

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 905 608**

51 Int. Cl.:

H04L 5/04 (2006.01)
H04L 27/01 (2006.01)
H04L 27/36 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)
H04L 27/06 (2006.01)
H04L 23/02 (2006.01)
H04L 27/22 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **14.12.2016 PCT/IB2016/001972**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **21.06.2018 WO18109518**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.12.2016 E 16838066 (5)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **11.08.2021 EP 3556043**

54 Título: **Sistema y método de radiocomunicaciones mejoradas sobre la base de ondas trenzadas en el tiempo**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
11.04.2022

73 Titular/es:
**EUTELSAT SA (100.0%)
32 Boulevard Gallieni
92130 Issy Les Moulineaux, FR**

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

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

ES 2 905 608 T3

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

DESCRIPCIÓN

Sistema y método de radiocomunicaciones mejoradas sobre la base de ondas trenzadas en el tiempo

Campo técnico de la invención

5 La presente invención se refiere, en general, a un sistema y un método de radiocomunicaciones mejoradas (en concreto, un sistema y un método para implementar comunicaciones en radiofrecuencia, es decir, en frecuencias que pueden variar desde unos KHz hasta cientos de GHz) sobre la base de ondas trenzadas en el tiempo.

A este respecto cabe señalar que, en la presente solicitud, las expresiones "modos/señales/ondas trenzados" se utilizan para indicar modos de momento angular orbital con carga topológica diferente de cero, y las expresiones "modo/señal/onda principal/convencional/tradicional/plano" se utilizan para indicar el modo de momento angular orbital con carga topológica igual a cero. Además, en la presente solicitud, la expresión "modo(s) de orden superior" (o, de manera equivalente, el acrónimo correspondiente HOM (por sus siglas en inglés)) se utiliza como sinónimo de "modo(s) trenzado(s)" (es decir, modo(s) de momento angular orbital con carga topológica diferente de cero).

Más específicamente, la presente invención se refiere al uso de diferentes filtros para la transmisión de señales de modo principal y de señales de onda trenzada.

Estado de la técnica

15 Teniendo en cuenta las potencialidades del Momento Angular Orbital (OAM, por sus siglas en inglés) de aumentar la capacidad de transmisión y dado que el problema de la escasez del espectro de radiofrecuencia (RF) es muy acentuado en el sector de las radiocomunicaciones, recientemente se han llevado a cabo muchos estudios experimentales sobre el uso de estados o modos de OAM en RF (también conocidos como vórtices de radio) para intentar mejorar la reutilización del espectro de RF.

En este contexto se puede hacer referencia, por ejemplo, a:

- 25 • Mohammadi S. M. et al., "*Orbital Angular Momentum in Radio - A System Study*", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, EE. UU., volumen 58, nº 2, 1 de febrero de 2010, páginas 565-572, que muestra que se pueden utilizar antenas estándar dispuestas en conjuntos ordenados circulares para generar haces de RF que transportan OAM;
- 30 • 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 utilizar las propiedades de ondas de radio incoherentes no monocromáticas trenzadas para transmitir simultáneamente varios canales de radio en una sola frecuencia codificándolos en estados OAM diferentes (y, por lo tanto, ortogonales) (incluso sin utilizar polarización o técnicas de codificación densa);
- 35 • el documento GB 2410130 A, que describe una antena compuesta en fase plana para transmitir y recibir modos de vórtice de radio OAM, comprendiendo dicha antena un conjunto ordenado circular de elementos de antena en espiral de modo axial alojados en una cavidad cuya fase se controla de tal modo que la fase de cada elemento de antena cambia secuencialmente alrededor del conjunto ordenado; y
- 40 • el 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 adyacentes, comprendiendo la disposición de antena un codificador OAM dispuesto para recibir N señales de entrada para 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 respecto 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 abertura de antena superior o igual a 5λ , donde λ es la longitud de onda de las N señales de entrada.

45 El documento US 2015/288542 A1 describe la aplicación de ondas electromagnéticas trenzadas o haces de luz, que tienen frentes de onda helicoidales que transportan momento angular orbital (OAM), a un método para transmitir una pluralidad de flujos de entrada, en donde diferentes ondas/haces que transportan OAM pueden ser mutuamente ortogonales entre sí dentro del dominio espacial, permitiendo una multiplexación y demultiplexación eficaz de las ondas/haces dentro de un enlace de comunicación.

50 Desde una perspectiva matemática, la transmisión de un modo (o estado) de OAM en una RF simple (es decir, utilizando un tono puro) implica que el campo eléctrico en la abertura de radiación se puede representar como:

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

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

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

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

5 donde ν y φ son las coordenadas esféricas en el campo lejano, R indica el radio de la esfera centrada sobre la abertura de radiación, S indica la superficie de integración utilizada en el lado de recepción, y λ indica la longitud de onda utilizada.

10 Como es sabido, debido a características intrínsecas del OAM, un modo de OAM transmitido en una RF simple (es decir, utilizando un tono puro) resulta afectado por una singularidad de fase que crea un valor nulo en la dirección de línea de calibración, con lo que resulta

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

Para compensar dicha singularidad de fase, la superficie de integración S utilizada en el lado de recepción se ha de dimensionar de modo que incluya el pico en forma de corona generado por el modo de OAM.

15 En particular, la superficie de integración S utilizada en el lado de recepción debería ser diferente para cada modo de OAM y, teniendo en cuenta el teorema de muestreo aplicado a la antena radiante, debería tener un área determinada por:

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

donde D indica el diámetro de la antena radiante.

20 Por lo tanto, el precio a pagar con modos de OAM puros transmitidos utilizando tonos puros (es decir, radiofrecuencias simples) consiste en que las dimensiones de la antena de recepción equivalente dependen de la distancia R desde la antena de transmisión y del diámetro D de ésta.

25 Esta solución no es práctica para muchas aplicaciones, en especial para comunicaciones por satélite, donde la eficacia de abertura y el tamaño de las antenas son cuestiones muy críticas. Por ejemplo, en las comunicaciones basadas en satélites geoestacionarios en la banda Ka, para una antena terrestre que tiene un diámetro D de aproximadamente 9 m, el diámetro del anillo de recepción a bordo del satélite geoestacionario debería ser del orden de 50 km, lo que resulta poco factible.

30 Por lo tanto, en vista de lo anterior, el principal aspecto crítico del uso de la vorticidad de radio en sistemas prácticos consiste en que la ortogonalidad entre los modos de OAM depende del tamaño de las antenas, de la distancia entre las antenas de transmisión y de recepción, y de la necesidad de la antena de recepción de operar como una base de interferómetro. Estas limitaciones dan como resultado sistemas de radiocomunicación basados en OAM que son ineficaces e inutilizables para distancias muy largas, como los que intervienen en las comunicaciones por satélite.

35 Además, otros aspectos críticos del uso de la vorticidad de radio para las comunicaciones por satélite están representados por la necesidad de una orientación mutua extremadamente precisa de las antenas de transmisión y de recepción, y por la inviabilidad de la geometría para las configuraciones Tierra-satélite debido al carácter crítico del posicionamiento de las antenas de recepción (o de los elementos de la antena de recepción).

40 En la solicitud Internacional del Solicitante WO 2014/016655 A1 (cuyo contenido se incluye en la presente memoria por referencia), que se refiere a una técnica de modulación espacial multidimensional para transmitir y recibir vórtices de radio en frecuencias que van desde unos kHz hasta cientos de GHz, se proporciona una solución a los problemas técnicos arriba indicados. Específicamente, la técnica de modulación espacial multidimensional de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1 permite transmitir y recibir modos de OAM en RF ortogonal en una sola dirección (es decir, la dirección de línea de calibración) y, al mismo tiempo, superar los problemas técnicos arriba indicados causados por la singularidad de fase de OAM en la dirección de línea de calibración, permitiendo de este modo el uso de vórtices de radio también para radiocomunicaciones a larga distancia, tales como las comunicaciones por satélite.

45 En particular, la modulación espacial multidimensional de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1 es en realidad una modulación de fase aplicada a señales que han de ser transmitidas en RF de manera que den como resultado vórtices de radio ortogonales a lo largo de la dirección de línea de calibración. Por lo tanto, la modulación de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1 se denomina convenientemente modulación espacial

multidimensional porque permite que los modos de OAM en RF ortogonal sean transmitidos y recibidos en una sola dirección, es decir, la dirección de línea de calibración, en donde cada modo de OAM representa un canal espacial específico a lo largo de la dirección de línea de calibración, cuyo canal espacial específico es ortogonal a todos los demás canales espaciales representados por los otros modos de OAM.

5 Para una mejor comprensión de la modulación espacial multidimensional de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1, a modo de ejemplo se subraya el hecho de que, como es sabido, una señal de RF trenzada que tiene o transporta el modo de OAM $m = +1$ (donde m , como es sabido, se llama carga topológica) se caracteriza por una sola rotación de 360° en el sentido de las agujas del reloj del vector de Poynting alrededor del eje de propagación por período T y, por lo tanto se puede generar transmitiendo, por ejemplo por medio de cuatro elementos de antena de transmisión dispuestos en anillo, señales de 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 cambio, el documento WO 2014/016655 A1 demuestra que es posible y conveniente, para transmitir el modo de OAM en RF $m = +1$ y, al mismo tiempo, para resolver el problema causado por la singularidad de fase de OAM en la dirección de la línea de calibración, utilizar una única antena que transmite las cuatro fases diferentes 0° , 90° , 180° y 270° en diferentes momentos (o en diferentes frecuencias) con un intervalo de tiempo de $T' = T/4$. Esta posibilidad aumenta la eficacia de la configuración de transmisión y recepción, que puede funcionar independientemente de la separación de los elementos de antena elementales en un conjunto ordenado de antenas.

Desde una perspectiva conceptual, de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1, para gestionar la rotación de OAM, es decir, para controlar la velocidad de rotación de un modo de OAM en RF alrededor de la dirección de línea de calibración, se introduce una modulación de fase suplementaria, que deja únicamente un residuo de la torsión de OAM y mantiene la firma de OAM en un ancho de banda limitado. Esta rotación residual lograda por medio de la modulación de fase suplementaria permite que una señal que tenga un ancho de banda adecuado sea ortogonal a otra señal que tenga una rotación diferente (múltiplo de la mínima). Por lo tanto, una onda trenzada de RF puede ser transmitida por medio de una forma de onda modulada y puede ser recibida por una antena que opera en el modo conjugado complejo. La señal recibida es igual a la transmitida, excepto por la atenuación estándar y las ganancias de transmisión y recepción. El aumento del ancho de banda no evita la transmisión de ondas planas (es decir, el modo de OAM $m = 0$), pero limita el número de modos de OAM en diferentes frecuencias en el ancho de banda disponible. La modulación espacial multidimensional de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1 permite utilizar una antena estándar en lugar de una antena compuesta en fase, ya que las señales utilizadas son nativamente ortogonales.

En detalle, el documento WO 2014/016655 A1 describe un dispositivo para generar modos de OAM para radiocomunicaciones, estando diseñado dicho dispositivo para recibir una o más señales digitales de entrada, cada una de las cuales:

- tiene un período de muestreo respectivo, que es un múltiplo respectivo de un período de muestreo dado; y
- ocupa un ancho de banda de frecuencias, que es una fracción respectiva de un ancho de banda de frecuencias disponible dado.

El dispositivo para generar modos de OAM de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1:

- es operable para
 - aplicar, a cada señal digital de entrada, una modulación espacial respectiva asociada con un modo de OAM respectivo que tiene una carga topológica respectiva para generar una señal digital modulada correspondiente que transporta dicho modo de OAM respectivo, y
 - proporcionar una señal digital de salida basada en la(s) señal(es) digital(es) modulada(s); y
- está configurado para aplicar, a cada señal digital de entrada, la modulación espacial respectiva interpolando dicha señal digital de entrada y modulando en fase la señal digital de entrada interpolada para generar una señal digital modulada en fase correspondiente que transporta dicho modo de OAM respectivo, que tiene el período de muestreo dado, y que ocupa el ancho de banda de frecuencias disponible dado.

En particular, el dispositivo para generar modos de OAM de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1 está configurado para aplicar, a cada señal digital de entrada, la modulación espacial respectiva:

- interpolando digitalmente dicha señal digital de entrada, generando de este modo una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo dado; y
- modulando en fase la señal interpolada digitalmente correspondiente sobre la base de desplazamientos de fase digitales relacionados con el modo de OAM respectivo para generar la señal digital modulada en fase correspondiente.

Por ejemplo, para generar el modo de OAM $+1$, el documento WO 2014/016655 A1 enseña a:

- interpolar digitalmente una señal digital de entrada (que tiene un período de muestreo igual a $4T_0$, donde T_0 indica el período de muestreo dado) generando, para cada muestra digital de dicha señal digital, cuatro muestras digitales correspondientes con intervalo de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando así una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo dado T_0 ;
- 5 • aplicar, a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas por medio de la interpolación digital, desplazamientos de fase digitales relacionados con el modo de OAM +1 (es decir, desplazamientos de fase digitales relacionados con valores de fase $0, \pi/2, \pi$ y $3\pi/2$) para generar un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase, cuyo conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase transporta el modo de OAM +1; y
- 10 • combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase en una única señal digital modulada en fase que transporta el modo de OAM +1, que tiene el período de muestreo dado T_0 y ocupa el ancho de banda de frecuencias disponible dado.

Por consiguiente, para generar el modo de OAM -1, el documento WO 2014/016655 A1 enseña a:

- 15 • interpolar digitalmente una señal digital de entrada (que tiene un período de muestreo igual a $4T_0$, donde T_0 indica el período de muestreo dado) generando, para cada muestra digital de dicha señal digital, cuatro muestras digitales correspondientes con intervalo de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando así una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo dado T_0 ;
- aplicar, a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas por medio de la interpolación digital, desplazamientos de fase digitales relacionados con el modo de OAM -1 (es decir, desplazamientos de fase digitales relacionados con valores de fase $0, -3\pi/2, -\pi$ y $-\pi/2$) para generar un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase, cuyo conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase transporta el modo de OAM -1; y
- 20 • combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase en una única señal digital modulada en fase que transporta el modo de OAM -1, que tiene el período de muestreo dado T_0 y ocupa el ancho de banda de frecuencias disponible dado.
- 25

La generación de modos de OAM de orden superior (es decir, con $|m| > 1$, donde m indica la carga topológica del modo de OAM considerado) de acuerdo con el documento WO 2014/016655 A1 se realiza, *mutatis mutandis*, conceptualmente de la misma manera que la generación de modos de OAM ± 1 anteriormente descrita.

30 Además, las solicitudes Internacionales del Solicitante WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 (cuyo contenido se incluye en la presente memoria por referencia) revelan, ambas, la viabilidad de aumentar la capacidad de transmisión en RF (incluyendo frecuencias desde unos kHz a cientos de GHz) aprovechando una aproximación adecuada en el dominio del tiempo de la transformada de Hilbert de señales analíticas digitales, en donde dicha aproximación de la transformada de Hilbert se obtiene aprovechando ondas trenzadas en el tiempo.

35 En cambio, las solicitudes Internacionales del Solicitante WO 2015/189653 A1 y WO 2015/189704 A2 (cuyo contenido se incluye en la presente memoria por referencia) enseñan, aprovechando la dualidad entre tiempo y frecuencia, a utilizar también una aproximación basada en ondas trenzadas de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia con el fin de aumentar la capacidad de transmisión.

40 En particular, en lo que respecta a las ondas trenzadas en el tiempo, el documento WO 2015/067987 A1 describe un sistema de radiocomunicaciones que comprende un transmisor y un receptor, en donde el transmisor está configurado para:

- generar o recibir símbolos digitales que tengan una velocidad de símbolos dada asociada con un período de símbolos correspondiente;
- generar, cada S símbolos digitales generados/recibidos (siendo S un número entero mayor que tres), una señal digital multimodo respectiva, que tiene una duración predefinida menor que S veces el período de símbolos, que se muestrea con una velocidad de muestreo predefinida mayor que la velocidad de símbolos, y que transporta dichos S símbolos digitales por medio de una pluralidad de modos de OAM ortogonales que comprenden
 - un modo principal que transporta P de dichos S símbolos digitales (siendo P un número entero mayor que cero y menor que S), y
 - uno o más modos secundarios que transportan los otros S - P símbolos digitales, estando cada modo secundario desplazado en el tiempo la mitad del período de símbolos con respecto al modo principal; y
- 45
- 50 • transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta una secuencia de las señales digitales multimodo generadas.

Además, el receptor del sistema de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/067987 A1 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
- 5
- extraer, de partes sucesivas no superpuestas de la señal digital entrante muestreada con la velocidad de muestreo predefinida, los S símbolos digitales transportados respectivamente por cada parte de señal digital entrante por medio de los modos de OAM ortogonales; en donde cada una de las partes sucesivas no superpuestas de la señal digital entrante tiene la duración predefinida.

Más detalladamente, el transmisor del sistema de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/067987 A1 está configurado para generar una señal digital multimodo que transporta S símbolos digitales por medio de:

- asignar 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;
- 15
- asignar 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 le asigna dicho símbolo digital;
 - calcular, utilizando una matriz de transmisión predefinida, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos (siendo M un número entero igual o mayor que S) que, dentro del período de tiempo predefinido, están separados por la mitad del período de símbolos, en donde la matriz de transmisión predefinida relaciona
- 20
- los S valores complejos que representan los S símbolos digitales y relacionados con los modos de OAM
 - con los M instantes de tiempo sucesivos
 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales está relacionado con un modo de OAM respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- 25
- generar una señal digital multimodo que tiene la duración predefinida y muestreada con la velocidad de muestreo predefinida sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados.

Además, el receptor del sistema de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/067987 A1 está configurado para extraer los S símbolos digitales transportados por una parte de señal digital entrante que tiene la duración predefinida y muestreados con la velocidad de muestreo predefinida por medio de:

- extraer, de dicha parte de señal digital entrante, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que, dentro del período de tiempo predefinido, están separados por la mitad del período de símbolos;
 - calcular, mediante el uso de una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica de inversión generalizada (como una técnica pseudoinversa), S valores complejos que representan el símbolo digital S transportado por dicha parte de señal digital entrante por medio de los modos de OAM ortogonales, en donde dicha matriz de recepción relaciona
- 35
- los M valores complejos multimodo extraídos relacionados con los M instantes de tiempo sucesivos
 - con los S valores complejos que han de ser calculados
 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales está relacionado con un modo de OAM respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y
- 40
- determinar los S símbolos digitales representados por los S valores complejos calculados.

Además, el documento WO 2015/068036 A1 se refiere a un sistema y un método de radiocomunicaciones basado en ondas trenzadas en el tiempo. En particular, el método de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/068036 A1 comprende llevar a cabo, mediante un transmisor, las siguientes etapas:

- 45
- a) generar o recibir símbolos digitales que han de ser transmitidos, teniendo dichos símbolos digitales una velocidad de símbolos dada asociada con un período de símbolos correspondiente;

- b) generar, cada S símbolos digitales generados/recibidos (siendo S un número entero mayor que tres), una señal digital multimodo correspondiente, que
- tiene una duración predefinida menor que S veces el período de símbolos,
 - tiene un ancho de banda predefinido mayor que el ancho de banda de Nyquist correspondiente a la velocidad de símbolos dada, y
 - transporta dichos S símbolos digitales por medio de modos de OAM que comprenden
 - un modo principal, que es un modo de OAM con carga topológica igual a cero y que transporta P de dichos S símbolos digitales (siendo P un número entero mayor que cero y menor que S), y
 - uno o más modos trenzados que transportan los otros S - P símbolos digitales, en donde cada modo trenzado es un modo de OAM con una carga topológica respectiva diferente de cero y está desplazado en el tiempo con respecto al modo principal;
- c) generar una señal digital multitrama que comprende tramas de tiempo sucesivas no superpuestas, cada una de las cuales tiene la duración predefinida y transporta una señal digital multimodo respectiva generada; y
- d) transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta la señal digital multitrama.
- Además, el método de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/068036 A1 comprende además llevar a cabo, por medio de un receptor, las siguientes etapas:
- e) recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor;
 - f) procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente;
 - g) realizar sobre la base de la señal digital entrante
 - sincronización de portadora recuperando así la frecuencia y/o la portadora de fase utilizada por el transmisor para generar las señales digitales multimodo,
 - sincronización de reloj recuperando así la velocidad de símbolos y los instantes de tiempo de muestreo de las señales digitales multimodo generadas por el transmisor, y
 - sincronización de tramas detectando así partes sucesivas no superpuestas de la señal digital entrante correspondientes a las tramas de tiempo sucesivas no superpuestas de la señal digital multitrama generada por el transmisor; y
 - h) extraer, sobre la base de las sincronizaciones de portadora, reloj y trama realizadas, los S símbolos digitales transportados respectivamente por cada parte de señal digital entrante detectada mediante los modos de OAM.
- En cambio, el documento WO 2015/189653 A1 se refiere a un sistema y método de radiocomunicaciones con una mayor capacidad de transmisión basada en ondas trenzadas de frecuencia. En particular, el método de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/189653 A1 comprende:
- llevar a cabo, por medio de un transmisor, las etapas consistentes en
 - a) proporcionar una señal de tiempo digital que transporta símbolos digitales que han de ser transmitidos, y
 - b) transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta dicha señal de tiempo digital; y
 - llevar a cabo, por medio de un receptor, la etapa consistente en
 - c) recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor,
 - d) procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente, y
 - e) extraer, de la señal digital entrante, los símbolos digitales transportados por dicha señal digital entrante.
- El método de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/189653 A1 se caracteriza por que dicha señal de tiempo digital que transporta los símbolos digitales que han de ser transmitidos resulta de una aproximación de la transformada de Hilbert en el dominio de frecuencia, aproximación que se basa en un modo principal de frecuencia y uno o más modos trenzados de frecuencia, en donde dichos modos principales y trenzados de frecuencia transportan, cada uno, símbolos digitales respectivos que han de ser transmitidos.
- En detalle, de acuerdo con el documento WO 2015/189653 A1, la señal de tiempo digital está limitada en el tiempo, transporta una secuencia limitada de símbolos digitales que han de ser transmitidos y es el resultado de:

- muestras de frecuencia del modo principal que transportan los símbolos digitales respectivos de dicha secuencia limitada a través de un modo principal de frecuencia; y
- muestras de frecuencia de modo trenzado que transportan los otros símbolos digitales de dicha secuencia limitada a través de uno o más modos trenzados de frecuencia, en donde cada modo trenzado de frecuencia es un modo de OAM que es ortogonal al modo principal de frecuencia y a cualquier otro modo trenzado de frecuencia utilizado.

Más detalladamente, las muestras de frecuencia del modo principal están en las frecuencias del modo principal separadas por un espaciado de frecuencia predeterminado, y las muestras de frecuencia del modo trenzado comprenden, para un modo trenzado de frecuencia, muestras de frecuencia del modo trenzado respectivas en las frecuencias de modo trenzado correspondientes que:

- están relacionadas con dicho modo trenzado de frecuencia;
- están separadas por dicho espaciado de frecuencia predeterminado; y
- son diferentes de las frecuencias del modo principal.

Además, el documento WO 2015/189704 A2 también se refiere a un sistema y método de radiocomunicaciones con una mayor capacidad de transmisión basada en ondas trenzadas de frecuencia. En particular, el método de radiocomunicaciones de acuerdo con el documento WO 2015/189704 A2 comprende:

- llevar a cabo, por medio de un transmisor, las etapas consistentes en
 - a) generar una señal de tiempo digital, que está limitada en el tiempo, transporta una secuencia limitada de símbolos digitales que han de ser transmitidos y resulta de una aproximación de la transformada de Hilbert en el dominio de frecuencia, aproximación que se basa en
 - un modo principal de frecuencia, que está asociado a un modo de OAM con carga topológica igual a cero, y que incluye muestras de frecuencia del modo principal que transportan los símbolos digitales respectivos de dicha secuencia limitada a través de dicho modo de OAM con carga topológica igual a cero, y
 - uno o más modos trenzados de frecuencia que transportan los otros símbolos digitales de dicha secuencia limitada, en donde cada modo trenzado de frecuencia está asociado con un modo de OAM correspondiente con una carga topológica respectiva diferente de cero, e incluye muestras de frecuencia de modo trenzado respectivas que transportan uno o más símbolos digitales respectivos de dicha secuencia limitada a través de dicho modo de OAM correspondiente con dicha carga topológica respectiva diferente de cero; y
 - b) transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta la señal de tiempo digital generada; y
- llevar a cabo, por medio de un receptor, la etapa consistente en
 - c) recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor,
 - d) procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente, y
 - e) extraer, de la señal digital entrante, los símbolos digitales transportados por dicha señal digital entrante.

En particular, de acuerdo con el documento WO 2015/189704 A2, para cada modo trenzado de frecuencia, las muestras de frecuencia del modo trenzado respectivo se desplazan mutuamente en fase sobre la base de los desplazamientos de fase relacionados con el modo de OAM correspondiente con la carga topológica respectiva diferente de cero.

Además, la solicitud Internacional del Solicitante WO 2015/189703 A2 se refiere al uso de ondas trenzadas de frecuencia para aumentar la capacidad de transmisión de:

- en general, sistemas de comunicación inalámbricos basados en Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM, por sus siglas en inglés) y/o Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA, por sus siglas en inglés) y/o Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA, por sus siglas en inglés) y/o combinaciones/variantes/desarrollos de estas tecnologías; y,
- en particular, redes celulares 4G (4ª generación) basadas en estándares de Evolución a Largo Plazo (LTE, por sus siglas en inglés) y/o LTE Avanzada, futuras redes celulares 5G (5ª generación) y también sistemas de comunicación inalámbrica basados en el estándar de Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas (WiMAX, por sus siglas en inglés).

En particular, el documento WO 2015/189703 A2 describe un método para radiocomunicaciones en un sistema de comunicación inalámbrica que incluye una o más estaciones base y uno o más terminales de usuario, comprendiendo dicho método realizar una radiocomunicación entre una estación base y un terminal de usuario de dicho sistema de comunicación inalámbrica, en donde realizar una radiocomunicación incluye transmitir, en un intervalo de tiempo dado, primeros símbolos digitales mediante el uso de una técnica de división de frecuencia, mediante la cual los primeros símbolos digitales son transportados por primeras muestras de frecuencia en subportadoras respectivas, que se distribuyen sobre un banda de frecuencias predefinida y pertenecen a un bloque de subportadoras dado.

El método de acuerdo con el documento WO 2015/189703 A2 se caracteriza por que realizar una radiocomunicación incluye además transmitir, en dicho intervalo de tiempo dado, también segundos símbolos digitales por medio de uno o más modos trenzados de frecuencia, en donde cada modo trenzado de frecuencia transporta un modo de OAM respectivo con una carga topológica respectiva diferente de cero por medio de segundas muestras de frecuencia respectivas, que:

- están desplazadas entre sí sobre la base de desplazamientos de fase relacionados con dicho modo de OAM respectivo;
- transportan uno o más símbolos respectivos de dichos segundos símbolos digitales a través de dicho modo de OAM respectivo; y
- están en frecuencias respectivas, que están distribuidas sobre dicha banda de frecuencias predefinida y son diferentes de las subportadoras que pertenecen a dicho bloque de subportadoras dado.

