tiempo se reduce a un símbolo).

La metodología se puede considerar como similar a la interferometría, pero, en lugar de usar múltiples puntos en el “espacio físico”, usa múltiples puntos en el “espacio de tiempo”.

Considerar múltiples puntos de tiempo implica la posibilidad de trabajar con señales desplazadas en el tiempo, es decir, señales imaginarias (dado que una señal imaginaria es equivalente a una señal desplazada en el tiempo).

Como es sabido, la transformada de Hilbert permite que una señal imaginaria sea introducida. A continuación se presentará uso de la transformada de Hilbert para lograr un procedimiento para generar señales independientes en un mismo ancho de banda teniendo en consideración múltiples puntos de tiempo.

La aplicación de la transformada de Hilbert da como resultado un corte de la componente negativa del espectro de frecuencia. Este corte produce un espectro que ya no es uniforme y genera una señal compleja en el tiempo.

En sistemas prácticos, el proceso trata con señales reales y la transformada de Hilbert presenta una cola en el tiempo que representa la trayectoria de la parte de la señal que se representa por las frecuencias negativas.

5 Por el bien de la simplicidad de la descripción, consideremos una señal definida por una función de banda de frecuencia que es una función rectangular $\text{rect}(f/B)$ (a este respecto, se hace referencia a la Figura 5 que muestra esquemáticamente un ejemplo de la función rect). Esta función se puede multiplicar por una transformada de Hilbert de ancho de banda doble $DH(f)$, de manera que su valor es 1 para $f > 0$, y -1 para $f < 0$ (a este respecto, se hace referencia a la Figura 6 que muestra esquemáticamente un ejemplo de transformada de Hilbert de ancho de banda doble).

Como se deduce de las figuras 5 y 6, una primera señal genérica de banda limitada $X(f)$ multiplicada por la función rect permanece sin cambios, mientras que una segunda señal genérica de banda limitada $Y(f)$ multiplicada por la transformada de Hilbert de ancho de banda doble $DH(f)$ se puede definir como:

$$Y(f) = Y(f) \cdot u_0(f) - Y(-f) \cdot u_0(-f),$$

15 donde $u_0(f)$ y $u_0(-f)$ son las funciones escalón para $f > 0$ y $f < 0$, respectivamente.

Las dos señales $X(f)$ e $Y(f)$ se pueden desplazar en frecuencia de manera similar a las señales analíticas tradicionales, en particular, se pueden desplazar al eje de frecuencia positivo y, haciéndolo así, llegan a ser tanto reales como detectables independientemente una de otra (a este respecto, se hace referencia a la Figura 7 que muestra esquemáticamente un ejemplo de desplazamiento de frecuencia de las señales de transformada de Hilbert de ancho de banda convencional y doble). De todos modos, como se explicará a continuación, el proceso de detección necesita tener en cuenta una trama de muestra y no muestras únicas. Esta es una consecuencia directa de las propiedades de la transformada de Hilbert.

La respuesta al impulso del filtro convencional puede ser una función sinc convencional o una función de coseno alzado, mientras que la respuesta al impulso $DH(t)$ de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble resulta ser la diferencia, en el dominio de frecuencia, de dos funciones rectangulares (o rect), cada una con la mitad del ancho de banda total. Dicha respuesta al impulso $DH(t)$ presenta colas de tiempo que son considerablemente largas, haciendo por ello una utilización práctica difícil de dicha respuesta al impulso $DH(t)$. A este respecto, se hace referencia a la Figura 8 que muestra esquemáticamente la respuesta al impulso de la función sinc y de la función de transformada de Hilbert de ancho de banda doble. La situación no mejora sustancialmente a pesar de la introducción de un filtro de coseno alzado debido a la presencia de la fuerte discontinuidad en el medio de la banda. A este respecto, se hace referencia a la Figura 9 que muestra esquemáticamente la respuesta al impulso del filtro de coseno alzado y de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble.

La longitud de la cola de la función $DH(t)$ se puede gestionar desarrollando la función $DH(f)$ en modos armónicos ortogonales. Cada uno de estos modos tiene amplitud A_{2k-1} dada por:

$$A_{2k-1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi(2k-1)},$$

35 con $k = 1, 2, 3, \dots, K$.

A este respecto, se hace referencia a la Figura 10 que muestra esquemáticamente la aproximación de la función de transferencia de transformada de Hilbert de ancho de banda doble $DH(f)$ cuando la expansión (o desarrollo) del modo armónico de esta última se lleva a cabo usando solamente cinco modos armónicos ortogonales.

40 Es interesante analizar la respuesta de tiempo de cada modo. De hecho, la respuesta de tiempo de cada modo, dado que se obtiene mediante la convolución de un tono con un filtro rect , presenta dos picos correspondientes al período de tiempo del tono. Esto implica que las colas de tiempo de la aproximación de la respuesta al impulso $DH(t)$ de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble se ensanchan con el aumento del número de modos armónicos ortogonales usados para aproximar la transformada de Hilbert de ancho de banda doble. Por lo tanto, el número de modos armónicos ortogonales usados para aproximar la transformada de Hilbert de ancho de banda doble representa el parámetro que define la duración de tiempo de la respuesta al impulso de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble $DH(t)$ aproximada y, en consecuencia, el tamaño de la trama de tiempo a ser considerado para definir la "Interferometría de punto de tiempo".

50 La transformada de Hilbert de ancho de banda doble permite, teóricamente, mantener todo el contenido de información de la señal original. Por lo tanto, también el desarrollo del modo armónico ortogonal hasta el infinito de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble permite, teóricamente, mantener todo el contenido de información de la señal original. Cada modo contribuye al contenido de información proporcionalmente a la potencia respectiva del modo (suponiendo que la potencia total de la señal es igual a uno). A este respecto, se hace referencia a la

Figura 11 que muestra esquemáticamente la potencia respectiva (es decir, contenido de información) asociada con cada modo hasta el modo undécimo. A partir de la Figura 11 se puede observar que con los primeros dos o tres modos es posible mantener alrededor del 90% del contenido de información de la señal original con una reutilización de frecuencia potencial de 1,9. El uso de modos de orden más alto adicionales da como resultado un aumento en la complejidad de implementación en lugar de una mejora efectiva en las prestaciones.

La ventaja evidente en la introducción de señales digitales es que el contenido de la información está representado por un alfabeto de símbolos posibles, por lo tanto, cada modo puede transportar símbolos de la señal a una tasa de símbolos adecuada independientemente de los otros modos.

Está claro que las señales han de ser sobremuestreadas (a menos de un factor 2), de otro modo, la señal $DH(t)$ es cero a la tasa de muestreo normal. Esto no implica un ancho de banda mayor, siendo el período de muestreo T de cada señal el mismo, pero desplazado entre ellos de $T/2$.

Entonces, consideremos que el ancho de banda limitado de información está asociado con su propio período de muestreo, el cual se considera como el elemento clave para definir una representación de los modos de transformada de Hilbert de ancho de banda doble.

La señal convencional, es decir, la señal transmitida con un filtro convencional (esto es, un filtro sinc o un filtro de coseno alzado), puede transportar símbolos independientes con un período de símbolo dado por $T_s = 1/2B$, donde $2B$ es el ancho de banda total de dicha señal convencional. Este período de símbolo representa la unidad de referencia para todos los modos, de manera que cada modo transporte símbolos independientes con una tasa total que es un submúltiplo de la tasa de símbolos $1/T_s$ de la señal convencional.

Con el fin de detectar las dos señales (es decir, la señal convencional y la señal obtenida a través de la aproximación de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble), es necesario detectar la tasa de símbolos, por lo tanto, la tasa de muestreo efectiva de las dos señales solapadas será ligeramente mayor que la tasa de símbolos en sí misma. Este aspecto recuerda la componente vestigial de la modulación de Banda Lateral Única (SSB) y, por consiguiente, se puede considerar como una componente vestigial digital.

Por ejemplo, supongamos una trama de 9 símbolos sobremuestreada con un factor 2 y asociada con la señal filtrada convencional; en este caso, la tasa de muestreo del filtro puede ser una más para mantener la capacidad de medición de tasa de símbolos con 19 muestras en una misma trama de tiempo. Esta situación se muestra en la Figura 12, que ilustra esquemáticamente un ejemplo de esquema de muestreo de símbolo y filtro.

El efecto resultante es que la respuesta al impulso del filtro que representa la tasa de muestreo 19/18 se detecta a la tasa de símbolos, permitiendo por ello también que la referencia de tasa de símbolos y la posición de medio símbolo sean detectadas. A este respecto, la Figura 13 muestra esquemáticamente el efecto de la componente vestigial digital en la respuesta al impulso (es decir, la posibilidad de medir la mitad del tiempo de símbolo) con respecto al caso en el que la componente vestigial digital está ausente. La ISI aparente, que parece estar presente, es, por el contrario, esencial para detectar las dos señales independientes (es decir, la señal convencional y la señal basada en la aproximación de transformada de Hilbert de ancho de banda doble).

Consideremos ahora la respuesta al impulso del modo " n " genérico: esta respuesta se caracteriza por la presencia de dos picos que son antisimétricos con respecto a una referencia de tiempo. La distancia de tiempo entre estos picos se da aproximadamente por $4nT_s$, donde, como se ha dicho anteriormente, $1/T_s$ es la tasa de símbolos. Asociando a esta respuesta un símbolo, la tasa de símbolos relativa del modo n resulta ser:

$$\frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{4n} \right).$$

Por lo tanto, una forma muy conveniente de llenar esta distancia de tiempo usando la tasa de símbolos $1/T_s$ del modo principal (es decir, el modo $n = 0$ u "onda plana") es, siguiendo el concepto de Interferometría de Tiempo, el de uso para el modo n genérico de una modulación de código que cambia la fase de cada muestra, sin cambiar el valor del símbolo. De esta forma, se puede introducir una rotación digital para cada modo, obteniendo por ello la ventaja de usar la distancia de tiempo completa para generar la señal asociada con el modo, de manera similar a un tipo de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA) de cuatro chips complejo. A este respecto, se hace referencia a la Figura 14 que muestra esquemáticamente un ejemplo de esquema de muestreo para el modo principal $n = 0$ y los modos $n = \pm 1$, cuyo esquema de muestreo se basa en los conceptos anteriores.

Con el fin de tener en cuenta el desplazamiento de tiempo $T_s/2$, es útil generar un par de pulsos para la componente real y otro par de pulsos para la componente imaginaria. Esta secuencia es una buena aproximación de estas dos componentes de la señal analítica mínima. A este respecto, se hace referencia a la Figura 15 que muestra esquemáticamente un ejemplo de las componentes coseno y seno de la señal analítica de desplazamiento mínimo para los modos $n = \pm 1$.

Además, la Figura 16 muestra esquemáticamente un ejemplo de las componentes coseno y seno de la señal analítica de desplazamiento mínimo para los modos $n = \pm 2$.

Además, la Figura 17 muestra esquemáticamente las respuestas de tiempo y frecuencia para el modo $n = +5$ con respecto al modo principal $n = 0$. En particular, es interesante observar la relación conocida entre el tiempo y la frecuencia mostrada en la Figura 17 para el modo $n = +5$. De hecho, la respuesta de tiempo es la convolución del filtro de coseno alzado del modo principal y un tono periódico de tiempo en el dominio de frecuencia. Este hecho implica que cada modo es ortogonal a cualquier otro con un valor n diferente (es decir, una carga topológica diferente). Además, para cada modo hay dos rotaciones posibles (es decir, en el sentido de las agujas del reloj y en el sentido contrario de las agujas del reloj) que se pueden generar. Esta ortogonalidad adicional es muy interesante debido a que permite que una complejidad de constelación de modulación sea disminuida para cada modo en el sentido de las agujas del reloj/sentido contrario de las agujas del reloj, sin disminuir el contenido de información total.

En lo que concierne a un modo n genérico, es posible suponer la misma secuencia sólo aumentando la longitud de la duración de tiempo de la ventana de muestreo por n veces.

Convenientemente, un sistema práctico puede usar solamente los modos $n = 0, \pm 1, \pm 2$, logrando por ello una reutilización de frecuencia potencial cercana a 1,9.

De todos modos, hay algunos aspectos relacionados con la implementación que han de ser considerados cuidadosamente. En particular, un primer aspecto es la necesidad de mantener la frecuencia de muestreo de referencia; por lo tanto, es necesario tener más muestras que el número mínimo alcanzable con un sobremuestreo de dos veces; por ejemplo, si se usan modos de hasta $n = \pm 2$, la trama de tiempo incluye 9 símbolos del modo principal sobremuestreado por un factor 2, resultando por ello 18 muestras de símbolo; como se ha explicado anteriormente, con el fin de mantener la memoria de la relación par/impar, es necesario añadir la componente vestigial digital antes mencionada, es decir, introducir en la misma trama de tiempo 19 muestras de filtro (que corresponde a un aumento del ancho de banda de alrededor del 6%).

Además, un segundo aspecto es el uso, para cada modo, de una secuencia de tiempo capaz de generar, con respecto a los otros modos, la posibilidad de operar entre una componente par y una impar, es decir, capaz de definir una frecuencia de referencia con respecto a la cual el espectro de modo tiene esta simetría par/impar; con este fin, es conveniente definir, para cada modo, un desplazamiento de frecuencia capaz de satisfacer esta necesidad; en particular, este desplazamiento de frecuencia está dado por

$$f_n = \frac{nB}{2},$$

con una secuencia de tiempo de $\frac{4n}{B}$.

A este respecto, se hace referencia a la Figura 18, que muestra esquemáticamente un ejemplo de disposición de referencia de frecuencia de modo en donde los espectros de modo tienen la simetría par/impar antes mencionada con respecto a una frecuencia de referencia.

En lo que concierne al uso de una secuencia de tiempo con el desplazamiento de frecuencia mínimo, consideremos generar una secuencia real para cada modo con una portadora de coseno; en este caso, las secuencias de tiempo presentan por encima del modo $n = 0$ una componente coseno y una componente seno, tal como las mostradas en la Figura 19 (que ilustra esquemáticamente un ejemplo de disposición de secuencia de tiempo para los modos $n = 0, \pm 1, \pm 2$).

Además, la Figura 20 muestra esquemáticamente los espectros de los modos $n = 0$ y $n = \pm 1$ junto con el espectro de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble del primer modo, y la Figura 21 muestra esquemáticamente los espectros de amplitud y fase de los modos $n = \pm 1$. A partir de estas Figuras se puede observar que un giro de 4 escalones permite obtener el mismo comportamiento de frecuencia de la aproximación del modo de transformada de Hilbert.

Usando una trama de tiempo según lo anterior, los símbolos asociados con (es decir, transportados por) los diferentes modos se pueden representar en un plano bidimensional con el tiempo de muestreo como abscisas y la banda de frecuencia (o la fase) como ordenadas, es decir, en un plano de banda-tiempo. A este respecto, se hace referencia a la Figura 22, que muestra esquemáticamente un ejemplo de representación de trama de tiempo multidimensional en el plano de banda-tiempo. En particular, la generación de señal resultante de la Figura 22 tiene las siguientes características:

- en lo que concierne al modo principal $n = 0$, la generación de símbolos convencional se realiza con tasa de símbolos $1/T_s$ y muestreando a kT_s (con k igual a 0, 1, 2, 3, ..., 8); en particular, el modo principal $n = 0$

transporta 9 valores complejos de símbolo (componentes real e imaginaria para cualquier tipo de modulación digital);

- 5 • en lo que concierne a los modos $n = \pm 1$, una generación de dos símbolos complejos se realiza para cada modo con una tasa de símbolos de $1/(4T_s)$ y muestreando a $(2k'-1)T_s/2$ (con k' igual a 1, 2, 3, ..., 8); en particular, se transportan un total de 4 valores complejos de símbolo por los modos $n = \pm 1$; y
- en lo que concierne a los modos $n = \pm 2$, una generación de un símbolo complejo se realiza para cada modo con una tasa de símbolos $1/(16T_s)$ y muestreando a $(2k'-1)T_s/2$; en particular, se transportan un total de 2 valores complejos de símbolo por los modos $n = \pm 2$.

10 Desde la perspectiva de la recepción, han de ser determinados $9+4+2 = 15$ incógnitas complejas para cada trama de tiempo recibida, mientras que el número total de ecuaciones complejas es 17, esto es, 9 ecuaciones complejas muestreando a kT_s más 8 ecuaciones complejas muestreando a $(2k'-1)T_s/2$.

15 En lo que concierne a la forma de la muestra para un trama/secuencia de tiempo, se puede usar un mismo filtro para los símbolos asociados con todos los modos. Cada modo es aproximado por una secuencia de repetición de un mismo valor de símbolo correctamente desplazado en fase el número de veces necesario para completar un período 2π completo.

Debido a la mezcla de las señales real e imaginaria en una misma banda de frecuencia, es necesario recibir una trama completa antes de determinar los valores del símbolo. Esta característica se puede considerar como equivalente a las técnicas de interferometría que tienen en cuenta simultáneamente un conjunto de direcciones diferentes en el espacio físico.

20 Consideremos que tiene la misma energía por símbolo para todos los modos, entonces una secuencia de pulsos genérica se puede reorganizar considerando que la amplitud máxima asociada con las muestras pares (es decir, a kT_s) está asociada con la energía completa, mientras que la amplitud máxima asociada con las muestras impares (es decir, a $(2k'-1)T_s/2$) se divide, para cada modo n , por un factor respectivo que es

$$\frac{n+2}{2^2} .$$

25 A este respecto, la Figura 23 muestra esquemáticamente propiedades pares e impares de una trama de tiempo multidimensional que tiene las características antes mencionadas.

30 Es importante observar que, según la presente invención, el solapamiento entre símbolos dentro de cada trama se usa para descubrir los valores de símbolos y que, por consiguiente, la Interferencia Intersímbolos (ISI) tradicional se sustituye conceptualmente con una Interferencia Intertramas (IFI), es decir, interferencia entre tramas. A este respecto, se hace referencia a la Figura 24, que ilustra esquemáticamente el concepto de IFI.

35 IFI tiene un impacto menor que ISI, considerando que, como se muestra en la Figura 24, los modos impares se ven afectados solamente en el límite y que el modo par tiene una energía más grande por símbolo con respecto a los modos impares. Además, con el fin de reducir el impacto de IFI, puede ser conveniente dejar las muestras de límite de tramas libres de modos impares. Además, los límites preferiblemente están libres de muestras impares para respetar también los grados de libertad disponibles en la trama.

Con el fin de que la operación de la presente invención se entienda mejor, se hace referencia a la Figura 25, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de transmisión (indicado como un todo por 4) según una realización preferida de la presente invención.

En particular, como se muestra en la Figura 25, el sistema de transmisión 4 comprende:

- 40 • una sección 40 de generación de símbolos configurada para generar y emitir una corriente de símbolos digitales con una tasa de símbolos $1/T_s$, o, de manera equivalente, con un intervalo de símbolos T_s ;
- un dispositivo 400 de generación de señales multimodo, que está acoplado con la sección 40 de generación de símbolos para recibir la corriente de símbolos digitales emitida por esta última, y que está configurado para generar y emitir, para cada secuencia de S (con S un número entero mayor que tres) símbolos digitales recibidos de la sección 40 de generación de símbolos, una señal digital de salida multimodo respectiva que transporta dichos S símbolos digitales recibidos por medio de una pluralidad de modos armónicos ortogonales que comprenden
 - 45 - un modo principal que transporta P (con P un número entero menor que S) de dichos S símbolos digitales recibidos, en donde dicho modo principal es un modo armónico real, y

- uno o más modos secundarios que transportan los otros S-P símbolos digitales recibidos, en donde cada modo secundario es un modo armónico complejo que está desplazado en el tiempo por $T_s/2$ con respecto al modo principal;

5 en donde cada señal digital de salida multimodo generada y emitida por el dispositivo 400 de generación de señales multimodo tiene una duración de tiempo más corta que S veces T_s ; y

- una sección 4000 de transmisión de RF que está acoplada con el dispositivo 400 de generación de señales multimodo para recibir las señales digitales de salida multimodo emitidas por este último, y que está configurada para transmitir a radiofrecuencias predefinidas las señales digitales de salida multimodo recibidas por medio de una única antena (que no se muestra en la Figura 25 por el bien de la simplicidad de la ilustración, y que también puede ser una antena reflectora con una única alimentación) o una agrupación de antenas (que no se muestra en la Figura 25 por el bien de la simplicidad de la ilustración, y que también puede ser una antena reflectora de alimentación múltiple).

15 Preferiblemente, la duración de tiempo de cada señal digital de salida multimodo generada y emitida por el dispositivo 400 de generación de señales multimodo es igual a P veces T_s , el modo principal de cada señal digital de salida multimodo generada y emitida por el dispositivo 400 de generación de señales multimodo es un modo armónico real que comprende muestras a kT_s (con k igual a 0, 1, 2, 3, ..., P-1), y los modos secundarios de cada señal digital de salida multimodo generada y emitida por el dispositivo 400 de generación de señales multimodo, son, cada uno, un modo armónico complejo que comprende muestras a $(2k'-1)T_s/2$ (con k' igual, en este caso, a 1, 2, 3, ..., P-1).

20 De nuevo preferiblemente, cada señal digital de salida multimodo generada y emitida por el dispositivo 400 de generación de señales multimodo se muestrea con una tasa de muestreo predefinida (o tasa de reloj) CR mayor que la tasa de símbolos $1/T_s$, dando como resultado por ello una componente vestigial digital incorporada en cada señal digital de salida multimodo.

25 Convenientemente, las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas pueden oscilar desde unos pocos KHz a cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la cual está diseñado el sistema 4 de transmisión.

30 Además, la sección 40 de generación de símbolos puede ser convenientemente una sección de generación de símbolos de un sistema de transmisión para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de transmisión de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE o basadas en WiMAX.

35 Por consiguiente, la sección 4000 de transmisión de RF puede ser convenientemente una sección de transmisión de RF de un sistema de transmisión para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de transmisión de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite) o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE o basadas en WiMAX.

40 Convenientemente, la sección 40 de generación de símbolos está diseñada para generar la corriente de símbolos digitales realizando varias operaciones, tales como las siguientes operaciones (no todas realizadas necesariamente y no realizadas necesariamente en la siguiente secuencia): codificación de información (convenientemente realizando una o más modulaciones de señal), una o más operaciones de desplazamiento de frecuencia, una o más operaciones de conversión analógico a digital, y una o más operaciones de filtrado.

45 De nuevo, convenientemente, la sección 4000 de transmisión de RF se puede diseñar para transmitir a las radiofrecuencias predefinidas las señales digitales multimodo realizando varias operaciones, tales como las siguientes operaciones (no todas realizadas necesariamente y no realizadas necesariamente en la siguiente secuencia): desplazamiento ascendente de frecuencia (en particular desde Frecuencia Intermedia (IF) hasta RF), una o más operaciones de filtrado, una o más operaciones de conversión digital a analógico y amplificación de potencia.

Con el fin de que la operación de la presente invención sea descrita con detalle más profundo, se hace referencia adicional a la Figura 26, que muestra un diagrama de bloques funcional más detallado del dispositivo 400 de generación de señales multimodo.

50 En particular, como se muestra en la Figura 26, el dispositivo 400 de generación de señales multimodo comprende:

- un módulo 410 de generación de señales multimodo, que está acoplado con la sección 40 de generación de símbolos (no mostrada en la Figura 26 por el bien de la simplicidad de la ilustración) para recibir la corriente de símbolos digitales emitida por esta última, y que está configurado, para cada secuencia de S símbolos digitales recibidos de la sección 40 de generación de símbolos, para

- asignar P de los S símbolos digitales recibidos al modo principal proporcionando, para cada uno de dichos P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo principal,
- 5 - asignar cada uno de los otros S-P símbolos digitales recibidos a un modo secundario correspondiente proporcionando, para cada uno de dichos S-P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo secundario al que se asigna dicho símbolo digital,
- 10 - calcular M valores complejos multimodo (con $M \geq S$) relacionados con M instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$, en donde los M valores complejos multimodo se calculan usando una matriz de transmisión predefinida que se refiere a los S valores complejos que representan los S símbolos digitales recibidos con los M instantes de tiempo sucesivos a través de MxS coeficientes complejos, cada uno de los cuales está relacionado con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo, y
- 15 - generar, sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados, una señal digital multimodo muestreada con la tasa de muestreo predefinida antes mencionada (o tasa de reloj) CR (dando como resultado por ello una componente vestigial digital incorporada en la señal digital multimodo);
- un módulo 420 de filtrado de transmisión, que está
 - 20 - acoplado con el módulo 410 de generación de señales multimodo para recibir las señales digitales multimodo generadas por este último,
 - configurado para filtrar digitalmente las señales digitales multimodo recibidas por medio de un filtro de transmisión predefinido, tal como un filtro de coseno alzado predefinido (pero también se pueden usar otros filtros de transmisión diferentes, tales como un filtro sinc o gaussiano), de manera que para ajustar el ancho de banda de la señal digital multimodo al ancho de banda del canal de radio de transmisión (es decir, el canal de radio específico usado en la transmisión), obteniendo por ello señales digitales multimodo filtradas que son las señales digitales de salida multimodo antes mencionadas emitidas por el dispositivo 400 de generación de señales multimodo, y
 - 25 - acoplado también con la sección 4000 de transmisión de RF (no mostrada en la Figura 26 por el bien de la simplicidad de la ilustración) para proveer a este último con las señales digitales multimodo filtradas, es decir, las señales digitales de salida multimodo antes mencionadas; y
 - 30
- un módulo 430 de reloj acoplado con el módulo 410 de generación de señales multimodo y el módulo 420 de filtrado de transmisión para proveerles una señal de reloj que indica dicha tasa de muestreo CR predefinida.

35 Convenientemente, la tasa de muestreo CR se puede calcular según la siguiente fórmula:

$$CR = \frac{2P + u}{2P} \cdot \frac{1}{T_s} ,$$

donde u es un número entero (es decir, $u \geq 1$) y su valor depende:

- de la duración de tiempo de las tramas de tiempo, esto es de la duración de tiempo de las señales digitales multimodo, es decir, del número M antes mencionado de instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$;
- 40 • de la forma del filtro digital implementado por el módulo 420 de filtrado de transmisión (filtro de coseno alzado, sinc, gaussiano, etc.); y
- también de las características del sistema de recepción (como se explicará a continuación).

45 Convenientemente, el valor del parámetro u puede estar comprendido entre el 5% y el 10% de la duración de tiempo de las tramas de tiempo, esto es, la duración de tiempo de las señales digitales multimodo, es decir, el número M antes mencionado de instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$.