En detalle, de acuerdo con el documento WO 2015/189703 A2, las subportadoras que pertenecen al bloque de subportadoras dado están separadas por un espaciado de frecuencia predeterminado, y cada modo trenzado de frecuencia incluye segundas muestras de frecuencia respectivas en frecuencias respectivas que están separadas por dicho espaciado de frecuencia predefinido y están distribuidas sobre dicha banda de frecuencias predefinida entre pares de subportadoras consecutivas que pertenecen al bloque de subportadoras dado.

Más detalladamente, de acuerdo con el documento WO 2015/189703 A2, para cada segundo símbolo digital que ha de ser transmitido en el intervalo de tiempo dado, un modo trenzado de frecuencia respectivo transporta, por medio de segundas muestras de frecuencia respectivas, dicho segundo símbolo digital a través de una modulación de fase relacionada con el modo de OAM transportado por dicho modo trenzado de frecuencia respectivo.

Objeto y compendio de la invención

El uso de ondas trenzadas en el tiempo en el dominio del tiempo requiere, en general, el uso de filtros en los lados de transmisión y recepción. El uso de filtros introduce un proceso convolucional y, en consecuencia, una complejidad adicional potencial en la definición de una trama de RF y en lo que respecta a la independencia entre tramas (interferencia entre tramas).

En este contexto, los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 describen el uso de un filtro gaussiano con las mismas características para el modo principal y los modos de orden superior (HOM por sus siglas en inglés, es decir, los trenzados). Más bien, el documento WO 2015/068036 A1 enseña que el uso de un filtro gaussiano (con las mismas características para el modo principal y los OHM) es más ventajoso que el uso de un filtro de coseno alzado (con las mismas características para el modo principal y los OHM), y por lo tanto preferible a éste.

Este filtro de canal general tiene un buen rendimiento, pero plantea complicaciones cuando se utiliza en sistemas basados en diferentes tipos de estándares de canales de comunicación. En términos prácticos, pueden surgir algunas dificultades al utilizar el espaciado de ancho de banda de frecuencias existente y en lo que respecta a la retrocompatibilidad.

Por lo tanto, un objeto de la presente invención consiste en proporcionar una solución a los problemas anteriormente mencionados relacionados con el uso de ondas trenzadas en el tiempo.

Este y otros objetos se consiguen mediante la presente invención en la medida en que se refiere a un método y sistema de radiocomunicaciones, tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

En particular, la presente invención se refiere a un método de radiocomunicaciones que incluye llevar a cabo, por medio de un transmisor, operaciones de transmisión que comprenden:

- generar primeras señales de tiempo digitales relacionadas con un primer modo de Momento Angular Orbital (OAM) con carga topológica igual a cero, en donde cada primera señal de tiempo digital incluye primeras muestras de tiempo respectivas que transportan primeros símbolos digitales correspondientes que han de ser transmitidos;
- aplicar un primer filtro de transmisión a las primeras señales de tiempo digitales, obteniendo así primeras señales de tiempo digitales filtradas;

- generar segundas señales de tiempo digitales relacionadas con uno o más segundos modos de OAM con carga topológica diferente de cero, en donde cada segunda señal de tiempo digital incluye segundas muestras de tiempo respectivas que transportan uno o más segundos símbolos digitales respectivos por medio de una fase, o amplitud y fase, modulación relacionada con un segundo modo de OAM respectivo con carga topológica diferente de cero;
- aplicar un segundo filtro de transmisión a las segundas señales de tiempo digitales, obteniendo así segundas señales de tiempo digitales filtradas;
- combinar las primeras y las segundas señales de tiempo digitales filtradas en señales de tiempo digitales combinadas, todas con la misma duración predefinida; y
- transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta, en tramas de tiempo sucesivas no superpuestas que tienen la duración predefinida, las señales de tiempo digitales combinadas.

El método de radiocomunicaciones de acuerdo con la presente invención incluye además llevar a cabo, por medio de un receptor, operaciones de recepción que comprenden:

- recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor;
- procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
- procesar dicha señal digital entrante para extraer de la misma los primeros y segundos símbolos digitales transportados por ella.

De acuerdo con la presente invención, el primer filtro de transmisión y el segundo filtro de transmisión tienen características de filtrado diferentes.

- Preferiblemente, el primer filtro de transmisión es un filtro gaussiano o un primer filtro basado en coseno alzado, y el segundo filtro de transmisión es un segundo filtro basado en coseno alzado diferente de dicho primer filtro basado en coseno alzado.

Convenientemente, procesar la señal digital entrante incluye procesar partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante, en donde las partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante tienen la duración predefinida, y en donde procesar partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante incluye:

- aplicar un filtro de recepción a dichas partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante, obteniendo así partes filtradas de la señal digital entrante; y
 - extraer, utilizando una matriz de recepción, los primeros y segundos símbolos digitales transportados respectivamente por dichas partes filtradas de señal digital entrante;
- en donde dicho filtro de recepción es un tercer filtro basado en coseno alzado que está relacionado con el segundo filtro de transmisión.

Más convenientemente, el filtro de recepción y el segundo filtro de transmisión son tales que:

$$H_{HOM}^{TX}(f) = \left(H_{RC}^{HOM-RX}(f) \right)^\alpha,$$

$$H^{RX}(f) = \left(H_{RC}^{HOM-RX}(f) \right)^{(1-\alpha)}, \quad \text{y}$$

$$f_C^{HOM-RX} = \gamma \cdot f_C^{MM},$$

- donde $H_{HOM}^{TX}(f)$ indica una respuesta de frecuencia del segundo filtro de transmisión, $H^{RX}(f)$ indica una respuesta de frecuencia del filtro de recepción, H_{RC}^{HOM-RX} indica una respuesta de frecuencia de un filtro de coseno alzado de referencia predefinido, α es un número racional mayor que cero y menor que 1, f_C^{HOM-RX} indica una frecuencia de corte de dicho filtro de coseno alzado de referencia predefinido, γ es un número racional mayor que uno, y f_C^{MM} indica una frecuencia de corte del primer filtro de transmisión.

- Preferiblemente, el primer filtro de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un factor de corte progresivo igual o mayor que un 20%, las operaciones de transmisión comprenden además aplicar una ventana de tiempo de transmisión a las primeras señales de tiempo digitales filtradas, obteniendo así primeras señales de tiempo

digitales filtradas y limitadas en el tiempo, y combinar las primeras y segundas señales de tiempo digitales filtradas incluye combinar las primeras señales de tiempo digitales filtradas y limitadas en el tiempo y las segundas señales de tiempo digitales filtradas en señales de tiempo digitales combinadas, todas con una misma duración predefinida.

Convenientemente, la ventana de tiempo de transmisión es una ventana de tiempo de coseno alzado.

- 5 Preferiblemente, las operaciones de transmisión comprenden además disponer las segundas señales de tiempo digitales filtradas dentro de las señales de tiempo digitales combinadas de acuerdo con un criterio de disposición de tiempo dado modificable por el transmisor.

Breve descripción de los dibujos

10 Para una mejor comprensión de la presente invención, ahora se describirán realizaciones preferidas, que están concebidas meramente a modo de ejemplo no limitativo, con referencia a los dibujos adjuntos (ninguno de ellos a escala), donde:

- la Figura 1 ilustra esquemáticamente un primer sistema de radiocomunicaciones de acuerdo con una primera realización preferida de la presente invención;
- 15 • las Figuras 2-26 muestran resultados de análisis experimentales, simulaciones y pruebas realizadas por el Solicitante en relación con el primer sistema de radiocomunicaciones de la Figura 1;
- la Figura 27 ilustra esquemáticamente un segundo sistema de radiocomunicaciones de acuerdo con una segunda realización preferida de la presente invención; y
- las Figuras 28-41 muestran los resultados de análisis experimentales, simulaciones y pruebas realizados por el Solicitante en relación con el segundo sistema de radiocomunicaciones de la Figura 27.

20 **Descripción detallada de realizaciones preferidas de la invención**

La siguiente discusión se presenta para permitir que una persona experta en la técnica realice y utilice la invención.

25 Como se ha explicado anteriormente, en la presente solicitud las expresiones "modos/señales/ondas trenzados" se utilizan para indicar modos de OAM con carga topológica diferente de cero, y las expresiones "modo/señal/onda principal/convencional/tradicional/plano" se utilizan para indicar el modo de OAM con carga topológica igual a cero. Además, en la presente solicitud, la expresión "modo(s) de orden superior" (o, de manera equivalente, el acrónimo correspondiente HOM) se utiliza como sinónimo de "modo(s) trenzado(s)" (es decir, modo(s) de OAM con carga topológica diferente de cero).

30 Como se explica en las solicitudes Internacionales del Solicitante WO 2015/067987 A1, WO 2015/068036 A1, WO 2015/189653 A1, WO 2015/189703 A2 y WO 2015/189704 A2, la ventaja de ancho de banda obtenible mediante el uso de ondas trenzadas se puede considerar como un uso ampliado de la transformada de Hilbert.

En términos prácticos, la presentación, una al lado de la otra, de la mitad del espectro de dos señales independientes se puede desarrollar utilizando ondas trenzadas, manteniendo las dos señales originales independientes.

La imposibilidad de realizar la discontinuidad en la frecuencia media para los modos impares implica que no se puede obtener la ventaja teórica máxima, que es igual a 2, aunque es factible una cifra cercana a 1,4.

35 La reconstrucción en el lado de recepción de señales independientes transmitidas a través de los modos principal y trenzado requiere un ancho de banda ligeramente mayor que el mínimo (es decir, el de Nyquist) estrictamente necesario para muestrear la señal del modo principal. Esta necesidad es una característica general del uso de la transformada de Hilbert y es bien conocida por quienes trabajan con canales de radio de Banda Lateral Única (SSB, por sus siglas en inglés).

40 Las ondas trenzadas se pueden utilizar tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. En particular, el trenzado en el tiempo se puede considerar como una nueva formalización de la técnica SSB aplicada a señales digitales, mientras que el trenzado en frecuencia es completamente nuevo y se puede considerar como una evolución de las técnicas muy recientes basadas en OFDM/OFDMA y SC-FDMA.

45 Desde el punto de vista del modelo de canal, existe una diferencia importante entre los dos canales: el canal de tiempo requiere, en general, el uso de filtros en los lados de transmisión y recepción, mientras que el canal de frecuencia no. El uso de filtros introduce un proceso convolucional y, en consecuencia, una potencial complejidad adicional en la definición de una trama de RF y en lo que respecta a la independencia entre tramas (interferencia entre tramas).

50 En este contexto, cabe señalar que los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 describen en ambos casos el uso de un filtro gaussiano con las mismas características para el modo principal y para los modos de orden superior (HOM, es decir, los trenzados). Más bien, el documento WO 2015/068036 A1 enseña que el uso de un filtro gaussiano (con las mismas características para el modo principal y para los OHM) es más ventajoso que el uso de un

filtro de coseno alzado (con las mismas características para el modo principal y para los OHM), y por lo tanto preferible a éste. En particular, el documento WO 2015/068036 A1 enseña el uso de un filtro gaussiano con un producto de tiempo de símbolo de ancho de banda (BT, por sus siglas en inglés) de 3dB igual a 0,33.

5 Este filtro de canal general tiene un buen rendimiento, pero presenta complicaciones cuando se utiliza en sistemas basados en diferentes tipos de estándares de canales de comunicación. En términos prácticos, podrían surgir algunas dificultades al utilizar el espaciado de ancho de banda de frecuencia existente y en lo que respecta a la retrocompatibilidad.

10 Por lo tanto, el Solicitante ha realizado un estudio en profundidad con el fin de desarrollar una solución técnica que permita un grado adicional de libertad para utilizar una función de filtrado arbitrario para el modo principal, estudio en profundidad que ha llevado al Solicitante a concebir la presente invención.

15 En síntesis, la aplicación de ondas trenzadas en el dominio del tiempo usando filtrado gaussiano (o, de forma más general, usando en el lado de transmisión un mismo filtro para los modos principal y trenzado) puede constituir una limitación en la compatibilidad de la tecnología de ondas trenzadas en el tiempo con otras tecnologías de radiocomunicaciones basadas en el dominio del tiempo. Para superar esta limitación, la presente invención enseña a utilizar:

- en el lado de transmisión, diferentes filtros para el modo principal y los modos de orden superior (HOM); y
- en el lado de recepción, un mismo filtro para el modo principal y los modos de orden superior.

Esta solución permite reducir el ancho de banda del modo principal con dos resultados importantes:

- 20
- la posibilidad de utilizar, en el lado de transmisión, formas de filtro convencionales (o casi convencionales) para el modo principal y formas de filtro optimizadas para los HOM; y
 - la posibilidad de reducir la interferencia residual entre canales adyacentes.

La Figura 1 muestra un diagrama de bloques funcional que representa esquemáticamente un primer sistema de radiocomunicaciones (indicado en su conjunto con la referencia 1) de acuerdo con una primera realización preferida de la presente invención.

25 En particular, como se muestra en la Figura 1, el primer sistema 1 de radiocomunicaciones incluye un primer transmisor 11 y un primer receptor 12 configurados para comunicarse de forma inalámbrica a través de un primer canal 13 de radio afectado por ruido.

Más detalladamente, el primer transmisor 11 está configurado para:

- 30
- generar o recibir símbolos digitales que han de ser transmitidos; convenientemente, dichos símbolos digitales tienen una velocidad de símbolos dada asociada con un período de símbolos correspondiente;
 - generar, por medio de un primer módulo 111 de generación de modo principal, primeras señales de tiempo digitales (convenientemente, componentes en fase y en cuadratura de las mismas), que están relacionadas con un primer modo de OAM con carga topológica igual a cero (es decir, el modo principal) y que transportan los primeros símbolos digitales que han de ser transmitidos; convenientemente, cada primera señal de tiempo digital comprende primeras muestras de tiempo respectivas que tienen un período de muestreo igual al período de símbolos y que transportan, cada una, un primer símbolo digital respectivo;

35

 - aplicar, por medio de un primer módulo 112 de filtrado,
 - un primer filtro 112a de transmisión a las primeras señales de tiempo digitales, obteniendo así las primeras señales de tiempo digitales filtradas y,

40

 - convenientemente, también una ventana 112b de tiempo de transmisión a dichas primeras señales de tiempo digitales filtradas, obteniendo de este modo primeras señales de tiempo digitales filtradas y limitadas en el tiempo;
 - generar, por medio de un primer módulo 113 de generación de HOM, segundas señales de tiempo digitales (convenientemente, componentes en fase y en cuadratura de las mismas), que están relacionadas con uno o más segundos modos de OAM con carga topológica diferente de cero (es decir, uno o más modos trenzados) y que transportan segundos símbolos digitales que han de ser transmitidos; convenientemente, cada segunda señal de tiempo digital comprende segundas muestras de tiempo respectivas que
 - transportan uno o más segundos símbolos digitales respectivos por medio de una modulación (convenientemente, una modulación de fase; más convenientemente, una modulación de amplitud y fase) relacionada con un segundo modo de OAM respectivo con carga topológica diferente de cero,

45

50

- tienen un período de muestreo igual al período de símbolos, y
- están desplazadas en el tiempo con respecto a las primeras muestras de tiempo y a las segundas muestras de tiempo de las segundas señales de tiempo digitales relacionadas con los segundos modos de OAM diferentes al modo respectivo;

- 5
- aplicar, por medio de un segundo módulo 114 de filtrado, un segundo filtro 114a de transmisión a las segundas señales de tiempo digitales, obteniendo de este modo segundas señales de tiempo digitales filtradas;
 - combinar, por medio de un primer módulo 115 de combinación, las primeras señales de tiempo digitales filtradas y limitadas en el tiempo y las segundas señales de tiempo digitales filtradas en primeras señales de tiempo digitales combinadas, todas con la misma primera duración; y
- 10
- transmitir, por medio de una primera sección 116 de transmisión de RF, una primera señal de RF (multitrama) que transporta, en tramas de tiempo sucesivas no superpuestas que presentan la primera duración, las primeras señales de tiempo digitales combinadas emitidas por el primer módulo 115 de combinación.

Además, el primer receptor 12 incluye:

- 15
- una primera sección 121 de recepción de RF configurada para recibir la primera señal de RF transmitida por el primer transmisor 11 y para procesar la primera señal de RF recibida con el fin de obtener una primera señal digital entrante correspondiente; y
 - un primer módulo 122 de extracción de símbolos, que está acoplado con dicha primera sección 121 de recepción de RF para recibir desde la misma la primera señal digital entrante, y que está diseñado para procesar dicha primera señal digital entrante con el fin de extraer los primeros y segundos símbolos digitales transportados por dicha primera señal digital entrante.
- 20

Más en detalle, el primer módulo 122 de extracción de símbolos está diseñado para procesar partes sucesivas no superpuestas de la primera señal digital entrante que tiene la primera duración por medio de:

- aplicar un primer filtro 122a de recepción a las partes de la primera señal digital entrante que tienen la primera duración, obteniendo de este modo partes de la primera señal digital entrante filtrada; y
 - extraer, utilizando una primera matriz 122b de recepción, los primeros y segundos símbolos digitales transportados respectivamente por dichas partes de la primera señal digital entrante filtrada.
- 25

Convenientemente, en lo que respecta a la generación de la primera señal de tiempo digital (es decir, la generación del modo principal), la generación de la segunda señal de tiempo digital (es decir, la generación del modo trenzado), la generación de señal de tiempo digital combinada y la transmisión de RF, el primer transmisor 11 está diseñado para operar de acuerdo con los principios y características relacionados con la transmisión descritos en detalle en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 en relación con la generación y transmisión del modo principal y el modo trenzado (cuyos principios y características relacionados con la transmisión se incluyen en la presente memoria por referencia).

30

Además, de nuevo convenientemente, en lo que respecta a la recepción de RF y la extracción de símbolos, el primer receptor 12 está diseñado para operar de acuerdo con los principios y características relacionados con la recepción descritos en detalle en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 en relación con la recepción de RF y la extracción de símbolos (cuyos principios y características relacionados con la recepción se incluyen en la presente memoria por referencia).

35

Por otra parte, el primer sistema 1 de radiocomunicaciones se diferencia de los sistemas descritos en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 en que estos últimos enseñan a utilizar, en el lado de transmisión, un mismo filtro de transmisión para el modo principal y los modos trenzados, mientras que el primer transmisor 11 utiliza dos filtros diferentes, en concreto el primer filtro 112a de transmisión para las primeras señales de tiempo digitales (es decir, para las señales de modo principal) y el segundo filtro 114a de transmisión para las segundas señales de tiempo digitales (es decir, para las señales de modo trenzado (o HOM)), en donde dichos primer y segundo filtros 112a y 114a de transmisión tienen características diferentes.

40

45

Convenientemente, el primer filtro 112a de transmisión es lo más similar posible al filtro pertinente de un sistema de transmisión convencional que se va a enriquecer con la tecnología de ondas trenzadas en el tiempo; por ejemplo,

- para sistemas de transmisión que utilizan convencionalmente filtros de coseno alzado con un corte progresivo igual o mayor que un 20%, el primer filtro 112a de transmisión puede ser, convenientemente, un filtro tradicional de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo igual o mayor que un 20%; y,
 - para sistemas de transmisión que utilizan convencionalmente filtros gaussianos completos de GSM/PCS (Sistema Global para Comunicaciones Móviles/Modulación por Codificación de Pulsos) con un producto de BT
- 50

de 3dB igual a 0,3, el primer filtro 112a de transmisión puede ser, convenientemente, un filtro gaussiano con un producto de BT de 3dB igual a 0,3 (en este caso, como se explicará más adelante, la ventana 112b de tiempo de transmisión, convenientemente, no se utiliza).

5 Convenientemente, el segundo filtro 114a de transmisión utilizado para filtrar las segundas señales de tiempo digitales (es decir, las señales de modo trenzado (o HOM)) es tal que tiene en cuenta la interferencia de canales adyacentes.

Además, de acuerdo con la presente invención, en el lado de recepción solo se usa un filtro (es decir, el primer filtro 122a de recepción) para limitar el impacto del ruido térmico y maximizar la estabilidad de la primera matriz 122b de recepción y, por lo tanto, del filtro adaptado generalizado (GMF) definido en el documento WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 (GMF que, en la presente solicitud, se puede considerar como la combinación del primer filtro 122a de recepción y la primera matriz 122b de recepción).

10 Tal como se ha explicado anteriormente, los sistemas de radiocomunicaciones convencionales que utilizan filtros de coseno alzado se pueden enriquecer convenientemente con tecnología trenzada en el tiempo actualizando las arquitecturas de estos sistemas de radiocomunicaciones convencionales de acuerdo con la arquitectura del primer sistema 1 de radiocomunicaciones, y utilizando como primer filtro 112a de transmisión un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada convencional (por ejemplo, con un corte progresivo igual a un 20%, 25% o 35%).

Además, el primer sistema de radiocomunicaciones 1 difiere de los sistemas descritos en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 también en que el primer transmisor 11 aplica la ventana 112b de tiempo de transmisión a las primeras señales de tiempo digitales filtradas (es decir, las señales de modo principal filtradas) para limitar la interferencia entre tramas (IFI, por sus siglas en inglés) debida a las colas de las señales.

20 En términos generales, las colas de tiempo de los filtros de coseno alzado de raíz cuadrada convencionales no son satisfactorias para la transmisión de ondas trenzadas. De todos modos, estas colas se pueden reducir drásticamente usando convenientemente una ventana de tiempo optimizada, es decir, la ventana 112b de tiempo de transmisión.

Convenientemente, dicha primera ventana 112b de tiempo de transmisión es una ventana de tiempo de coseno alzado para limitar los efectos en el aumento de ancho de banda, sin cambiar la extensión eficaz de la respuesta de cola.

25 En este contexto, la Figura 2 muestra ejemplos de espectros de primeras señales de tiempo digitales filtradas y limitadas en el tiempo emitidas por el primer módulo 112 de filtrado (es decir, ejemplos de espectros de las señales de modo principal filtradas y limitadas en el tiempo en la salida del primer módulo 112 de filtrado), cuyos espectros se han obtenido utilizando:

- 30 • como primer filtro 112a de transmisión, filtros de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo igual a un 20%, 25% y 35%, respectivamente; y
- como ventana 112b de tiempo de transmisión, ventanas de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo en el tiempo igual a un 0% y un 100%, respectivamente.

En particular, la Figura 2 muestra espectros de señal (dB) en la salida del primer módulo 112 de filtrado cuando:

- 35 a) como primer filtro 112a de transmisión se utiliza un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo de un 20% (ilustrado por medio de una línea de puntos) y como ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 0% de corte progresivo en el tiempo;
- b) como primer filtro 112a de transmisión se utiliza un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo de un 25% (ilustrado por medio de una línea de puntos) y como ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 0% de corte progresivo en el tiempo;
- 40 c) como primer filtro 112a de transmisión se utiliza un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un 35% de corte progresivo (ilustrado por medio de una línea de puntos) y como ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 0% de corte progresivo en el tiempo;
- d) como primer filtro 112a de transmisión se utiliza un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un 20% de corte progresivo (ilustrado por medio de una línea de puntos) y como ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 100% de corte progresivo en el tiempo;
- 45 e) como primer filtro 112a de transmisión se utiliza un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un 25% de corte progresivo (ilustrado por medio de una línea de puntos) y como ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 100% de corte progresivo en el tiempo; y
- 50 f) como primer filtro 112a de transmisión se utiliza un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un 35% de corte progresivo (ilustrado por medio de una línea de puntos) y como ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 100% de corte progresivo en el tiempo.

Como se puede inferir de la Figura 2, el uso de una ventana de tiempo con un 100% de corte progresivo en el tiempo permite minimizar la interferencia de canales adyacentes.

5 Tal como se ha explicado anteriormente, la ventana 112b de tiempo de transmisión se usa convenientemente para limitar la IFI, es decir, la interferencia entre tramas de RF adyacentes. De hecho, cuanto menor sea la interferencia entre tramas de RF adyacentes, mayor será la robustez del GMF, es decir, la resiliencia frente al ruido de la primera matriz 122b de recepción.

10 Convenientemente, gracias a la naturaleza digital de las señales consideradas, tanto el primer filtro 112a de transmisión como la ventana 112b de tiempo de transmisión se pueden implementar mediante un único primer módulo 112 de filtrado diseñado para aplicar un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada y una ventana de tiempo de coseno alzado a las primeras señales de tiempo digitales (es decir, las señales de modo principal) de forma combinada.

En este contexto y con el fin de comprender mejor el significado físico del requisito relacionado con la reducción de la IFI, la Figura 3 muestra un ejemplo de respuesta al impulso de un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un 20% de corte progresivo (ilustrado por medio de una línea de puntos) utilizado como el primer filtro 112a de transmisión junto con las correspondientes señales de modo principal en la salida del primer módulo 112 de filtrado cuando:

- 15 a) dicho primer módulo 112 de filtrado no aplica ninguna primera ventana 112b de tiempo de transmisión;
- b) como primera ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 100% de corte progresivo en el tiempo; y
- c) como primera ventana 112b de tiempo de transmisión se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un 0% de corte progresivo en el tiempo.

20 En la Figura 3 se puede observar que el uso de un 100% de corte progresivo en el tiempo permite obtener una señal de modo principal con colas de tiempo cortas, que no son muy diferentes a las obtenidas con un 0% de corte progresivo en el tiempo; de todos modos, vale la pena recordar que, como se ha señalado anteriormente en relación con la Figura 2, el uso de un 100% de corte progresivo en el tiempo tiene una gran ventaja sobre el 0% de corte progresivo en el tiempo en términos de reducción de la interferencia de canales adyacentes. Por lo tanto, como la ventana 112b de tiempo de transmisión preferiblemente se aplica una ventana de tiempo de coseno alzado con un 100% de corte progresivo en el tiempo, por medio del primer módulo 112 de filtrado.

30 Como es sabido, los filtros de coseno alzado de raíz cuadrada se utilizan con frecuencia como filtros de transmisión y recepción en sistemas de comunicación digital para realizar un filtrado adaptado con el fin de minimizar la interferencia entre símbolos (ISI, por sus siglas en inglés). La respuesta general de dos filtros de coseno alzado de raíz cuadrada (uno aplicado en el lado de transmisión y otro en el lado de recepción) es la de un filtro de coseno alzado; en términos matemáticos,

$$H_{RC}(f) = H_{SRRC}^{TX}(f) \cdot H_{SRRC}^{RX}(f) \rightarrow H_{SRRC}^{TX}(f) = H_{SRRC}^{RX}(f) = \sqrt{H_{RC}(f)},$$

35 donde $H_{RC}(f)$ indica la respuesta de frecuencia del filtro de coseno alzado, $H_{SRRC}^{TX}(f)$ indica la respuesta de frecuencia del filtro de coseno alzado de raíz cuadrada usado en el lado de transmisión, y $H_{SRRC}^{RX}(f)$ indica la respuesta de frecuencia del filtro de coseno alzado de raíz cuadrada usado en el lado de recepción.