Con referencia al ejemplo de trama de tiempo multidimensional mostrado en la Figura 22 y descrito previamente, resulta que, en ese caso,

- $S = 15$,

- $P = 9$,
- $M = 17$,
- la tasa de muestreo CR es igual a

$$\frac{19}{18} \cdot \frac{1}{T_s}$$

- 5
- cada trama de tiempo, es decir, cada señal digital multimodo, tiene una duración de tiempo igual a $9T_s$,
 - el modo principal (o modo $n = 0$) de cada señal digital multimodo transporta 9 símbolos y, por consiguiente, la tasa de símbolos resultante del modo principal es igual a la tasa de símbolos de la corriente de símbolos digitales de entrada, es decir, $1/T_s$;
- 10
- los modos OAM secundarios $n = \pm 1$ de cada la señal digital multimodo transporta 4 símbolos y, por consiguiente, la tasa de símbolos total resultante de los modos $n = \pm 1$ es igual a $4/(9T_s)$; y
 - los modos OAM secundarios $n = \pm 2$ de cada trama de tiempo transportan 2 símbolos y, por consiguiente, la tasa de símbolos total resultante de los modos $n = \pm 2$ es igual a $2/(9T_s)$.

15 A este respecto, la Figura 27 muestra un ejemplo de una matriz de transmisión explotable por el módulo 410 de generación de señales multimodo en el caso precedente. En particular, la matriz de transmisión mostrada en la Figura 27 es una matriz rectangular de $2M \times 2S$, que comprende:

- $2M = 34$ filas, en donde las primeras $M = 17$ filas están relacionadas con la parte real de los $M = 17$ valores complejos multimodo antes mencionados en los $M = 17$ instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$, y las últimas $M = 17$ filas están relacionadas con la parte imaginaria de los $M = 17$ valores complejos multimodo antes mencionados en los $M = 17$ instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$; y
- $2S = 30$ columnas, en donde las primeras columnas $S = 15$ columnas están relacionadas con la parte real de los $S = 15$ valores complejos relacionados con el modo que representan los $S = 15$ símbolos digitales a ser transmitidos y que están relacionados con los modos armónicos ortogonales a los que se asignan respectivamente dichos $S = 15$ símbolos digitales; y en donde las últimas $S = 15$ columnas están relacionadas con la parte imaginaria de los $S = 15$ valores complejos relacionados con el modo que representan los $S = 15$ símbolos digitales a ser transmitidos y que están relacionados con los modos armónicos ortogonales a los que se asignan respectivamente dichos $S = 15$ símbolos digitales.

20 En detalle, la matriz de transmisión mostrada en la Figura 27 incluye 34×30 celdas que están en blanco o gris, en donde las celdas en blanco representan las celdas de la matriz realmente ocupadas por coeficientes, mientras que las celdas en gris representan las celdas de la matriz no ocupadas por ningún coeficiente, o más bien las celdas en blanco representan las celdas de la matriz ocupadas por coeficientes diferentes de cero y las celdas en gris representan las celdas de la matriz ocupadas por coeficientes iguales a cero. Esta representación de la matriz de transmisión proviene del hecho de que la cosa importante mostrada en la Figura 27 es la estructura de la matriz.

25 Más en general, consideremos usar hasta el modo $\pm N$. Por consiguiente, el número de símbolos transportados por el modo principal $n = 0$ cada trama de tiempo (es decir, cada señal digital multimodo) es $P = 2^{N+1} + 1$, el número de símbolos transportados por los modos OAM secundarios $n = \pm 1$ cada trama de tiempo (es decir, cada señal digital multimodo) es 2^N , el número de símbolos transportados por los modos OAM secundarios $n = \pm 2$ cada trama de tiempo (es decir, cada señal digital multimodo) es 2^{N-1} , el número de símbolos transportado por los modos OAM secundarios genéricos $n = \pm i$ cada trama de tiempo (es decir, cada señal digital multimodo) es 2^{N-i+1} , y el número de símbolos transportados por los modos OAM secundarios $n = \pm N$ cada trama de tiempo (es decir, cada señal digital multimodo) es $2^{N-N+1} = 2$.

30 Por lo tanto, el número total S de símbolos transportados por todos los modos cada trama de tiempo (es decir, cada señal digital multimodo) se da por:

$$S = (2^{N+1} + 1) + \sum_{i=1}^N 2^{N-i+1},$$

35 en donde el primer sumando representa el número P de símbolos transportado por el modo principal $n = 0$, mientras que el segundo sumando (es decir, el sumatorio) representa el número $S-P$ de símbolos transportados por todos los modos secundarios (es decir, los modos OAM con $n \neq 0$).

40 La fórmula matemática precedente se puede reescribir como:

$$S = 1 + \sum_{i=0}^N 2^{N-i+1} = 1 + 2^{N+1} + \sum_{i=0}^N \left(\frac{1}{2}\right)^i .$$

Por consiguiente, dado que es sabido que

$$\sum_{i=0}^N x^i = \frac{x^{N+1} - 1}{x - 1}, \quad \text{si } x \neq 1,$$

entonces resulta que:

5
$$S = 2^{N+2} - 1. \tag{1}$$

Además, el número M de valores complejos multimodo calculados por medio de la matriz de transmisión (es decir, el número M de instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$ con los que se relacionan dichos valores complejos multimodo) se da por:

$$M = 2P - 1.$$

10 Dado que, como se ha explicado anteriormente, resulta que

$$P = 2^{N+1} + 1,$$

entonces la fórmula matemática para calcular M se puede escribir como:

$$M = 2^{N+2} + 1. \tag{2}$$

15 Consideremos ahora la operación de la presente invención en el lado de recepción, y, a este respecto, se hace referencia a la Figura 28, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de recepción (indicado como un todo por 5) según una realización preferida de la presente invención.

En particular, como se muestra en la Figura 28, el sistema de recepción 5 comprende:

- una sección 5000 de recepción de RF, que está diseñada para recibir las señales de RF transmitidas a las radiofrecuencias predefinidas por el sistema 4 de transmisión (en particular, por la sección 4000 de transmisión de RF); estando dicha sección 5000 de recepción de RF diseñada para recibir las señales de RF por medio de una única antena (que no se muestra en la Figura 28 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora con una única alimentación) o una formación de antenas (que no se muestra en la Figura 28 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora de alimentación múltiple), y para procesar las señales de RF recibidas para obtener, sobre la base de dichas señales de RF recibidas, una señal digital entrante;
- un dispositivo 500 de extracción de símbolos, que está acoplado con dicha sección 5000 de recepción de RF para recibir la señal digital entrante desde el mismo, y que está diseñado para
 - procesar dicha señal digital entrante para extraer los símbolos digitales transportados por dicha señal digital entrante, y
 - emitir una corriente de símbolos digitales extraídos; y
- una sección 50 de procesamiento de símbolos, que está acoplada con dicho dispositivo 500 de extracción de símbolos para recibir la corriente de símbolos digitales extraídos emitidos por este último, y que está diseñada para procesar dicha corriente de símbolos digitales extraídos.

35 Las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas coinciden con las radiofrecuencias usadas en la transmisión por el sistema 4 de transmisión, en particular por la sección 4000 de transmisión de RF. Convenientemente, como ya se ha dicho, las radiofrecuencias predefinidas pueden oscilar desde unos pocos KHz a cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la que está diseñado el sistema general que comprende el sistema 4 de transmisión y el sistema 5 de recepción.

40 Además, la sección 5000 de recepción de RF puede ser convenientemente una sección de recepción de RF de un sistema de recepción para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de recepción de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE o basadas en WIMAX.

Por consiguiente, la sección 50 de procesamiento de símbolos puede ser convenientemente una sección de procesamiento de símbolos de un sistema de recepción para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de

recepción de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE o basadas en WiMAX.

5 Convenientemente, la sección 5000 de recepción de RF está diseñada para obtener la señal digital entrante realizando varias operaciones sobre las señales de RF recibidas, tales como las siguientes operaciones (no todas necesariamente realizadas y no necesariamente realizadas en la siguiente secuencia): amplificación de bajo nivel de ruido, una o más operaciones de desplazamiento descendente de frecuencia (en particular desde RF hasta IF), una o más operaciones de filtrado, y una o más operaciones de conversión de analógico a digital.

10 De nuevo, convenientemente, la sección 50 de procesamiento de símbolos está diseñada para procesar la corriente de símbolos digitales extraídos realizando varias operaciones, tales como las siguientes operaciones (no todas necesariamente realizadas y no necesariamente realizadas en la siguiente secuencia): una o más operaciones de filtrado, una o más operaciones de conversión digital a analógico, una o más operaciones de desplazamiento de frecuencia, y decodificación de información (convenientemente realizando una o más demodulaciones de señal).

15 Con el fin de que la operación del sistema 5 de recepción sea descrita con detalle más profundo, se hace referencia adicional a la Figura 29, que muestra un diagrama de bloques funcional más detallado del dispositivo 500 de extracción de símbolos.

En particular, como se muestra en la Figura 29, el dispositivo 500 de extracción de símbolos comprende:

- 20 • un módulo 510 de filtrado de recepción, que está acoplado con la sección 5000 de recepción de RF (no mostrada en la Figura 29 por el bien de la simplicidad de la ilustración) para recibir de la misma la señal digital entrante, y que está configurado para filtrar digitalmente la señal digital entrante por medio de un filtro de recepción predefinido, tal como un filtro de coseno de alzado predefinido (pero también se pueden usar otros filtros de recepción diferentes, tales como un filtro sinc o Gaussiano), de manera que iguale la señal digital entrante con respecto al canal de radio de recepción (es decir, el canal de radio específico usado en la recepción) y, convenientemente, también con respecto al filtro de transmisión (es decir, el filtro específico usado en la transmisión por el módulo 420 de filtrado de transmisión), obteniendo por ello una señal digital entrante filtrada correspondiente;
- 25 • un módulo 520 de recuperación de portadora que está acoplado con el módulo 510 de filtrado de recepción para recibir desde el mismo la señal digital entrante filtrada, y que está configurado para
 - 30 - recuperar, sobre la base de la señal digital entrante filtrada, la portadora de las señales digitales multimodo transmitidas por el sistema 4 de transmisión (como se explicará en detalle a continuación), y
 - emitir una señal que indica la portadora;
- 35 • un módulo 530 de recuperación de reloj que está acoplado con el módulo 510 de filtrado de recepción para recibir desde el mismo la señal digital entrante filtrada, y que está configurado para
 - 40 - recuperar, sobre la base de la señal digital entrante filtrada, la tasa de muestreo (o tasa de reloj) CR de las señales digitales multimodo transmitidas por el sistema 4 de transmisión (como se explicará en detalle a continuación), y
 - emitir una señal de reloj que indica la tasa de muestreo (o tasa de reloj) CR; y
- 45 • un módulo 540 de sincronización de trama que está acoplado con el módulo 510 de filtrado de recepción para recibir desde el mismo la señal digital entrante filtrada, y que está configurado para
 - detectar, sobre la base de la señal digital entrante filtrada, la estructura de las tramas de tiempo (en particular, el comienzo de la trama y la duración de la trama PT), es decir, de las señales digitales multimodo, transmitidas por el sistema 4 de transmisión (como se explicará en detalle a continuación), y
 - emitir una señal de sincronización de trama que indica la estructura de trama de tiempo.

Además, el dispositivo 500 de extracción de símbolos comprende además un módulo 550 de extracción de símbolos, que está acoplado con:

- 50 • el módulo 510 de filtrado de recepción para recibir desde el mismo la señal digital entrante filtrada;
- el módulo 520 de recuperación de portadora para recibir desde el mismo la señal que indica la portadora;
- el módulo 530 de recuperación de reloj para recibir desde el mismo la señal de reloj; y

- el módulo 540 de sincronización de trama para recibir desde el mismo la señal de sincronización de trama.

El módulo 550 de extracción de símbolos está configurado para procesar, sobre la base de las señales recibidas desde el módulo 520 de recuperación de portadora, el módulo 530 de recuperación de reloj y el módulo 540 de sincronización de trama, tramas de tiempo sucesivas, no solapadas de la señal digital entrante filtrada realizando, para cada trama de tiempo procesada, las siguientes operaciones:

- extraer M valores complejos multimodo en M instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$ de la parte de señal digital entrante filtrada dentro de la trama de tiempo procesada, en donde dicha parte de señal digital entrante filtrada se muestrea con la tasa de muestreo CR;
- calcular S valores complejos, cada uno de los cuales representa un símbolo digital respectivo transmitido por el sistema 4 de transmisión por medio de un modo armónico correspondiente; en donde los S valores complejos se calculan usando una matriz de recepción predefinida, que se deriva de la matriz de transmisión usada por el sistema 4 de transmisión (en particular por el módulo 410 de generación de señales multimodo), y que se refiere a los M valores complejos multimodo extraídos en los M instantes de tiempo sucesivos a los S valores complejos a ser calculados a través de MxS coeficientes complejos, cada uno de los cuales se refiere a un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo;
- determinar los S símbolos digitales representados por los S valores complejos calculados; y
- emitir los S símbolos determinados.

Además, el módulo 550 de extracción de símbolos está acoplado también con la sección 50 de procesamiento de símbolos para proveer a este último con la corriente de símbolos determinados, convenientemente con la tasa de símbolos $1/T_s$.

Más en detalle, el módulo 550 de extracción de símbolos se puede considerar como un filtro adaptado generalizado basado en una matriz de recepción que se deriva de la matriz de transmisión a través de una técnica de inversión generalizada, tal como la técnica pseudoinversa.

En términos matemáticos, dada la matriz de transmisión $[[A]]$ con los MxS coeficientes complejos, y dado también el vector $[B]$ de los S valores complejos de símbolo, resulta que:

$$[[A]] [B] = [C]$$

donde $[C]$ denota el vector de los M valores complejos multimodo en los M instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$ dentro de una trama de tiempo.

Consideremos ahora el lado de recepción, donde puede ser útil usar una técnica de inversión generalizada, tal como la técnica pseudoinversa, para invertir la ecuación matricial precedente:

$$[[A]]^T [[A]] [B] = [[A]]^T [C],$$

y entonces

$$[B] = ([[A]]^T [[A]])^{-1} [[A]]^T [C], \quad (3)$$

donde $[[A]]^T$ denota la transposición de la matriz $[[A]]$, y $([[A]]^T [[A]])^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz cuadrada resultante de la multiplicación $[[A]]^T [[A]]$.

En particular, en el lado de recepción $[B]$ llega a ser el vector de los S valores complejos de símbolos desconocidos a ser determinados por el filtro adaptado generalizado, es decir, por el módulo 550 de extracción de símbolos, y $[C]$ llega a ser el vector de los M valores complejos multimodo extraídos en los M instantes de tiempo sucesivos separados por $T_s/2$ dentro de la trama de tiempo procesada.

Una condición para la existencia de un conjunto de soluciones para el vector desconocido $[B]$ es que la matriz cuadrada resultante de la multiplicación $[[A]]^T [[A]]$ tiene un determinante diferente de cero, es decir, en términos matemáticos,

$$\det ([[A]]^T [[A]]) \neq 0, \quad (4)$$

Por lo tanto, si la matriz de transmisión $[[A]]$ está diseñada para satisfacer la condición (4), entonces los S valores complejos de símbolos desconocidos se pueden determinar por el filtro adaptado generalizado, es decir, por el módulo 550 de extracción de símbolos, resolviendo el sistema de ecuaciones resultante de la ecuación matricial (3)

Por consiguiente, la matriz de recepción no hermitiana $[[GMF]]$ se puede definir como:

$$[[GMF]] = ([[A]]^T [[A]])^{-1} [[A]]^T.$$

Como se explicó anteriormente, el valor del parámetro u , (que define la tasa de muestreo CR) depende de las características del sistema de recepción. En particular, depende de la robustez del filtro adaptado generalizado.

5 Es muy interesante analizar el significado de la condición (4). De hecho, esta condición corresponde a la necesidad de la presencia de la componente vestigial digital obtenida usando una tasa de muestreo CR más alta que la tasa de símbolos $1/T_s$ (como se ha descrito en detalle en lo anterior).

10 Por lo tanto, según la presente invención, los modos armónicos complejos secundarios usados para transportar los símbolos digitales se pueden generalizar con respecto al uso de solamente modos OAM puros (o torsionados). Por ejemplo, en lugar de usar, o además del uso de, un OAM puro (o modo torsionado) $n = +1$ (que está asociado con las fases $1, j, -1, -j$, donde j denota, como se ha explicado anteriormente, la unidad imaginaria), se podría usar un modo armónico complejo generalizado $n = (+1)'$ asociado con las fases $1, j, 1$.

La generalización de los modos armónicos complejos secundarios usados para transportar los símbolos digitales implica la posibilidad de generalización también:

- la asignación de los símbolos digitales a los modos armónicos (generalizados) con respecto a la asignación descrita anteriormente e implicando el uso de solamente los modos OAM puros; y
- 15 • la estructura de las tramas de tiempo con respecto a la estructura de trama de tiempo previamente descrita y que implica el uso de solamente modos torsionados puros.

20 Todas estas generalizaciones dan como resultado la posibilidad de usar una matriz de transmisión generalizada que tenga un tamaño no más largo que cumpla con las fórmulas matemáticas antes mencionadas (1) y (2). De todos modos, con el fin de que sea utilizable realmente una matriz de transmisión generalización, dicha matriz de transmisión generalizada necesita satisfacer la condición (4), de otro modo no se puede resolver el sistema de ecuaciones resultante de la ecuación matricial (3).

A este respecto, las Figuras 30, 31 y 32 muestran ejemplos de matrices de transmisión generalizadas explotables según la presente invención.

25 En particular, la matriz de transmisión generalizada mostrada en la Figura 30 incluye 30x30 celdas que están en blanco o gris, en donde las celdas en gris representan las celdas de la matriz realmente ocupadas por coeficientes, mientras que las celdas en blanco representan las celdas de la matriz no ocupadas por ningún coeficiente, o más bien las celdas en gris representan las celdas de la matriz ocupadas por coeficientes diferentes de cero y las celdas en blanco representan las celdas de la matriz ocupadas por coeficientes iguales a cero. Esta representación de dicha matriz de transmisión generalizada proviene del hecho de que la cosa importante mostrada en la Figura 30 es la estructura de la matriz.

30 Además, la matriz de transmisión generalizada mostrada en la Figura 31 incluye 30x28 celdas (es decir, 30 filas y 28 columnas) cada una ocupada por un coeficiente respectivo (que puede ser diferente de, o igual a, cero), mientras que la matriz de transmisión generalizada mostrada en la Figura 32 incluye 28x28 celdas (es decir, 28 filas y 28 columnas) cada una ocupada por un coeficiente respectivo (que puede ser diferente de, o igual a, cero). Esta representación de dichas matrices de transmisión generalizada proviene del hecho de que la cosa importante mostrada en las Figuras 31 y 32 se representa por las estructuras de dichas matrices.

35 Analicemos ahora la equivalencia entre la independencia lineal del sistema (3) de ecuaciones y la presencia de una componente vestigial digital. En particular, por el bien de la simplicidad, consideremos usar un filtro gaussiano y una aproximación de Hilbert de ancho de banda doble hasta el modo $n = \pm 2$, con un total de $M = 17$ ecuaciones complejas y $S = 15$ incógnitas complejas. En este caso, el valor determinante de la matriz resultante de la multiplicación $[[A]]^T [[A]]$ es mayor que cero, solamente si el producto de ancho de banda-tiempo (BT) del ancho de banda del filtro 3dB es mayor que el 27%. Esto corresponde a un ancho de banda completo ligeramente mayor que el mínimo requerido para satisfacer el teorema de muestreo. A este respecto, se hace referencia a la Figura 33, que muestra el valor determinante con respecto al producto de BT de 3dB del filtro gaussiano.

40 El aumento del ancho de banda es pequeño (sistemas terrestres inalámbricos normalmente usan $BT = 0,3$), y el aumento del nivel de ruido también es pequeño si se compara con la mejora del nivel de la IFI entre tramas. A este respecto, se hace referencia a la Figura 34, que muestra la IFI con respecto al producto de BT de 3dB de un filtro gaussiano.

45 A partir de lo precedente se puede inferir que un aumento razonable del ancho de banda hace el sistema (3) de ecuaciones estable y sondear la solución.

50 La necesidad descrita anteriormente de aumentar el ancho de banda del filtro es típica de la transformada de Hilbert. De hecho, considerando dos señales $X(f)$ e $Y(f)$ limitadas en un mismo ancho de banda B , es posible definir las transformadas de Hilbert correspondientes (mostradas en la Figura 35) considerando un pequeño aumento en el ancho de banda para mantener la memoria de la rotura de simetría.

Esta forma de observar la transformada de Hilbert no es conveniente para una expansión a ondas torsionadas, pero la relación mutua es muy simple. De hecho, ignorando por el momento la componente vestigial, se puede escribir:

$$X(f) = X^+(f - f_0)u_0(f - f_0) + X^-(f - f_0)u_0(-f - f_0)$$

e

$$Y(f) = Y^+(f - f_0)u_0(f - f_0) + Y^-(f - f_0)u_0(-f - f_0) .$$

Consideremos ahora

$$DH(f) = X^+(f - f_0)u_0(f - f_0) + Y^-(f - f_0)u_0(-f - f_0) .$$

Esta transformada de Hilbert de ancho de banda doble (para frecuencias positivas) se muestra en la Figura 36. La función se puede reorganizar en dos funciones, esto es, una primera función que tiene la parte real par y la parte imaginaria impar, y una segunda función que tiene la parte imaginaria par y la parte real impar. Esta forma se puede representar fácilmente de la siguiente forma: la que tiene la parte real par equivalente al modo $n = 0$ (es decir, la onda plana), la que tiene la parte real impar como la suma de todos los modos impares que representan el desarrollo armónico de la transformada de Hilbert de ancho de banda doble. Cada modo se puede considerar como una onda torsionada:

$$DH(f) = X^+(f - f_0)u_0(f - f_0) + Y^-(f - f_0)u_0(-f - f_0) = \\ = \xi_E(f - f_0) + \eta_O(f - f_0) + j[\xi_E(f - f_0) + \eta_O(f - f_0)]$$

donde $\xi(f)$ representa el modo $n = 0$, y $\eta(f)$ representa el límite de la suma de todos los modos torsionados (como se muestra en la Figura 37).

La introducción de la componente vestigial en el nuevo conjunto de señales se recompensa con la posibilidad de detectar la referencia de simetría y antisimetría, es decir, la tasa de símbolos. Es evidente que para detectar la tasa de símbolos existe la necesidad de usar una tasa de muestreo ligeramente mayor, definida de una forma que tiene, dentro de cada trama de tiempo, un número entero de muestras con respecto a un número entero de tramas de símbolos.

Además, en consideración del uso de tramas de tiempo, es conveniente adoptar una arquitectura de organización de señal, es decir, un sistema de referencia, útil para detectar la estructura de señal en el lado de recepción. De hecho, como se ha explicado previamente, cada trama de tiempo tiene, preferiblemente, una duración de tiempo de $(2^{N+1} + 1)T_s$ (donde N identifica los modos más altos usados, o, de manera equivalente, es la carga topológica de los modos más altos usados), y ha de ser identificada en el lado de recepción. Por lo tanto, es conveniente que la señal transmitida en general transporte información sobre la sincronización de tramas además del reloj de símbolo. Considerando el uso de modos $n = 0, \pm 1, \pm 2$ y un sobremuestreo, que es dos veces la tasa de símbolos, entonces la información sobre la sincronización de tramas puede identificar convenientemente el inicio de cada trama cada 18 muestras. A este respecto, las Figuras 38 y 39 muestran el concepto de sincronización de tramas.

Por ejemplo, con el fin de que la señal transmitida en general transporte información de sincronización de tramas, convenientemente la información que indica el comienzo de la trama se puede transmitir periódicamente, de manera similar al comienzo de una trama en una corriente de Multiplexación por División en el Tiempo (TDM), o a los preámbulos usados en el Acceso Múltiple por División en el Tiempo (TDMA).

En particular, se puede transmitir convenientemente un preámbulo adecuado cada F tramas (con F un número entero convenientemente mayor que uno). En este caso, cada secuencia de F tramas se puede llamar Trama de Súper Onda Torsionada (TWSF), o simplemente Supertrama (SF). A este respecto, la Figura 40 muestra un ejemplo de estructura de supertrama.

En lo que concierne a la recuperación de tasa de muestreo (o tasa de reloj) CR en el lado de recepción, la atención se dirige de nuevo a hecho de que, en el lado de recepción, el reloj de símbolos se puede recuperar correctamente gracias al hecho de que la tasa de muestreo (o tasa de reloj) CR es ligeramente más alta que la tasa de símbolos, es decir, el ancho de banda de símbolo es ligeramente mayor que el de Nyquist.

La forma más fácil de mantener la señal de reloj correcta se basa en la función de convolución entre la componente de coseno y la componente seno de la parte real (o la parte imaginaria). Si no hay ningún error, esta convolución es igual a cero. Esta propiedad es independiente de la portadora. De hecho, si la portadora es un múltiplo par de $1/T_s$,

no hay una componente seno de la convolución entre la componente impar y la función seno, mientras que, en los otros casos, esta componente está presente. A este respecto, las Figuras 41A y 41B muestran ejemplos de funciones de convolución y funciones de error de fase para modulación de ondas planas.

5 La función de error de fase crea una función oscilatoria con un máximo en correspondencia con la muestra par. La minimización de la amplitud de la función minimiza el error de fase.

Este procedimiento permite mantener bloqueada la corriente recibida de una señal modulada por onda plana.

A este respecto, la Figura 42 muestra un ejemplo de señal de error para una corriente de símbolos genérica.

10 Si están presentes ondas torsionadas, las funciones de convolución son más complejas, pero la convolución seno-coseno es cero sin errores de fase en correspondencia con el muestreo de símbolos. A este respecto, se hace referencia a la Figura 43, que muestra un ejemplo de convolución seno-coseno sin error de fase.

Si el error de fase es diferente de cero, también la convolución seno-coseno es diferente de cero. Se puede observar que, si están presentes ondas torsionadas (o señales imaginarias), entonces la función de convolución es cero sin errores, no en todas partes, sino en correspondencia con las muestras pares.

15 Recordando las similitudes entre la interferometría geométrica y la interferometría de tiempo, se puede decir que esta característica es equivalente al apuntamiento preciso geométrico necesario en el caso geométrico.

A este respecto, la Figura 44 muestra un ejemplo de convolución de seno-coseno con error de fase.

La presencia de la señal distinta de cero a veces múltiplo de T_s permite detectar una función oscilatoria diferente de cero en correspondencia con las muestras pares. La minimización de esta amplitud minimiza el error de fase.

20 A este respecto, la Figura 45 muestra un ejemplo de señal de error para una secuencia de símbolos genérica. Se ha de observar que, en el caso de ondas torsionadas, una recuperación doble está activa, es decir, la recuperación de tiempo de muestreo y la recuperación de error de fase. Esa es la razón física para usar un ancho de banda ligeramente mayor que el previsto por Nyquist.

25 La forma propuesta previamente para realizar las señales de modo impar de Hilbert sugiere una propiedad muy interesante. En particular, debido al hecho de que cada símbolo se repite, según el número de modo, $4 (2^{N-1})$ veces, se puede considerar una ganancia de procesamiento para el símbolo asociado con el modo N igual a $4 (2^{N-1})$. Por lo tanto, se puede considerar que o bien se puede reducir la energía por muestra, o bien se puede aumentar en consecuencia la constelación de modulación.

30 El resultado general es muy interesante: debido al aumento del número de canales y la posibilidad de usar la ganancia de procesamiento, se puede usar la ventaja de usar dos canales independientes en el mismo ancho de banda según el teorema de Shannon. A este respecto, se hace referencia a la Figura 46 que muestra la ventaja de usar ondas torsionadas. En particular, en la Figura 46, el límite de Shannon considerado es el dado por dos canales, es decir, el real y el imaginario.

35 Por lo tanto, existe la posibilidad de codificar la corriente de símbolos usando turbocódigos, logrando por ello una ventaja adicional además de la ventaja dada por el uso de los canales imaginarios aproximados por las ondas torsionadas.

40 Como se explica en lo precedente, la implementación de la modulación de señal de onda torsionada según la presente invención se puede considerar como una aproximación de la transformada de Hilbert. Este hecho implica, por un lado, un aumento del ancho de banda y, por otro lado, la presencia de una limitación absoluta en el aumento de la reutilización de frecuencia, que es menor que dos. A este respecto, la siguiente tabla enumera algunas características de la modulación de señal de ondas torsionadas según la presente invención.

TABLA

PARÁMETRO	VALOR DE PARÁMETRO (considerando usar hasta modos $n = \pm N$)	VALOR APROXIMADO DE PARÁMETRO PARA $N = 2$
Reutilización de frecuencia	$\frac{2^{N+2} - 1}{2^{N+1} + 1}$	1,67
Reducción de tasa de banda vestigial	$\frac{2^{N+2} + 2}{2^{N+2} + 3}$	0,95

Longitud de trama	$T_F = (2^{N+1} + 1)T_s$	$9T_s$
Pérdida de supertrama	<1%	0,99
Ruido de ancho de banda adicional (dB)	$10 \log \left(\frac{2^{N+2} + 3}{2^{N+2} + 2} \right) \text{ dB}$	0,25 dB
Ruido de digitalización < -30 dB error de fase	$\frac{N}{2^N - 1}$	9 bits
IFI máxima (dB)	< -19 - 3N dB	< -25 dB

Además, en la Figura 47 se presentan esquemáticamente algunas consideraciones concernientes a criterios de implementación. Como se muestra en la Figura 47, la opción de usar hasta modos $n = \pm 2$ o $n = \pm 3$ parece ser un muy buen compromiso entre rendimiento y complejidad de implementación. En particular, para $N = 3$ (es decir, en caso de usar hasta modos $n = \pm 3$), la longitud de la trama es menor que 32 símbolos, el número necesario de bits es de alrededor de 10, el aumento de ruido térmico es menor que 0,2 dB, y la reutilización de frecuencia es cercana a 1,8.

En lo que concierne a la factibilidad de la presente invención, el dispositivo 400 de generación de señales multimodo y el dispositivo 500 de extracción de símbolos se implementan preferiblemente por medio de una Agrupación de Puertas Programables en Campo (FPGA), un Circuito Integrado de Aplicaciones Específicas (ASIC), y tecnologías de Radio Definida por Software (SDR).

Además, la presente invención se puede aplicar también a sistemas de radar y de Radar de Apertura Sintética (SAR). De hecho, el sistema 4 de transmisión y el sistema 5 de recepción descritos previamente y mostrados en las Figuras 25 y 28, respectivamente, pueden ser convenientemente también:

- la sección de transmisión y la sección de recepción de un sistema de radar monoestático o SAR; o
- el transmisor y el receptor de un sistema de radar biestático o SAR.

En particular, en el caso de aplicación de radar/SAR, la sección 40 de generación de símbolos es una sección de generación de pulsos de radar configurada para generar una corriente de pulsos de radar digitales. Por consiguiente, el dispositivo 400 de generación de señales multimodo, en uso, genera una señal de radar digital multimodo que se puede usar para aumentar la sección transversal del radar y también para obtener coeficientes de forma de objetivo por medio de análisis de modo torsionado. En otras palabras, la presente invención, si se aplica a un sistema de radar, permite mejorar la detección de objetivo y, si se aplica a un sistema SAR, permite mejorar las imágenes de SAR.

En el caso de aplicación de radar/SAR, el dispositivo 500 de extracción de símbolos es un dispositivo de extracción de ecos de radar que, en uso, extrae ecos de radar de las señales entrantes.

Además, en caso de radar monoestático/SAR, la sección 4000 de transmisión de RF y la sección 5000 de recepción de RF se implementan a través de una única sección de RF del sistema de radar monoestático/SAR.

En su lugar, en caso de radar biestático/SAR, la sección 4000 de transmisión de RF y la sección 5000 de recepción de RF son, respectivamente, la sección de transmisión de RF del transmisor de radar/SAR, y la sección de recepción de RF del receptor de radar/SAR.

Además, en el caso de la aplicación de radar/SAR, la sección 50 de procesamiento de símbolos es una sección de procesamiento de ecos de radar del sistema de radar monoestático/biestático/SAR, cuya sección de procesamiento de ecos de radar está configurada para realizar detección de radar, o imágenes de SAR, sobre la base de los ecos de radar extraídos por el dispositivo de extracción de ecos de radar.

Más en detalle, la presente invención se puede aplicar también a un sistema de radar o SAR, obteniendo por ello un sistema de radar/SAR que comprende un transmisor que está configurado para:

- generar o recibir S (con $S > 3$) pulsos de radar digitales que tienen una tasa de pulso dada asociada con un período de pulso correspondiente;
- generar una señal de radar digital multimodo, que tiene una duración de tiempo predefinida más corta que S veces el periodo de pulso, que se muestrea con una tasa de muestreo predefinida más alta que la tasa de

pulso, y que transporta los S pulsos de radar digitales por medio de una pluralidad de modos armónicos ortogonales que comprenden

- un modo principal que es un modo armónico real y transporta P (con $P < S$) de dichos S pulsos de radar digitales, y
- 5 - uno o más modos secundarios que transportan los otros S-P pulsos de radar digitales, siendo cada modo secundario un modo armónico complejo desplazado en el tiempo por la mitad del período de pulso con respecto al modo principal; y
- transmitir una señal de radar que transporta la señal de radar digital multimodo hacia una región de interés.

Además, dicho sistema de radar/SAR basado en la presente invención incluye también un receptor configurado para:

- recibir ecos de radar de la región de interés;
- procesar los ecos de radar recibidos para obtener una señal digital entrante correspondiente que tiene la duración de tiempo predefinida; y
- 15 • extraer, de la señal digital entrante muestreada con la tasa de muestreo predefinida, los S ecos de radar digitales transportados por los modos armónicos ortogonales.

Convenientemente, el transmisor de dicho sistema de radar/SAR basado en la presente invención está configurado para generar una señal de radar digital multimodo que transporta S pulsos de radar digitales:

- asignando P de los S pulsos de radar digitales al modo principal proporcionando, para cada uno de dichos P pulsos de radar digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho pulso de radar digital y está relacionado con el modo principal;
- 20 • asignando cada uno de los otros S-P pulsos de radar digitales a un modo secundario correspondiente proporcionando, para cada uno de dichos S-P pulsos de radar digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho pulso de radar digital y está relacionado con el modo secundario al que se asigna dicho pulso de radar digital;
- 25 • calculando, usando una matriz de transmisión predefinida, M valores complejos multimodo relacionados con M (con $M \geq S$) instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de pulso, en donde la matriz de transmisión predefinida se relaciona con
 - los S valores complejos que representan los S pulsos de radar digitales y relacionados con los modos armónicos
 - 30 - con los M instantes de tiempo sucesivos
 - a través de coeficientes complejos cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- generando una señal de radar digital multimodo que tiene la duración de tiempo predefinida y muestreada con la tasa de muestreo predefinida sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados.

35 Además, el receptor de dicho sistema de radar/SAR basado en la presente invención está convenientemente configurado para extraer, de la señal digital entrante muestreada con la tasa de muestreo predefinida, los S ecos de radar digitales transportados por los modos armónicos ortogonales:

- extrayendo, de dicha señal digital entrante, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que están, dentro de la duración de tiempo predefinida, separados por la mitad del período de pulso;
- 40 • calculando, usando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida, S valores complejos que representan los S ecos de radar digitales transportados por los modos armónicos ortogonales, en donde dicha matriz de recepción se relaciona con
 - los M valores complejos multimodo extraídos relacionados con los M instantes de tiempo sucesivos
 - 45 - con los S valores complejos a ser calculados
 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y

- determinando los S ecos de radar digitales representados por los S valores complejos calculados.

Preferiblemente, la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica de inversión generalizada.

5 Preferiblemente, la matriz de transmisión predefinida es de manera que la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de dicha matriz de transmisión predefinida y dicha matriz de transmisión predefinida tiene un determinante diferente de cero; y en donde la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica pseudoinversa.

Preferiblemente, la matriz de recepción se calcula sobre la base de la siguiente fórmula:

$$[[GMF]] = ([[A]]^T [[A]])^{-1} [[A]]^T.$$

10 donde $[[GMF]]$ denota la matriz de recepción, $[[A]]$ denota la matriz de transmisión predefinida, $[[A]]^T$ denota la transposición de la matriz de transmisión predefinida, y $([[A]]^T [[A]])^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de la matriz de transmisión predefinida y la matriz de transmisión predefinida.

15 Preferiblemente, el modo principal comprende, dentro de la duración de tiempo predefinida, P muestras con un periodo de muestreo igual al periodo de pulso;

en donde los modos secundarios comprenden, dentro de la duración de tiempo predefinida, P-1 muestras con período de muestreo igual al período de pulso, estando cada modo secundario desplazado en el tiempo por la mitad del período de pulso con respecto al modo principal;

20 y en donde dichos M instantes de tiempo sucesivos, los cuales, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de pulso, son los tiempos de muestreo del modo principal y de los modos secundarios, resultando por ello que $M = 2P-1$.

Preferiblemente, los modos armónicos comprenden 2N modos armónicos complejos secundarios, cada uno de los cuales transporta un modo de Momento Angular Orbital (OAM) respectivo y tiene un índice n relacionado con la carga topológica respectiva comprendido entre -N y + N, siendo N un número entero mayor que uno;

25 y el modo principal transporta $P = 2^{N+1} + 1$ pulsos de radar digitales y cada modo armónico complejo secundario que tiene un índice n relacionado con la carga topológica transporta $2^{N-n} + 1$ pulsos de radar digitales, resultando por ello que $M = 2^{N+2} + 1$ y $S = 2^{N+2} - 1$.

Preferiblemente, la tasa de muestreo predefinida depende al menos de la duración de tiempo predefinida de la señal de radar digital multimodo.

30 Preferiblemente, la duración de tiempo predefinida es igual a P veces el período de pulso.

Preferiblemente, la tasa de muestreo predefinida se determina sobre la base de la siguiente fórmula:

$$CR = \frac{2P + u}{2P} \cdot \frac{1}{T_s},$$

35 donde CR denota dicha tasa de muestreo predefinida, T_s denota el período de pulso, y u denota un parámetro relacionado con la componente vestigial digital cuyo valor es un número entero y depende al menos de la duración de tiempo predefinida.

Preferiblemente, dicho sistema de radar es un sistema de Radar de Apertura Sintética (SAR).

La presente invención también tiene como objeto un producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:

- ejecutables por medios de procesamiento de un sistema de radar; y
- 40 • de manera que hacen, cuando se ejecutan, que dicho sistema de radar llegue a estar configurado como el sistema de radar de la invención.

Obviamente, los conceptos explicados previamente en relación con las matrices de transmisión y de recepción, la duración de tiempo y la tasa de muestreo de las señales digitales multimodo, etc., se aplican, cambiando lo que se deba de cambiar, también al sistema de radar/SAR basado en la presente invención.

A partir de lo precedente, se puede apreciar inmediatamente que la presente invención permite aumentar la capacidad de reutilización y transmisión de frecuencia explotando una aplicación original de la transformada de Hilbert a señales digitales.

5 La presente invención se puede considerar muy interesante y casi revolucionaria para desarrollar una nueva teoría para comunicaciones digitales más allá del enfoque clásico basado en señales analíticas.

10 En particular, como se ha explicado previamente en detalle, según la presente invención, la vorticidad de radio se considera como una forma de aproximar la transformada de Hilbert y se aplica a un número de subportadoras para generar canales de radio independientes dentro de un mismo ancho de banda. Estos canales tienen un ancho de banda disponible que disminuye con el número de modo de vorticidad de radio y la ventaja del ancho de banda total que está creciendo como $1/2^N$, limitado por 2, lo que representa el uso máximo posible del canal imaginario de la transformada de Hilbert.

Desde una perspectiva matemática (y física), este enfoque basado en la transformada de Hilbert es muy similar a una medición de interferometría realizada en el tiempo en lugar de en el espacio geométrico.

15 Además, la presente invención se puede explotar a nivel de carga útil (o bien para aumentar la capacidad de multiplexación de la carga útil del satélite, o bien para obtener una capacidad de rechazo de interferencia muy eficiente para satélites comerciales), se puede usar para mejorar rendimientos optimizando el control de IFI, por ejemplo, a través de técnicas de turbomodulación, y se puede usar para extender el uso de modos torsionados también a comunicaciones inalámbricas terrestres (tales como comunicaciones basadas en LTE o basadas en WiMAX) y sistemas de radar/SAR.

20 Finalmente, los principios de la presente invención, que se han descrito anteriormente con referencia al dominio de tiempo, se pueden aplicar ventajosamente también al dominio de frecuencia (por ejemplo, a un sistema de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) o un sistema de Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA)) explotando la dualidad entre tiempo y frecuencia.

25 En conclusión, está claro que se pueden hacer numerosas modificaciones y variantes a la presente invención, todas que caen dentro del alcance de la invención, como se define en las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema de radiocomunicaciones que comprende un transmisor (4) y un receptor (5);

en donde el transmisor (4) está configurado para:

- 5 • generar o recibir símbolos digitales que tienen una tasa de símbolos dada asociada con un período de símbolo correspondiente;
- generar, cada S símbolos digitales generados/recibidos, una: señal digital multimodo respectiva, que tiene una duración de tiempo predefinida más corta que S veces el período de símbolo, que se muestrea con una tasa de muestreo predefinida más alta que la tasa de símbolos. y que transporta dichos S símbolos digitales por medio de una pluralidad de modos armónicos ortogonales comprendiendo
 - 10 - un modo principal que es un modo armónico real y transporta P de dichos S símbolos digitales, y
 - uno o más modos secundarios que transportan los otros S-P símbolos digitales, siendo cada modo secundario un modo armónico complejo desplazado en el tiempo por la mitad del período de símbolo con respecto al modo principal; y
- 15 • transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta una secuencia de las señales digitales multimodo generadas;

en donde S es un número entero mayor que tres y P es un número entero menor que S;

y en donde el receptor (5) está configurado para:

- recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor (4);
- procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
- 20 • extraer, a partir de partes no solapadas sucesivas de la señal digital entrante muestreadas con la tasa de muestreo predefinida, los S símbolos digitales transportados respectivamente por cada parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales; en donde cada una de las partes sucesivas, no solapadas de la señal digital entrante tiene la duración de tiempo predefinida.

25 2. El sistema de radiocomunicaciones de la reivindicación 1, en donde el transmisor (4) está configurado para generar una señal digital multimodo que transporta S símbolos digitales:

- asignando P de los S símbolos digitales al modo principal proporcionando, para cada uno de dichos P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo principal;
- 30 • asignando cada uno de los otros S-P símbolos digitales a un modo secundario correspondiente proporcionando, para cada uno de dichos S-P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y se relaciona con el modo secundario al que se asigna dicho símbolo digital;
- calculando, usando una matriz de transmisión predefinida, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de símbolo, en donde M es un número entero igual o mayor que S, y en donde la matriz de transmisión predefinida se relaciona con
 - 35 - los S valores complejos que representan los S símbolos digitales y relacionados con los modos armónicos
 - con los M instantes de tiempo sucesivos
 - 40 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- generando una señal digital multimodo que tiene la duración de tiempo predefinida y muestreada con la tasa de muestreo predefinida sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados;

45 y en donde el receptor (5) está configurado para extraer los S símbolos digitales transportados por una parte de señal digital entrante que tiene la duración de tiempo predefinida y muestreados con la tasa de muestreo predefinida:

- extrayendo, de dicha parte de señal digital entrante, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que están, dentro de la duración de tiempo predefinida, separados por la mitad del período de símbolo;
- 5 • calculando, usando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida, S valores complejos que representan los S símbolos digitales transportados por dicha parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales, en donde dicha matriz de recepción se relaciona con
 - los M valores complejos multimodo extraídos relacionados con los M instantes de tiempo sucesivos
 - con los S valores complejos a ser calculados
 - 10 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- determinar los S símbolos digitales representados por los S valores complejos calculados.

3. El sistema de radiocomunicaciones de la reivindicación 2, en donde la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica de inversión generalizada.

15 4. El sistema de radiocomunicaciones de la reivindicación 2 o 3, en donde la matriz de transmisión predefinida es de manera que la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de dicha matriz de transmisión predefinida y dicha de matriz de transmisión predefinida tiene un determinante diferente de cero; y en donde la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica pseudoinversa.

5. El sistema de radiocomunicaciones de la reivindicación 4, en donde la matriz de recepción se calcula sobre la base de la siguiente fórmula:

20
$$[[GMF]] = ([[A]]^T [[A]])^{-1} [[A]]^T,$$

donde $[[GMF]]$ denota la matriz de recepción, $[[A]]$ denota la matriz de transmisión predefinida, $[[A]]^T$ denota la transposición de la matriz de transmisión predefinida, y $(([[A]]^T [[A]])^{-1})$ denota la operación de inversión de la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de la matriz de transmisión predefinida y la matriz de transmisión predefinida.

25 6. El sistema de radiocomunicaciones según cualquier reivindicación 2-5, en donde el modo principal comprende, dentro de la duración de tiempo predefinida, P muestras con un período de muestreo igual al período de símbolo;

en donde los modos secundarios comprenden, dentro de la duración de tiempo predefinida, P-1 muestras con un período de muestreo igual al período de símbolo, estando cada modo secundario desplazado en el tiempo por la mitad del período de símbolo con respecto al modo principal;

30 y en donde dichos M instantes de tiempo sucesivos, que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de símbolo, son los tiempos de muestreo del modo principal y de los modos secundarios, resultando por ello que $M = 2P-1$.

35 7. El sistema de radiocomunicaciones de la reivindicación 6, en donde los modos armónicos comprenden $2N$ modos armónicos complejos secundarios, cada uno de los cuales transporta un modo de Momento Angular Orbital (OAM) respectivo y tiene un índice n respectivo relacionado con la carga topológica comprendido entre $-N$ y $+N$, siendo N un número entero mayor que uno;

y en donde el modo principal transporta $P = 2^{N+1}+1$ símbolos digitales y teniendo cada modo armónico complejo secundario un índice n relacionado con la carga topológica que transporta 2^{N-n+1} símbolos digitales, resultando por ello que $M = 2^{N+2}+1$ y $S = 2^{N+2}-1$.

40 8. El sistema de radiocomunicaciones según cualquier reivindicación precedente, en donde el transmisor (4) está configurado para generar una señal digital de múltiples tramas comprendiendo tramas de tiempo sucesivas no solapadas, cada una de las cuales tiene la duración de tiempo predefinida y está ocupada por un señal digital multimodo respectiva;

45 en donde la señal digital de múltiples tramas transporta datos de sincronización de trama relacionados con la sincronización de trama de sus tramas de tiempo;

en donde la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor (4) transporta la señal digital de múltiples tramas;

y en donde el receptor (5) está configurado además para:

- extraer los datos de sincronización de trama a partir de la señal digital entrante;

- detectar, sobre la base de los datos de sincronización de trama extraídos, tramas de tiempo sucesivas no solapadas de la señal digital entrante con la duración de tiempo predefinida; y,
 - para cada trama de tiempo detectada de la señal digital entrante, extraer, de la parte de señal digital entrante dentro de dicha trama de tiempo, los S símbolos digitales transportados por dicha parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales.
- 5
9. Un sistema de transmisión configurado como el transmisor (4) del sistema de radiocomunicaciones reivindicado en cualquier reivindicación precedente.
10. Un producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:
- ejecutables por medios de procesamiento de un sistema de transmisión diseñado para transmitir señales de radiofrecuencia; y
 - de manera que hacen, cuando se ejecutan, que dicho sistema de transmisión llegue a estar configurado como el transmisor (4) del sistema de radiocomunicaciones reivindicado en cualquier reivindicación 1-8.
- 10
11. Un sistema de recepción configurado como el receptor (5) del sistema de radiocomunicaciones reivindicado en cualquier reivindicación 1-8, adaptado específicamente para recibir la señal generada por el transmisor (4) de la reivindicación 1.
- 15
12. Un producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:
- ejecutables por medios de procesamiento de un sistema de recepción diseñado para recibir señales de radiofrecuencia; y
 - de manera que hacen, cuando se ejecutan, que dicho sistema de recepción llegue a estar configurado como el receptor (5) del sistema de radiocomunicaciones reivindicado en cualquier reivindicación 1-8.
- 20
13. Un sistema de radar que comprende un transmisor (4) y un receptor (5);
 en donde el transmisor (4) está configurado para:
- generar o recibir S pulsos de radar digitales que tienen una tasa de pulso dada asociada con un período de pulso correspondiente;
 - generar, cada S pulsos de radar digitales generados/recibidos, una señal de radar digital multimodo, que tiene una duración de tiempo predefinida más corta que S veces el período de pulso, que se muestrea con una tasa de muestreo predefinida más alta que la tasa de pulso, y que transporta dichos S pulsos de radar digitales por medios de una pluralidad de modos armónicos ortogonales comprendiendo
 - un modo principal que es un modo armónico real y transporta P de dichos S pulsos de radar digitales, y
 - uno o más modos secundarios que transportan los otros S-P pulsos de radar digitales, siendo cada modo secundario un modo armónico complejo desplazado en el tiempo por la mitad del período de pulso con respecto al modo principal; y
 - transmitir una señal de radar que transporta la señal de radar digital multimodo hacia una región de interés;
- 25
- 30
- 35
- en donde S es un número entero mayor que tres y P es un número entero menor que S;
- y en donde el receptor (5) está configurado para:
- recibir ecos de radar de la región de interés;
 - procesar los ecos de radar recibidos para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
 - extraer, a partir de partes sucesivas no solapadas de la señal digital entrante muestreadas con la tasa de muestreo predefinida, los S ecos de radar digitales transportados por los modos armónicos ortogonales; en donde cada una de las partes sucesivas no solapadas de la señal digital entrante tiene la duración de tiempo predefinida.
- 40
14. El sistema de radar de la reivindicación 13, en donde el transmisor (4) está configurado para generar una señal de radar digital multimodo que transporta S pulsos de radar digitales:

- asignando P de los S pulsos de radar digitales al modo principal proporcionando, para cada uno de dichos P pulsos de radar digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho pulso de radar digital y está relacionado con el modo principal;
- 5 • asignando cada uno de los otros S-P pulsos de radar digitales a un modo secundario correspondiente proporcionando, para cada uno de dichos S-P pulsos de radar digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho pulso de radar digital y se relaciona con el modo secundario al cual se asigna dicho pulso de radar digital;
- 10 • calculando, usando una matriz de transmisión predefinida, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de pulso, en donde M es un número entero igual o mayor que S, y en donde la matriz de transmisión predefinida se relaciona con
 - los S valores complejos que representan los S pulsos de radar digitales y relacionados con los modos armónicos
 - con los M instantes de tiempo sucesivos
 - 15 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- generando una señal de radar digital multimodo que tiene la duración de tiempo predefinida y se muestrea con la tasa de muestreo predefinida sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados;
- 20 y en donde el receptor (5) está configurado para extraer, a partir de la señal digital entrante muestreada con la tasa de muestreo predefinida, los S ecos de radar digitales transportados por los modos armónicos ortogonales:
 - extrayendo, a partir de dicha señal digital entrante, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que están dentro de la duración de tiempo predefinida, separados por la mitad del período de pulso;
 - 25 • calculando, usando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida, S valores complejos que representan los S ecos de radar digitales transportados por los modos armónicos ortogonales, en donde dicha matriz de recepción se relaciona con
 - los M valores complejos multimodo extraídos relacionados con los M instantes de tiempo sucesivos
 - con los S valores complejos a ser calculados
 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
 - 30 • determinando los S ecos de radar digitales representados por los S valores complejos calculados.

15. El sistema de radar de la reivindicación 14, en donde la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica de inversión generalizada.