En términos más generales, es posible utilizar filtros de transmisión y recepción $H^{TX}(f)$ y $H^{RX}(f)$ de manera que:

$$H_{RC}(f) = H^{TX}(f) \cdot H^{RX}(f) \rightarrow \begin{cases} H^{TX}(f) = (H_{RC}(f))^\alpha \\ H^{RX}(f) = (H_{RC}(f))^{(1-\alpha)} \end{cases} \quad (1)$$

40 Tal como se ha explicado anteriormente, el primer sistema 1 de radiocomunicaciones usa dos filtros en el lado de transmisión, es decir, el primer filtro 112a de transmisión para el modo principal y el segundo filtro 114a de transmisión para los HOM. Convenientemente, de nuevo tal como se ha explicado anteriormente, el primer filtro 112a de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo igual o mayor que un 20% (por ejemplo, igual a un 20%, 25%, 30% o 35%). En cambio, en lo que respecta al segundo filtro 114a de transmisión y al primer filtro 122a de recepción, convenientemente se aplican las ecuaciones (1) anteriores; en concreto, en términos matemáticos, el segundo filtro 114a de transmisión y el primer filtro 122a de recepción son convenientemente tales que:

$$H_{RC}^{HOM-RX}(f) = H_{HOM}^{TX}(f) \cdot H^{RX}(f) \rightarrow \begin{cases} H_{HOM}^{TX}(f) = (H_{RC}^{HOM-RX}(f))^\alpha \\ H^{RX}(f) = (H_{RC}^{HOM-RX}(f))^{(1-\alpha)} \end{cases}, \quad (2)$$

donde $H_{HOM}^{TX}(f)$ indica la respuesta de frecuencia del segundo filtro 114a de transmisión, $H^{RX}(f)$ indica la respuesta de frecuencia del primer filtro 122a de recepción, y $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ indica la respuesta de frecuencia de un filtro de coseno alzado determinado con una frecuencia de corte f_C^{HOM-RX} tal que

$$f_C^{HOM-RX} = \gamma \cdot f_C^{MM}, \quad (3)$$

indicando f_C^{MM} la frecuencia de corte del filtro de coseno alzado de raíz cuadrada utilizado como primer filtro 112a de transmisión para el modo principal.

En adelante, en aras de la simplicidad de la descripción, el exponente α indicado en las ecuaciones (2) se denominará parámetro relacionado con la partición de filtro, y el coeficiente γ indicado en la ecuación (3) se denominará parámetro relacionado con la frecuencia de corte.

Convenientemente, para estabilizar el comportamiento de la primera matriz 122b de recepción, que requiere, como se explica en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1, un ancho de banda mayor (similar al ancho de banda vestigial en los sistemas analógicos SSB) para ser resiliente frente a errores de canal y para permitir el procedimiento de pseudoinvertión, el filtro de coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) tiene un corte progresivo de aproximadamente un 30% (por ejemplo, igual a un 32%), el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1, y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte está comprendido entre 1,2 y 1,25 (por ejemplo, es igual a 1,25), por lo que resulta que:

$$\begin{aligned} H_{HOM}^{TX}(f) &= (H_{RC}^{HOM-RX}(f))^{0.1}, \\ H^{RX}(f) &= (H_{RC}^{HOM-RX}(f))^{0.9}, \quad \text{y} \\ f_C^{HOM-RX} &= 1.25 \cdot f_C^{MM}. \end{aligned}$$

En términos más generales, el equilibrio entre el segundo filtro 114a de transmisión y el primer filtro 122a de recepción se debería optimizar para minimizar el nivel de ruido térmico, la IFI y la interferencia de canales adyacentes (debido esencialmente a la contribución del modo principal).

Más detalladamente, la definición de las características del segundo filtro 114a de transmisión y del primer filtro 122a de recepción se puede basar convenientemente en:

- la forma del modo principal y las funciones HOM para optimizar los coeficientes de la matriz;
- la extensión de la cola tanto para el modo principal como para los HOM;
- la contribución de ruido térmico debido al primer filtro 122a de recepción; y
- la contribución de ruido de interferencia de canales adyacentes dependiendo de la forma de la señal transmitida y de la forma del primer filtro 122a de recepción.

A este respecto, vale la pena señalar que el primer filtro 122a de recepción se define en relación con los HOM, pero también se aplica al modo principal.

La convolución entre la señal de modo principal y el primer filtro 122a de recepción debería estar limitada en la mayor medida posible al tamaño de la trama de RF para limitar el nivel de la IFI.

La optimización de los parámetros de filtro afecta también al nivel de interferencia de canales adyacentes y al nivel de ruido térmico, en donde estos niveles de interferencia tienen comportamientos opuestos con respecto al nivel de la IFI. De hecho, al aumentar el parámetro α relacionado con la partición de filtro (y, por lo tanto, al disminuir el exponente $(1 - \alpha)$ en las ecuaciones (2)), la señal del modo principal mantiene su forma y, por lo tanto, limita la contribución de la IFI, pero la misma opción aumenta la contribución del ruido térmico y la interferencia de canales adyacentes.

Tanto el documento WO 2015/067987 A1 como el documento WO 2015/068036 A1 describen el uso, para los HOM, de una rotación de fase de 90 grados entre dos pulsos adyacentes; de esta manera, cada modo de OAM 1 se genera mezclando la parte real y la parte imaginaria del símbolo y el modo tiene su propia subportadora (ya sea a la derecha o a la izquierda de la portadora del modo de OAM 0 (es decir, el modo principal)). Esta estrategia (torsión doble) es robusta pero implica una ocupación más amplia del ancho de banda general del espectro. Esta estrategia es razonable en el caso gaussiano con los mismos filtros de transmisión tanto para el modo principal como para el modo de OAM 1, pero no es eficaz cuando se usa un espectro optimizado para el modo principal, de acuerdo con la primera realización preferida de la presente invención.

Por lo tanto, preferiblemente, para el modo de OAM 1 se utiliza una rotación del símbolo de 180 grados (torsión simple) a partir de una multiplicación por j . De esta manera, la subportadora del modo de OAM 1 coincide con la portadora del modo de OAM 0, como se muestra en la Figura 4, donde se comparan los dos casos (es decir, torsión simple y torsión doble). La ventaja en términos de reducción del ancho de banda del espectro general es evidente y significativa (más de un 25%). La estrategia de torsión simple podría ser obligatoria en el caso de señales de transmisión de la difusión de señales digitales de video (DVB, por sus siglas en inglés) que ocupen todo el ancho de banda del transpondedor de satélite.

Tal como se ha explicado anteriormente, el proceso de optimización que permite utilizar el filtrado de coseno alzado para el modo principal es muy importante; de hecho, se adopta un filtrado diferente entre el modo principal y los HOM, el primer filtro 122a de recepción se empareja con el segundo filtro 114a de transmisión utilizado para los HOM que requieren más ancho de banda, y este hecho no aumenta significativamente el nivel de ruido térmico general, la IFI o la interferencia de canales adyacentes. A continuación se presentarán con más detalle algunos elementos de este proceso de optimización.

Como es sabido y tal como se ha explicado anteriormente, una respuesta al impulso genérica de un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada tiene una cola de larga duración; por consiguiente, la ventana 112b de tiempo de transmisión se usa para el modo principal con el fin de limitar las colas de tiempo y evitar cualquier distorsión fuerte del filtro de frecuencia.

En este contexto, las Figuras 5A, 5B y 5C ilustran esquemáticamente tres ejemplos de evolución de señal desde el primer y el segundo módulos 112 y 114 de filtrado hasta la aplicación del primer filtro 122a de recepción suponiendo que:

- el primer filtro 112a de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo de un 20%;
- el filtro de coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) tiene un corte progresivo igual a un 32%, el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1 y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25; y,
- en lo que respecta a la ventana 112b de tiempo de transmisión, no se usa ninguna ventana de tiempo (Figura 5A), se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 0% (Figura 5B), y se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 100% (Figura 5C).

A partir de las Figuras 5A, 5B y 5C se puede observar que la presencia de una cola de larga duración introduce contribuciones de trama de RF inaceptables que, en lugar de ello, deberían evitarse. Por otro lado, una ventana de tiempo rectangular (es decir, una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 0%) introduce interferencia de canales adyacentes, mientras que una ventana de tiempo suavizada (como una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 100%) limita la interferencia de canales adyacentes y, por lo tanto, es preferible.

En este contexto, la Tabla I de la Figura 6 muestra una comparación de los niveles de interferencia en relación con los tres ejemplos de evolución de la señal ilustrados en las Figuras 5A, 5B y 5C.

Además, la Figura 7 ilustra esquemáticamente los espectros de interferencia de canales adyacentes de nuevo suponiendo que:

- el primer filtro 112a de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo de un 20%;
- el filtro de coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) tiene un corte progresivo igual a un 32%, el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1 y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25; y,
- en cuanto a la ventana 112b de tiempo de transmisión,

- a) no se utiliza ninguna ventana de tiempo,
- b) se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 0%, y
- c) se utiliza una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 100%.

5 En lo que respecta al segundo filtro 114a de transmisión para los HOM y al primer filtro 122a de recepción, se han de tener en cuenta tres efectos principales del filtrado de HOM; en concreto, un primer efecto está relacionado con la estabilidad de la matriz de GMF (es decir, la sensibilidad de la matriz de GMF a los errores que se producen en la estimación de la señal recibida). Desde este punto de vista, no es muy importante la forma en que el filtro de coseno

alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ indicado en las ecuaciones (2) está dividido entre los lados de transmisión y recepción. Un segundo efecto consiste en la distorsión en la forma de la señal del modo principal y la generación de la IFI; finalmente, el tercer efecto está relacionado con la capacidad de filtrar el ruido térmico, con dos impactos: el primero en el nivel general de ruido que afecta al modo principal y los HOM, el segundo en la capacidad peculiar de los HOM de ser insensibles a un parte del ruido, debido a la estructura matricial del GMF.

15 En este contexto, la Tabla II de la Figura 8 muestra una comparación de los niveles de interferencia experimentados con diferentes particiones de filtro (es decir, suponiendo valores diferentes para el parámetro α relacionado con la partición de filtro). A partir de la Tabla II de la Figura 8, la configuración preferida con $\alpha = 0,1$ representa la opción con mejor rendimiento.

Preferiblemente, como se ha explicado anteriormente, el filtro de coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) tiene un corte progresivo igual al 32%, el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1 y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25 (es decir, $f_c^{HOM-RX} = 5/4 \cdot f_c^{MM}$).
 20 Convenientemente, en el lado de la transmisión, la señal se puede filtrar mediante un filtro cuadrado adicional con medio ancho de banda (HBW, por sus siglas en inglés) dado por:

$$HBW = \frac{\frac{5}{4}(1+0.32)}{2} .$$

De esta forma, la interferencia de canales adyacentes generada por los HOM se limita al mínimo.

En este contexto, la Figura 9 muestra:

- 25 • un ejemplo de respuesta al impulso del segundo filtro 114a de transmisión en el supuesto de que este último es un filtro de coseno alzado con un corte progresivo igual a un 32%, el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1 y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25; y
- 30 • un ejemplo de respuesta al impulso del primer filtro 122a de recepción suponiendo que este último es un filtro de coseno alzado con un corte progresivo igual a un 32%, el exponente respectivo $(1-\alpha)$ es igual a 0,9, y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25.

Como era de esperar, las dos funciones no son iguales, debido a la división "desequilibrada" del coseno alzado entre los lados de transmisión y recepción.

35 Como ya se ha explicado varias veces en lo anterior, el uso de un filtro de coseno alzado introduce colas de tiempo de señales considerables (mientras que este hecho no ocurre con un filtro gaussiano). Por lo tanto, puede ser conveniente aumentar el tamaño de la trama de RF para reducir el impacto relativo de estas colas de tiempo.

El tamaño mínimo puede ser considerado como diez símbolos principales (es decir, diez primeros símbolos digitales transportados por el modo principal); de esta manera, el o los HOM) están protegidos frente a interferencias dentro de la trama de RF (es decir, insensibilidad a las tramas de RF anteriores y posteriores).

40 Al utilizar una matriz más optimizada se puede aumentar el número de pulsos del modo principal (es decir, símbolos (ya que cada muestra del modo principal transporta un símbolo respectivo)) por trama de RF, con lo que se introduce una menor influencia de la limitación de contornos de la trama de RF y se aumenta la eficiencia del sistema de modulación espacial general.

Además de esta consideración, se considera que el primer símbolo de la siguiente trama tiene en cuenta el alargamiento de la cola de la señal del modo principal. Este símbolo no se considera para su propia estimación, sino solo por su impacto en los símbolos de la trama analizada. La lógica de este procedimiento se muestra en la Figura 10. Los HOM están razonablemente dentro de la trama de RF y el undécimo símbolo principal indica el impacto de la siguiente trama de RF en los símbolos transportados por la trama de RF anterior, por lo que únicamente el segundo

símbolo de la siguiente trama no está incluido. Por el contrario, el primer símbolo no necesita ningún ajuste, debido a su naturaleza, para lo cual basta con considerar un solo muestreo en su valor máximo.

En general, el número de símbolos transportados por el modo principal por trama de RF puede ser mucho mayor que diez símbolos; por ejemplo, también puede ser mayor que cien símbolos. Preferiblemente, los HOM están dispuestos solo en una parte central de la trama de RF dejando los contornos de la trama de RF libres de muestras de tiempo de HOM, tal como se ilustra en la Figura 10; en concreto, los HOM están dispuestos preferiblemente solo después de un número dado de muestras de tiempo del modo principal (y, por consiguiente, un número dado de símbolos del modo principal, ya que cada primera muestra de tiempo transporta un símbolo respectivo), dejando libre de muestras de tiempo de HOM también una parte final de la trama de RF (donde solo están presentes una o más muestras de tiempo del modo principal), para mantener cada trama de RF insensible a las tramas de RF anterior y posterior. En particular, los HOM pueden estar posicionados convenientemente de tal modo que cada símbolo transportado por un HOM esté repetido una vez multiplicado por j y una vez multiplicado por $-j$ y transportado por muestras de tiempo de HOM que están desplazadas en el tiempo en la mitad del período de símbolos $T/2$ (indicando T el período de símbolos) con respecto a las muestras de tiempo del modo principal.

Convenientemente, la secuencia y/o el posicionamiento de los HOM dentro de una trama de RF se pueden utilizar como una especie de capa de seguridad adicional para proteger el contenido de los HOM frente a una detección no deseada; de hecho, es posible:

- multiplicar la primera muestra de un símbolo de HOM una vez por j o $-j$, 1 o -1 , y una vez por el valor opuesto; y/u
- omitir algunas posiciones para crear una secuencia de símbolos de HOM, que no está distribuida regularmente a lo largo de la trama de RF; y/o
- definir una "regla secreta de composición" de cada trama de RF desconocida para un usuario no autorizado; y/o
- tener una secuencia de HOM diferente para un número definido de tramas de RF; este hecho implica que se introduce una supertrama de RF con una ley adicional de distribución de los HOM a lo largo de cada trama de RF y una estructura de supermatriz de RF que se realiza utilizando una secuencia de matrices de recepción de acuerdo con el número de tramas comprendidas dentro de la arquitectura de la supertrama de RF.

La regla de codificación puede ser similar a un sistema criptográfico ligero con la ventaja significativa de que se implementa a nivel de RF y no a nivel de banda de base.

En este contexto, las Figuras 11 y 12 muestran ejemplos de, respectivamente, una trama de RF y una supertrama de RF (que incluye tres tramas de RF como la mostrada en la Figura 11), que están diseñadas y utilizadas para proteger los HOM frente a la detección por parte de usuarios no autorizados.

Suponiendo que el número P de símbolos transportados por el modo principal por trama de RF es igual a cien (es decir, $P = 100$), el número de combinaciones posibles que han de ser consideradas con una supertrama de RF que incluye $N = 3$ tramas de RF está dado aproximadamente por:

$$\text{número de combinaciones} = 2^{N(P-2)} \cong 2 \cdot 10^{90}.$$

Si $P = 10$ y no se utiliza ninguna supertrama de RF, el número de combinaciones es igual a 256.

A continuación, se analizará la retrocompatibilidad del primer sistema 1 de radiocomunicaciones. En particular, se considera que la retrocompatibilidad es la propiedad de la señal de onda trenzada transmitida de ser recibida por un receptor tradicional, donde las señales del modo principal son la señal tradicional que ha de ser recibida por dicho receptor tradicional, mientras que las señales de HOM se consideran como señales de ruido.

Desde este punto de vista, la forma de las señales del modo principal transmitidas es bastante importante. De hecho, la elección de usar un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada como primer filtro 112a de transmisión, seguido por una ventana de tiempo adecuada (es decir, la ventana 112b de tiempo de transmisión), es una solución muy buena, que no aumenta el nivel de ISI de la señal general recibida.

A continuación también se analizará la propiedad de ruido térmico de los HOM, propiedad que depende del GMF y permite reducir el nivel de potencia de las señales de HOM, manteniendo una buena calidad de la energía del símbolo con respecto a la relación de densidad espectral de potencia de ruido (E_S/N_0).

La retrocompatibilidad se puede evaluar considerando que el primer transmisor 11 opera en el lado de transmisión y un receptor tradicional opera en el lado de recepción, receptor tradicional que utiliza, como filtro de recepción, un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada tradicional. Por supuesto, no hay GMF en el lado de recepción y, por lo tanto, las señales de HOM presentes en las señales recibidas son consideradas ruido por dicho receptor tradicional. Este ruido degrada el rendimiento del modo principal en el canal convencional; además, se puede observar que la presencia de

HOM es compatible con las modulaciones por desplazamiento de fase cuadrivalente (QPSK, por sus siglas en inglés) y 8PSK, pero podría ser incompatible con modulaciones más complejas.

5 El ruido adicional introducido por los HOM cuando es recibido por un receptor convencional se puede reducir introduciendo convenientemente una configuración de dos niveles, teniendo en cuenta que pueden seguir existiendo equipos autorizados para recibir únicamente señales de modo principal. En otras palabras, podrían existir receptores autorizados para recibir únicamente el modo principal, y también receptores autorizados para recibir el modo principal y HOM (es decir, receptores configurados como el primer receptor 12). La ventaja de dicha configuración de dos niveles consiste en que se evita el ruido de HOM en el modo principal para los usuarios autorizados a recibir solo el modo principal.

10 La señal del modo principal muestra un muy buen comportamiento cuando pasa a través de un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada tradicional. En este contexto, la Figura 13 muestra tres funciones de respuesta al impulso relacionadas con las salidas de, respectivamente, el primer filtro 122a de recepción, el coseno alzado tradicional y la convolución del coseno alzado de raíz cuadrada truncada aplicado por el primer transmisor 11 y el coseno de raíz cuadrada tradicional aplicado por un receptor tradicional. En la Figura 13 se puede observar que las posiciones de los puntos cero no cambian; por lo tanto, el nivel de ISI es muy bueno tal como se requiere para conseguir un buen canal de comunicación.

Vale la pena señalar también que las simulaciones experimentales y las pruebas realizadas por el Solicitante en relación con la retrocompatibilidad del primer sistema 1 de radiocomunicaciones han demostrado que la interferencia de canales adyacentes debida a los HOM es completamente insignificante para los receptores tradicionales.

20 El uso de ondas trenzadas en el tiempo para señales moduladas digitales requiere un ancho de banda adicional (similar a la técnica SSB utilizada para señales moduladas analógicas), lo que provoca, cuando se usa en una configuración de múltiples portadoras, la presencia de una interferencia de canales adyacentes mayor que la generada por las señales de coseno alzado convencionales. Este aspecto es muy conocido en el caso de las señales moduladas gaussianas utilizadas en GSM.

25 En las comunicaciones por satélite existe una configuración en la que el ancho de banda disponible está muy limitado por el filtro de transpondedor y es utilizado en su totalidad por un solo canal, como es el caso de las DVB, en donde la transmisión se caracteriza por la presencia de una señal única de multiplexación por división de tiempo (TDM, por sus siglas en inglés). En este caso, el ancho de banda total no se puede aumentar en absoluto, por lo que es necesario limitar el factor de corte progresivo para permitir la presencia de los HOM evitando aspectos críticos para la primera matriz 122b de recepción. En otras palabras, los sistemas de satélite de DVB convencionales también se pueden enriquecer con la tecnología de onda trenzada en el tiempo aprovechando una reducción del factor de corte progresivo que permite utilizar los HOM también con un transpondedor de satélite y, por lo tanto, obtener una mayor velocidad de información general.

35 La sensibilidad de la primera matriz 122b de recepción a errores es un elemento importante que ha de ser tenido en cuenta. La introducción de un filtro nítido, como el del transpondedor, podría ser fundamental para la coherencia de la arquitectura general de ondas trenzadas. Por lo tanto, es conveniente utilizar una configuración optimizada para dicho caso particular. En este contexto, la Tabla III de la Figura 14 muestra características relacionadas con el uso, con un transpondedor de satélite, de los modos de OAM 0 y 1, y los modos de OAM 0 y 2. En la Tabla III de la Figura 14 se puede observar que con el modo 0 la primera matriz 122b de recepción puede soportar, en un ancho de banda de transpondedor de 36 MHz, una configuración de onda trenzada en el tiempo utilizando el modo 1 con un factor de corte progresivo (ROF, por sus siglas en inglés) de hasta un 28% para el primer filtro 112a de transmisión (es decir, para el modo principal 0). Después de este límite, la sensibilidad de la matriz al ruido y los errores se vuelve inaceptable. Cuando se utilizan los modos 0 y 2, la primera matriz 122b de recepción puede soportar fácilmente hasta un 15% de ROF para el primer filtro 112a de transmisión (es decir, para el modo principal 0).

45 Tal como se ha explicado anteriormente, el uso de un filtro nítido puede tener un impacto en el rendimiento general de la onda trenzada, debido a la sensibilidad de la primera matriz 122b de recepción a los errores, cuando el filtro de HOM (es decir, el segundo filtro 114a de transmisión) es demasiado estrecho. Por lo tanto, incluso si la respuesta al impulso del canal de comunicación general se implementa en la primera matriz 122b de recepción, el ancho de banda general puede ser demasiado estrecho para permitir una reconstrucción satisfactoria de las señales entrantes.

50 En este contexto, la Figura 15 muestra los efectos del filtro de transpondedor en los espectros y en las respuestas de tiempo del modo principal y el modo trenzado 1 en el supuesto de que se utiliza un ROF de un 20% para el primer filtro 112a de transmisión (es decir, para el modo principal). En particular, un ROF de un 20% de este tipo produce una velocidad de símbolos de 30 MHz en comparación con el ancho de banda del transpondedor de 36 MHz. Como se puede observar en la Figura 15, el modo principal está mal modificado, pero el HOM 1 tiene una reducción severa de su ancho de banda en aproximadamente 3 dB de su máximo relativo. Esto provoca una fuerte reducción de la resiliencia de la primera matriz 122b de recepción frente a errores y hace que el rendimiento del sistema no sea aceptable.

En cambio, la Figura 16 muestra una situación completamente diferente. De hecho, la Figura 16 muestra los efectos del filtro de transpondedor en los espectros y en las respuestas de tiempo del modo principal y el modo trenzado 1 suponiendo que se usa un ROF de un 35% para el primer filtro 112a de transmisión (es decir, para el modo principal). En particular, dicho ROF de un 35% produce una velocidad de símbolos de 26,7 MHz en comparación con el ancho de banda del transpondedor de 36 MHz. En el ejemplo mostrado en la Figura 16, el corte de HOM 1 es insignificante, ya que comienza por debajo de 10 dB desde el máximo relativo de HOM.

Las formas de las respuestas de tiempo permiten comprender el comportamiento diferente introducido por el corte de ancho de banda del espectro de HOM, mostrando la notable diferencia entre la señal con y sin corte de ancho de banda para un ROF de modo principal de un 20%, mientras que las dos señales son casi idénticas para un ROF en modo principal de un 35%. En este contexto, la Tabla IV de la Figura 17 muestra el rendimiento de onda trenzada para varios ROF de modo principal desde un 5% hasta un 35%.

Tal como se ha explicado anteriormente, el primer canal 13 de radio se ve afectado por el ruido térmico (como también se muestra en la Figura 1). El ruido después de la primera matriz 122b de recepción se puede representar, usando el teorema de muestreo, con una secuencia de pulsos caracterizada por el espectro del primer filtro 122a de recepción. Estas muestras están completamente representadas por la velocidad de muestreo utilizada, que se ha supuesto que es cuatro veces la mínima.

La contribución de ruido se puede considerar como una adición de dos componentes de ruido, en donde:

- el primero depende del primer filtro 112a de transmisión y está presente en la primera matriz 122b de recepción con los mismos coeficientes que el modo principal, por lo que no se puede distinguir de las muestras del modo principal; y
- el segundo es una contribución adicional debida a la diferencia entre el primer filtro 122a de recepción y el primer filtro 112a de transmisión.

En términos matemáticos, en el dominio del tiempo resulta que

$$n_{RX}(t) = n_{MM-TX-Filtro}(t) + n_{\Delta filtro}(t)$$

o, considerando el dominio de la frecuencia,

$$N_{RX}(f) = N_{MM-TX-Filtro}(f) + N_{\Delta filtro}(f),$$

donde:

- $n_{RX}(t)$ y $N_{RX}(f)$ indican el ruido en el lado de la recepción, en particular en la entrada de la primera matriz 122b de recepción;
- $n_{MM-TX-Filtro}(t)$ y $N_{MM-TX-Filtro}(f)$ indican el componente de ruido que depende del primer filtro 112a de transmisión; y
- $n_{\Delta filtro}(t)$ y $N_{\Delta filtro}(f)$ indican el componente de ruido debido a la diferencia entre el primer filtro 122a de recepción y el primer filtro 112a de transmisión.

El primer componente de ruido $n_{RX}(t) / N_{RX}(f)$, que tiene la misma forma que el modo principal, es considerado por el GMF como un componente adicional del pulso del modo principal, mientras que el componente relacionado con la diferencia de filtro $n_{\Delta filtro}(t) / N_{\Delta filtro}(f)$ afecta tanto al modo principal como a los HOM.

En este contexto, la Figura 18 muestra el espectro de los dos componentes de ruido $N_{MM-TX-Filtro}(f)$ y $N_{\Delta filtro}(f)$ en la entrada de la primera matriz 122b de recepción. En la Figura 18 se puede observar que la contribución de ruido principal está presente en el modo principal, mientras que los HOM se ven afectados por una contribución de ruido mucho menor, que, sin embargo, desafortunadamente puede ser amplificada por la primera matriz 122b de recepción (en particular, si el ancho de banda de los HOM está demasiado aguzado) debido a la estructura de la primera matriz 122b de recepción en sí, como también se explica en detalle en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1. Esta estructura de ruido es importante para equilibrar el crecimiento de ruido debido a la primera matriz 122b de recepción, el aumento de ancho de banda y la retrocompatibilidad, manteniendo para todas las configuraciones una tasa de errores de bit (BER, por sus siglas en inglés) razonablemente buena. De hecho, cuando sea necesario, existe la posibilidad de reducir la energía por símbolo solo para los HOM, permitiendo de este modo una compatibilidad con un receptor convencional.

El Solicitante ha realizado numerosas pruebas experimentales con el fin de evaluar el rendimiento del primer sistema 1 de radiocomunicaciones. A continuación se presentarán los resultados de algunas de dichas pruebas experimentales.