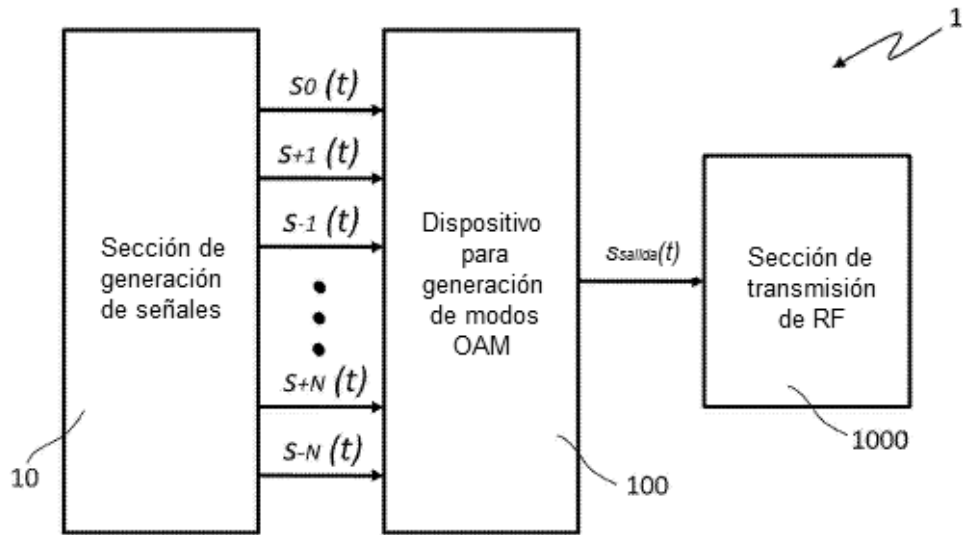


FIG. 1

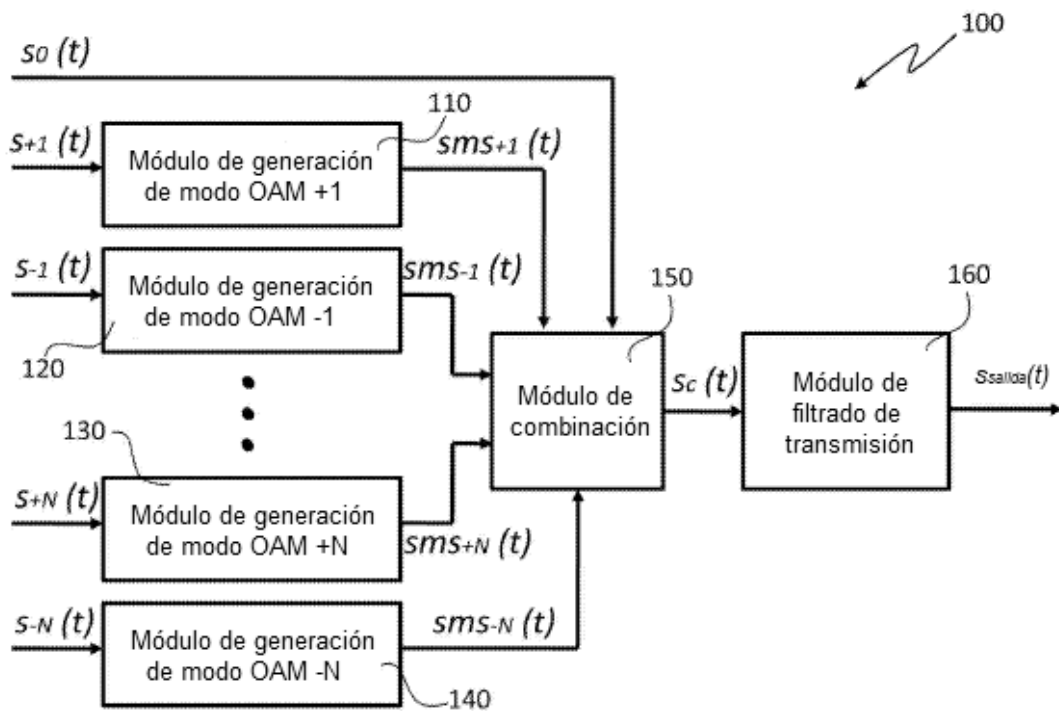


FIG. 2

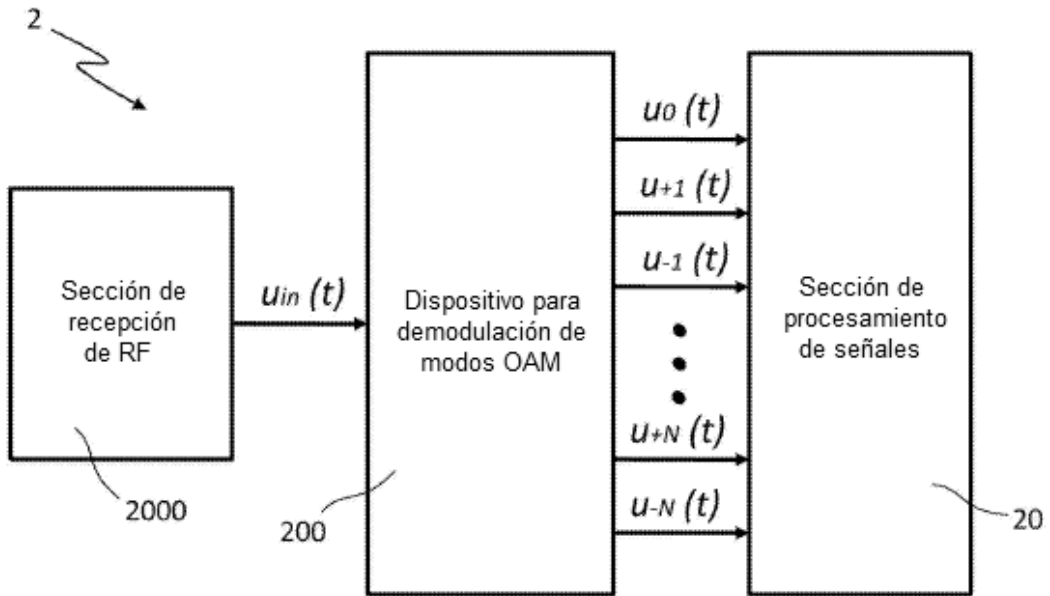


FIG. 3

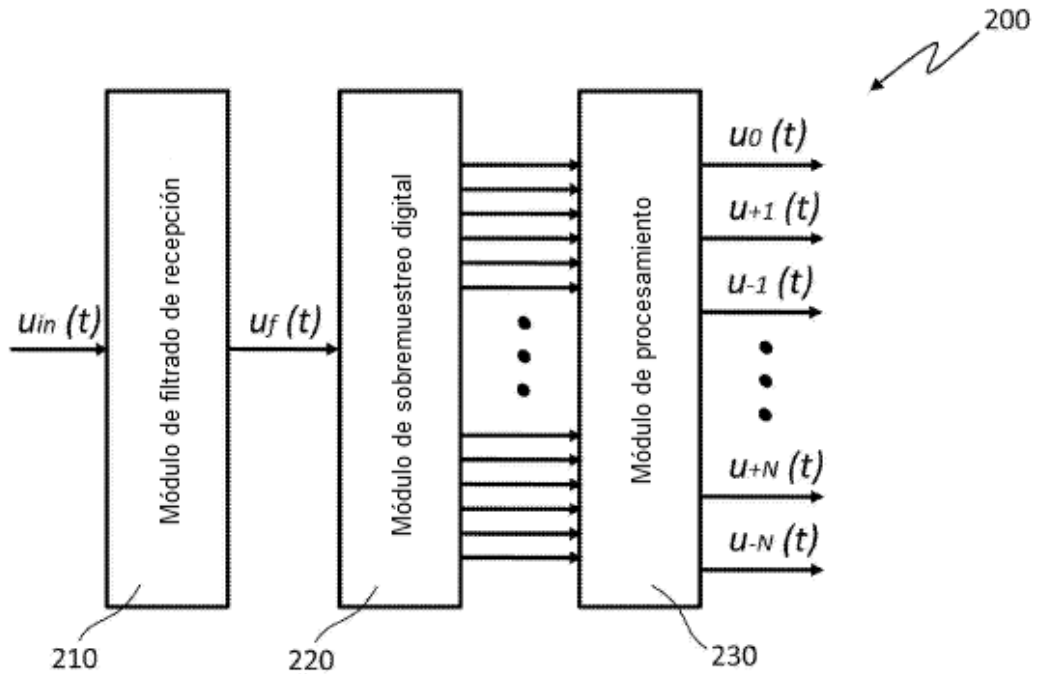


FIG. 4

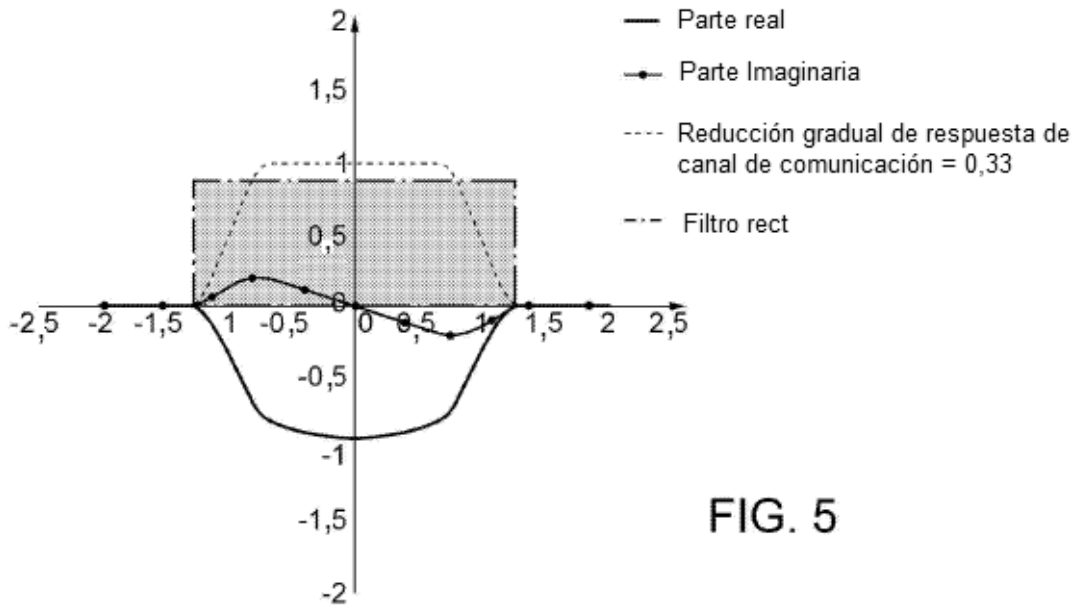


FIG. 5

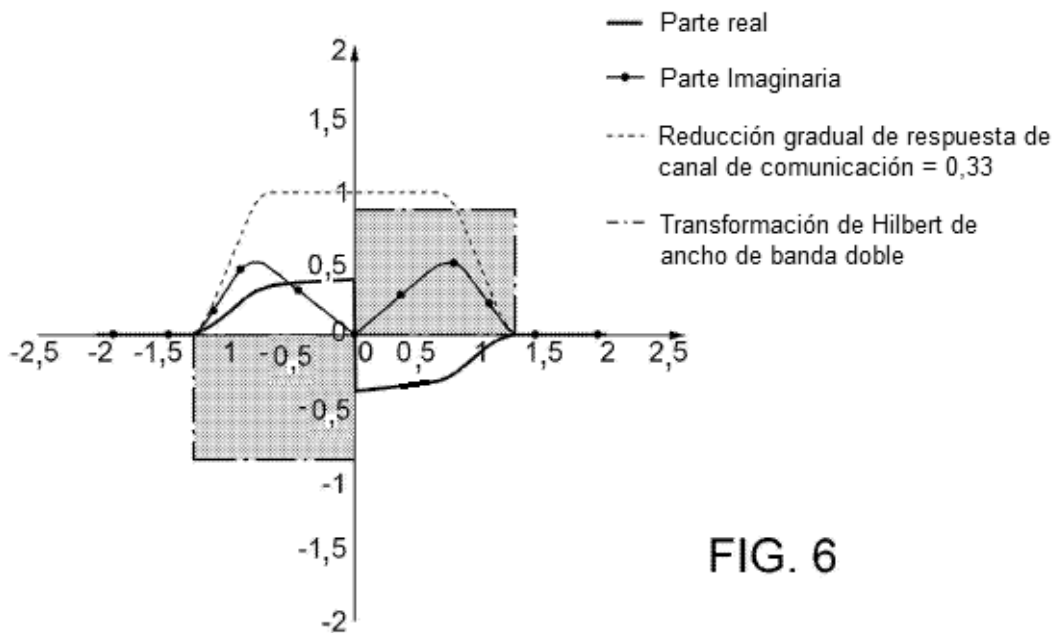


FIG. 6

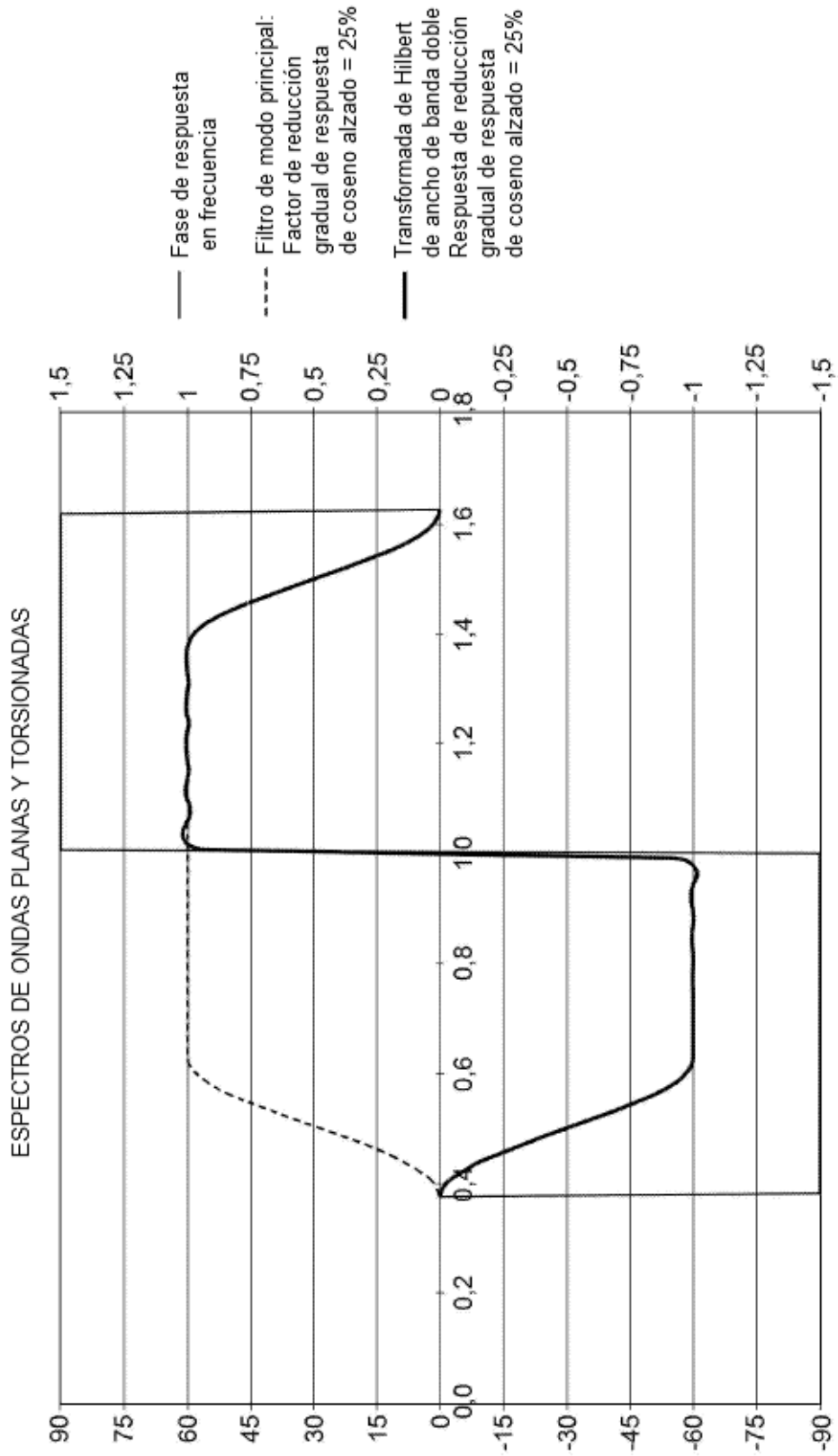


FIG. 7

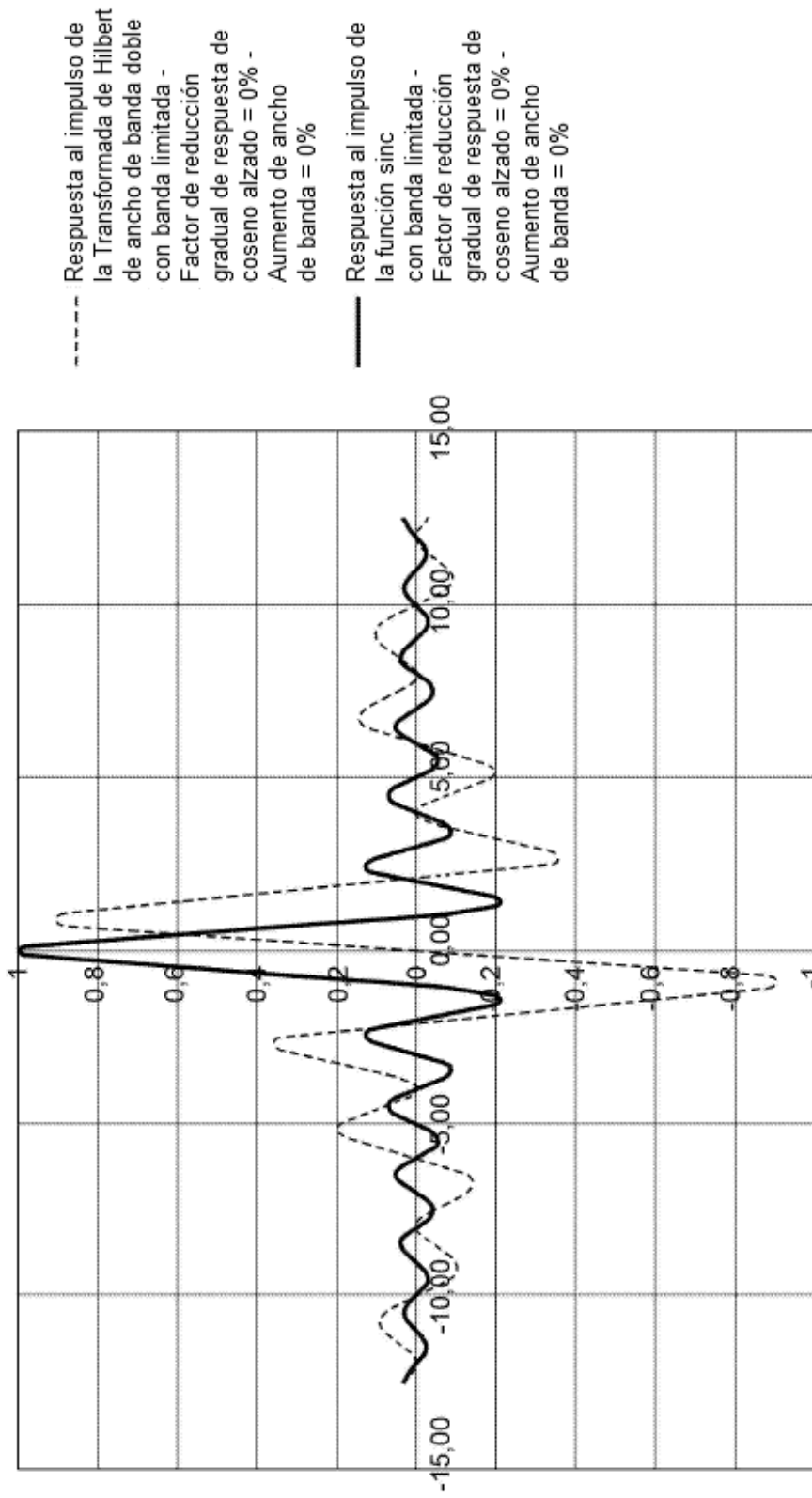


FIG. 8

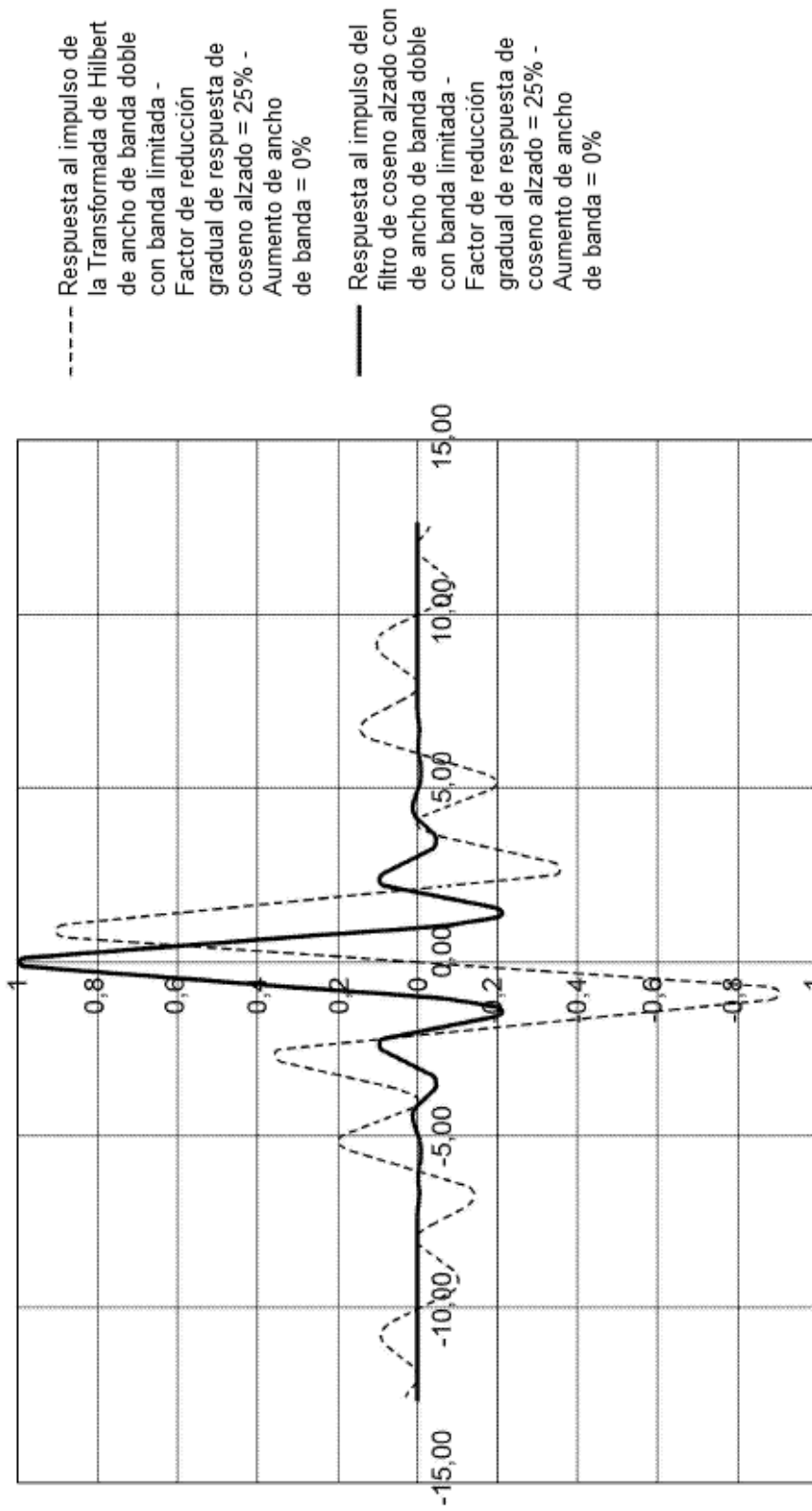


FIG. 9