En particular, dichas pruebas experimentales se han realizado en relación con la siguiente configuración del primer sistema 1 de radiocomunicaciones:

- el primer filtro 112a de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un corte progresivo de un 20%;
- 5 • el filtro de coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) tiene un corte progresivo igual a un 32%, el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1 y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25;
- la ventana 112b de tiempo de transmisión es una ventana de tiempo de coseno alzado con un corte progresivo de un 100%; y
- 10 • se supone que tiene un número arbitrario de canales iguales, adecuadamente espaciados en frecuencia, de acuerdo con el corte progresivo seleccionado de un 20% del primer filtro 112a de transmisión.

En el cálculo de la interferencia de canales adyacentes se ha considerado un canal para la evaluación, pero el valor de interferencia se ha multiplicado por dos para tener en cuenta el caso general de dos canales adyacentes interferentes.

- 15 Al comienzo se ha calculado un valor inicial para una relación inicial señal/ruido (S/N o SNR) de 15 dB, luego se ha comprobado el comportamiento general cambiando el valor S/N.

En particular se han considerado dos casos: el primero no implica ningún requisito en cuanto a la retrocompatibilidad, mientras que el segundo soporta la retrocompatibilidad con al menos una modulación QPSK.

El mejor rendimiento se obtiene cuando el E_s/N_0 para el modo principal y el de los HOM son iguales.

- 20 En este contexto, vale la pena considerar que, para mantener constante el nivel de potencia general, el E_s/N_0 inicial se reduce en 1,46 dB para el modo principal.

El rendimiento general es bastante bueno con una eficiencia espectral máxima de 6,12 bit/s/Hz (mientras que la eficiencia espectral máxima utilizando únicamente el modo principal es igual a 4,9 bit/s/Hz).

- 25 En la Figura 19 se muestra la tasa de errores de modulación (MER, por sus siglas en inglés) calculada de la configuración (usando modulación QPSK para todos los modos). En particular, en la Figura 19 se puede observar que la dispersión del modo principal y la del modo 1 son similares. De hecho, la primera matriz 122b de recepción es tal que equilibra los efectos de ruido entre los dos modos.

- 30 La simulación se ha realizado utilizando Matlab e introduciendo la contribución de ruido térmico antes del primer filtro 122a de recepción. La SNR se ha calculado después del primer filtro 122a de recepción usando niveles promediados de secuencia de tiempo y es de alrededor de 15 dB. Este nivel se ha mantenido constante para la señal de onda trenzada y para la convencional.

Los niveles calculados de MER después de la primera matriz 122b de recepción son de alrededor de 13,5 dB para ambos modos. El límite de Shannon equivalente para la señal de ondas trenzadas es de aproximadamente 6,36 bit/s/Hz frente a 5,02 de la arquitectura de señal tradicional, con una ganancia general de 1,27.

- 35 Este sistema también puede dar cierto nivel de compatibilidad con un receptor tradicional, mientras que el precio a pagar consiste en que este tipo de receptor considera la presencia de HOM como ruido.

Esta propiedad se denomina retrocompatibilidad y, para tener niveles de S/N de al menos 10-11 dB, los HOM deben atenuarse convenientemente alrededor de 3 dB con respecto al nivel de potencia del modo principal.

- 40 Introduciendo una atenuación para los HOM del orden de 4 dB se obtiene un compromiso razonable. El modo principal se reduce en 0,64 dB para mantener constante la potencia general. De esta manera, la eficiencia espectral máxima para ondas trenzadas es de aproximadamente 5,3 bit/s/Hz, frente al valor de 4,39 bit/s/Hz relacionado con el uso solo del modo principal, con una ganancia de 1,2 y 1,38 suponiendo el mismo corte progresivo para el canal de referencia.

- 45 Además, la Figura 20 muestra la ganancia de la señal de onda trenzada suponiendo 0 dB de atenuación para los HOM con respecto al modo principal. Como se muestra en la Figura 20, la ganancia máxima es de aproximadamente 1,35 (mismo corte progresivo) y 1,15 con respecto al límite de Shannon con una S/N de 13 dB. Al aumentar la S/N por encima de 25 dB, la ganancia comienza a disminuir debido al impacto de la IFI residual entre las tramas de RF y de la interferencia del canal adyacente, que es de alrededor de -29 dB.

- 50 Además, la Figura 21 muestra la capacidad de información (en términos de bit/s/Hz) como una función de S/N (o E_s/N_0). En particular, el comportamiento de la capacidad de onda trenzada muestra un nivel de saturación cuando la S/N se acerca a 30 dB.

Esto podría considerarse un límite para el uso ventajoso de la tecnología de onda trenzada en el tiempo; de todos modos, este límite está mucho más allá de los valores prácticos utilizados para las comunicaciones móviles y por satélite.

5 El aspecto interesante del uso de coseno alzado para el modo principal consiste en la posibilidad de optimizar el espaciado de frecuencia central entre varios canales, manteniendo la ventaja de la onda trenzada en una ventana razonable de S/N.

A este respecto, la Figura 22 muestra la ganancia de las ondas trenzadas con respecto a la S/N para diferentes valores de corte progresivo (desde un 5% hasta un 35%) y suponiendo una atenuación de los HOM de 0 dB.

10 Para obtener resultados comparables, el canal de referencia es el filtro rectangular equivalente correspondiente a un corte progresivo de un 0% con la misma potencia disponible.

15 La reducción del corte progresivo provoca un aumento de la interferencia de canales adyacentes, lo que explica por qué la ganancia disminuye más rápidamente cuando aumenta la S/N. En la región en la que la ganancia es máxima, su valor es mayor cuando el corte progresivo es menor (por ejemplo, 1,2 para un corte progresivo de un 5% frente a 1,1 con un corte progresivo de un 35%). Como se ha mencionado más arriba, esta ganancia se ha evaluado con respecto a un filtro rectangular.

Como es sabido en el campo del análisis numérico, el número de condición de una función con respecto a un argumento mide cuánto puede cambiar el valor de salida de la función para un cambio pequeño en el argumento de entrada. Esto se usa para medir la sensibilidad de una función a cambios o errores en la entrada, y en qué medida un error en la salida es el resultado de un error en la entrada.

20 Con referencia específica a las matrices, el número de condición es un parámetro típico que se utiliza para definir la sensibilidad de una matriz a los errores. En términos matemáticos, el número de condición relacionado con una matriz cuadrada A se puede definir como:

$$\text{cond}(A) = \|A\| \cdot \|A\|^{-1},$$

donde $\|A\|$ indica la norma de la matriz A.

25 La norma matricial correspondiente a una norma vectorial dada está definida por:

$$\|A\| = \max_{x \neq 0} \frac{\|Ax\|}{\|x\|}.$$

La norma matricial correspondiente a la norma vectorial 1 es la suma máxima absoluta de la columna:

$$\|A\|_1 = \max_j \sum_{i=1}^n |a_{ij}|.$$

Por lo tanto, el número de condicionamiento es:

$$\text{cond}(A) = \|A\| \cdot \|A\|^{-1} = \left(\max_{x \neq 0} \frac{\|Ax\|}{\|x\|} \right) \cdot \left(\min_{x \neq 0} \frac{\|Ax\|}{\|x\|} \right)^{-1}.$$

30 El número de condición de una matriz mide la cantidad de distorsión de la esfera unitaria (en la norma vectorial correspondiente) bajo la transformación de la matriz. Cuanto mayor es el número de condición, más se distorsiona la esfera unitaria cuando se transforma mediante la matriz.

35 Por lo tanto, el número de condición es una medida de lo cerca que está una matriz de ser singular; de hecho, una matriz con un número de condición grande es casi singular, mientras que una matriz con un número de condición cercano a 1 está lejos de ser singular.

El cálculo práctico del número de condicionamiento es bastante complejo y hay que considerar que, para las señales de onda trenzada, la matriz de transformación no es cuadrada, por lo que se utiliza una técnica pseudoinversa.

40 Por lo tanto, se propone utilizar una verificación experimental de la sensibilidad a errores de la primera matriz 122b de recepción, suponiendo que se transmite únicamente el modo principal para diferentes valores S/N, verificando el nivel

de ruido introducido en los HOM, que debe ser nominalmente igual a cero, y midiendo cuánto se amplifica el ruido de salida por la transformación matricial.

5 En particular, la sensibilidad de la primera matriz 122b de recepción al ruido térmico con un ancho de banda diferente del modo 0 es una función del ancho de banda del primer filtro 122a de recepción, el segundo filtro 114a de transmisión y el espectro del ruido residual.

10 Vale la pena tener en cuenta que la configuración analizada es bastante nueva y que el comportamiento del espectro de ruido coloreado no está claramente establecido en la literatura científica disponible. De todos modos, en términos generales, la sensibilidad se puede limitar a un factor insignificante con la selección adecuada de las características de ancho de banda de los tres filtros del primer sistema 1 de radiocomunicaciones, en concreto: el primer filtro 112a de transmisión, el segundo filtro 114a de transmisión y el primer filtro 122a de recepción.

Se ha realizado una serie de análisis comparativos cambiando los parámetros de los HOM y dejando libres los parámetros del modo principal, que definen el corte progresivo. A este respecto, la Figura 23 muestra resultados de dichos análisis comparativos.

15 La posibilidad de conformar el primer filtro 122a de recepción como parte del filtro de coseno alzado relacionado con los HOM permite reducir de una manera muy significativa el ancho de banda útil de recepción. Como se ha explicado anteriormente, en los casos analizados la partición, entre el segundo filtro 114a de transmisión y el primer filtro 122a de recepción, del exponente del filtro de coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) es 0,1 para el lado de transmisión y 0,9 para el lado de recepción.

20 Adicionalmente, el Solicitante ha realizado varias pruebas en un escenario real de comunicaciones por satélite con el fin de verificar la solidez del rendimiento del primer sistema 1 de radiocomunicaciones en presencia de ruido real (que siempre está presente en una implementación práctica). En particular, estas pruebas se han llevado a cabo utilizando una parte dedicada de un transpondedor de satélite; además, se ha utilizado un enlace de transmisión-recepción completo para transmitir y recibir señales de onda trenzada, y se ha seleccionado una velocidad de símbolos de 240 ksímbolos/s para dimensionar toda la configuración del *hardware* de prueba.

25 Los factores de calidad de salida para el análisis de la señal de onda trenzada se han considerado las cifras de MER de salida para un valor S/N definido de la señal de entrada en comparación con una señal modulada convencional, imponiendo la misma potencia para ambas configuraciones.

Por lo tanto, la ventaja final de las ondas trenzadas respecto a un sistema convencional se obtiene con la misma potencia transmitida, reproduciendo con las medidas las mismas condiciones supuestas en el análisis teórico.

30 Para tener una visión completa de los resultados, conviene especificar que:

- la señal transmitida es la suma de dos señales, en concreto la señal de modo principal filtrada por el primer filtro 112a de transmisión y la señal de HOM filtrada por el segundo filtro 114a de transmisión; esta señal de HOM puede tener cualquier nivel posible de energía por símbolo, como el mismo que la señal del modo principal, o una atenuación de 3 dB, o incluso una atenuación infinita (es decir, solo está presente el modo principal);
- 35 • la potencia total se mantiene constante; por lo tanto, teniendo para esta implementación específica cuatro símbolos de HOM para diez símbolos de modo principal, la distribución de potencia entre modos (suponiendo una atenuación de A dB para los modos de orden superior) es

$$- \text{Potencia}_{\text{modo } 0} = 10 \log \left[\frac{5}{5 + 2 \times 10^{(A/10)}} \right] \text{ dB} ,$$

$$- \text{Potencia}_{\text{modo } 1} = A + 10 \log \left[\frac{5}{5 + 2 \times 10^{(A/10)}} \right] - 4 \text{ dB} ,$$

$$40 \quad - \text{Potencia Total} = 10 \log \left[\frac{5}{5 + 2 \times 10^{(A/10)}} \left(1 + \frac{2}{5} 10^{A/10} \right) \right] = 0 \text{ dB} ;$$

- el espectro se mide a la salida del primer transmisor 11 (es decir, cuando el ancho de banda entra en el primer canal 13 de radio y el transpondedor de satélite);
- en el lado de la recepción, se realiza una primera medición después del primer filtro 122a de recepción, antes del muestreo de la matriz a una velocidad de símbolos igual a 1/T (es decir, la velocidad de muestreo del modo principal);

45

- si no hay HOM (es decir, $A = \infty$), el diagrama de dispersión representa la MER de un receptor convencional, mientras que, en presencia de HOM (es decir, $A < \infty$), el diagrama de dispersión representa la MER de un receptor convencional con el ruido adicional debido a los HOM;
- 5 • si no hay HOM (es decir, $A = \infty$), la MER debería corresponder a la MER medida antes de la primera matriz 122b de recepción y después del primer filtro 122a de recepción;
- después del GMF, la MER se mide independientemente para el modo principal y para los HOM (1 o 2).

Más detalladamente, se han realizado pruebas para diferentes configuraciones de la potencia de transmisión y para dos selecciones diferentes del corte progresivo del modo principal, es decir, 20% y 35%. De hecho, este último valor (es decir, un corte progresivo de un 35%) es necesario para transmitir una señal DVB utilizando el ancho de banda completo del transpondedor con un rendimiento aceptable de la señal de onda trenzada con el modo 1, mientras que un corte progresivo de un 20% permite obtener un buen rendimiento bien si el transpondedor se usa para una configuración multiportadora, bien si la señal DVB (usando el ancho de banda completo del transpondedor) está configurada con el modo trenzado 2.

Vale la pena señalar que, debido a la naturaleza de la sección 116 de transmisión de RF específica utilizada durante las pruebas (que estaba limitada a 10 vatios en un punto de compresión de 1 dB), el comportamiento de la señal de onda trenzada se ha acentuado hasta el nivel de saturación de dicha sección 116 de transmisión de RF específica, verificando así la usabilidad de la presente invención en presencia de una distorsión de la señal recibida debido a la no linealidad del canal de comunicaciones. De hecho, los resultados obtenidos son muy buenos hasta el límite del punto de compresión de 1 dB.

En lo que respecta a los resultados de las pruebas arriba mencionadas, la Figura 24 muestra ejemplos de espectros del modo principal y del modo trenzado 1 a nivel del transpondedor y en el primer receptor 12 en el caso de un ROF de un 20%. Además, la Figura 25 muestra curvas de ganancia de ondas trenzadas (de nuevo en el caso de un ROF de un 20%) con respecto al sistema convencional, donde dichas curvas de ganancia están relacionadas con los resultados de las pruebas realizadas y, a efectos comparativos, también con los resultados de las simulaciones realizadas por ordenador. Además, la Figura 26 muestra las curvas MER de ondas trenzadas (de nuevo en el caso de un ROF de un 20%) con respecto al sistema convencional, donde dichas curvas MER están relacionadas con los resultados de las pruebas realizadas y, a efectos comparativos, también con los resultados de las simulaciones realizadas por ordenador.

En las Figuras 25 y 26 se puede observar que los resultados de las pruebas concuerdan bien con los obtenidos mediante simulación por computadora, tomando también en consideración los efectos de los errores de implementación y los efectos de no linealidad de los amplificadores de estado sólido cuando los valores S/N son superiores a 18 dB. También es posible observar que, atenuando el HOM en aproximadamente 3 dB, el rendimiento sigue siendo aceptable, pasando de un valor típico de 8,4 dB a unos 10,0 dB, en la zona lineal.

Tal como se ha explicado anteriormente, el Solicitante también ha realizado varias pruebas basadas en el uso de un ROF de un 35% para el modo principal. En particular, en este caso, para simular efectos de transpondedor, la señal transmitida ha sido filtrada mediante una función de filtrado con forma de un ancho de banda de transpondedor, escalada para obtener una velocidad de símbolos igual a 240 ksímbolos/s, que es la velocidad utilizada para la configuración implementada. El ancho de banda equivalente total a 40 MHz con una velocidad de símbolos de 26,7 Msímbolos/s es de 360 KHz. A partir de los resultados de estas pruebas se puede observar que el modo principal no se ve afectado por el corte de transpondedor, mientras que el HOM 1 está sujeto a distorsión. De todos modos, estas características del espectro son tomadas en consideración convenientemente por la primera 212b matriz de recepción.

Tal como se ha explicado anteriormente, la presente invención permite extender el uso de ondas trenzadas en el tiempo a una forma de señal del modo principal prácticamente arbitraria. En particular, hasta ahora se ha descrito en detalle la aplicación de ondas trenzadas en el tiempo a señales filtradas por coseno alzado utilizadas por sistemas de comunicaciones tradicionales (como los sistemas de comunicaciones por satélite). De todos modos, la presente invención permite aprovechar la tecnología de onda trenzada en el tiempo también con otras formas de señal, como las señales gaussianas utilizadas en GSM.

En este contexto, vale la pena señalar que los sistemas de coseno alzado son los más críticos y exigentes en términos de las deficiencias y limitaciones en el ancho de banda de HOM. De hecho, teniendo en cuenta el uso de un filtro de coseno alzado con una frecuencia de corte de $1/2T$, se ha de señalar que $1/2T$ representa el ancho de banda mínimo posible para una señal de comunicación con una velocidad de símbolos de $1/T$. Por lo tanto, cuando se usa una señal GSM, el ancho de banda disponible para los HOM aumenta significativamente.

En particular, en el caso de la forma de la señal del modo principal gaussiano, de nuevo es conveniente utilizar una forma de coseno alzado para los HOM.

A continuación se describirá en detalle el caso gaussiano.

5 En particular, también en el caso gaussiano, la reconstrucción en el lado de la recepción de señales independientes transmitidas a través de los modos principal y trenzado requiere un ancho de banda ligeramente mayor que el mínimo (es decir, el de Nyquist) estrictamente necesario para muestrear la señal del modo principal. Sin embargo, gracias a la forma gaussiana, el ancho de banda de los HOM puede estar dentro del ancho de banda del modo principal, simplemente usando un filtro de coseno alzado para los HOM (en lugar de otro gaussiano).

En términos generales, la ventaja máxima se obtiene utilizando dos filtros de transmisión diferentes para el modo principal y los HOM. De esta forma, la tecnología trenzada en el tiempo se puede aprovechar ventajosamente en sistemas de radiocomunicaciones basados en el estándar GSM/PCS, utilizando un filtro gaussiano tradicional para el modo principal y adoptando un filtro de coseno alzado adecuado para los HOM.

10 En este contexto, la Figura 27 muestra un diagrama de bloques funcional que representa esquemáticamente un segundo sistema de radiocomunicaciones (indicado en su conjunto con la referencia 2) de acuerdo con una segunda realización preferida de la presente invención.

15 En particular, como se muestra en la Figura 27, el segundo sistema 2 de radiocomunicaciones incluye un segundo transmisor 21 y un segundo receptor 22 configurado para comunicaciones inalámbricas a través de un segundo canal 23 de radio afectado por ruido.

Más detalladamente, el segundo transmisor 21 está configurado para:

- generar o recibir símbolos digitales que han de ser transmitidos; convenientemente, dichos símbolos digitales tienen una velocidad de símbolos dada asociada con un período de símbolos correspondiente;
- 20 • generar, por medio de un segundo módulo 211 de generación de modo principal, terceras señales de tiempo digitales (convenientemente, componentes en fase y en cuadratura de las mismas), que están relacionadas con un primer modo de OAM con carga topológica igual a cero (es decir, el modo principal) y que transportan terceros símbolos digitales que han de ser transmitidos; convenientemente, cada tercera señal de tiempo digital comprende terceras muestras de tiempo respectivas que tienen un período de muestreo igual al período de símbolos y que transportan, cada una, un tercer símbolo digital respectivo;
- 25 • aplicar, por medio de un tercer 212 módulo de filtrado, un tercer filtro 212a de transmisión a las terceras señales de tiempo digitales, obteniendo así terceras señales de tiempo digitales filtradas;
- generar, mediante un segundo módulo 213 de generación de HOM, cuartas señales de tiempo digitales (convenientemente, componentes en fase y en cuadratura de las mismas), que están relacionadas con uno o más segundos modos de OAM con carga topológica diferente de cero (es decir, uno o más modos trenzados) y que transportan cuartos símbolos digitales que han de ser transmitidos; convenientemente, cada cuarta señal de tiempo digital comprende cuartas muestras de tiempo respectivas que
 - transportan uno o más cuartos símbolos digitales respectivos por medio de una modulación (convenientemente, una modulación de fase; más convenientemente, una modulación de amplitud y fase) relacionada con un segundo modo de OAM respectivo con carga topológica diferente de cero,
 - 30 - tienen un período de muestreo igual al período del símbolo, y
 - están desplazadas en el tiempo con respecto a las terceras muestras de tiempo y a las cuartas muestras de tiempo de las cuartas señales de tiempo digitales relacionadas con el segundo modo de OAM diferente al respectivo;
- 40 • aplicar, por medio de un cuarto 214 módulo de filtrado, un cuarto filtro 214a de transmisión a las cuartas señales de tiempo digitales, obteniendo así cuartas señales de tiempo digitales filtradas;
- combinar, por medio de un segundo módulo 215 de combinación, las terceras y las cuartas señales de tiempo digitales filtradas en segundas señales de tiempo digitales combinadas, teniendo todas ellas una misma segunda duración; y
- 45 • transmitir, por medio de una segunda sección 216 de transmisión de RF, una segunda señal de RF (multitrama) que transporta, en tramas de tiempo sucesivas no superpuestas, que tienen la segunda duración, las segundas señales de tiempo digitales combinadas emitidas por el segundo módulo 215 de combinación.

Además, el segundo receptor 22 incluye:

- una segunda sección 221 de recepción de RF configurada para recibir la segunda señal de RF transmitida por el segundo transmisor 21 y para procesar la segunda señal de RF recibida con el fin de obtener una segunda señal digital entrante correspondiente; y
- 50

- un segundo módulo 222 de extracción de símbolos, que está acoplado con dicha segunda sección 221 de recepción de RF para recibir de la misma la segunda señal digital entrante, y que está diseñado para procesar dicha segunda señal digital entrante con el fin de extraer el tercer y el cuarto símbolos digitales transportados por dicha segunda señal digital entrante.

5 Más detalladamente, el segundo módulo 222 de extracción de símbolos está diseñado para procesar partes sucesivas, no superpuestas, de la segunda señal digital entrante que tiene la segunda duración mediante:

- aplicación de un segundo filtro 222a de recepción a las partes de la segunda señal digital entrante que tienen la segunda duración, obteniendo así partes de la segunda señal digital entrante filtradas; y
- extracción, utilizando una segunda matriz 222b de recepción, del tercer y el cuarto símbolos digitales transportados respectivamente por dichas segundas partes de la señal digital entrante filtradas.

10 Convenientemente, en lo que respecta a la generación de la tercera señal de tiempo digital (es decir, la generación del modo principal), la generación de la cuarta señal de tiempo digital (es decir, la generación del modo trenzado), la generación de señales de tiempo digital combinadas, y la transmisión de RF, el segundo transmisor 21 está diseñado para operar de acuerdo con los principios y características relacionados con la transmisión descritos en detalle en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 en relación con la generación y transmisión del modo principal y el modo trenzado (cuyos principios y características relacionados con la transmisión se incluyen en la presente memoria por referencia).

15 Además, de nuevo convenientemente, en lo que respecta a la recepción de RF y la extracción de símbolos, el segundo receptor 22 está diseñado para operar de acuerdo con los principios y características relacionados con la recepción descritos en detalle en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 en relación con la recepción de RF y la extracción de símbolos (cuyos principios y características relacionados con la recepción se incluyen en la presente memoria por referencia).

20 Por otro lado, el segundo sistema 2 de radiocomunicaciones se diferencia de los sistemas descritos en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 en que estos últimos describen el uso, en el lado de la transmisión, de un mismo filtro de transmisión para el modo principal y el modo trenzado, mientras que el segundo transmisor 21 utiliza dos filtros diferentes, en concreto el tercer filtro 212a de transmisión para las terceras señales de tiempo digitales (es decir, para las señales de modo principal) y el cuarto filtro 214a de transmisión para las cuartas señales de tiempo digitales (es decir, para las señales de modo trenzado (o HOM), en donde dichos tercer y cuarto filtros 212a y 214a de transmisión tienen características diferentes.

25 En particular, el tercer filtro 212a de transmisión es un filtro gaussiano, preferiblemente un filtro gaussiano con un producto de BT de 3 dB igual a 0,3 para que sea compatible con sistemas GSM/PCS convencionales.

Además, el segundo transmisor 21, a diferencia del primer transmisor 11, no aplica ninguna ventana de tiempo a las terceras señales de tiempo digitales filtradas (es decir, a las señales de modo principal filtradas por el tercer filtro 212a de transmisión), ya que no es necesario en este caso.

30 En cambio, en lo que respecta al cuarto filtro 214a de transmisión y al segundo filtro 222a de recepción son aplicables las mismas características que al segundo filtro 114a de transmisión y al primer filtro 122a de recepción. En particular, para estabilizar el comportamiento de la segunda matriz 222b de recepción que, como se explica en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1, requiere un ancho de banda mayor para ser resistente frente a errores y permitir el procedimiento de pseudoinversión, el cuarto filtro 214a de transmisión y el segundo filtro 222a de recepción también son filtros basados en coseno alzado diseñados para satisfacer las ecuaciones (2), en donde el filtro de

35 coseno alzado dado $H_{RC}^{HOM-RX}(f)$ en las ecuaciones (2) tiene un corte progresivo de aproximadamente un 30% (por ejemplo, igual a un 32%), el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1, y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte está comprendido entre 1,15 y 1,3 (por ejemplo, es igual a 1,25), con lo que resulta (como en el caso del primer sistema 1 de radiocomunicaciones) que:

$$H_{HOM}^{TX}(f) = \left(H_{RC}^{HOM-RX}(f) \right)^{0.1},$$

$$H^{RX}(f) = \left(H_{RC}^{HOM-RX}(f) \right)^{0.9}, \quad y$$

$$f_C^{HOM-RX} = 1.25 \cdot f_C^{MM},$$

40 en donde, para el segundo sistema 2 de radiocomunicaciones, f_C^{MM} indica la frecuencia de corte del filtro gaussiano usado como el tercer filtro 212a de transmisión para el modo principal.