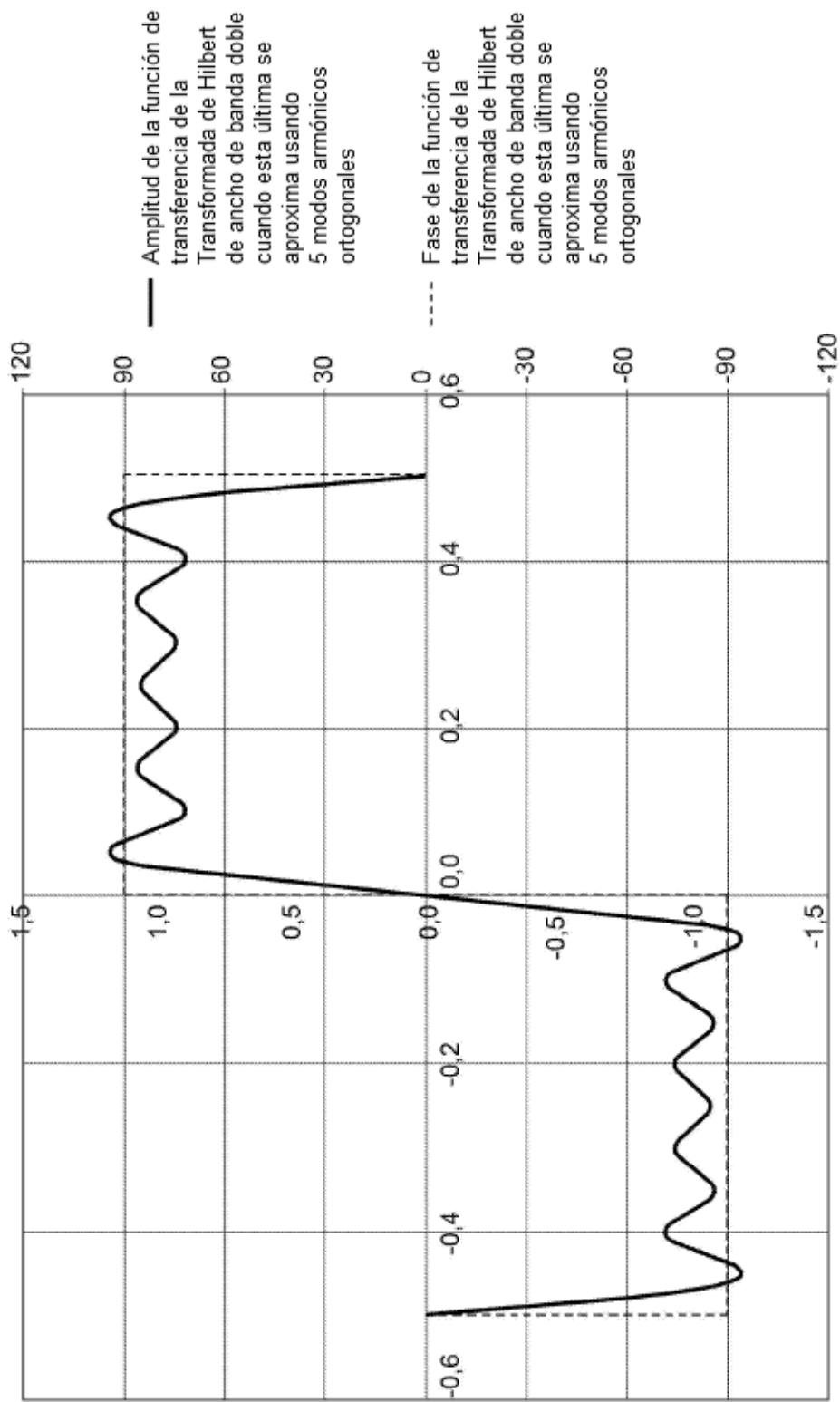


FIG. 10

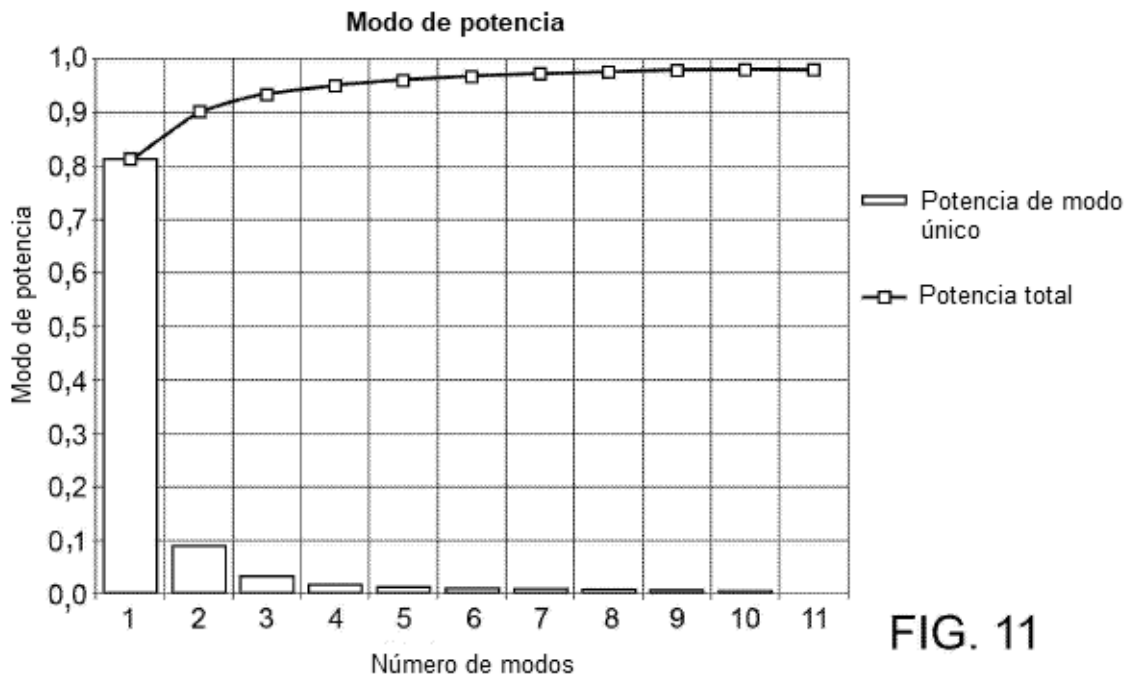


FIG. 11

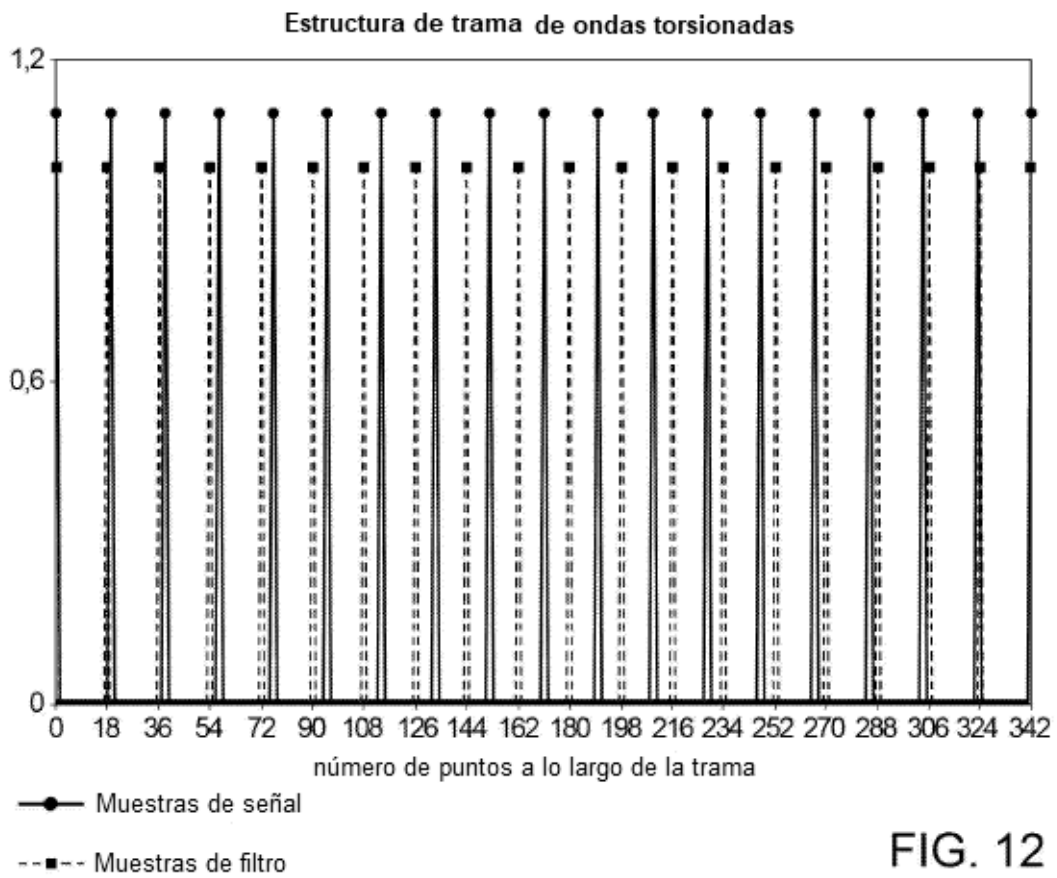


FIG. 12

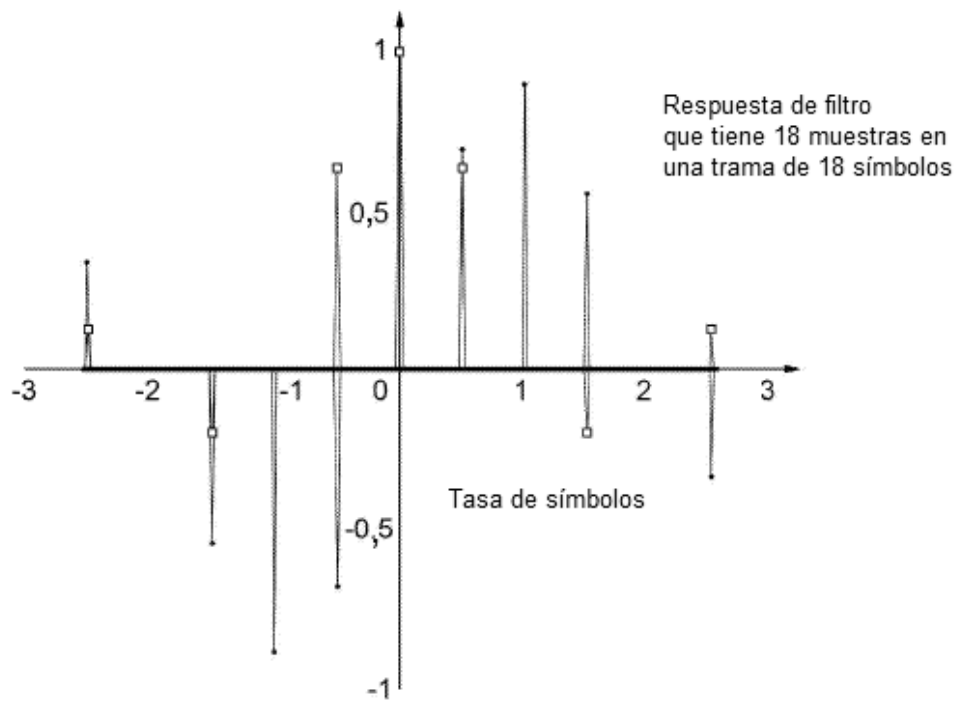
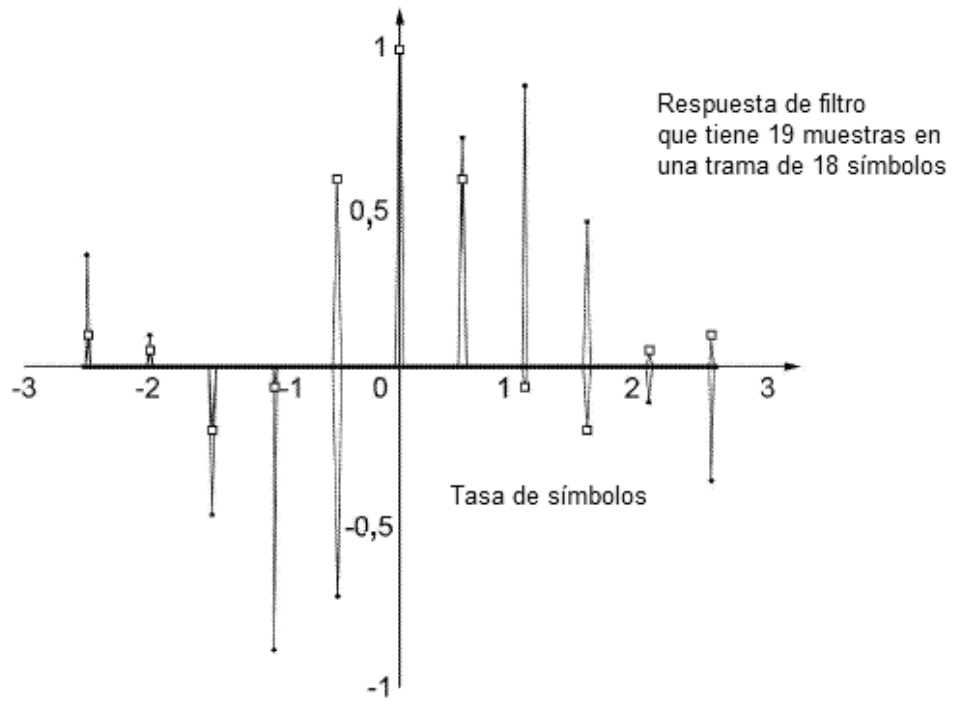


FIG. 13

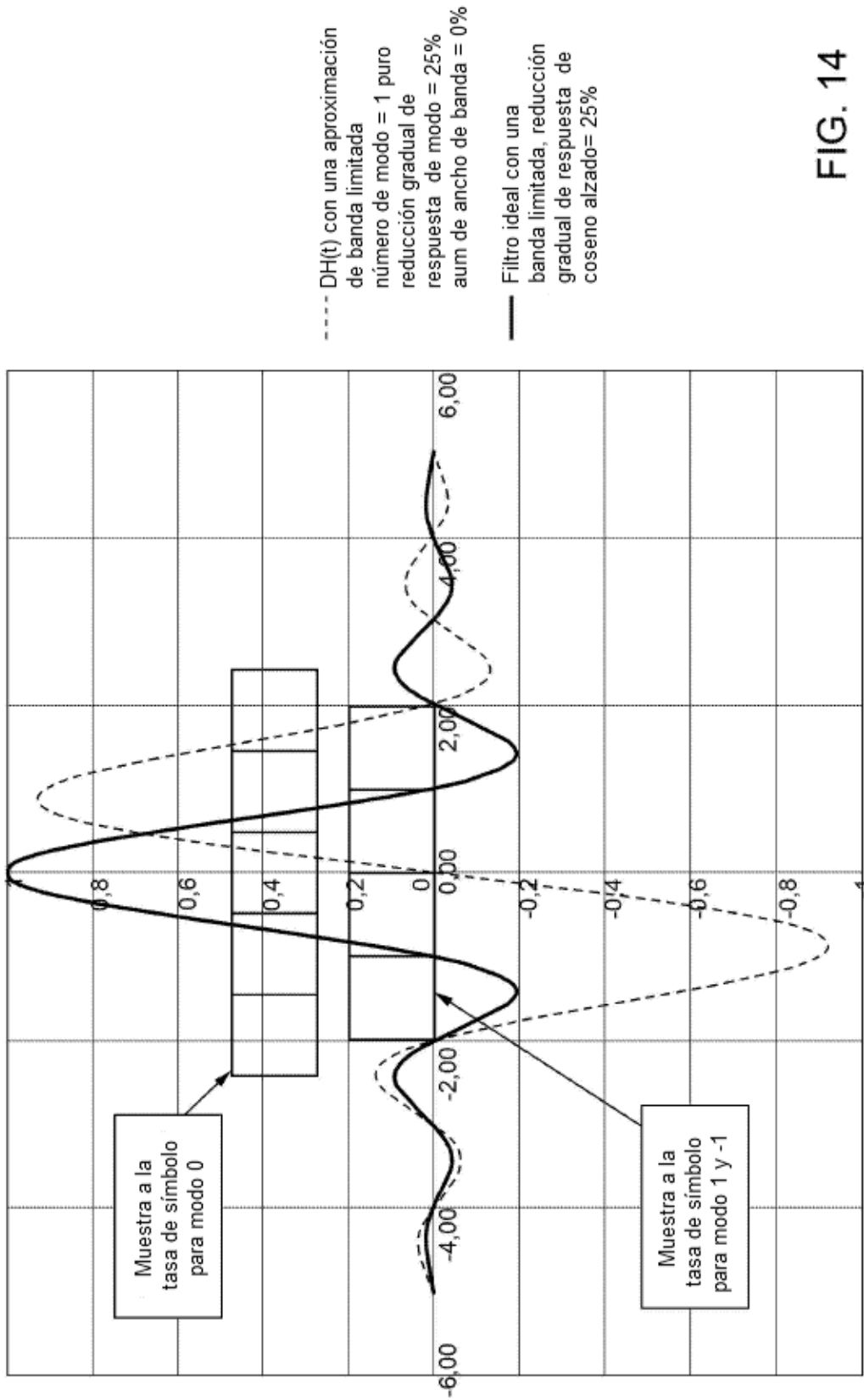


FIG. 14

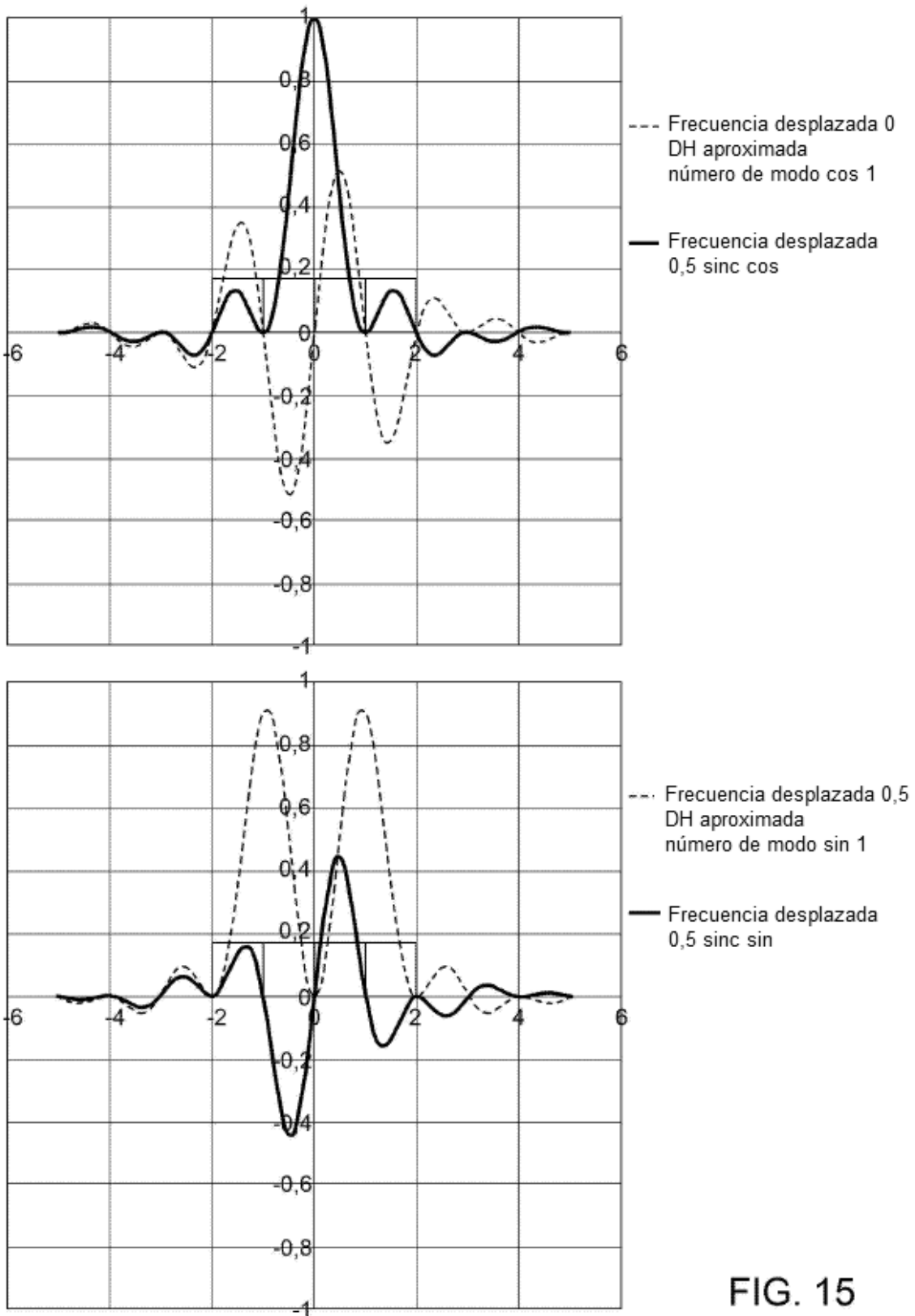


FIG. 15

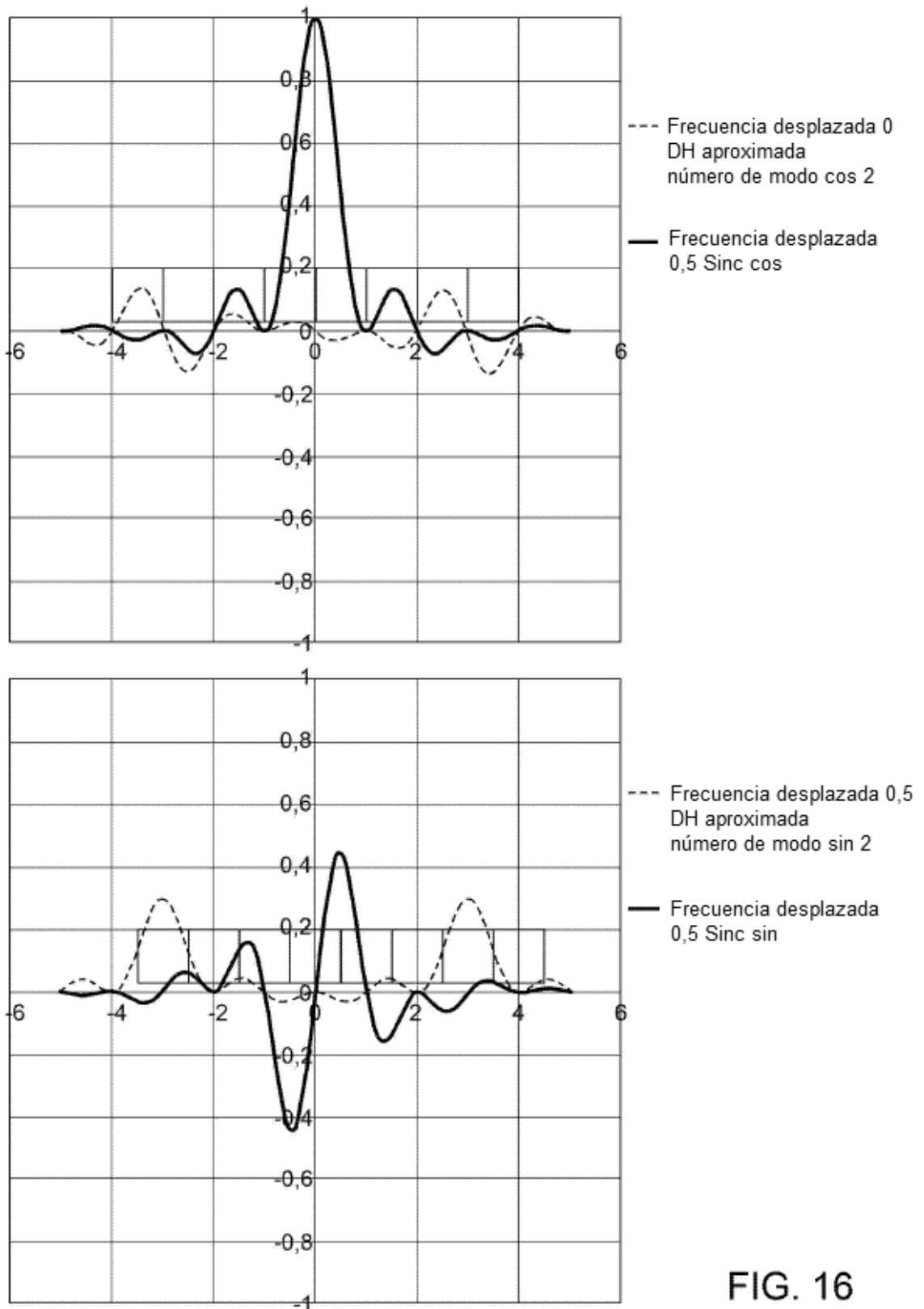


FIG. 16

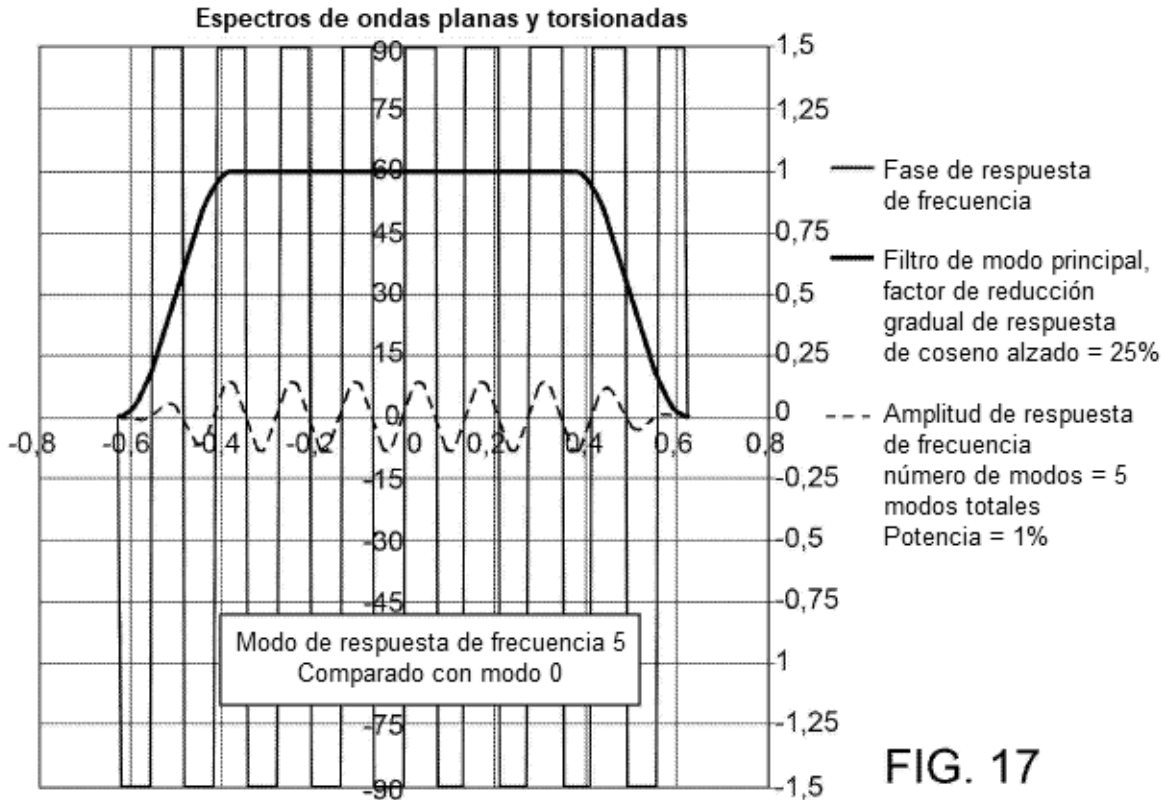
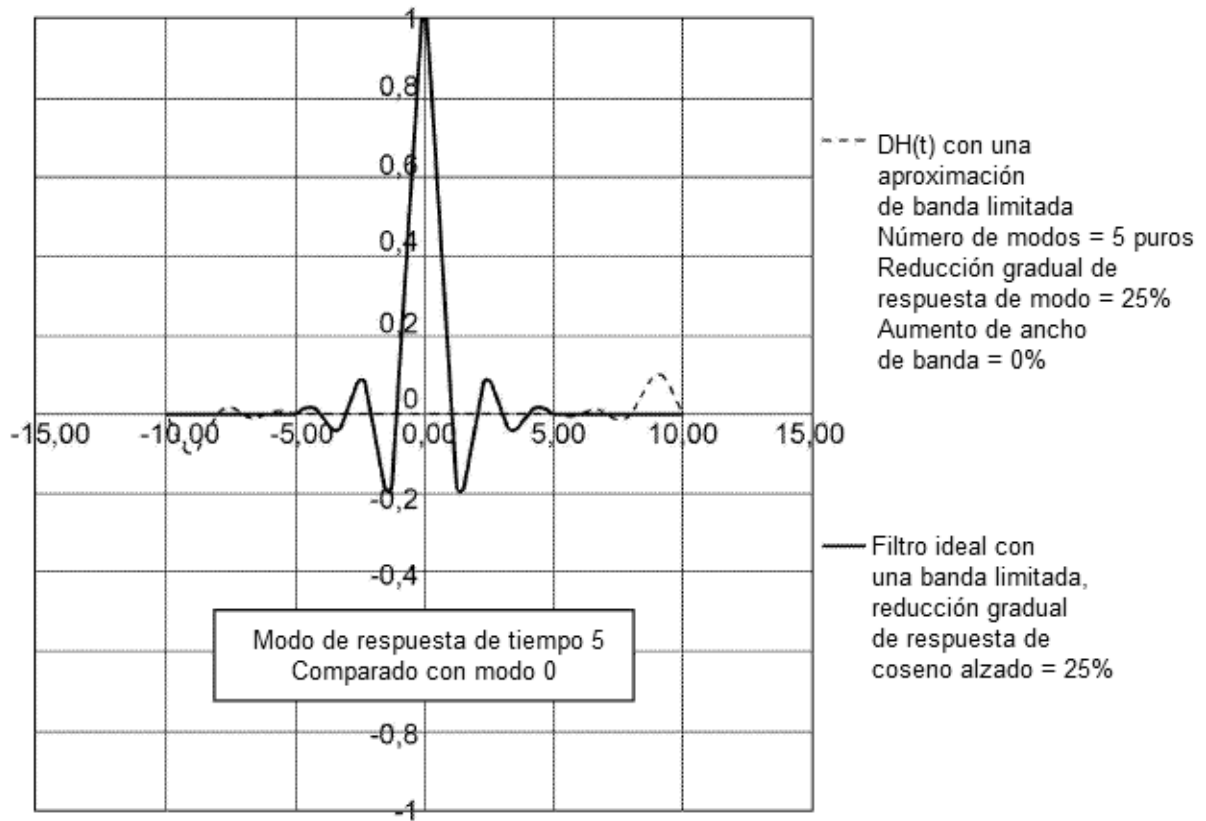


FIG. 17

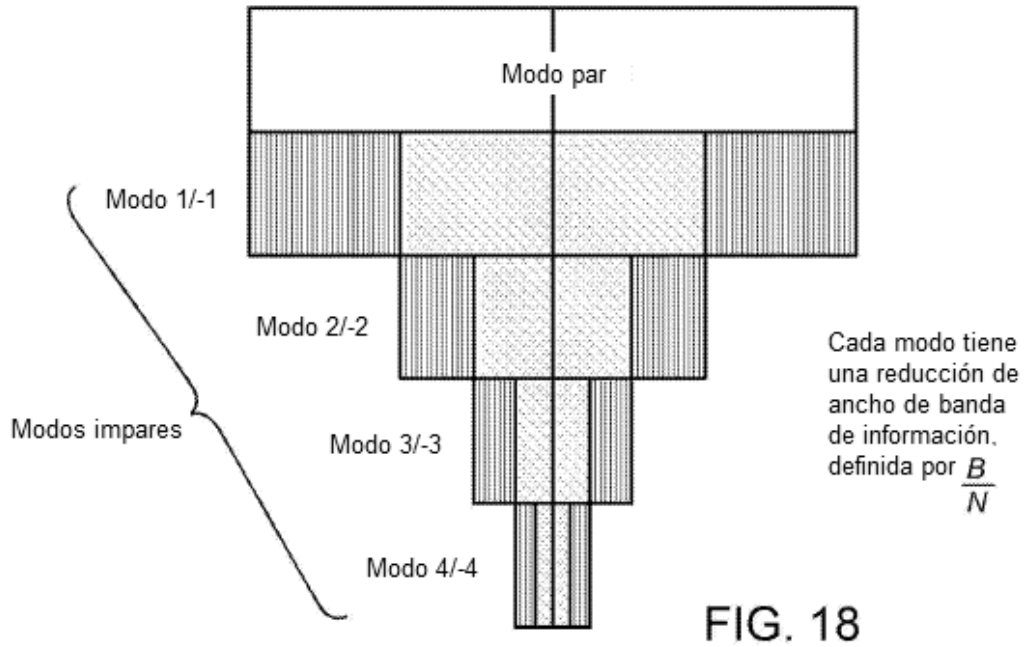


FIG. 18

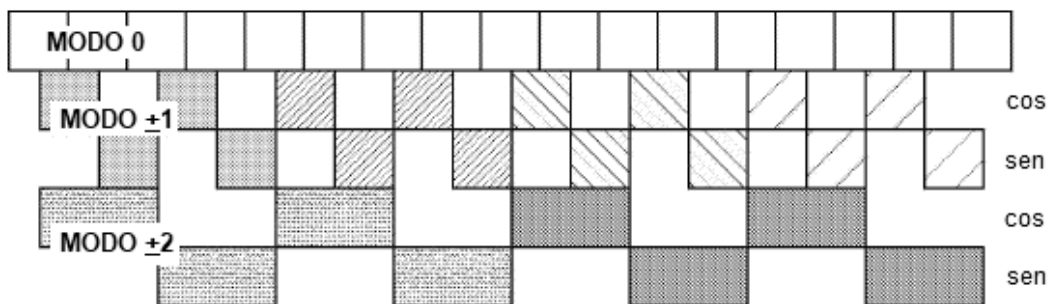


FIG. 19

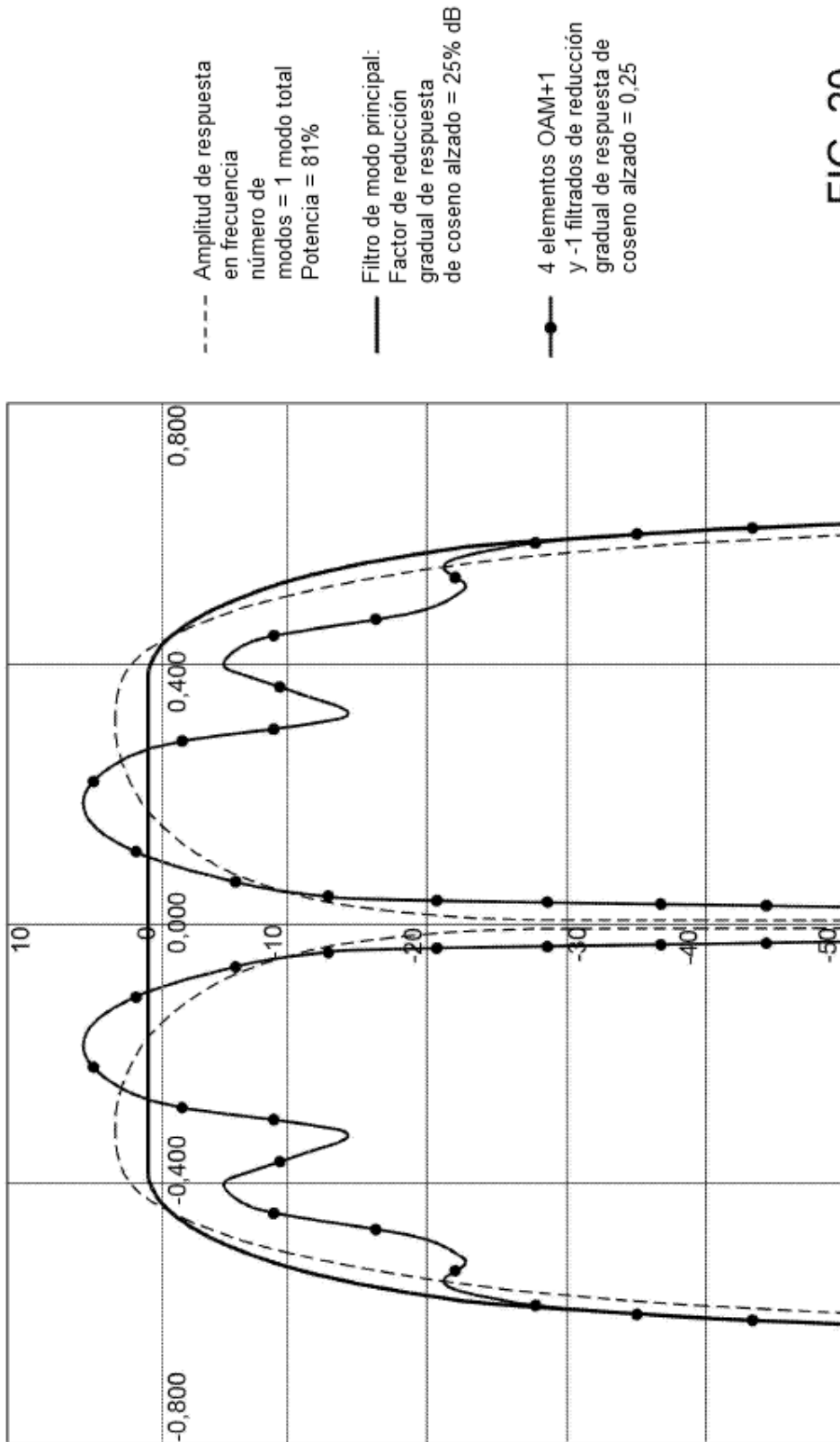


FIG. 20

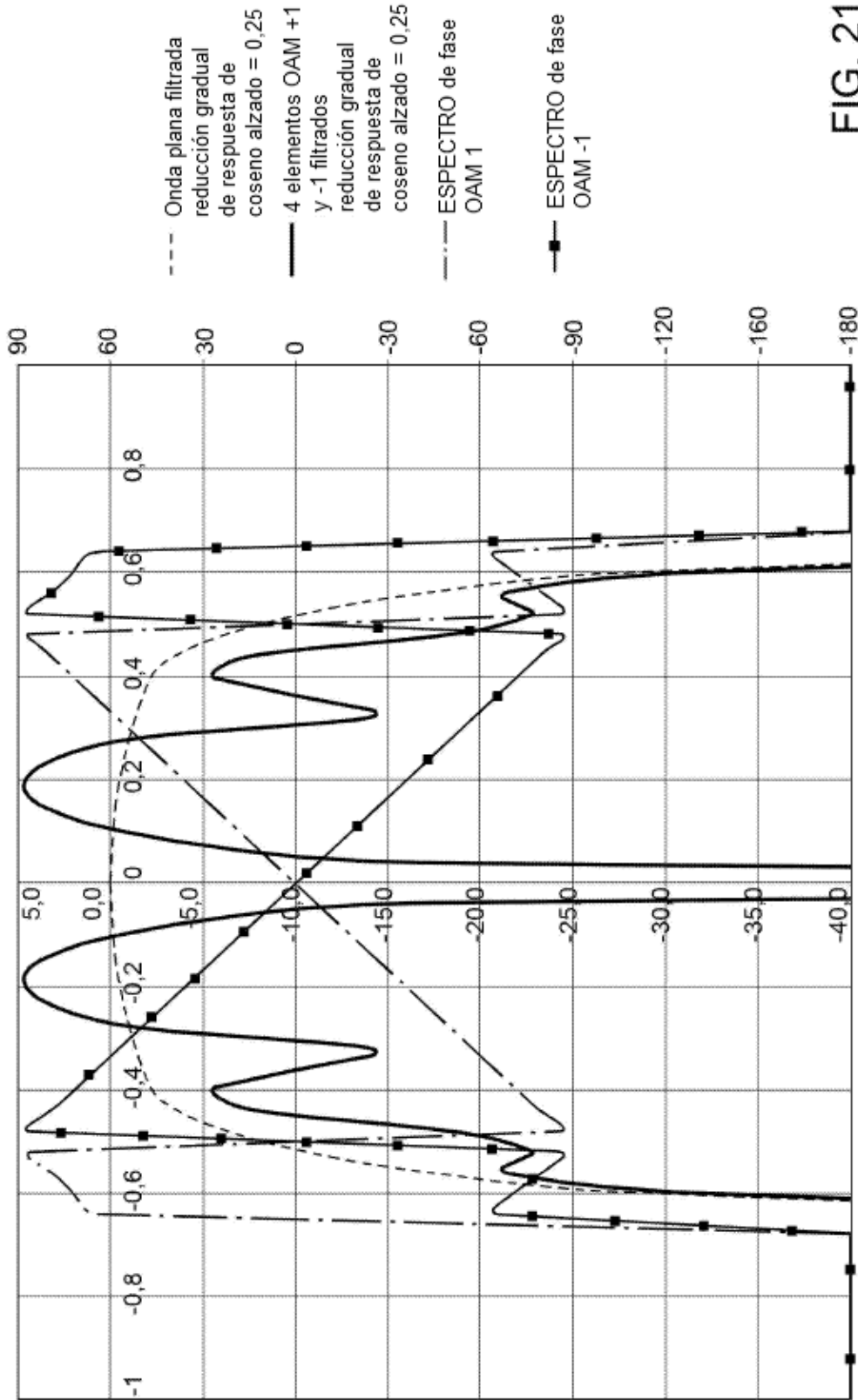


FIG. 21

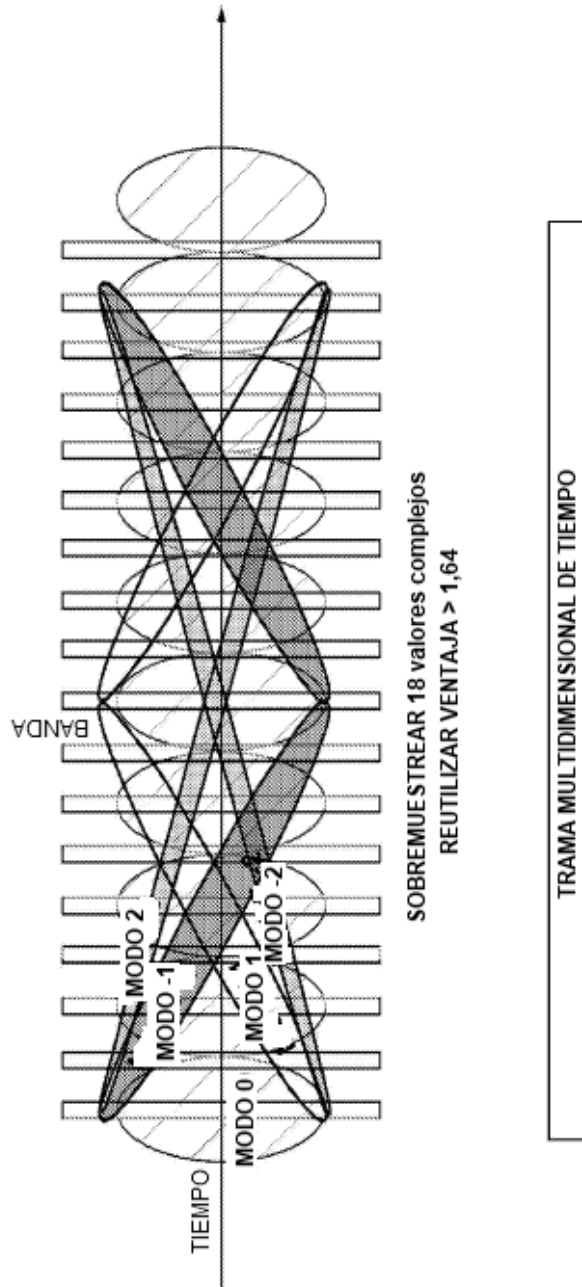


FIG. 22

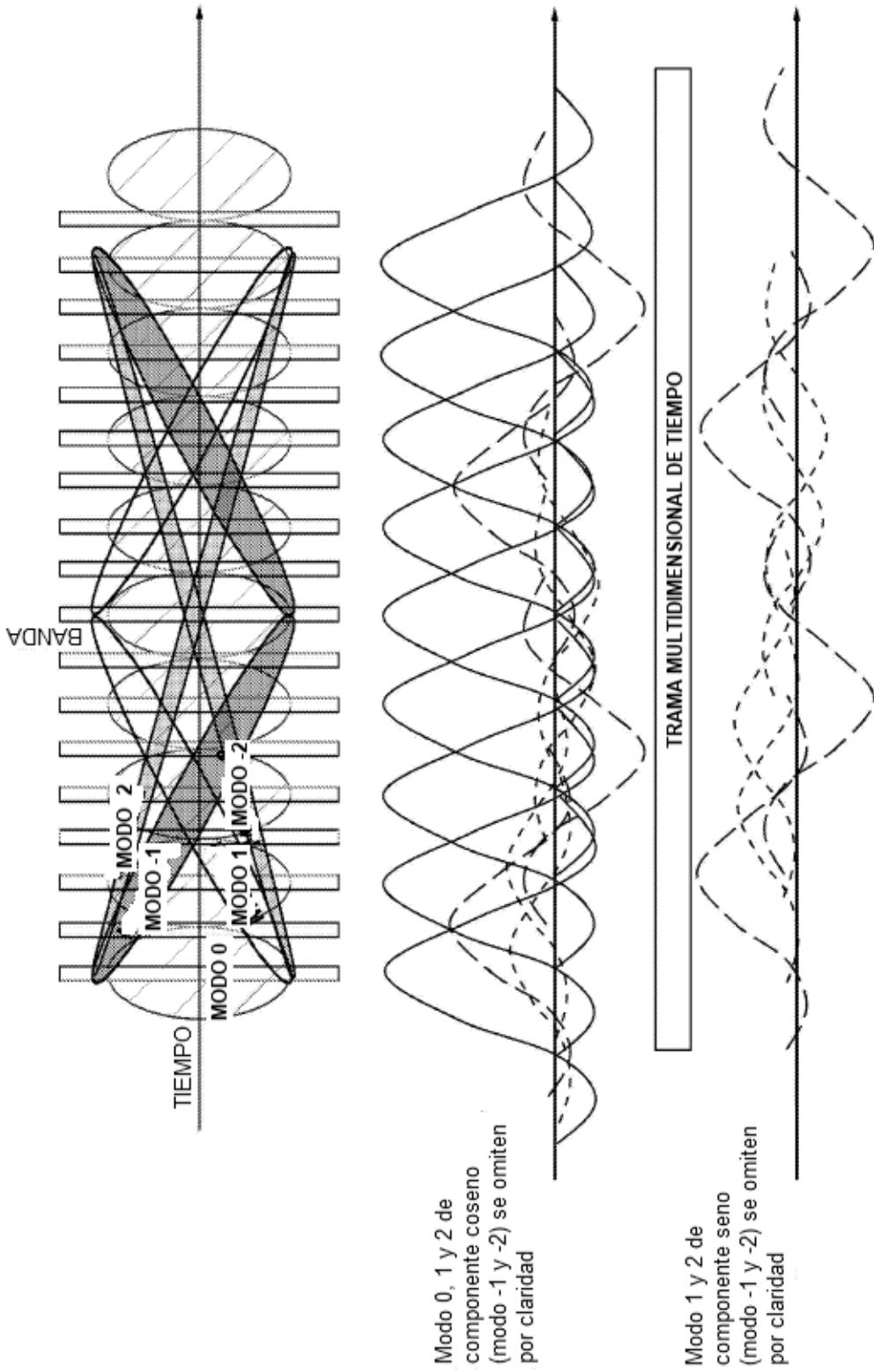


FIG. 23

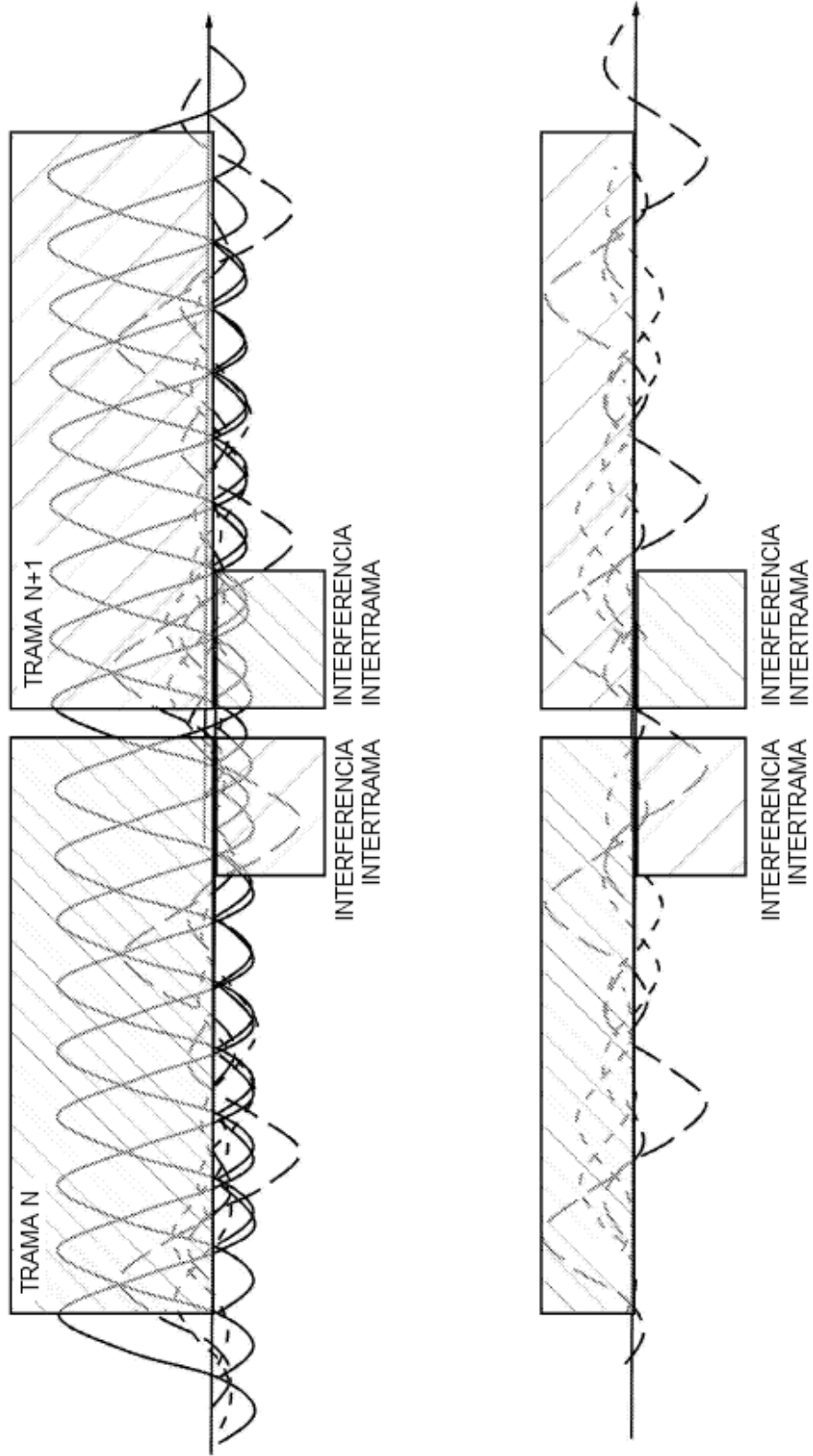


FIG. 24

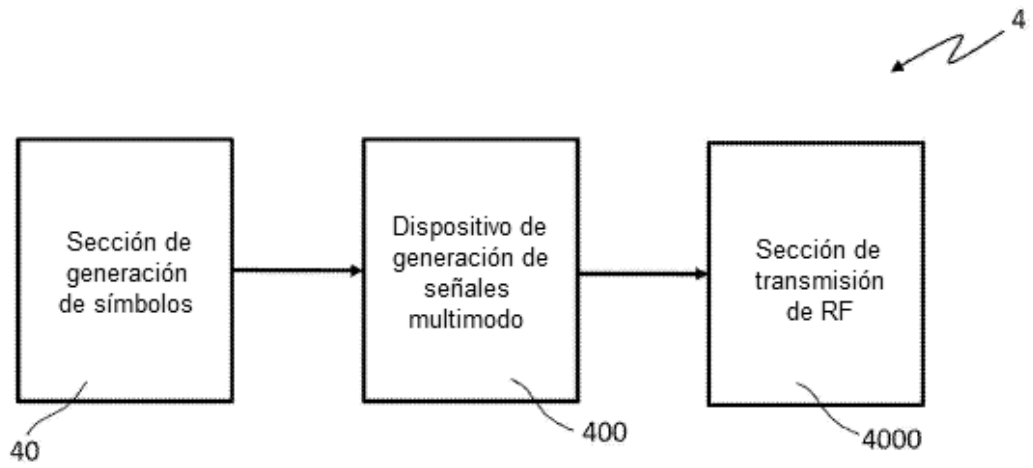


FIG. 25

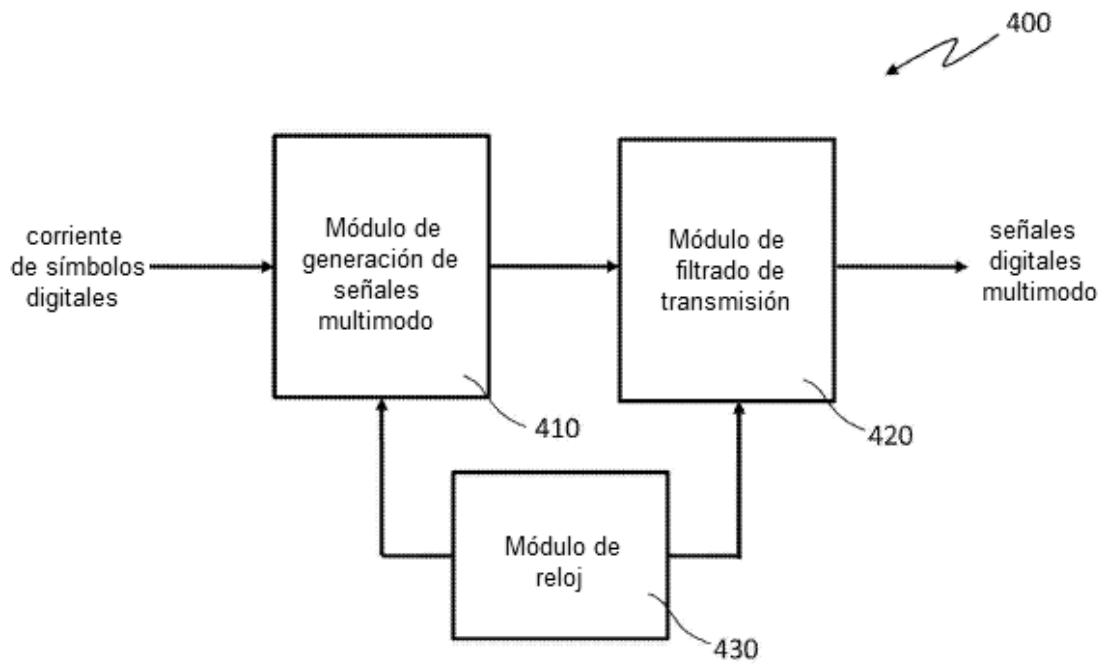


FIG. 26

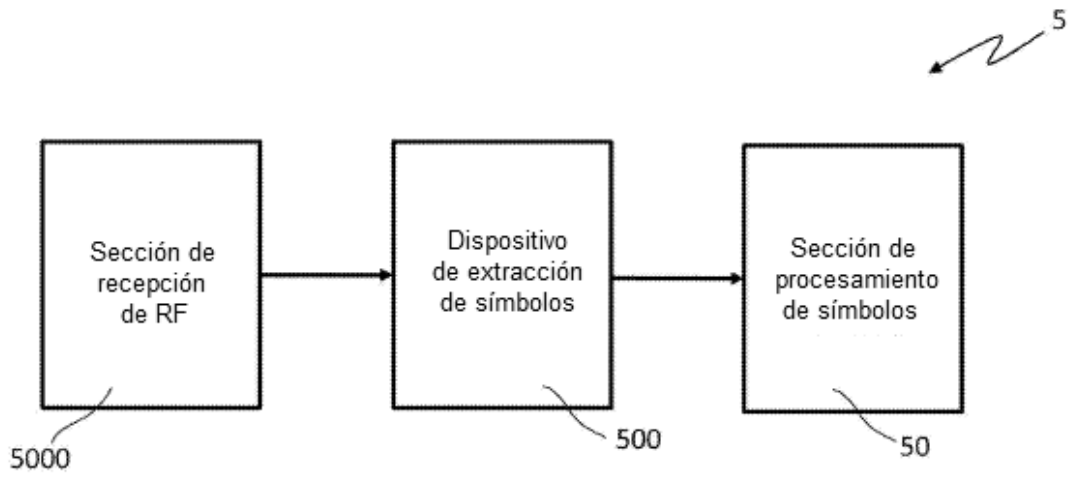


FIG. 28

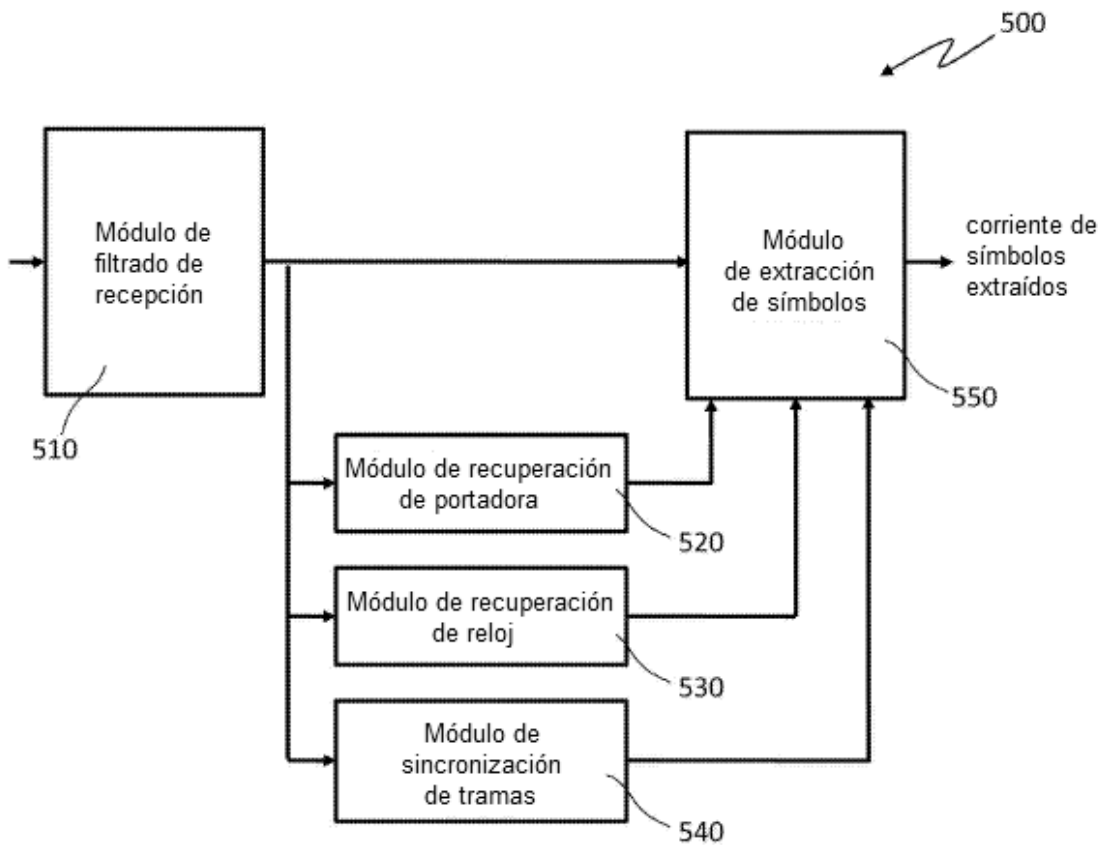


FIG. 29

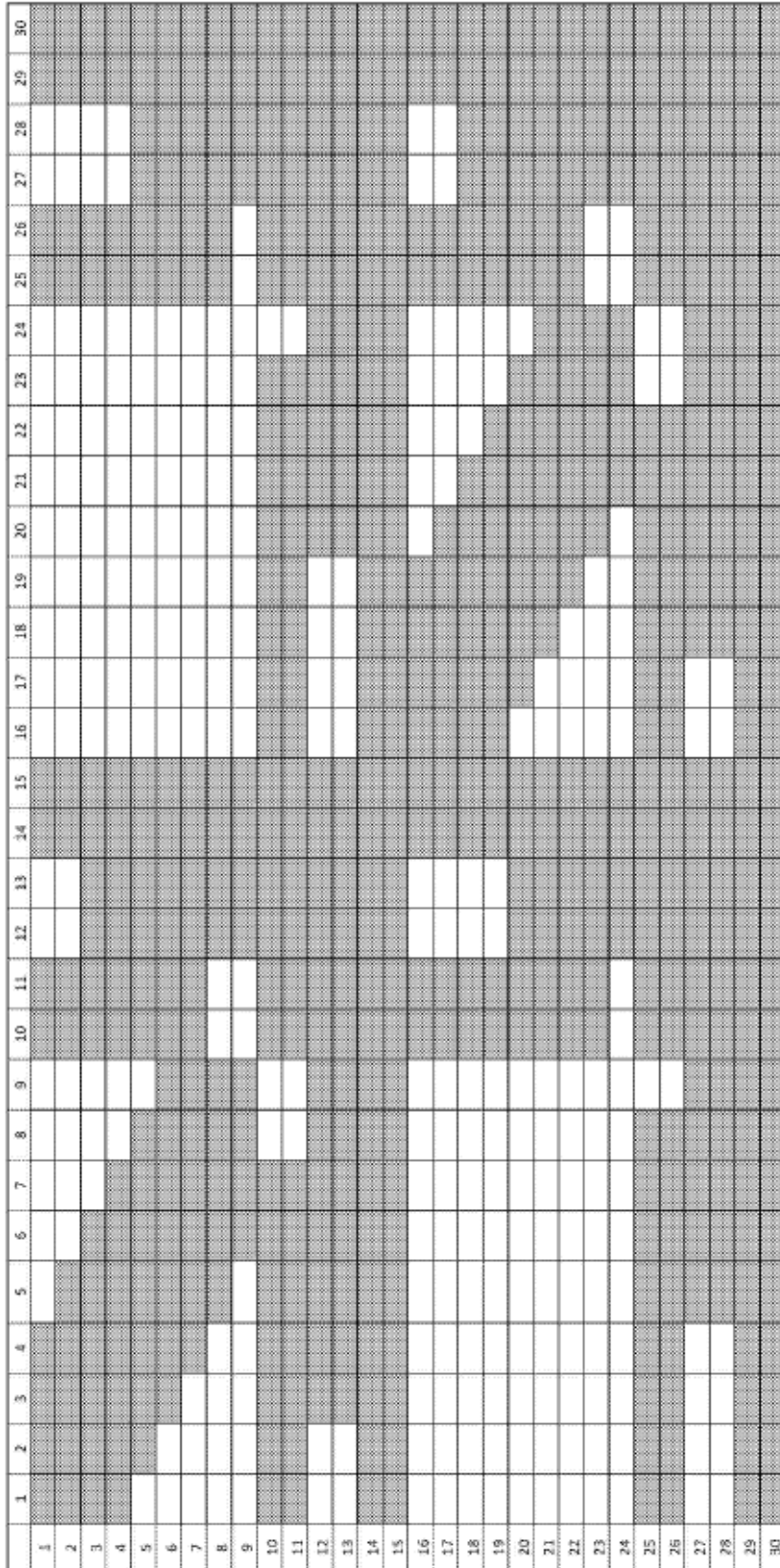


FIG. 30

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
1																												
2																												
3																												
4																												
5																												
6																												
7																												
8																												
9																												
10																												
11																												
12																												
13																												
14																												
15																												
16																												
17																												
18																												
19																												
20																												
21																												
22																												
23																												
24																												
25																												
26																												
27																												
28																												