Como es sabido, en el estándar GSM se utiliza una modulación de desplazamiento mínimo con filtro gaussiano (GMSK, por sus siglas en inglés) con un producto de BT de 0,3 como un compromiso entre la eficiencia espectral y la ISI. Con

- este valor del producto de BT, un 99% del espectro de potencia se encuentra dentro de un ancho de banda de 250 kHz; por lo tanto, dado que el espectro GSM se divide en canales de 200 kHz para acceso múltiple, se produce muy poca interferencia entre los canales. La velocidad a la que puede transmitir GSM, con $BT = 0,3$, es de 271 kb/s. Esto implica el uso de un esquema de modulación de fase continua (CPM, por sus siglas en inglés). El corte progresivo equivalente es del orden de un 27%.
- Vale la pena señalar que, para la evaluación del rendimiento gaussiano, se deben tener en cuenta tanto la interferencia de canales adyacentes como la ISI residual debido a la forma del filtro, ya que pueden afectar a la ortogonalidad entre símbolos sucesivos. A este respecto, la Figura 28 muestra la interferencia de canales adyacentes para un canal gaussiano GSM tradicional.
- Hay que considerar que el uso de un esquema de modulación simple permite aceptar sin problemas este tipo de interferencias, lo que posibilita una mejor constancia del nivel de potencia transmitida en el tiempo.
- En particular, el Solicitante ha realizado un análisis en profundidad del rendimiento (en términos de BER) de diferentes esquemas de modulación tradicionales (como BPSK, QPSK, GMSK) con y sin el uso de ondas trenzadas en el tiempo, llegando así al resultado de que puede ser conveniente la adopción de diferentes esquemas de PSK para el modo principal y los HOM.
- Como se ha explicado anteriormente, el tercer filtro 212a de transmisión se define preferiblemente sobre la base de un filtro gaussiano convencional utilizado en sistemas GSM/PCS. A este respecto, la Figura 29 muestra un filtro de transmisión gaussiano convencional con un 30% de producto de BT tal como se define en el estándar GSM, junto con un diagrama de dispersión de modulación GSM ideal con transiciones (suponiendo que no hay ruido térmico presente).
- Vale la pena señalar que la velocidad de símbolos del esquema de modulación GMSK se basa en CPM; por lo tanto, la transición entre dos símbolos adyacentes nunca cruza el origen del patrón de dispersión.
- El uso de un filtro gaussiano como tercer filtro 212a de transmisión provoca una fuerte limitación en las colas de tiempo de la respuesta al impulso del propio tercer filtro 212a de transmisión. Por lo tanto, en este caso no es necesario utilizar una ventana de tiempo para limitar las colas de tiempo de las señales del modo principal.
- En este contexto, la Figura 30 muestra ejemplos de espectros del tercer filtro 212a de transmisión implementado como un filtro de transmisión GSM/PCS convencional y de una tercera señal de tiempo digital filtrada (es decir, de una señal de modo principal filtrada). Dado que no se utiliza ninguna ventana de tiempo, los dos espectros tienen exactamente la misma forma.
- Además, la Figura 31 muestra una comparación (en particular, con respecto a las colas de señal) entre las respuestas de tiempo del tercer filtro 212a de transmisión implementado como un filtro de transmisión GSM/PCS convencional y de un coseno alzado con un ROF de un 30%.
- Tal como se ha explicado anteriormente y como en el caso del primer sistema 1 de radiocomunicaciones, también el segundo filtro 222a de recepción se empareja con el cuarto filtro 214a de transmisión (es decir, el filtro utilizado para los HOM en el lado de transmisión), lo que requiere más ancho de banda. Este hecho no aumenta significativamente el nivel general de ruido térmico y no aumenta la IFI y la interferencia de canales adyacentes, de manera similar al caso del primer sistema 1 de radiocomunicaciones.
- Como se ha explicado anteriormente, el filtro gaussiano tiene colas de tiempo muy cortas, pero la aplicación, en el lado de la recepción, del segundo filtro 2221 de recepción modifica ligeramente esta propiedad. En realidad, la distorsión debida al segundo filtro 222a de recepción no tiene ningún impacto dentro de la trama de RF, pero puede aumentar la IFI. Para tener en cuenta este problema, basta con considerar que la señal no aumenta la longitud de la cola, sino solo el valor de interferencia en la primera muestra tomada en su valor máximo; por lo tanto, un desplazamiento de $T/4$ del muestreo de la primera muestra en la segunda matriz 222b de recepción puede provocar convenientemente la desaparición de dicha interferencia.
- Las Figuras 32A, 32B y 32C ilustran esquemáticamente la evolución de señales del modo principal desde el tercer 212 módulo de filtrado hasta la aplicación del segundo filtro 222a de recepción (en comparación con el caso del filtrado basado en coseno alzado) cuando, para el modo principal, en la transmisión lado, no se usa ninguna ventana de tiempo (Figura 32A) y se usan dos ventanas de tiempo rectangulares diferentes (Figuras 32B y 32C).
- A partir de las Figuras 32A, 32B y 32C es evidente que la respuesta del modo principal es esencialmente insensible a la ventana de tiempo, por lo tanto, no vale la pena introducir ningún tipo de filtrado de ventana de tiempo para señales gaussianas.
- En este contexto, la Tabla V de la Figura 33 muestra los valores de interferencia calculados para las tres ventanas de tiempo diferentes de los ejemplos mostrados en las Figuras 32A, 32B y 32C.
- El nivel de interferencia general está muy por debajo de -28 dB para el modo principal y alrededor de -48 dB para los HOM. Esta pequeña ventaja para los HOM es beneficiosa, considerando que para la retrocompatibilidad es útil atenuar los HOM, con respecto al modo principal de unos pocos dB (alrededor de 3 dB).

En lo que respecta al cuarto filtro 214a de transmisión y al segundo filtro 222a de recepción, las características técnicas del segundo filtro 114a de transmisión y del primer filtro 122a de recepción anteriormente descritas en detalle y las consideraciones técnicas relacionadas se aplican, *mutatis mutandis*, también a dicho cuarto filtro 214a de transmisión y dicho segundo filtro 222a de recepción.

5 A este respecto, la Figura 34 muestra:

- un ejemplo de respuesta al impulso del cuarto filtro 214a de transmisión, siendo este último un filtro de coseno alzado con un corte progresivo igual a un 32%, el parámetro α relacionado con la partición de filtro es igual a 0,1 y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25; y
- un ejemplo de respuesta al impulso del segundo filtro 222a de recepción, siendo este último un filtro de coseno alzado con un corte progresivo igual a un 32%, siendo el exponente respectivo $(1 - \alpha)$ igual a 0,9, y el parámetro γ relacionado con la frecuencia de corte es igual a 1,25.

10

Como era de esperar, las dos funciones no son iguales, debido a la división "desequilibrada" del coseno alzado entre los lados de transmisión y recepción.

15 Además, la Figura 35 muestra ejemplos de espectros de modo principal y señales de HOM filtradas, respectivamente, por el tercer filtro 212a de transmisión y el cuarto filtro 214a de transmisión, y luego por el segundo filtro 222a de recepción (para una mayor claridad, en la Figura 35 también se muestra el espectro de dicho segundo filtro 222a de recepción).

20 En lo que respecta a la optimización de la trama de RF, cabe señalar que el uso de dos filtros independientes para el modo principal y los HOM provoca una ampliación de la respuesta gaussiana. Por lo tanto, es conveniente aumentar el tamaño de la trama de RF para reducir el impacto relativo de este efecto.

El tamaño mínimo se puede considerar como diez símbolos principales (es decir, diez terceros símbolos digitales transportados por el modo principal); de esta manera, los HOM están protegidos de interferencias dentro de la trama de RF (es decir, insensibilidad a las tramas de RF anterior y posterior).

25 Además, se considera que el primer símbolo de la siguiente trama tiene en cuenta el alargamiento de la cola de la señal del modo principal. Este símbolo no se considera para su propia estimación, sino solo por su impacto en los símbolos de la trama analizada. La lógica de este procedimiento se muestra en la Figura 36. Los HOM están razonablemente dentro de la trama de RF y el undécimo símbolo principal indica el impacto de la siguiente trama de RF en los símbolos transportados por la trama de RF anterior, por lo que únicamente el segundo símbolo de la siguiente trama no está incluido.

30 En lo que respecta a la retrocompatibilidad, el uso en el lado de la transmisión, para el modo principal, de un filtro gaussiano idéntico al utilizado para GSM/PCS es una muy buena solución, que no aumenta el nivel de ISI de la señal recibida en general.

En particular, las consideraciones técnicas arriba indicadas relativas a la retrocompatibilidad del primer sistema 1 de radiocomunicaciones también son aplicables, *mutatis mutandis*, al segundo sistema 2 de radiocomunicaciones.

35 De todos modos, vale la pena señalar que, para analizar la retrocompatibilidad del segundo sistema 2 de radiocomunicaciones, es necesario considerar la configuración de onda trenzada en el lado de transmisión y el filtro cuadrado convencional utilizado para el canal gaussiano en el lado de recepción, donde no se utiliza GMF y, por lo tanto, las señales de HOM, presentes en la señal de onda trenzada recibida, se consideran ruido. Este ruido degrada ligeramente el rendimiento del modo principal en el canal convencional. Sin embargo, la presencia de los HOM es compatible con la modulación PSK gaussiana utilizada para GSM/PCS.

40 La señal del modo principal es idéntica y, por lo tanto, tiene el mismo comportamiento que una señal gaussiana convencional cuando pasa a través del filtro de un receptor GSM/PCS convencional. A este respecto, la Figura 37 muestra la respuesta al impulso en la salida del segundo filtro 222a de recepción y en la salida de un filtro gaussiano convencional presente en un receptor GSM/PCS convencional. En la Figura 37 se puede observar que la posición del lóbulo lateral pequeño no afecta a la evaluación de la señal después del primer tiempo de muestreo siguiente. Para limitar la influencia de la trama de RF cercana, es conveniente considerar el tiempo de muestreo para la primera muestra de la trama de RF en la posición +T/4, donde la respuesta al impulso está cruzando el cero. El caso de la señal de retrocompatibilidad es idéntico al convencional, por lo que no hay cambio con respecto a la señal gaussiana. Como consecuencia de ello, el nivel de ISI es muy bueno según lo solicitado para obtener un buen canal de comunicación.

45 50 Adicionalmente, la Figura 38 muestra la interferencia de canales adyacentes relacionada con la retrocompatibilidad. Como se puede inferir de la Figura 38, considerando que la peor contribución de interferencia es la producida por los HOM, que podría estar unos 10 dB por debajo, en términos prácticos la interferencia de canales adyacentes es totalmente despreciable.

Además, las consideraciones técnicas arriba indicadas relativas al análisis de ruido térmico en el primer receptor 12 del primer sistema 1 de radiocomunicaciones también son aplicables, *mutatis mutandis*, al segundo sistema 2 de radiocomunicaciones. En particular, también para este último sistema el ruido térmico que afecta a las señales que llegan a la segunda matriz 222b de recepción se puede considerar como la suma de dos componentes, en concreto un primer componente de ruido que depende del tercer filtro 212a de transmisión y un segundo componente de ruido debido a la diferencia entre el segundo filtro 222a de recepción y el tercer filtro 212a de transmisión. En particular, dicho primer componente de ruido tiene la misma forma que el modo principal y es considerado por el GMF como un componente adicional de la señal de modo principal, mientras que dicho segundo componente de ruido afecta al modo principal y a los HOM. A este respecto, la Figura 39 muestra un ejemplo de los espectros de los dos componentes de ruido arriba mencionados que entran en la segunda matriz 222b de recepción.

El Solicitante ha llevado a cabo muchas pruebas experimentales también en el segundo sistema 2 de radiocomunicaciones, cuyos resultados han demostrado la viabilidad y las ventajas técnicas también de dicho segundo sistema 2 de radiocomunicaciones. En este contexto, la Figura 40 muestra la eficiencia espectral de onda trenzada con respecto a GSM convencional suponiendo una atenuación de 0 dB y una atenuación de 3 dB de los HOM con respecto al modo principal. En la Figura 40 se puede observar que la atenuación provoca una mejora de la eficiencia espectral para una S/N baja y un empeoramiento moderado para una S/N más alta.

Adicionalmente, la Figura 41 muestra la ganancia de onda trenzada con una atenuación de 0 dB y una atenuación de 3 dB de los HOM con respecto al modo principal. En la Figura 41 se puede observar que la ganancia máxima es de aproximadamente 1,8 (con respecto a la gaussiana sola) para atenuaciones tanto de 0 como de 3 dB, pero el máximo es mucho más amplio cuando se usa una atenuación de 0 dB. Este máximo es de alrededor de S/N = 8 dB para 0 dB y 10 dB para atenuación de 3 dB. Evidentemente, el valor de la ganancia está relacionado con el esquema de modulación específico de la señal GSM, por lo que el valor de la ganancia puede ser mayor que un esquema de modulación que podría optimizarse para el modo principal.

A partir de la descripción anterior, las ventajas técnicas de la presente invención son inmediatamente evidentes. En particular, vale la pena resumir algunas de dichas ventajas: mayor capacidad de transmisión, compatibilidad con sistemas existentes, uso de ondas trenzadas para cifrar la señal (una especie de "cifrado de *hardware*"), revitalización de los estándares radio-móviles existentes, uso inteligente de los recursos del espectro de frecuencias.

REIVINDICACIONES

1. Método de radiocomunicaciones que incluye la realización, por medio de un transmisor (11; 21), de operaciones de transmisión que comprenden:

- 5 • generar primeras señales de tiempo digitales relacionadas con un primer modo de Momento Angular Orbital con carga topológica igual a cero, en donde cada primera señal de tiempo digital incluye primeras muestras de tiempo respectivas que transportan primeros símbolos digitales correspondientes que han de ser transmitidos;
- aplicar un primer filtro (112a; 212a) de transmisión a las primeras señales de tiempo digitales, obteniendo así primeras señales de tiempo digitales filtradas;
- 10 • generar segundas señales de tiempo digitales relacionadas con uno o más segundos modos de Momento Angular Orbital con carga topológica diferente de cero, en donde cada segunda señal de tiempo digital incluye segundas muestras de tiempo respectivas que transportan uno o más segundos símbolos digitales respectivos por medio de una fase, o amplitud y fase, modulación relacionada con un segundo modo de Momento Angular Orbital respectivo con carga topológica diferente de cero;
- 15 • aplicar un segundo filtro (114a; 214a) de transmisión a las segundas señales de tiempo digitales, obteniendo así segundas señales de tiempo digitales filtradas;
- combinar las primeras y las segundas señales de tiempo digitales filtradas en señales de tiempo digitales combinadas, todas con la misma duración predefinida; y
- 20 • transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta, en tramas de tiempo sucesivas no superpuestas que tienen la duración predefinida, las señales de tiempo digitales combinadas;

incluyendo el método de radiocomunicaciones además la realización, por medio de un receptor (12; 22), de operaciones de recepción que comprenden:

- recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor (11; 21);
- procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
- 25 • procesar dicha señal digital entrante para extraer de la misma los primeros y segundos símbolos digitales transportados por ella;

en donde el primer filtro (112a; 212a) de transmisión y el segundo filtro (114a; 214a) de transmisión tienen características de filtrado diferentes.

30 2. El método de radiocomunicaciones de la reivindicación 1, en donde el primer filtro (112a; 212a) de transmisión es un filtro gaussiano o un primer filtro basado en coseno alzado, y el segundo filtro (114a; 214a) de transmisión es un segundo filtro basado en coseno alzado diferente de dicho primer filtro basado en coseno alzado.

35 3. El método de radiocomunicaciones de la reivindicación 2, en donde procesar la señal digital entrante incluye procesar partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante, en donde las partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante tienen la duración predefinida, y en donde procesar partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante incluye:

- aplicar un filtro (122a; 222a) de recepción a dichas partes sucesivas no superpuestas de dicha señal digital entrante, obteniendo así partes filtradas de la señal digital entrante; y
- extraer, utilizando una matriz (122b; 222b) de recepción, los primeros y segundos símbolos digitales transportados respectivamente por dichas partes filtradas de señal digital entrante;

40 en donde dicho filtro (122a; 222a) de recepción es un tercer filtro basado en coseno alzado que está relacionado con el segundo filtro (144a; 214a) de transmisión.

4. El método de radiocomunicaciones de la reivindicación 3, en donde el filtro (122a; 222a) de recepción y el segundo filtro (114a; 214a) de transmisión son tales que:

$$\begin{aligned}
 H_{HOM}^{TX}(f) &= \left(H_{RC}^{HOM-RX}(f) \right)^\alpha, \\
 H^{RX}(f) &= \left(H_{RC}^{HOM-RX}(f) \right)^{(1-\alpha)}, \quad y \\
 f_C^{HOM-RX} &= \gamma \cdot f_C^{MM},
 \end{aligned}$$

- donde $H_{HOM}^{TX}(f)$ indica una respuesta de frecuencia del segundo filtro de transmisión (114a; 214a), $H^{RX}(f)$ indica una respuesta de frecuencia del filtro (122a; 222a) de recepción, H_{RC}^{HOM-RX} indica una respuesta de frecuencia de un filtro de coseno alzado de referencia predefinido, α es un número racional mayor que cero y menor que 1, f_C^{HOM-RX} indica una frecuencia de corte de dicho filtro de coseno alzado de referencia predefinido, γ es un número racional mayor que uno, y f_C^{MM} indica una frecuencia de corte del primer (112a; 212a) filtro de transmisión.
- 5 5. El método de radiocomunicaciones de la reivindicación 4, en el que α es igual a 0,1 y γ es igual a 1,25.
 6. El método de radiocomunicaciones de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 3-5, en el que el segundo y el tercer filtros basados en coseno alzado tienen el mismo factor de corte progresivo igual o mayor que un 30%.
 - 10 7. El método de radiocomunicaciones de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde el primer filtro (112a) de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada.
 8. El método de radiocomunicaciones según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde el primer filtro (112a) de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un factor de corte progresivo igual o mayor que un 20%.
 - 15 9. El método de radiocomunicaciones según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que:
 - el primer filtro (112a) de transmisión es un filtro de coseno alzado de raíz cuadrada con un factor de corte progresivo igual o mayor que un 20%;
 - las operaciones de transmisión comprenden además aplicar una ventana (112b) de tiempo de transmisión a las primeras señales de tiempo digitales filtradas, obteniendo así primeras señales de tiempo digitales filtradas y limitadas en el tiempo; y
 - combinar las primeras y segundas señales de tiempo digitales filtradas incluye combinar las primeras señales de tiempo digitales filtradas, limitadas en el tiempo, y las segundas señales de tiempo digitales filtradas en señales de tiempo digitales combinadas, todas ellas con la duración predefinida.
 - 20 10. El método de radiocomunicaciones de la reivindicación 9, en el que la ventana (112b) de tiempo de transmisión es una ventana de tiempo de coseno alzado.
 11. El método de radiocomunicaciones según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que las operaciones de transmisión comprenden además disponer las segundas señales de tiempo digitales filtradas dentro de las señales de tiempo digitales combinadas de acuerdo con un criterio de disposición de tiempo dado modificable por el transmisor (11; 21).
 - 25 12. Sistema (1; 2) de radiocomunicaciones que incluye:
 - un transmisor (11; 21) configurado para llevar a cabo las operaciones de transmisión del método de radiocomunicaciones tal como se define en cualquiera de las reivindicaciones anteriores; y
 - un receptor (12; 22) configurado para llevar a cabo las operaciones de recepción del método de radiocomunicaciones tal como se define en cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
 - 30 13. Transmisor (11; 21) configurado para llevar a cabo las operaciones de transmisión del método de radiocomunicaciones tal como se define en cualquiera de las reivindicaciones 1-11.

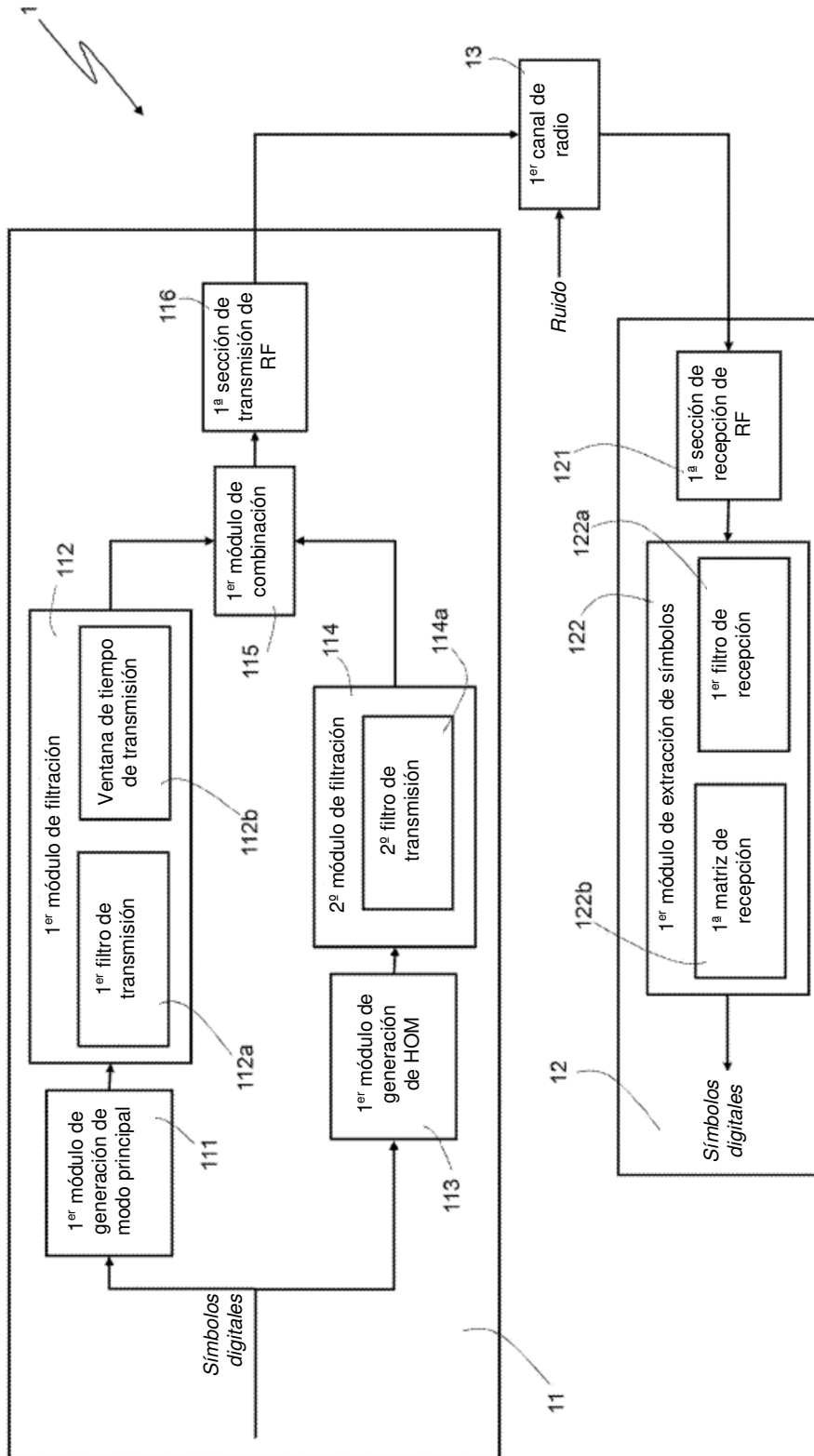


FIG. 1

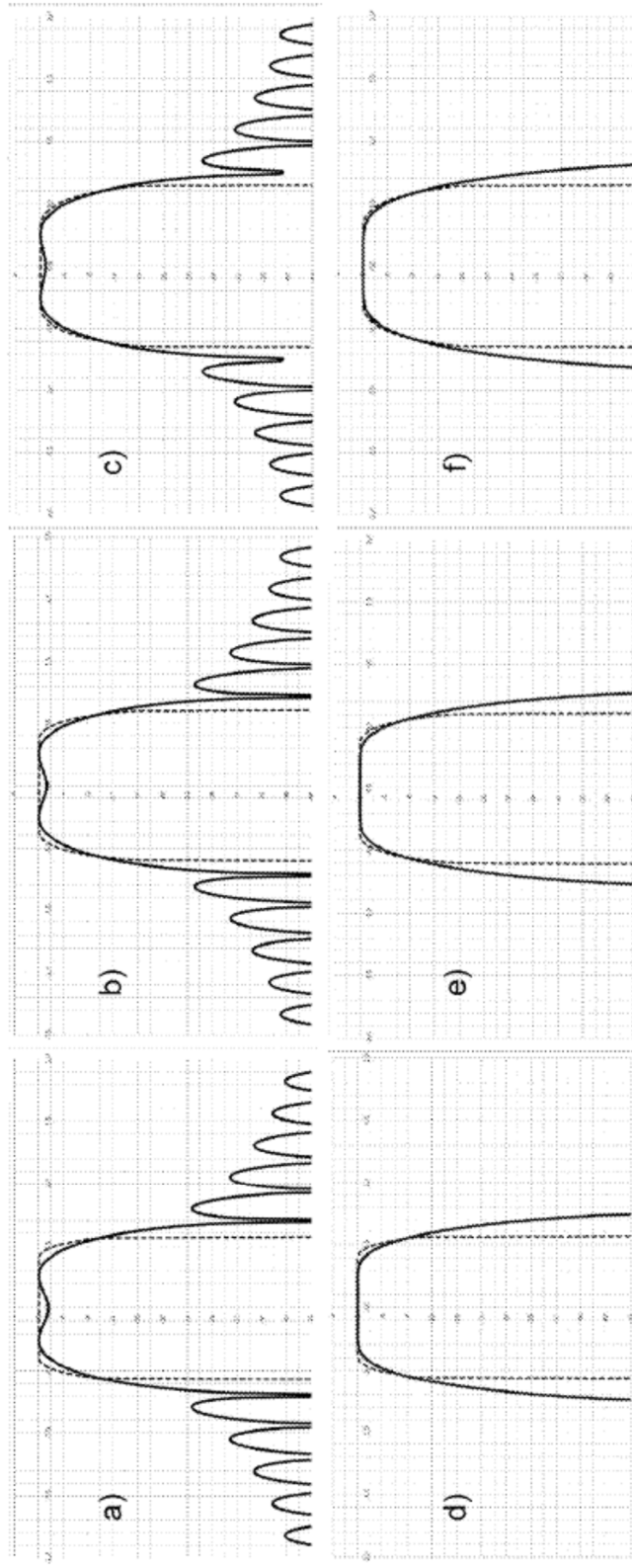


FIG. 2

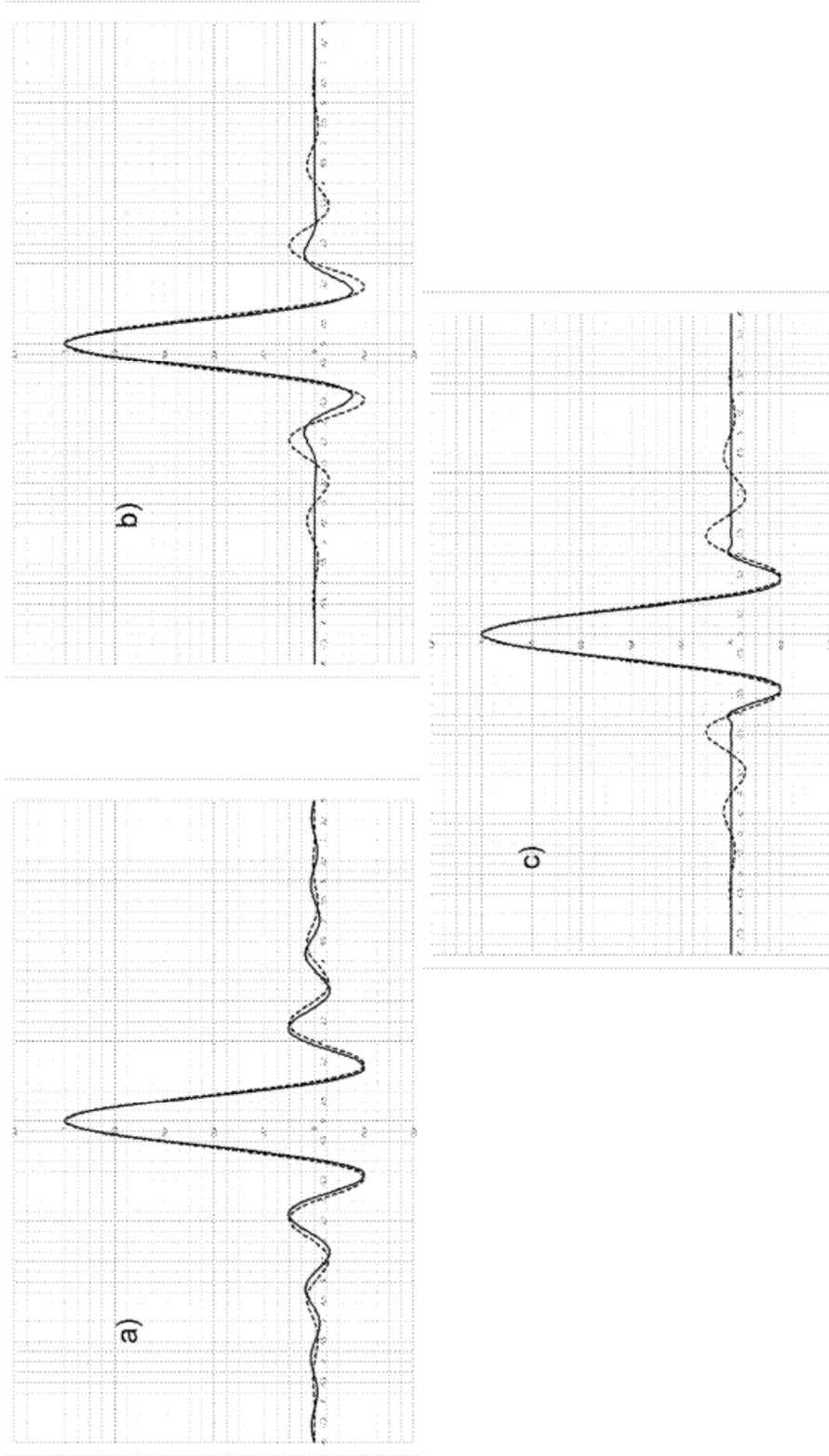


FIG. 3

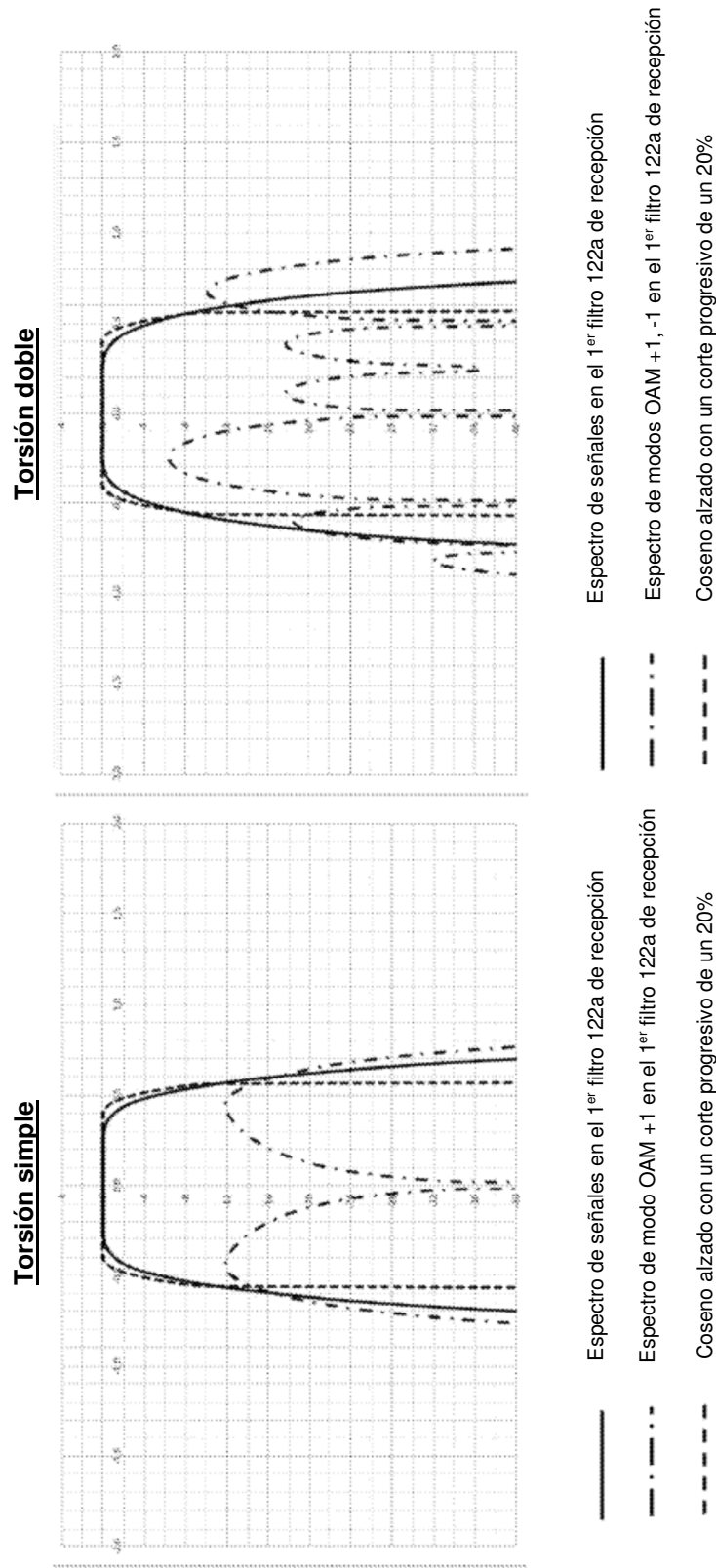


FIG. 4

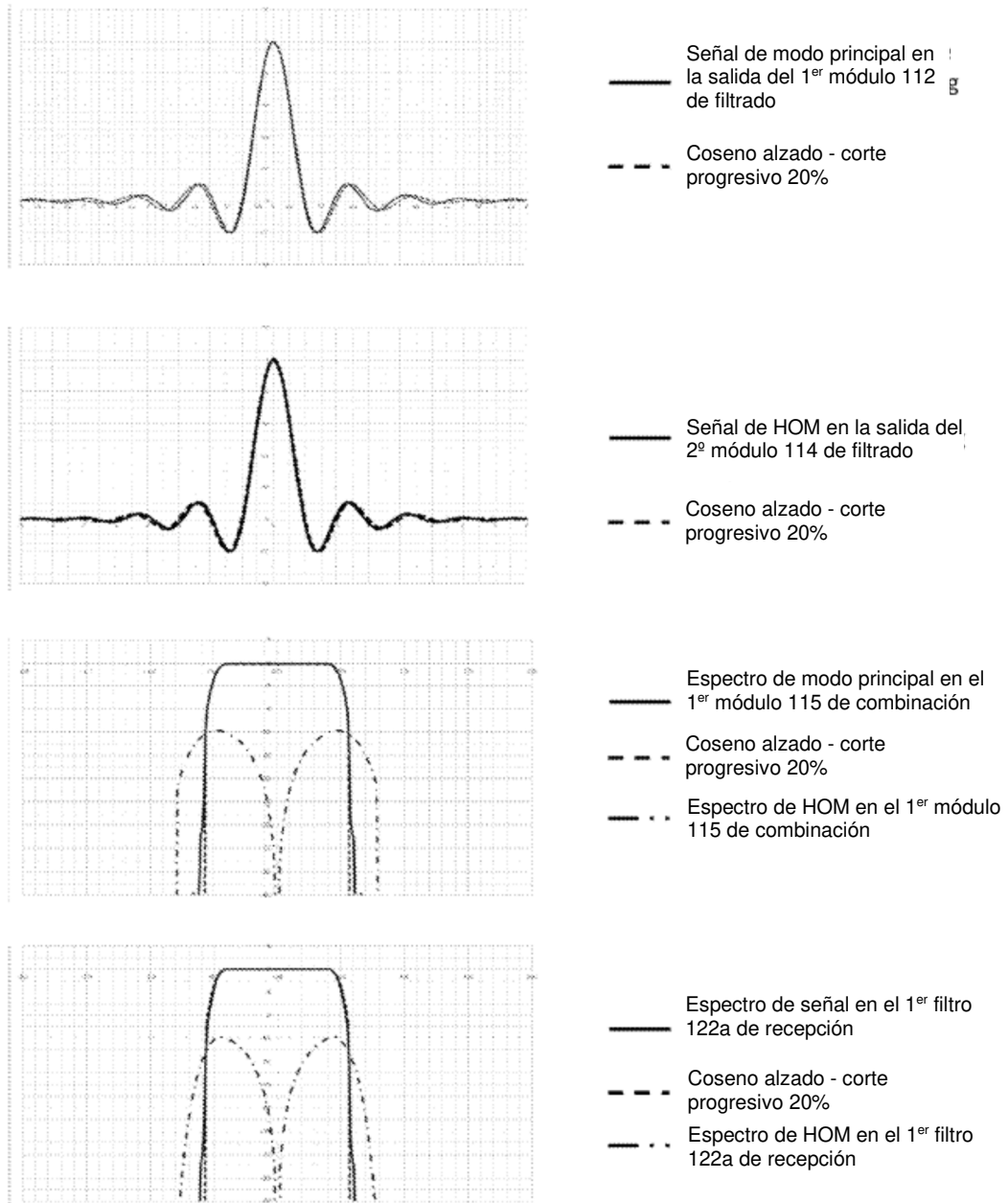


FIG. 5A

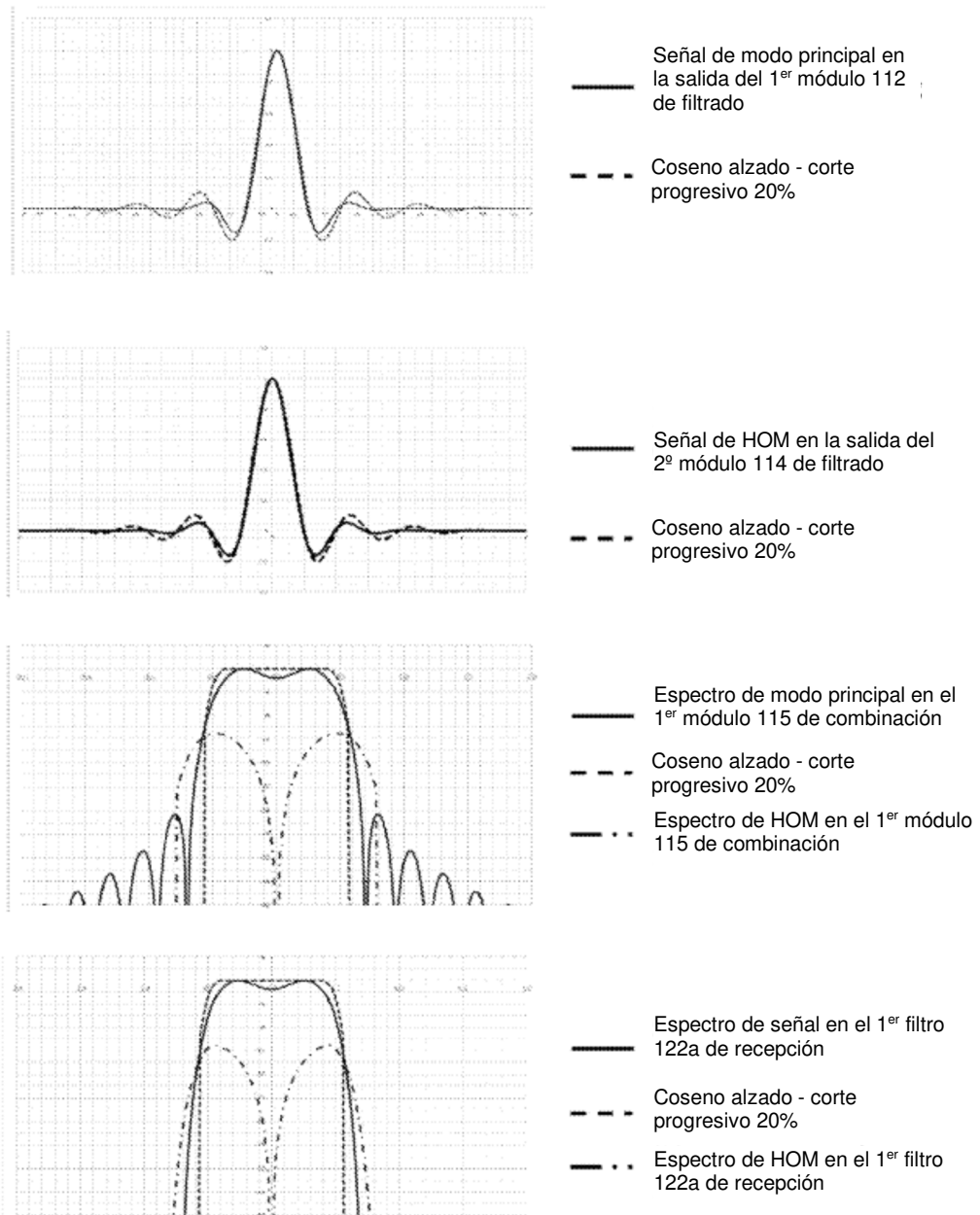


FIG. 5B

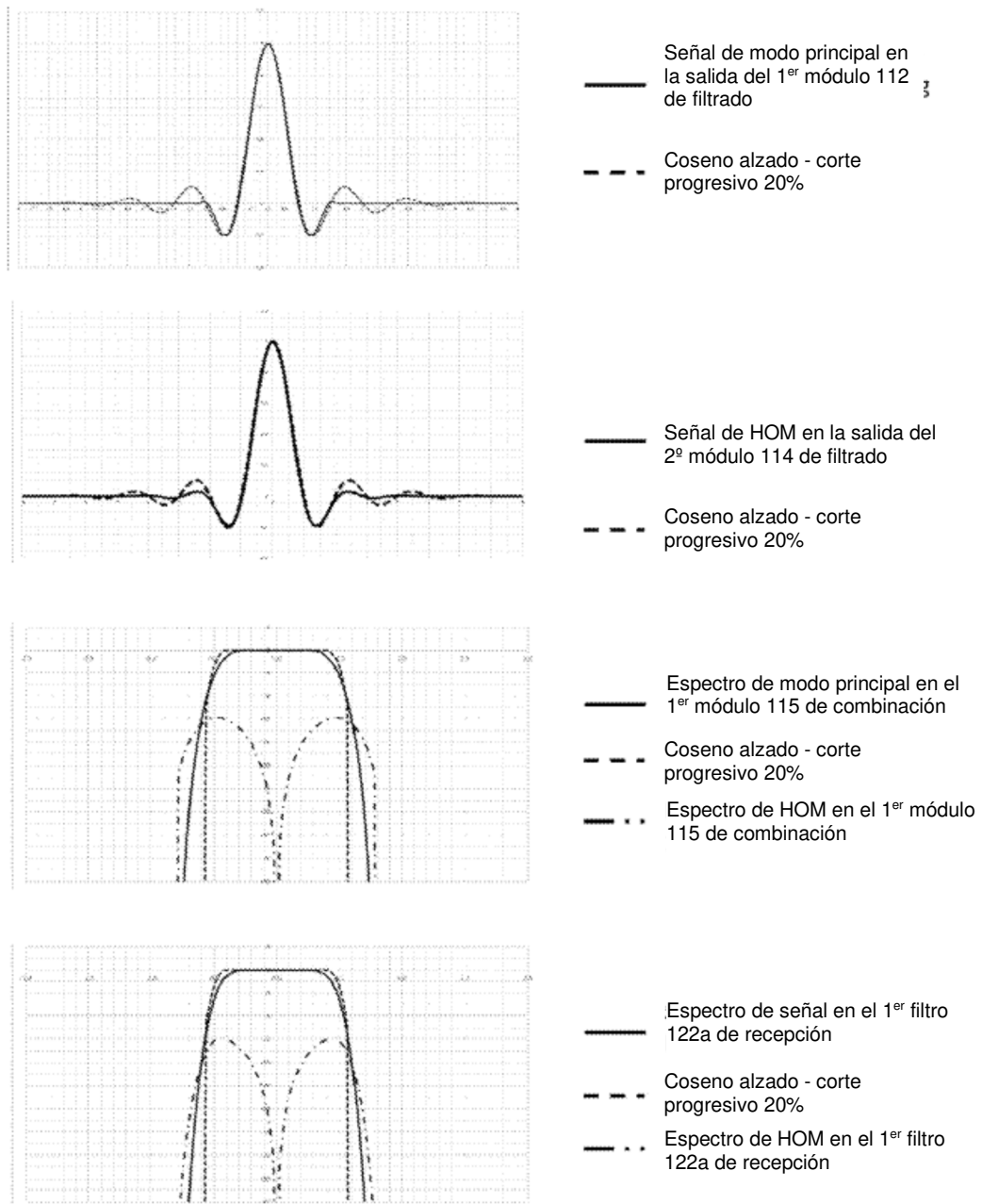


FIG. 5C

Tabla I

	COLA COMPLETA	Ventana de tiempo rectangular	Ventana de tiempo 100% suavizada
Interferencia de modo principal entre tramas dB	-36,0	-39,0	-43,0
Interferencia entre tramas de modos de orden superior dB	-23,8	-34,0	-30,0
Interferencia de canales adyacentes dB	-28,0	-26,0	-28,0

FIG. 6

Tabla II

	Partición TX 0% y RX 100% filtros de HOM	Partición TX 50% y RX 50% filtros de HOM	Partición TX 100% y RX 0% filtros de HOM	Partición TX 10% y RX 90% filtros de HOM
Interferencia de modo principal entre tramas dB	-44,0	-39,0	-35,4	-43,0
Interferencia entre tramas de modo de orden superior dB	-29,0	-31,0	-34,0	-30,2
Interferencia de canales adyacentes dB	-27,0	-29,0	-22,0	-28,0
Variación S/N en RX dB	0,2	0,5	0,6	0,4