FIG. 32

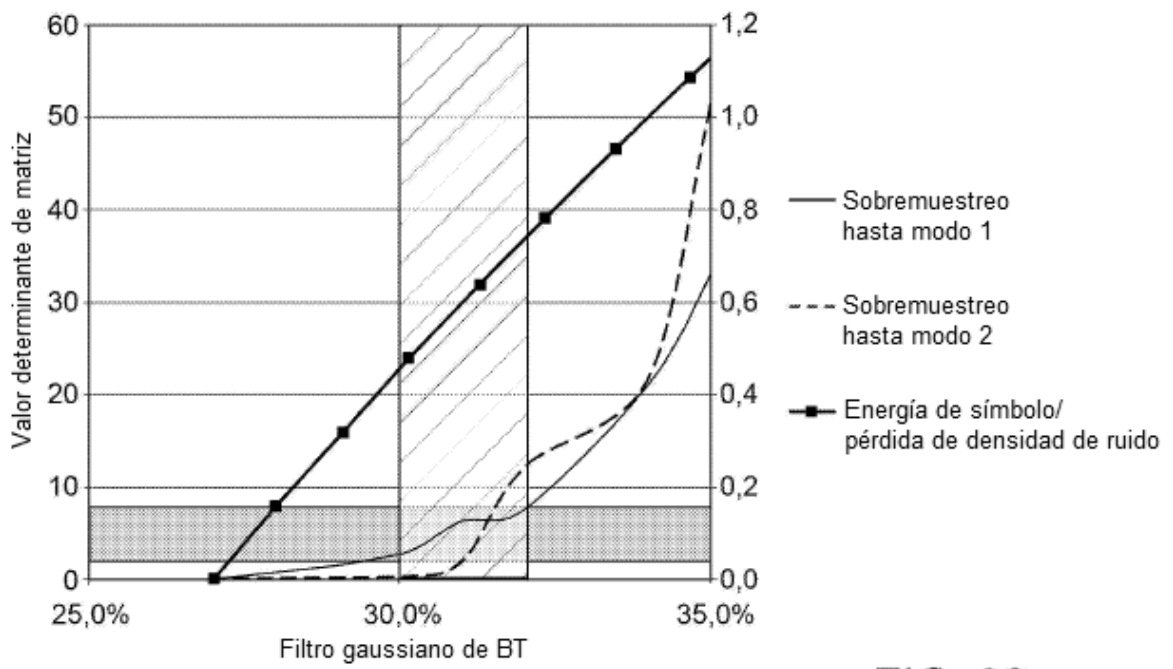


FIG. 33

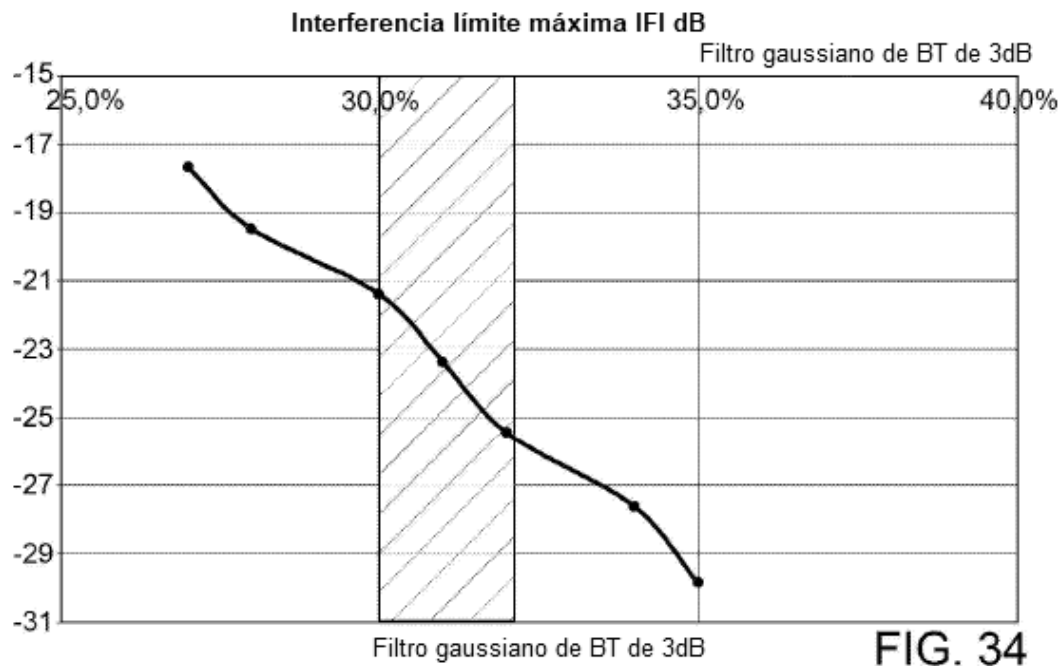


FIG. 34

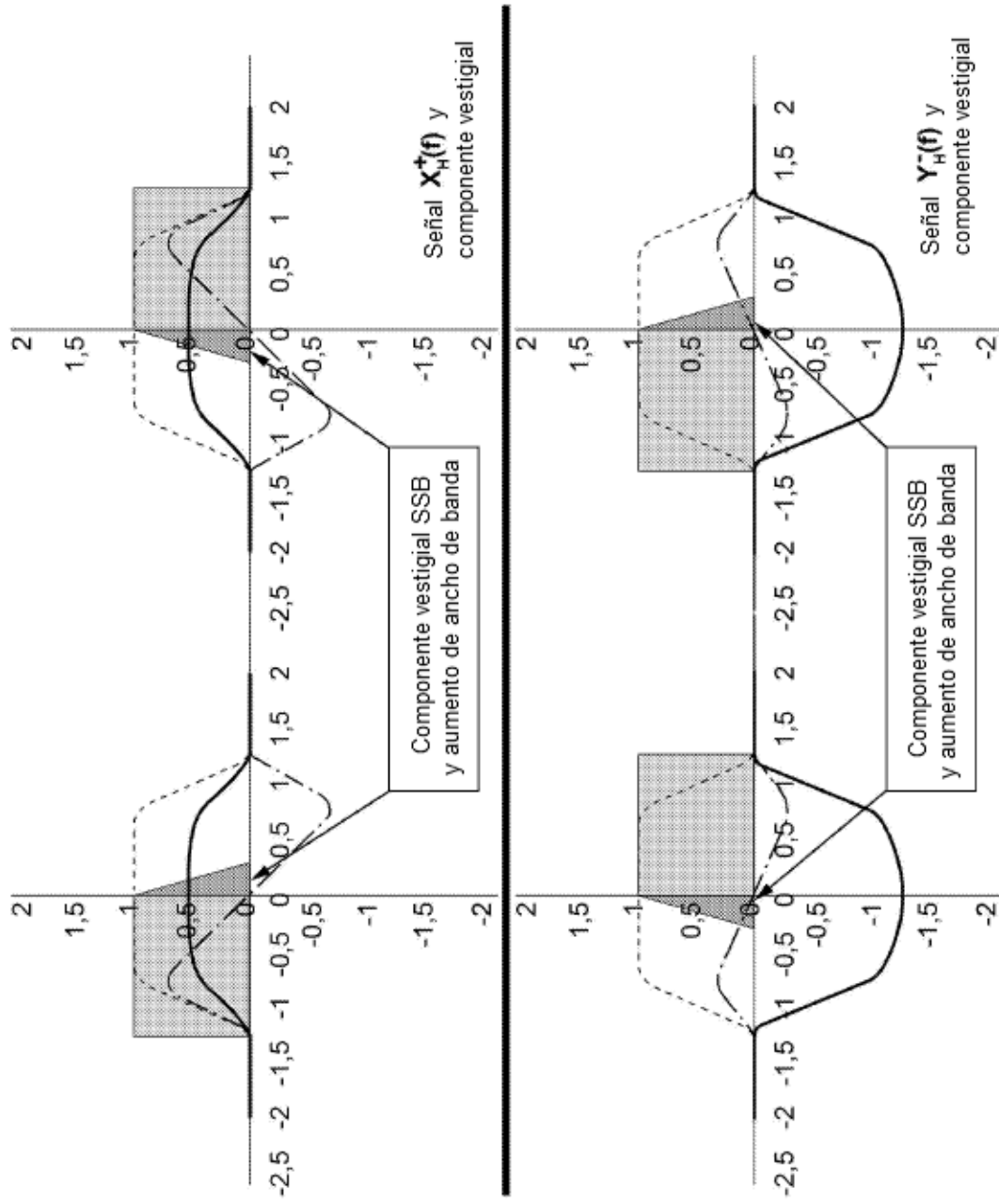


FIG. 35

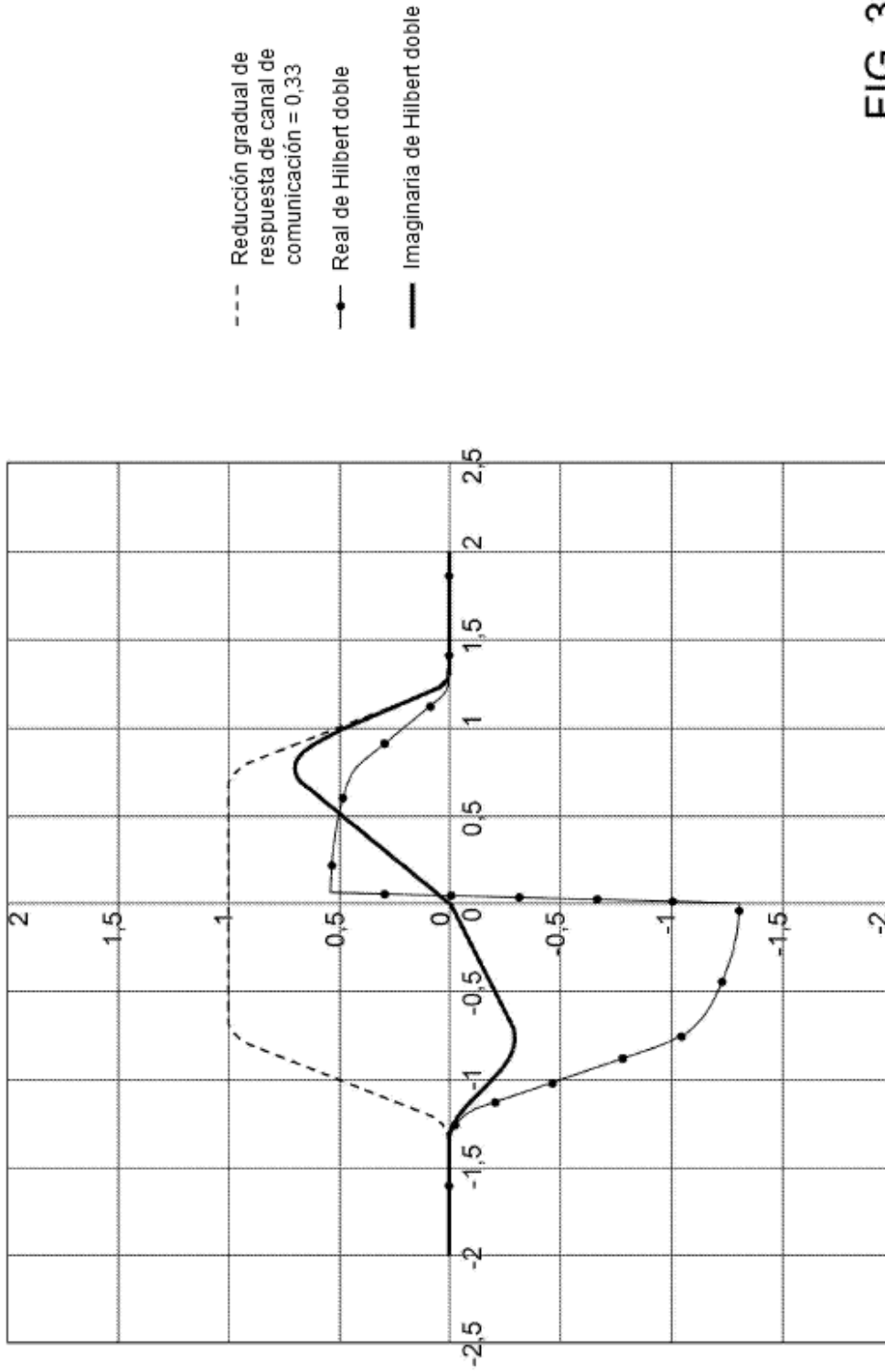


FIG. 36

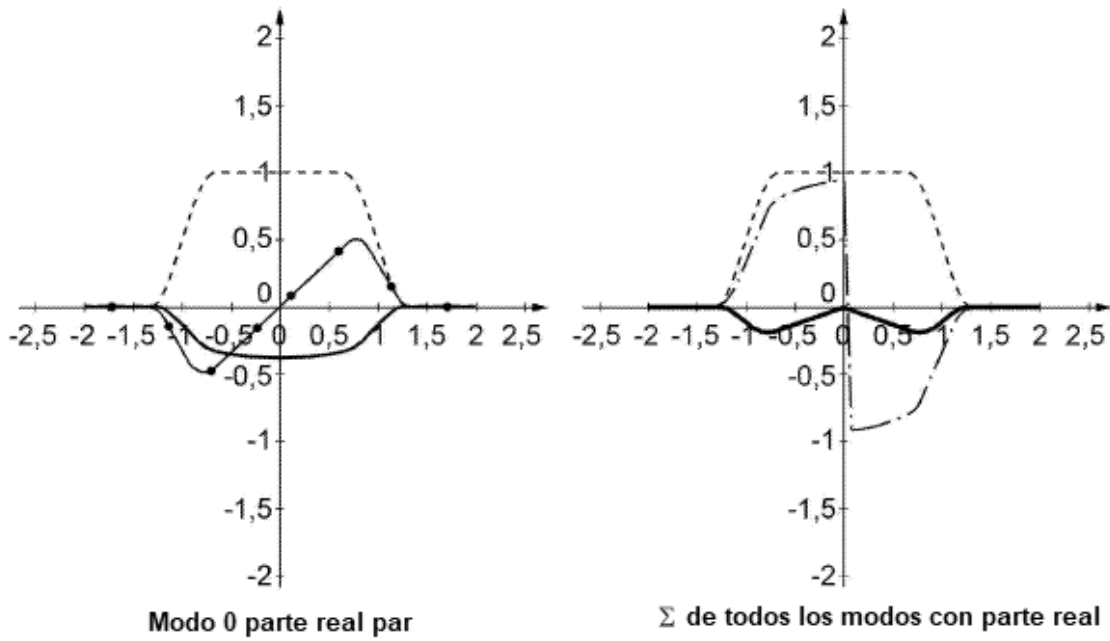


FIG. 37

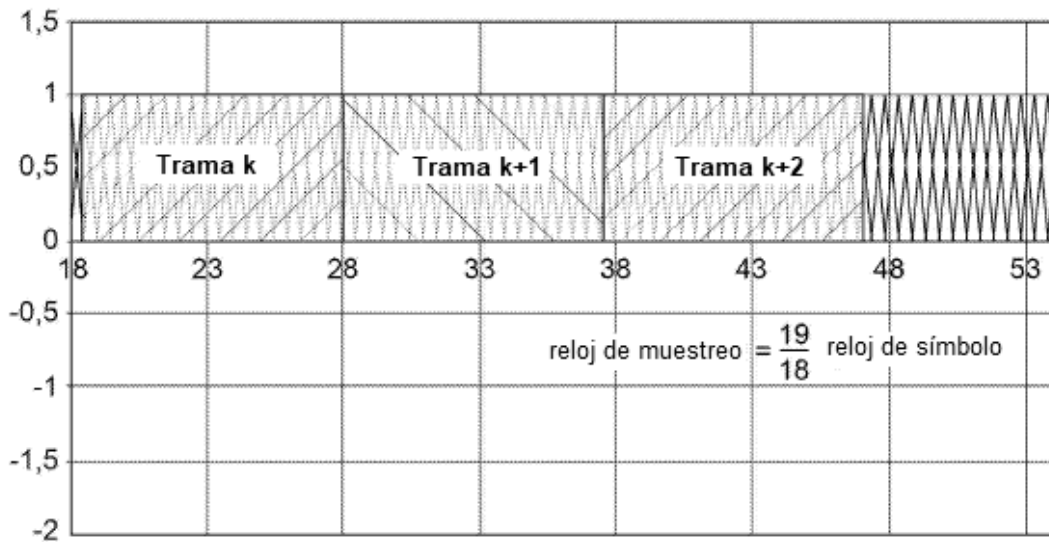


FIG. 38

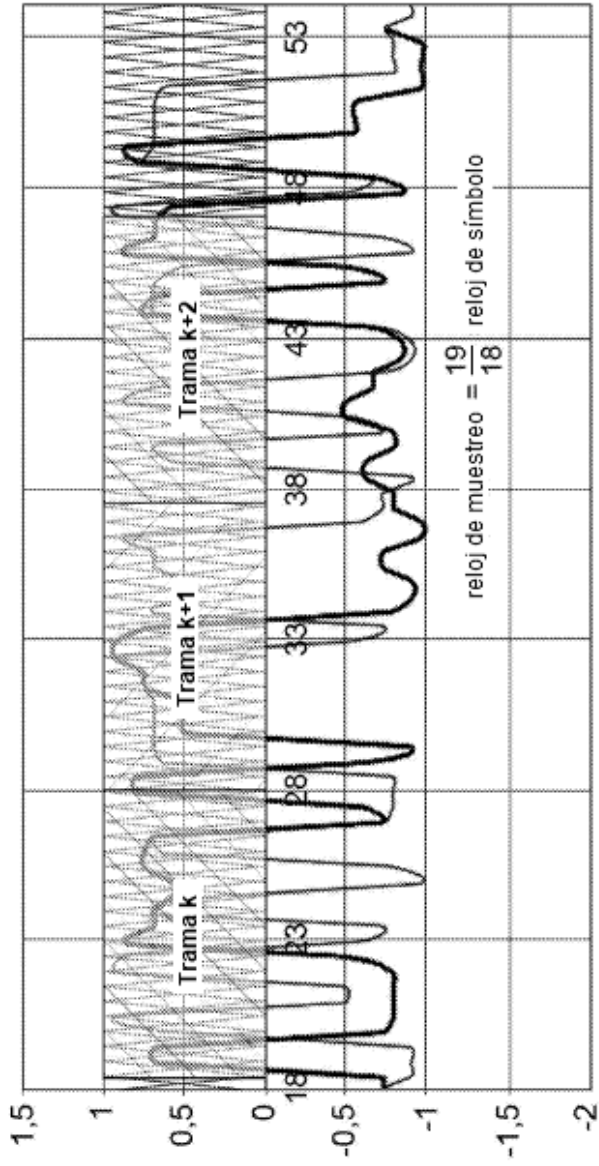


FIG. 39

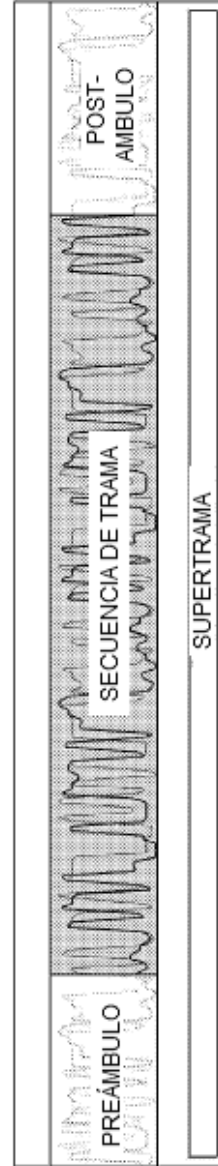