FIG. 8

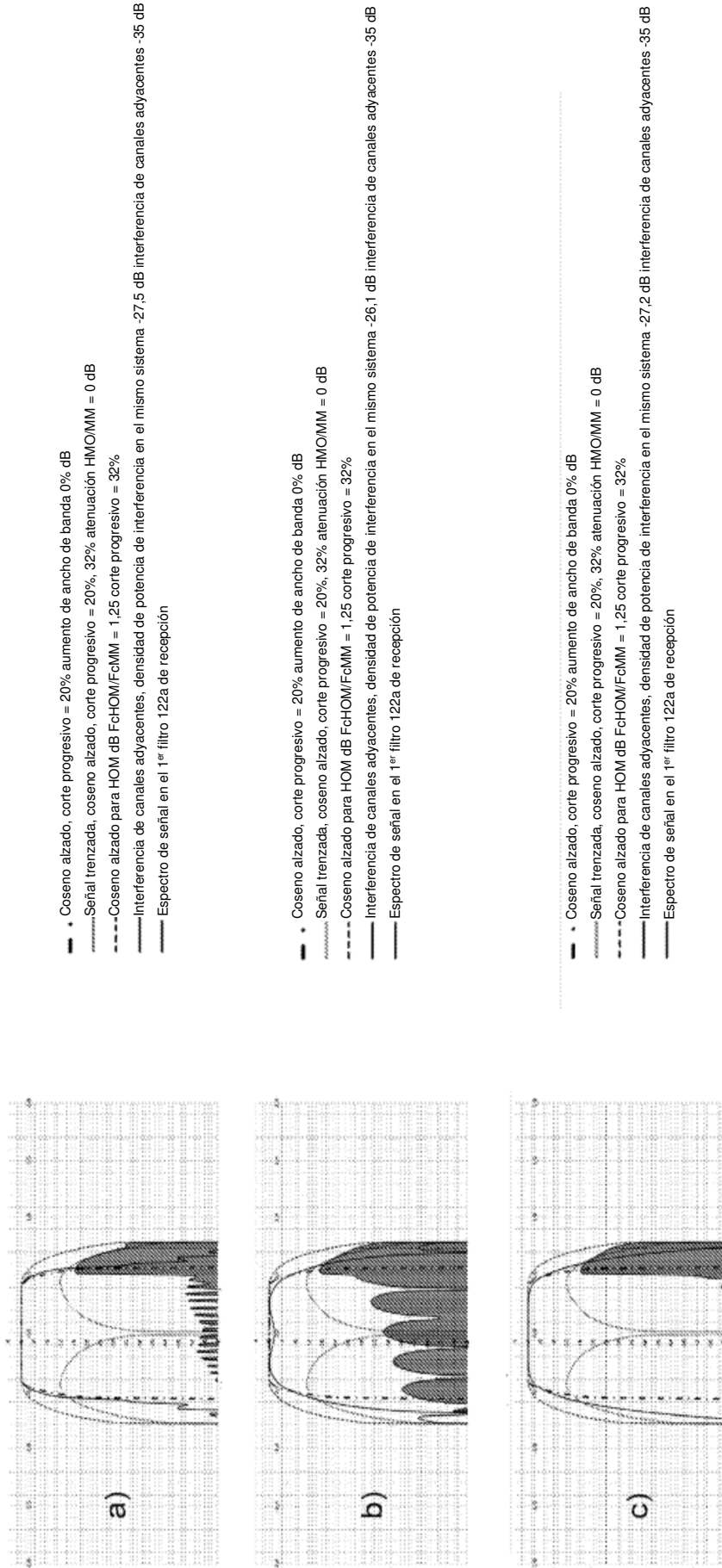


FIG. 7

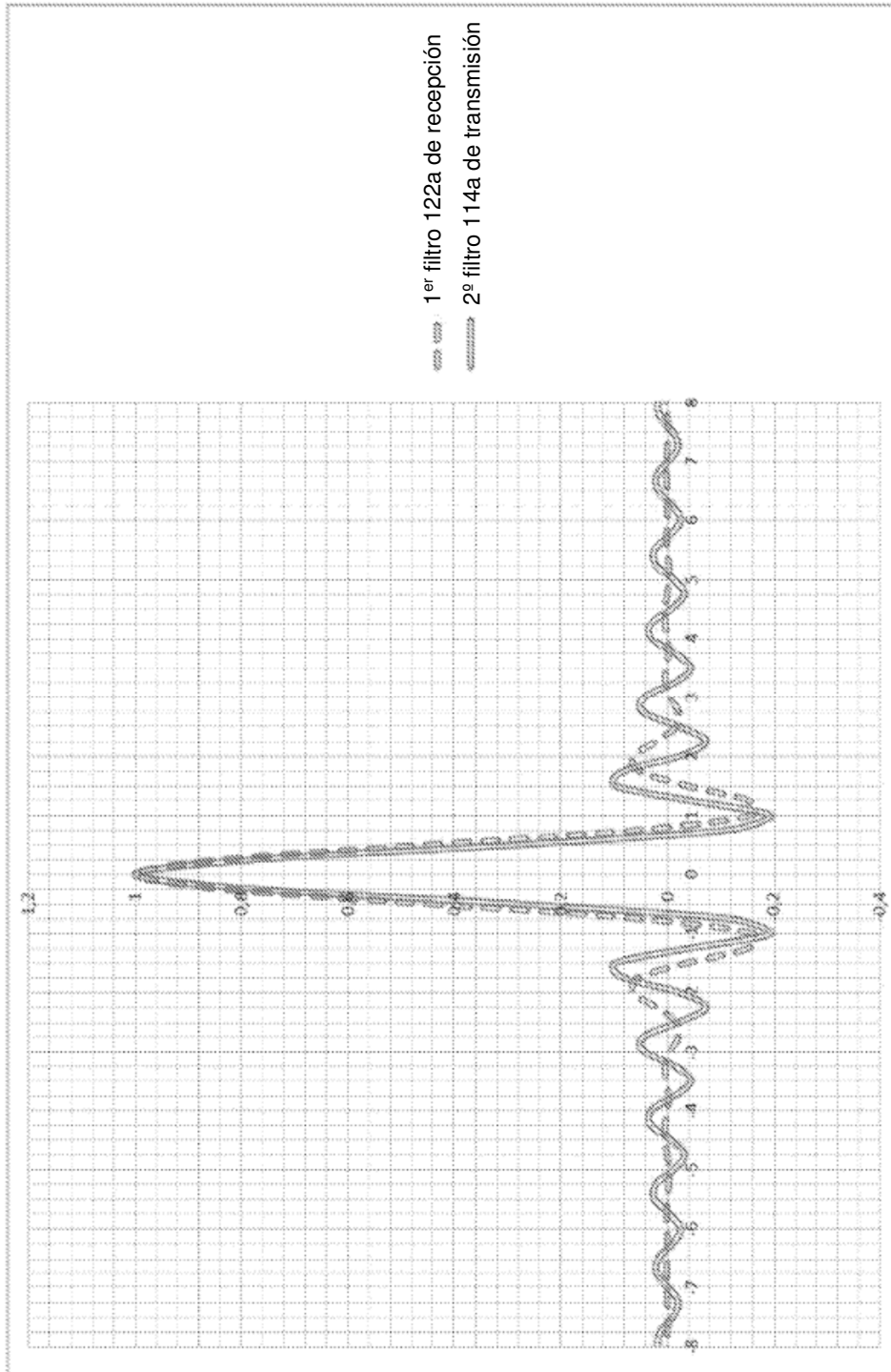


FIG. 9

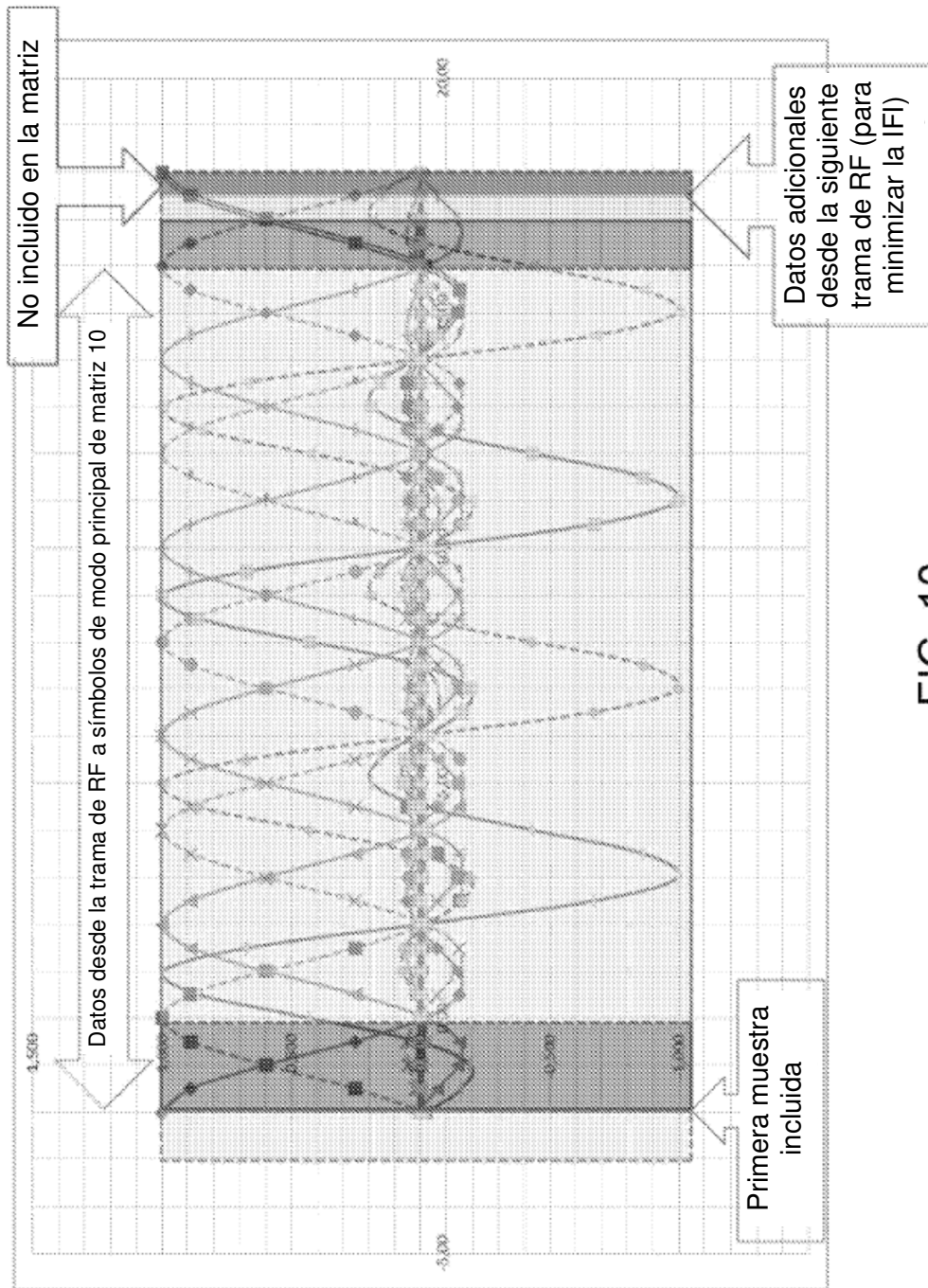


FIG. 10

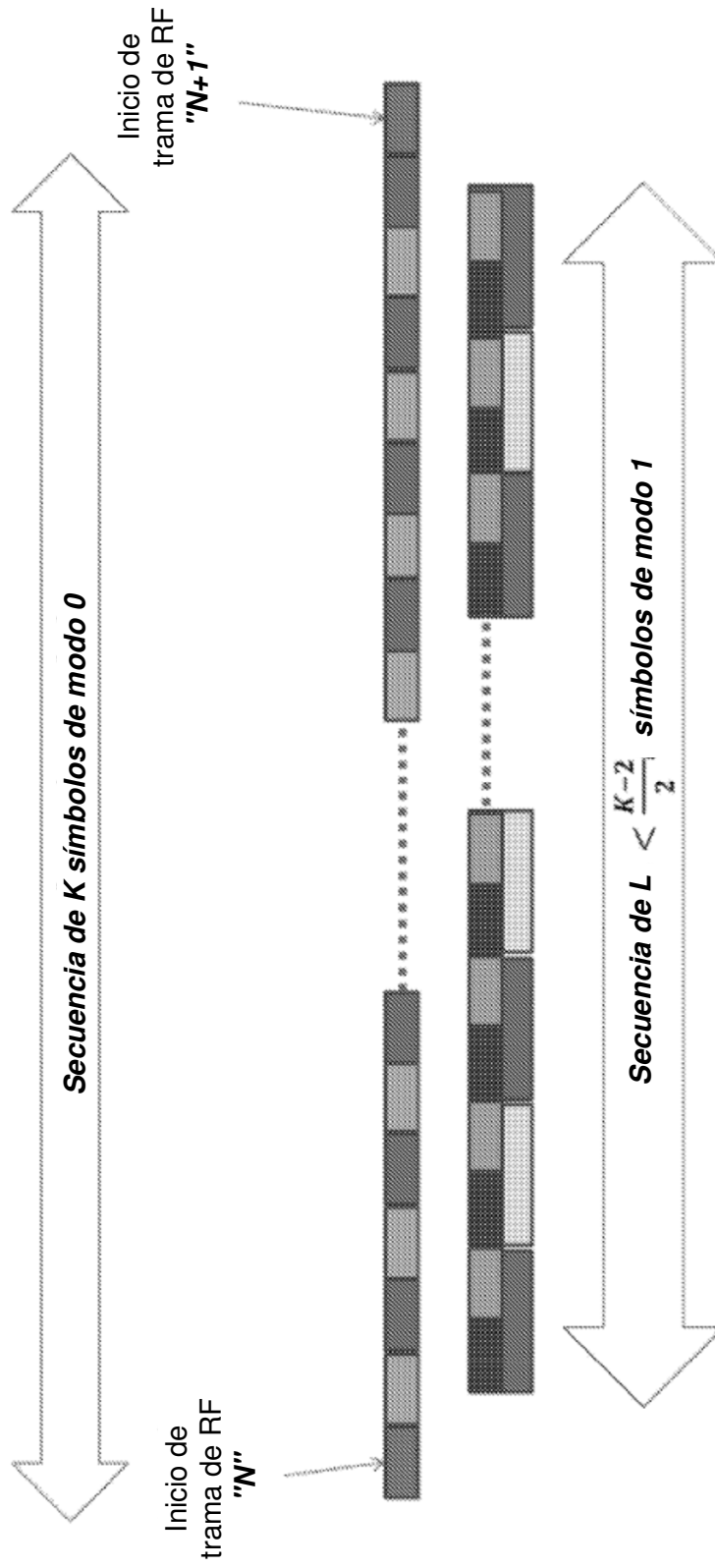


FIG. 11

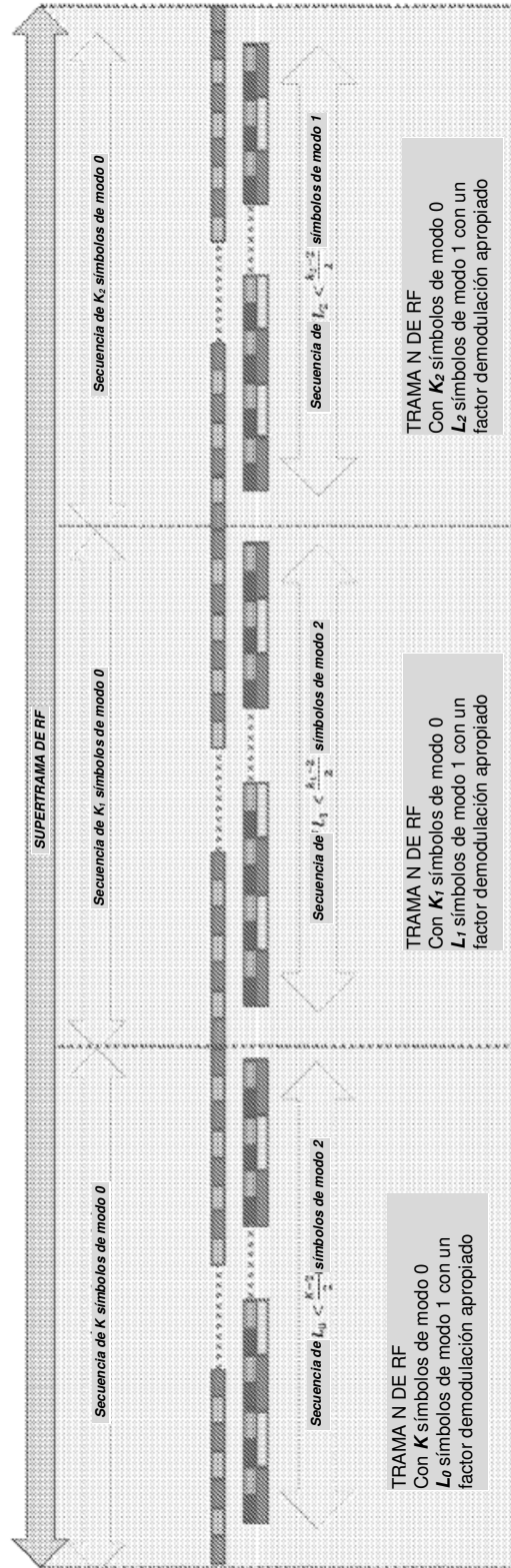


FIG. 12

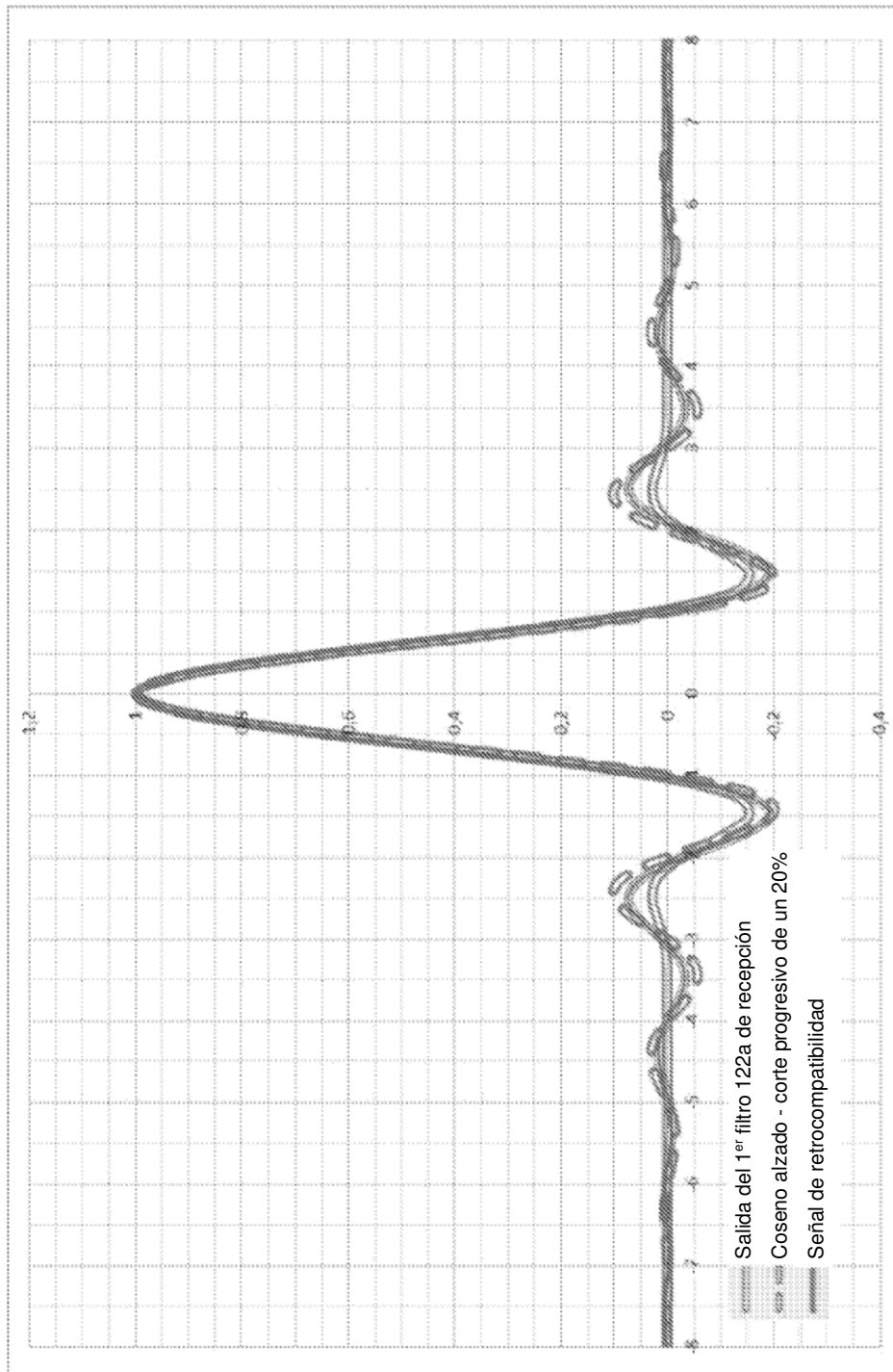


FIG. 13

Tabla III

	Ancho de banda de transpondedor (MHz)	Ancho de banda utilizable con transpondedor (MHz)	Msímbolos/s DVB ROF 35%	Msímbolos/s DVB ROF 30%	Msímbolos/s DVB ROF 25%	Msímbolos/s DVB ROF 20% nuevo estándar	Msímbolos/s DVB ROF 5% (límite de sistema convencional)	Rendimiento máximo alcanzable
Velocidad de símbolos convencional			26,7	27,7	28,8	30,0	34,3	34,29
Ganancia de transmisión general con sistema convencional de potencia constante wrt ROF 35%			1,00	1,03	1,06	1,09	1,16	1,16
Velocid. símbolos adic. soportada por el modo 1			12,3	12,7	NA	NA	NA	12,74
Velocidad de símbolos general modo 0 + modo 1	40,0	35,0	38,93	40,43	28,80	30,00	34,29	40,43
Ganancia de transmisión general con potencia const. modo 0 + modo 1			1,28	1,31	NA	NA	NA	1,31
Velocid. símbolos adic. soportada por el modo 2			6,13	6,37	6,62	6,90	NA	6,90
Velocidad de símbolos general modo 0 + modo 2			32,8	34,1	35,4	36,9	34,3	36,90
Ganancia de transmisión general con potencia const. modo 0 + modo 2			1,14	1,17	1,20	1,24	NA	1,24

FIG. 14

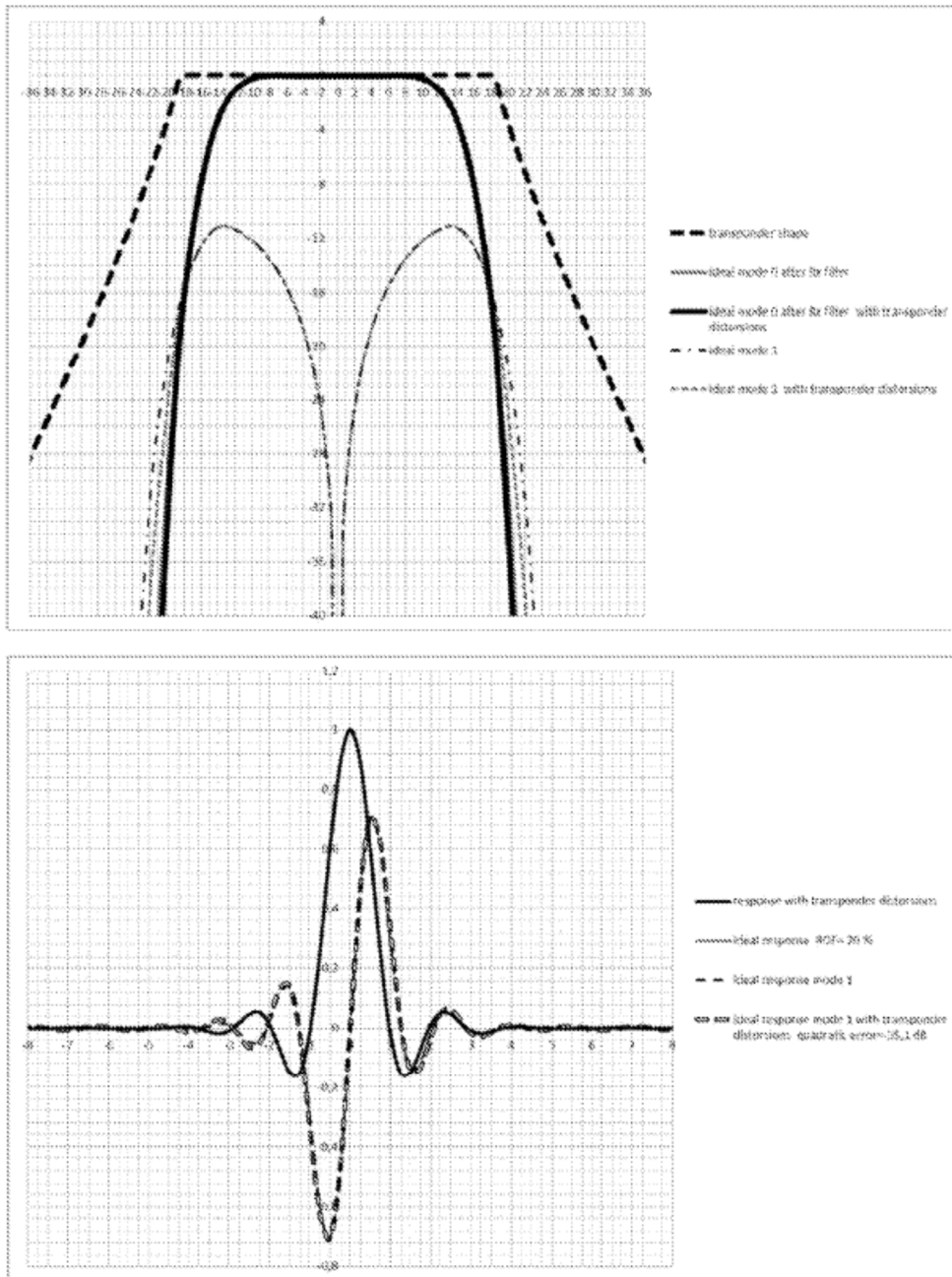


FIG. 15

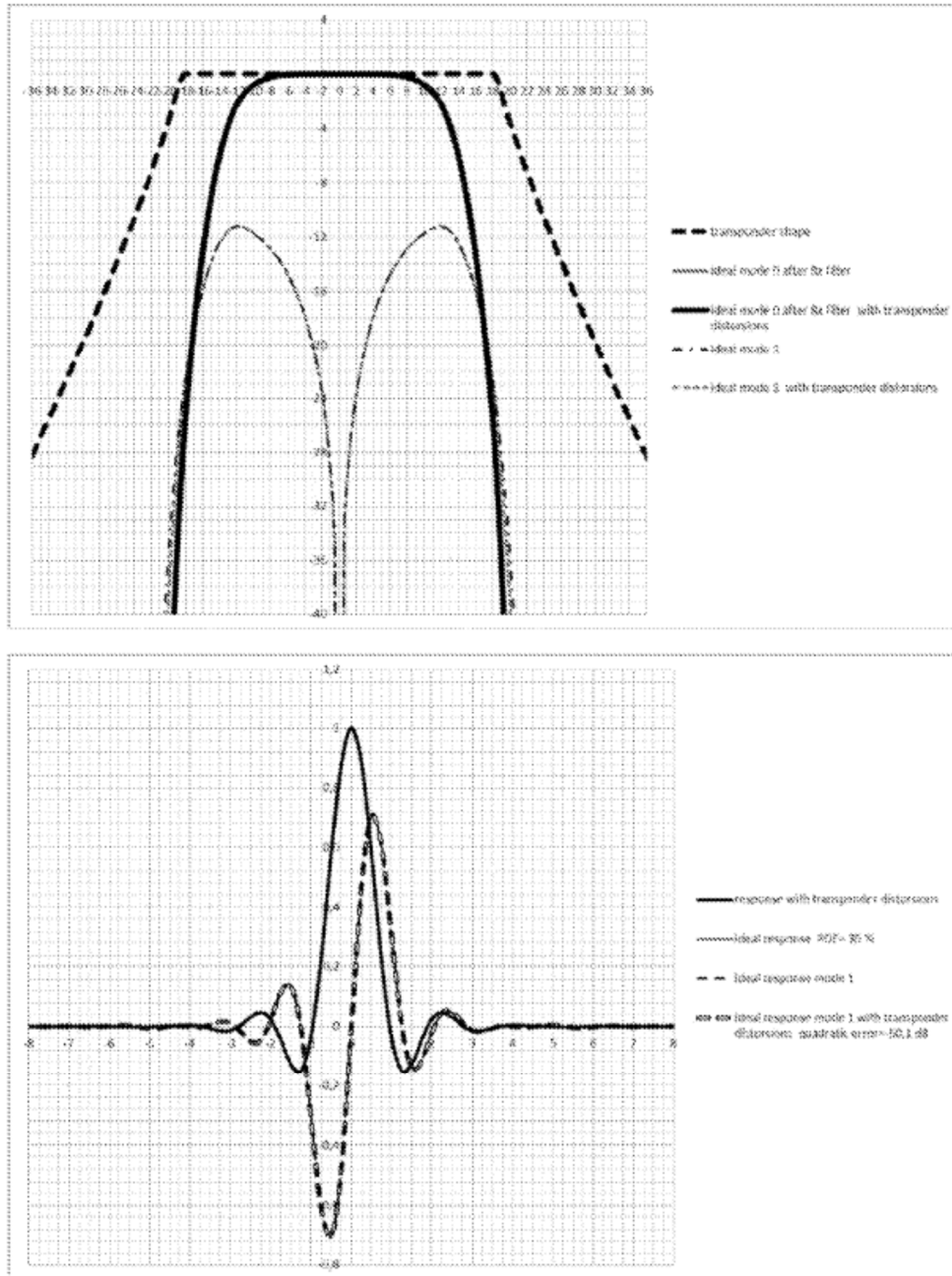


FIG. 16

Tabla IV

ROF	Velocidad de símb. modo 0 para transpondedor de 36 MHz	Velocidad de símbolos modo 0 + modo 1	Factor de amplificación de nivel de ruido de matriz dB	Factor de ganancia	Tasa máx. de bits por encima de 36 MHz a 15 dB S/N	Tasa máx. de bits por encima de 36 MHz a 15 dB S/N utilizando solo el modo 0
35%	26,67	37,33	-0,20	1,26	169,07	134,07
30%	27,69	38,77	0,40	1,21	172,25	140,69
25%	28,80	40,32	1,60	1,17	164,16	147,90
20%	30,00	42,00	4,70	0,81	107,10	155,78
15%	31,30	43,83	13,00	0,30	43,83	154,33
10%	32,73	45,82	22,00	0,20	7,53	161,27
5%	34,29	48,00	32,00	0,03	0,69	167,87