FIG. 40

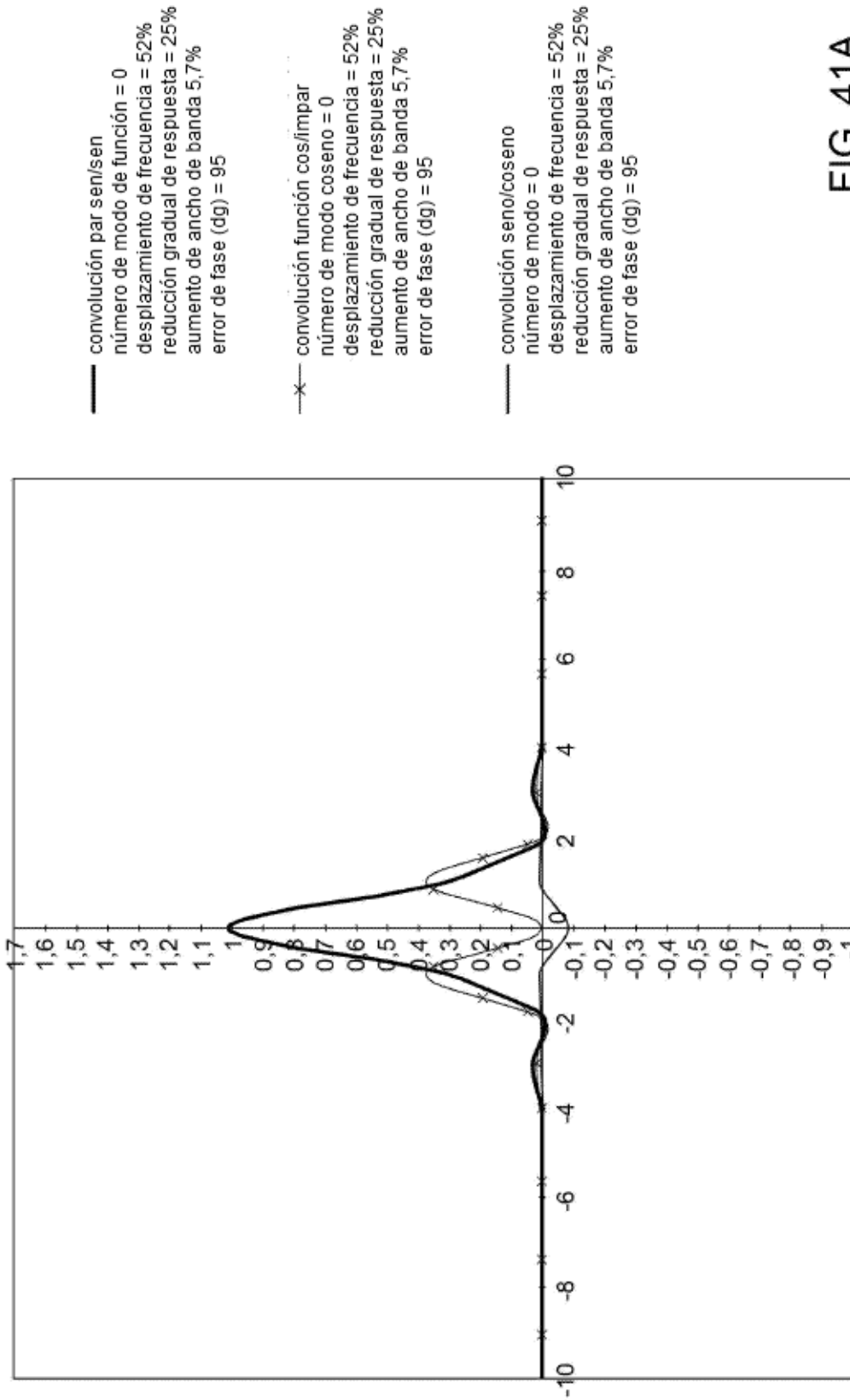


FIG. 41A

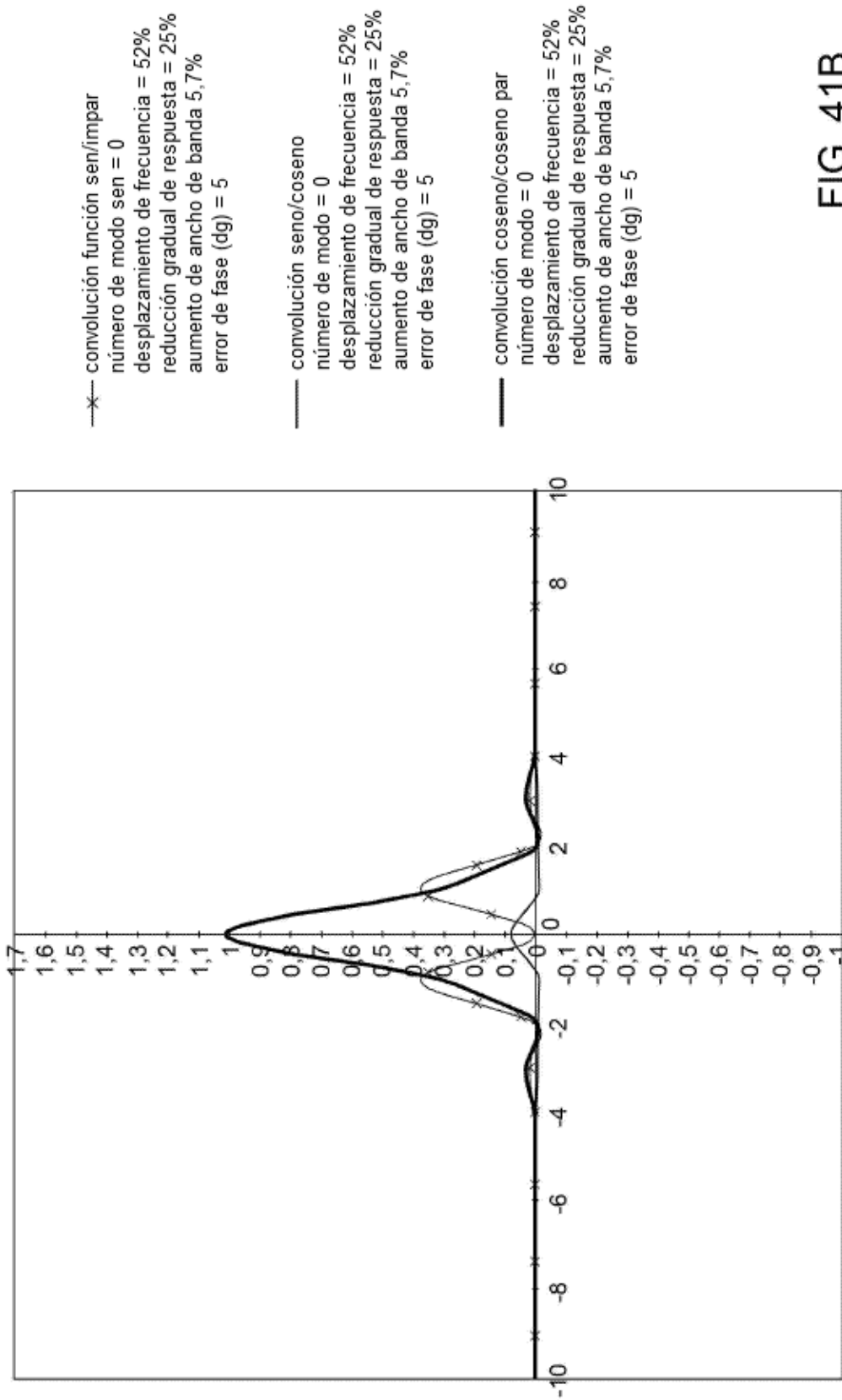


FIG. 41B

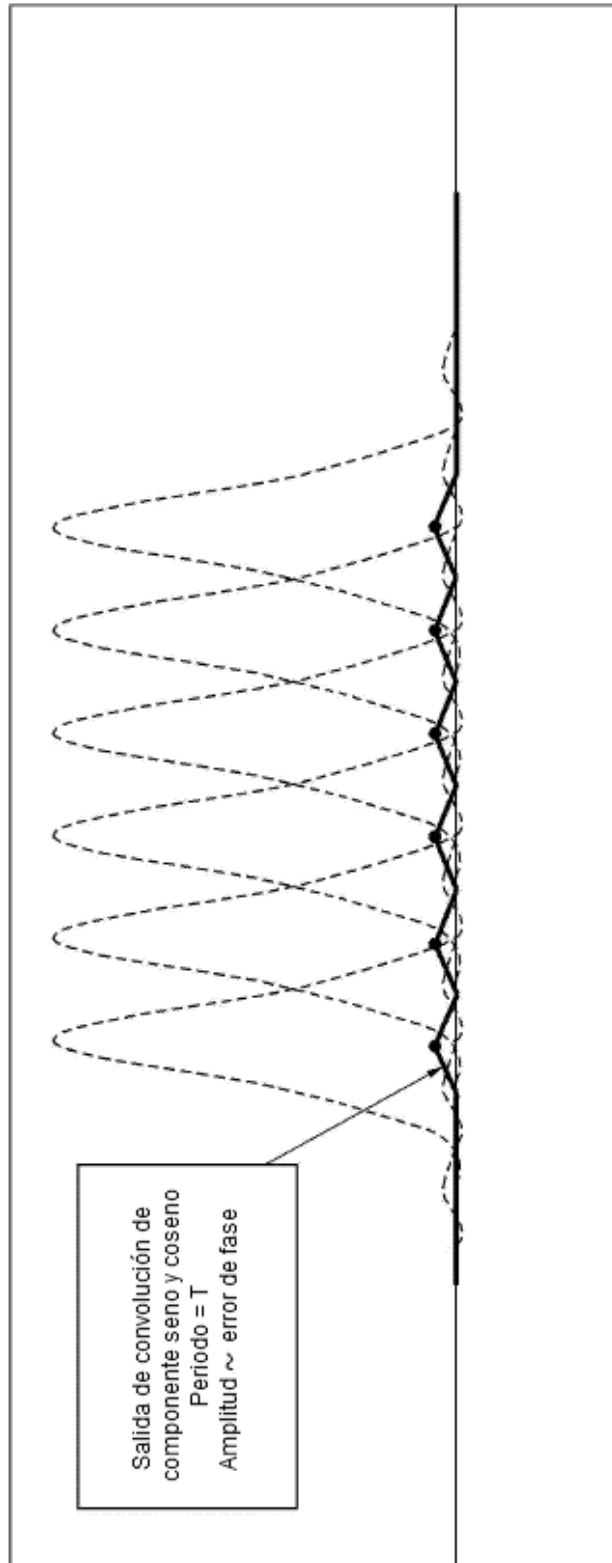


FIG. 42

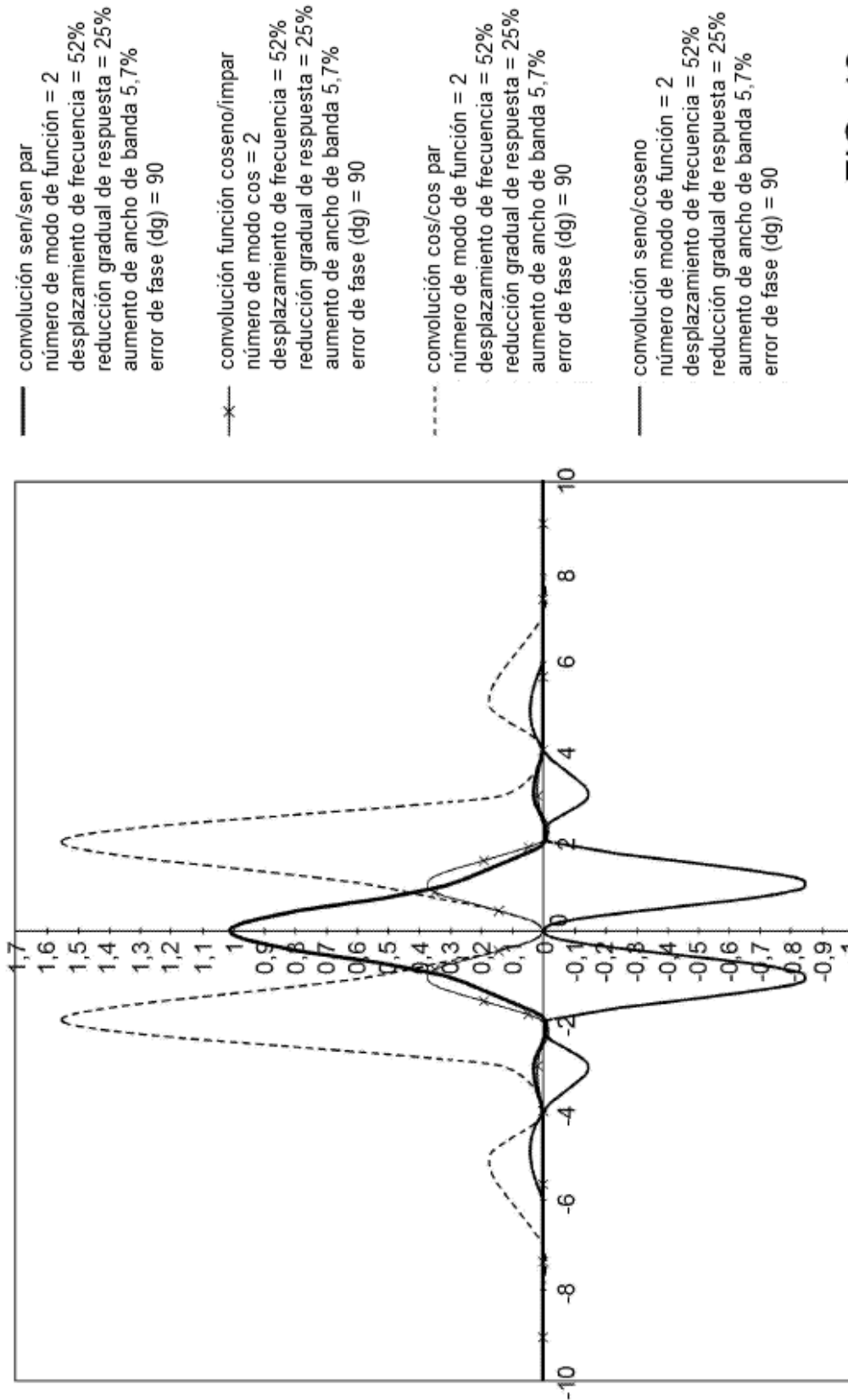


FIG. 43

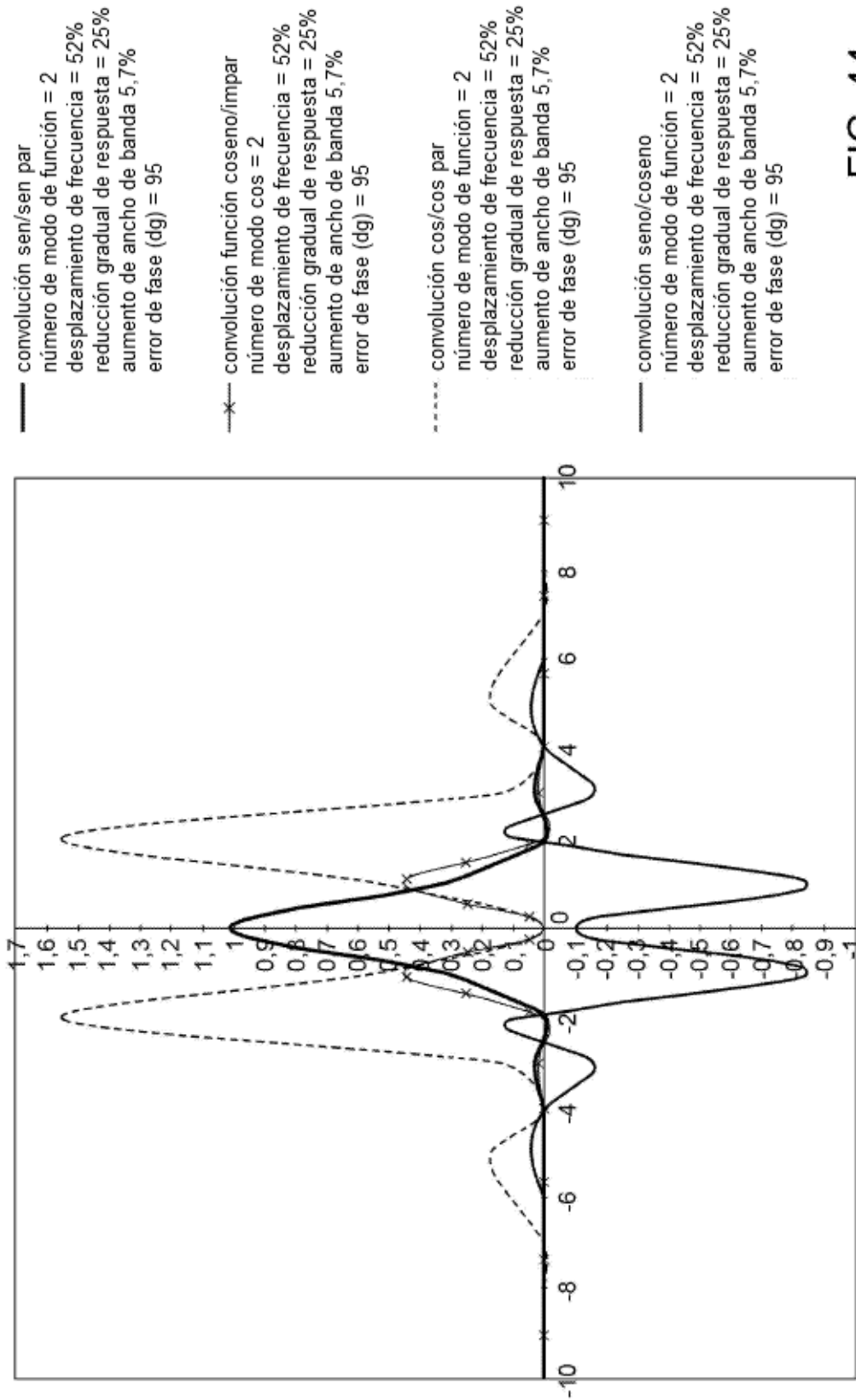


FIG. 44

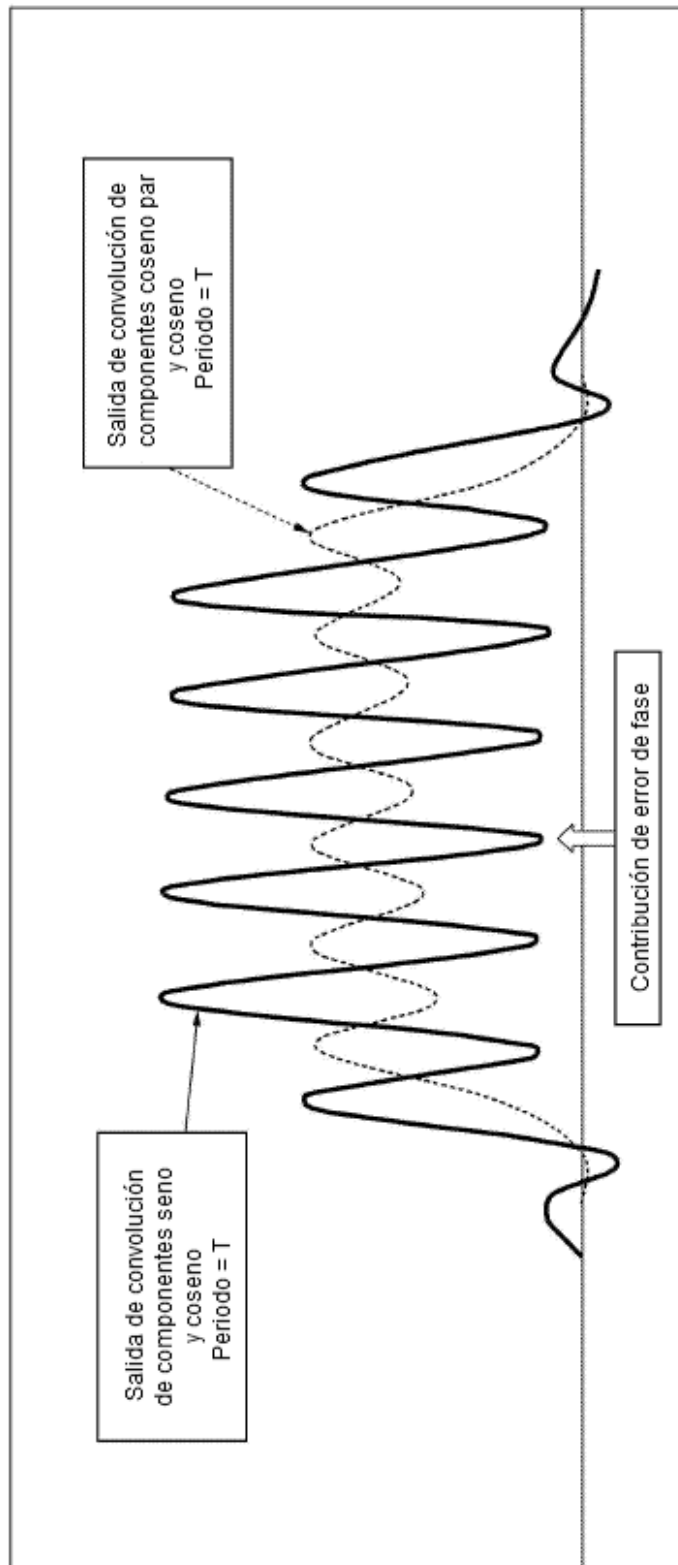


FIG. 45

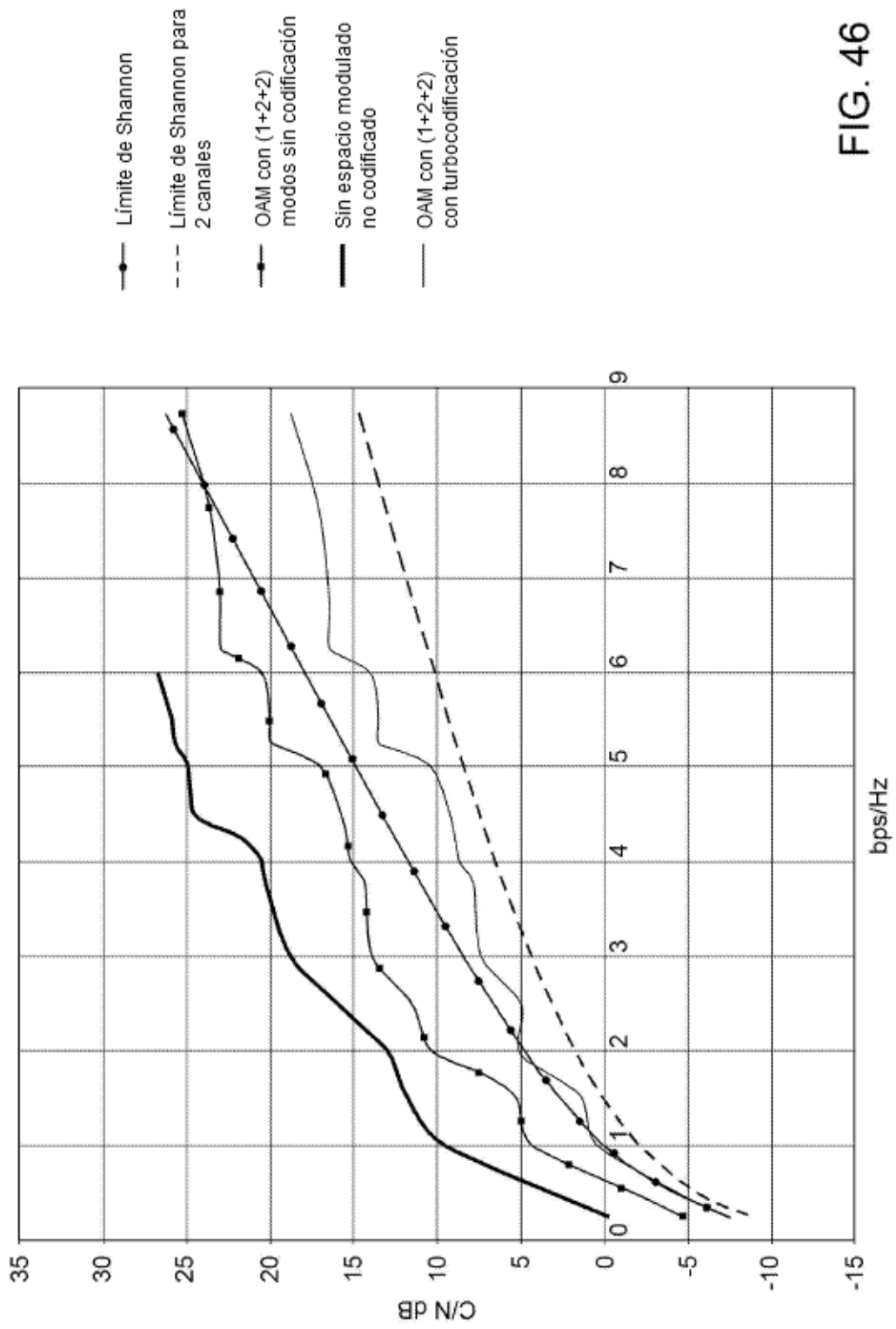


FIG. 46

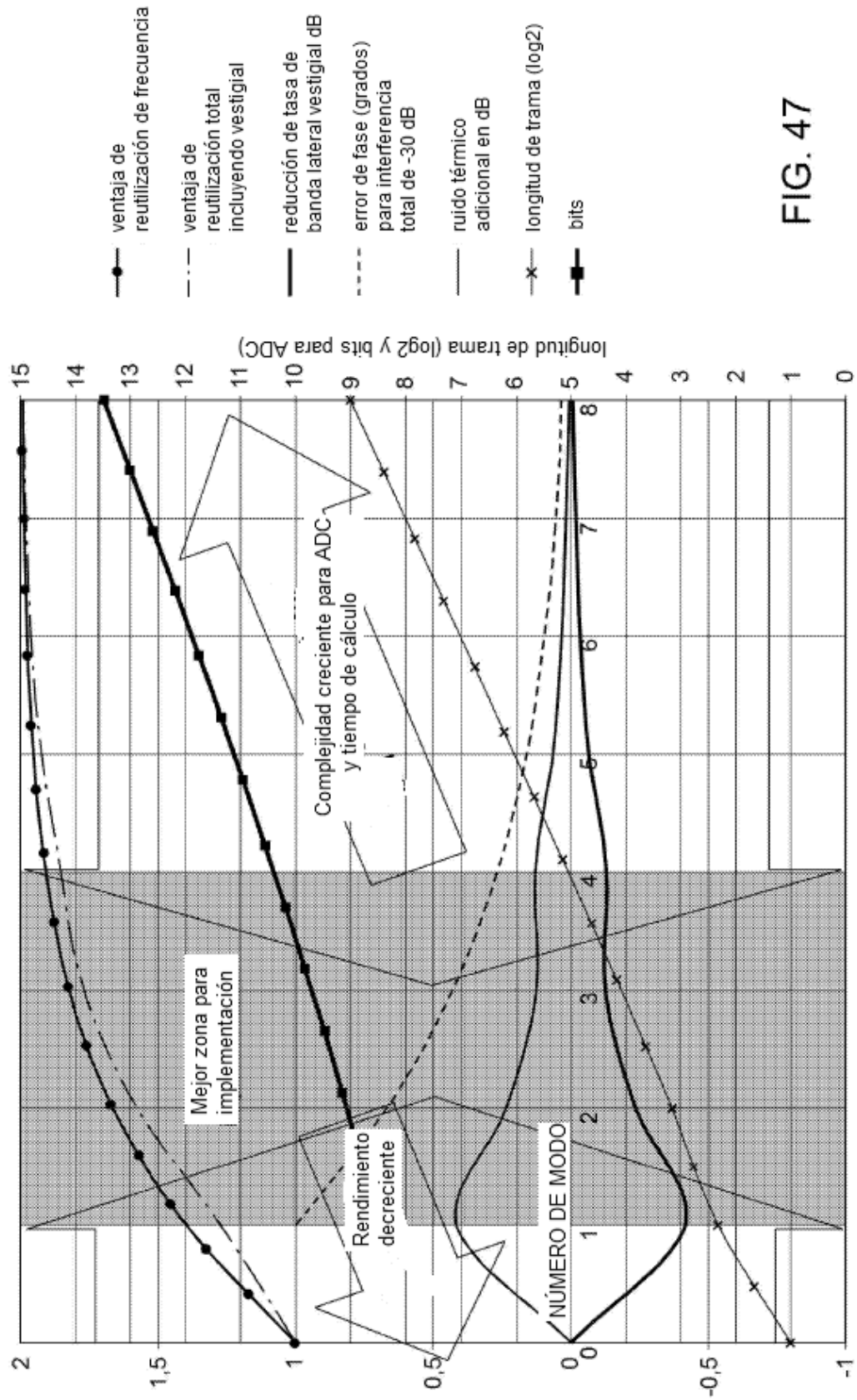


FIG. 47