FIG. 17

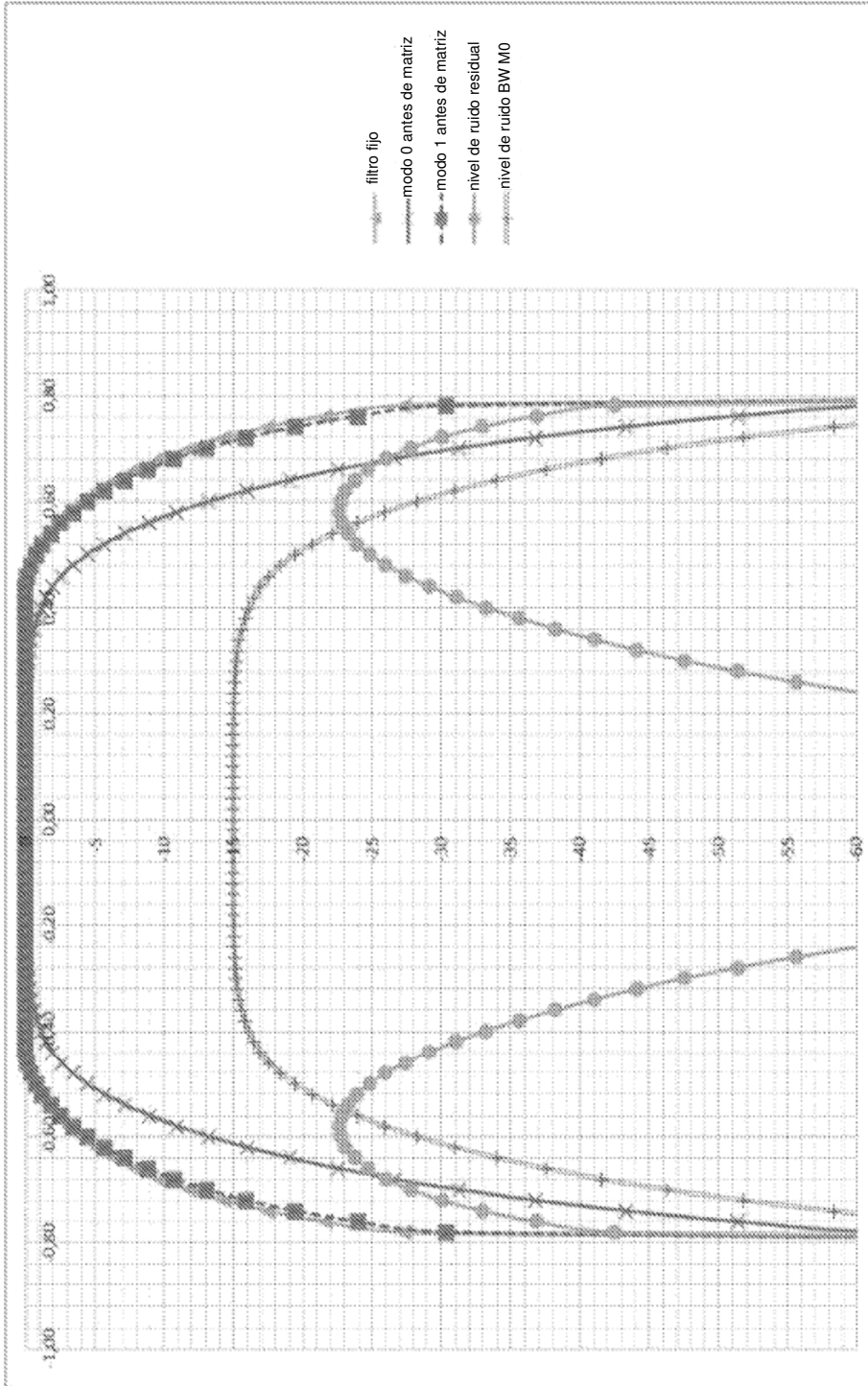


FIG. 18

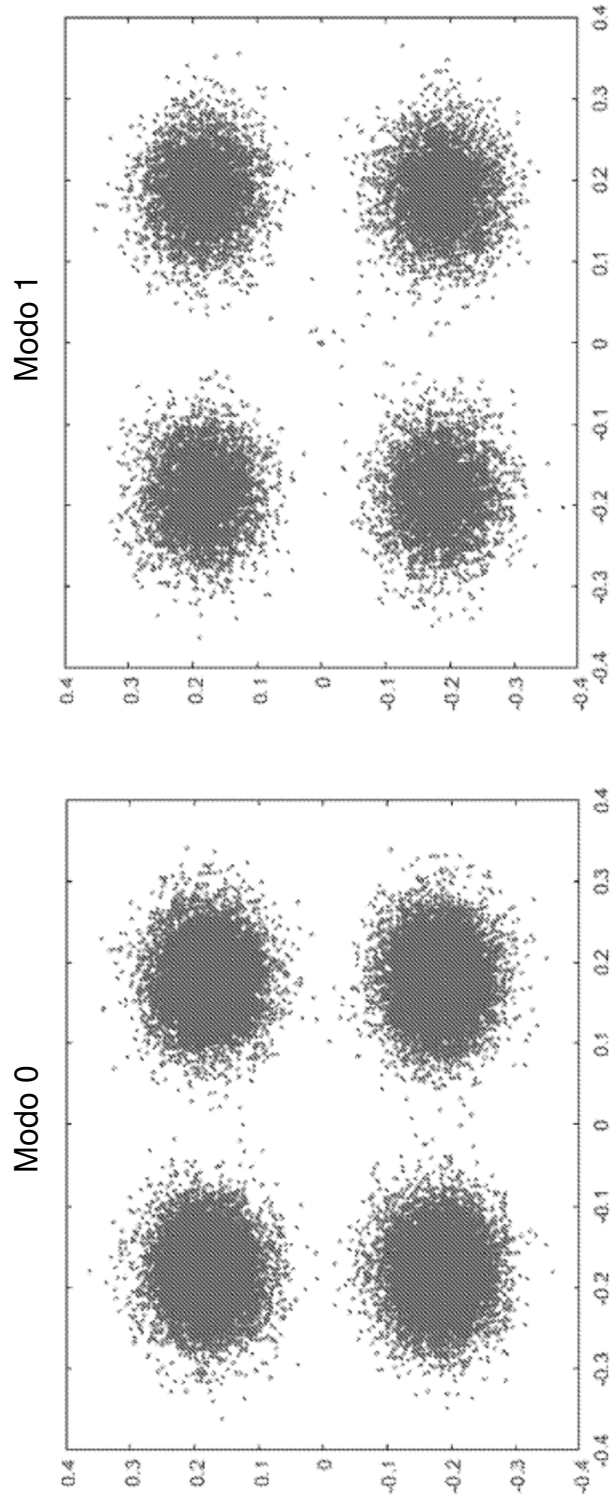


FIG. 19

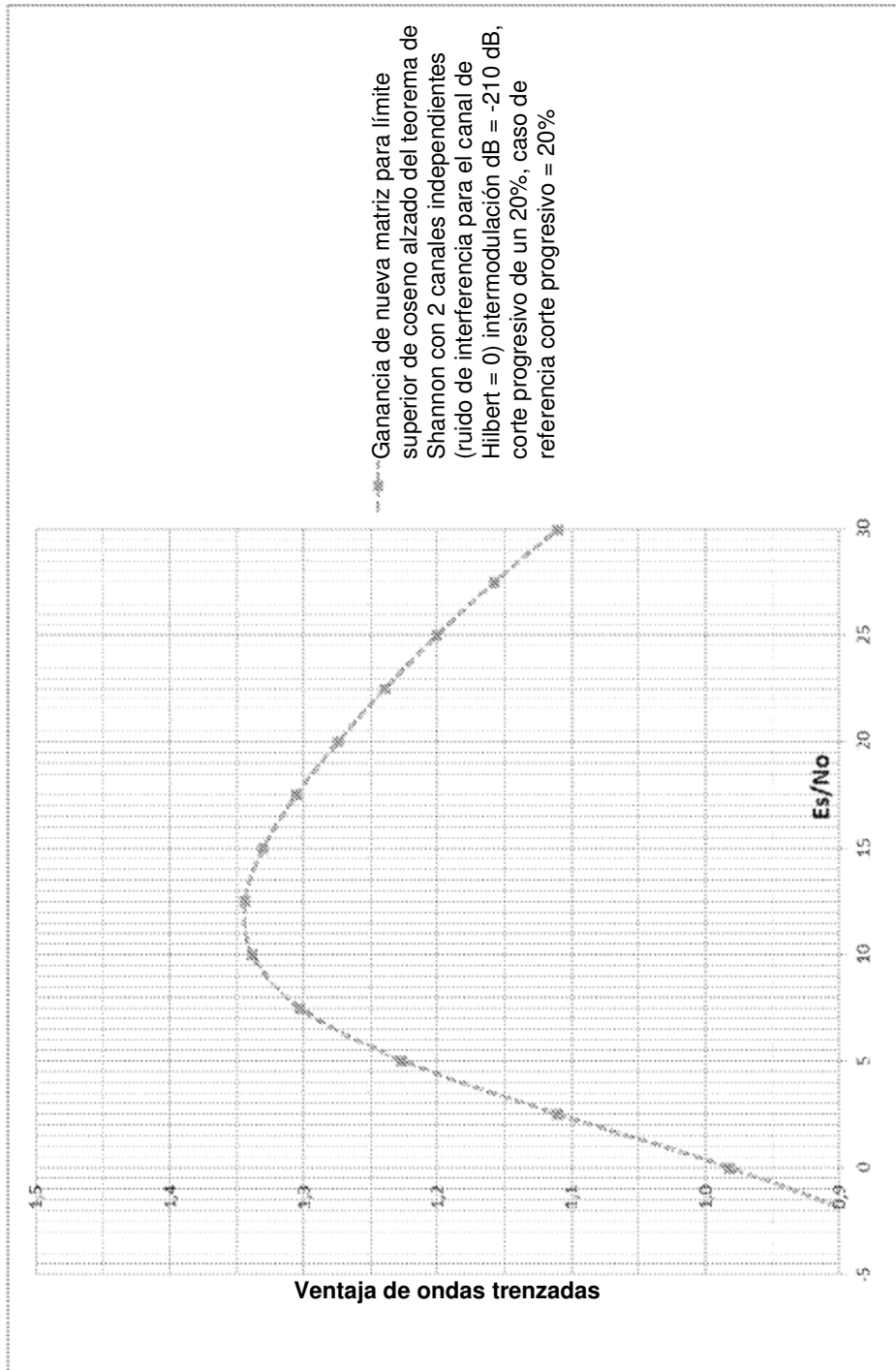


FIG. 20

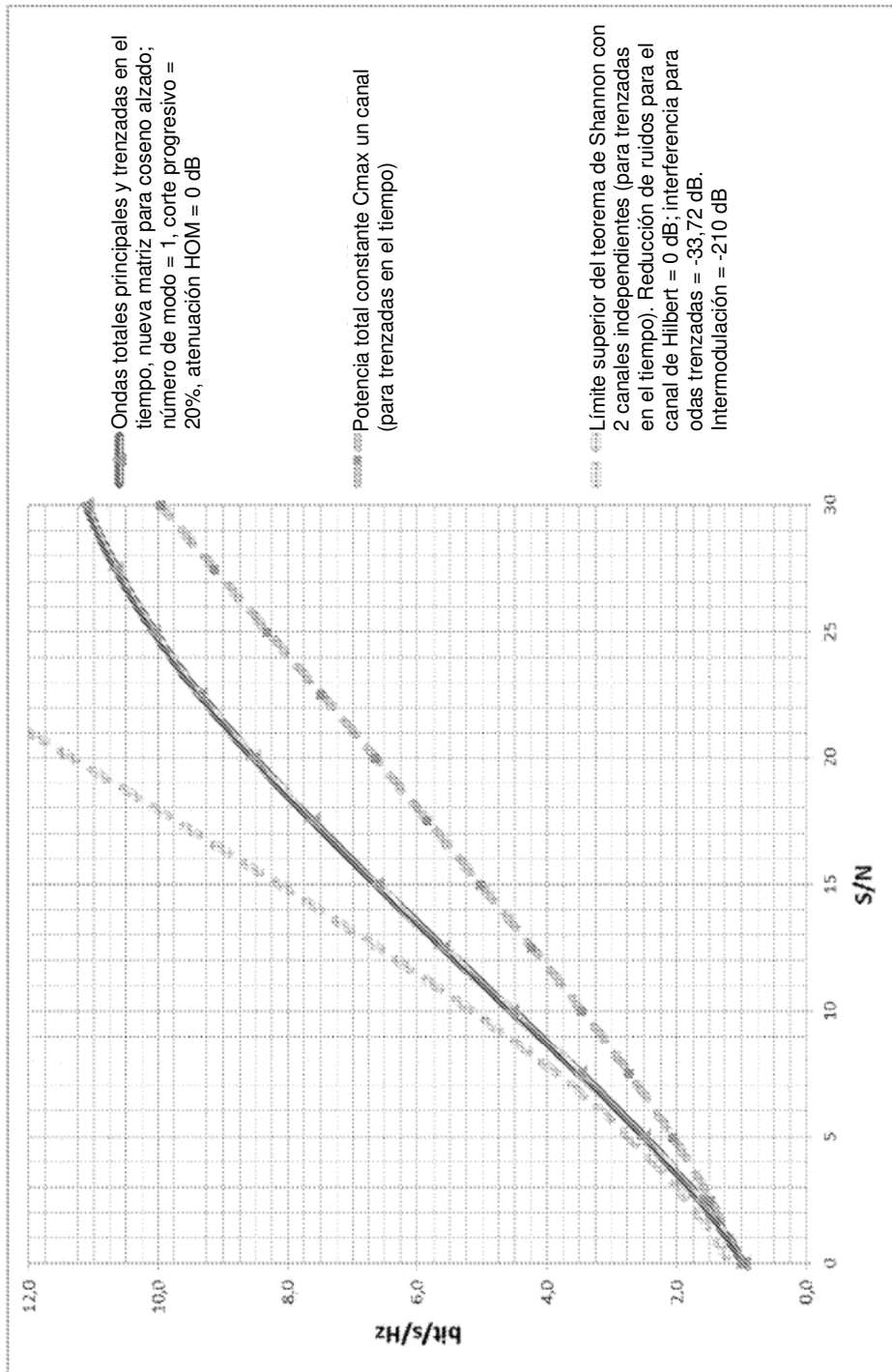


FIG. 21

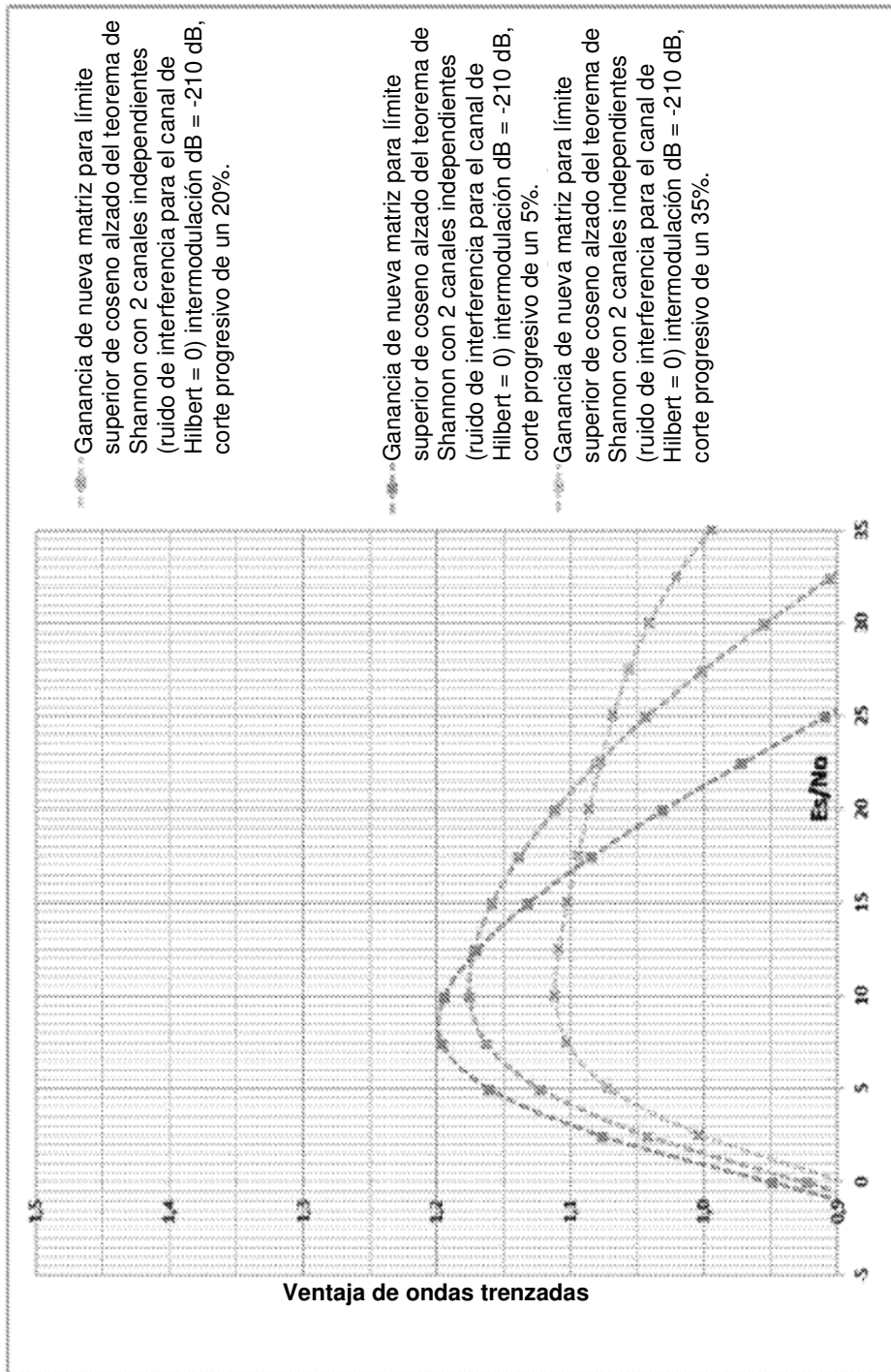


FIG. 22

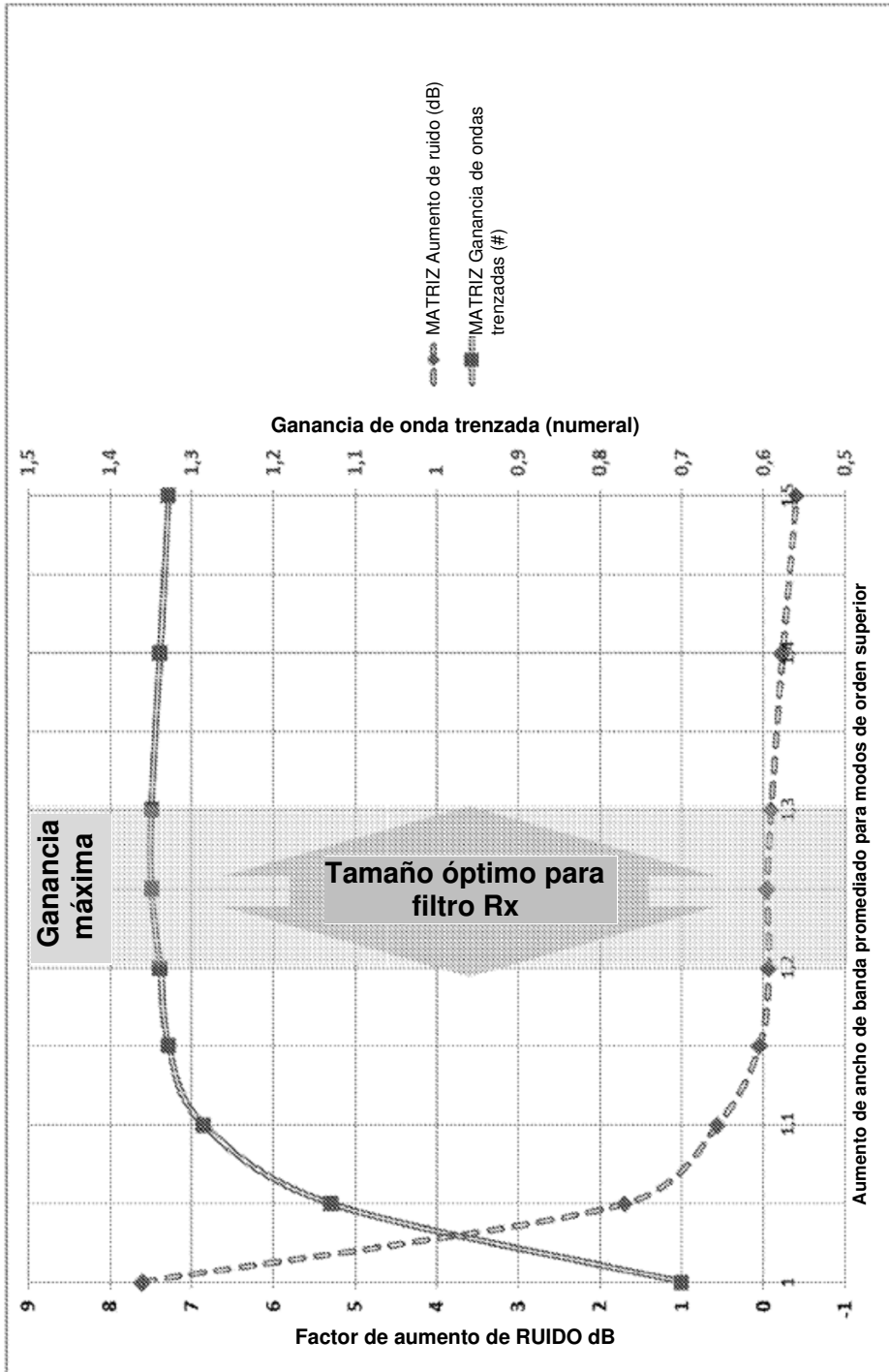


FIG. 23

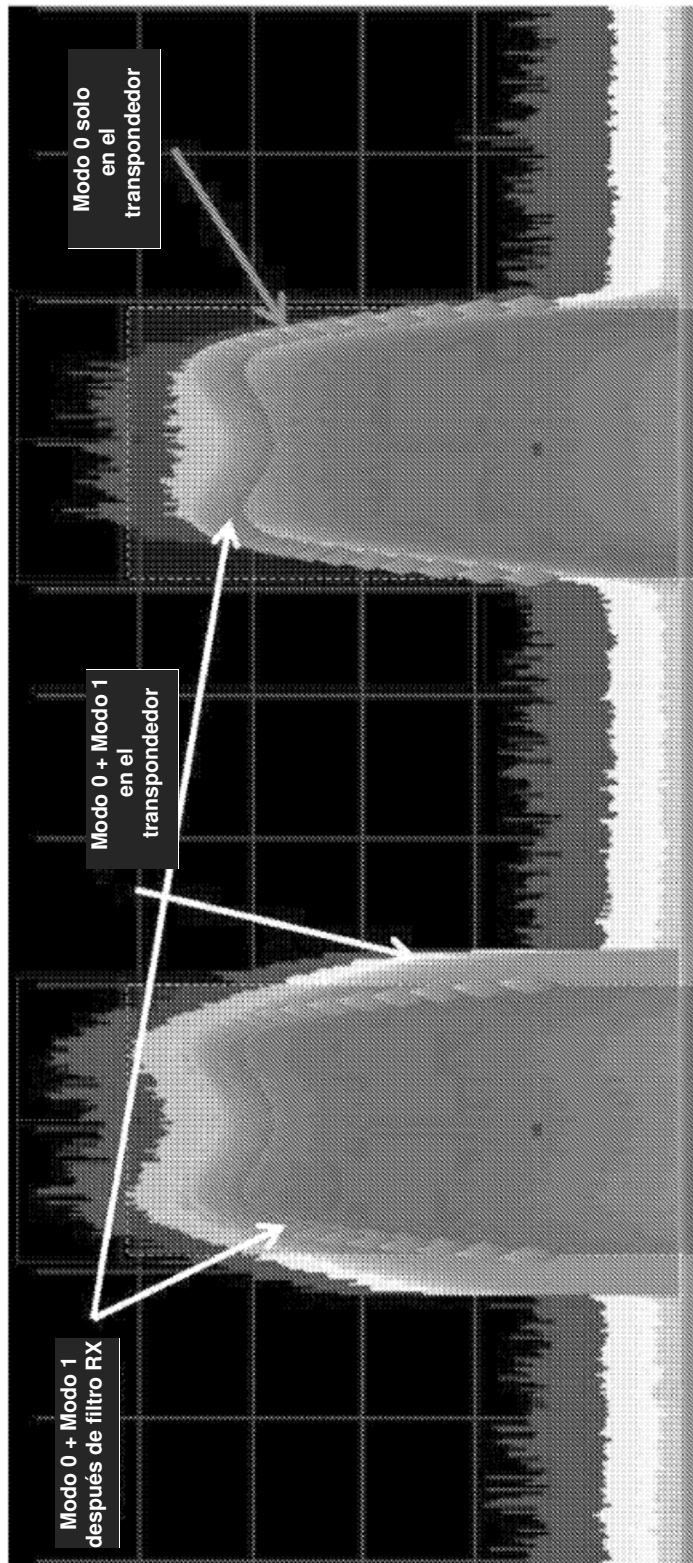


FIG. 24

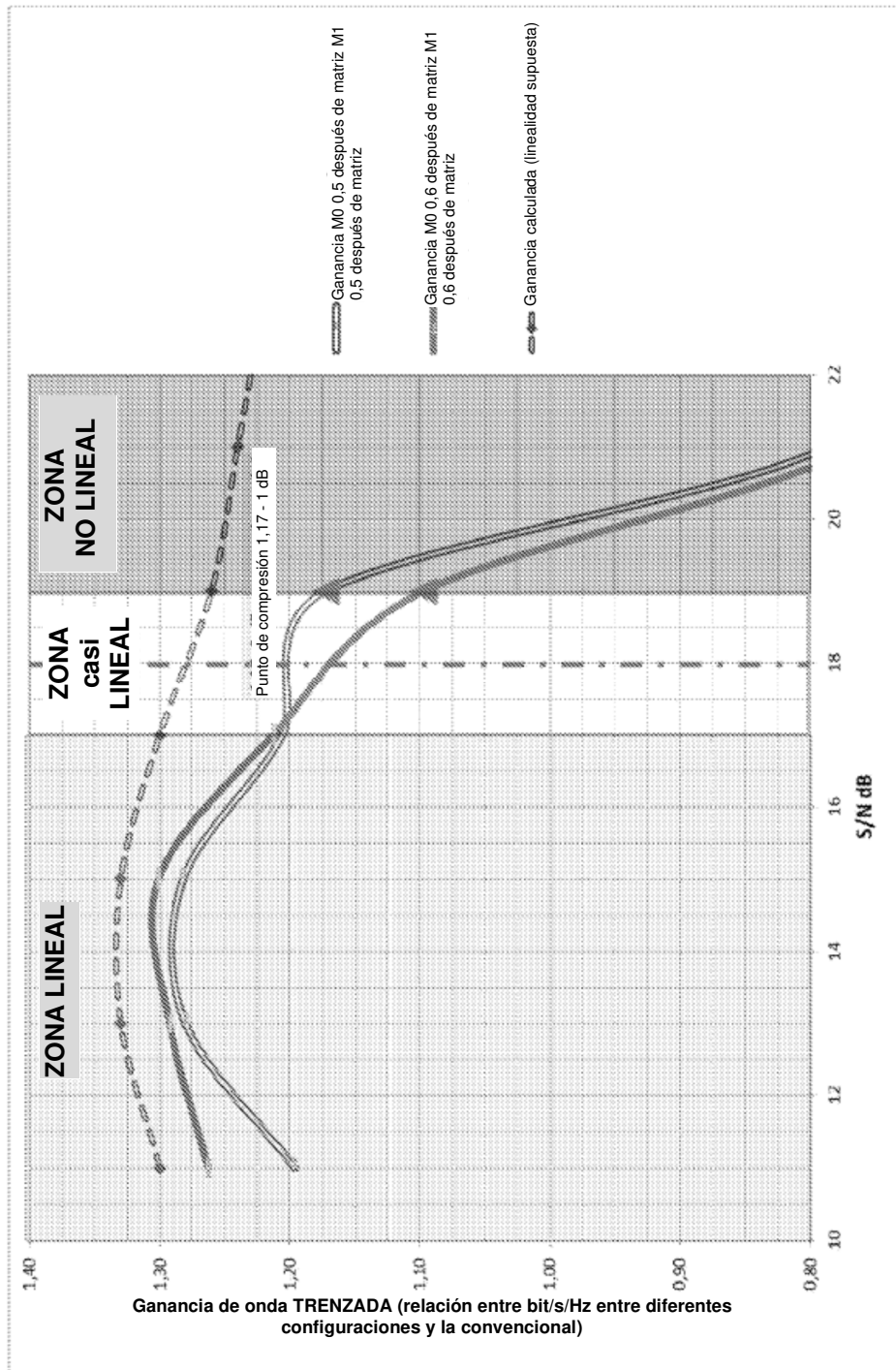


FIG. 25

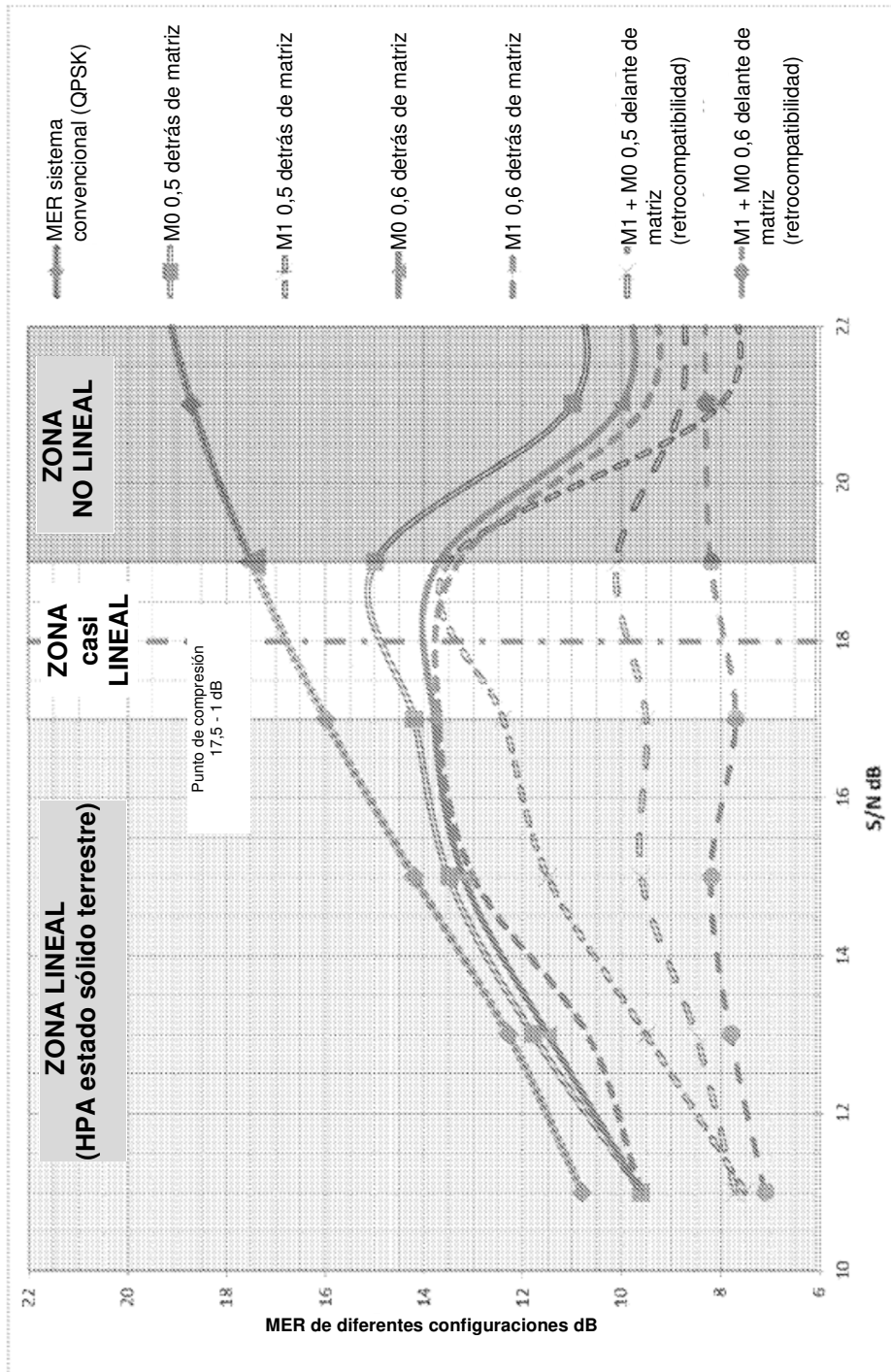


FIG. 26

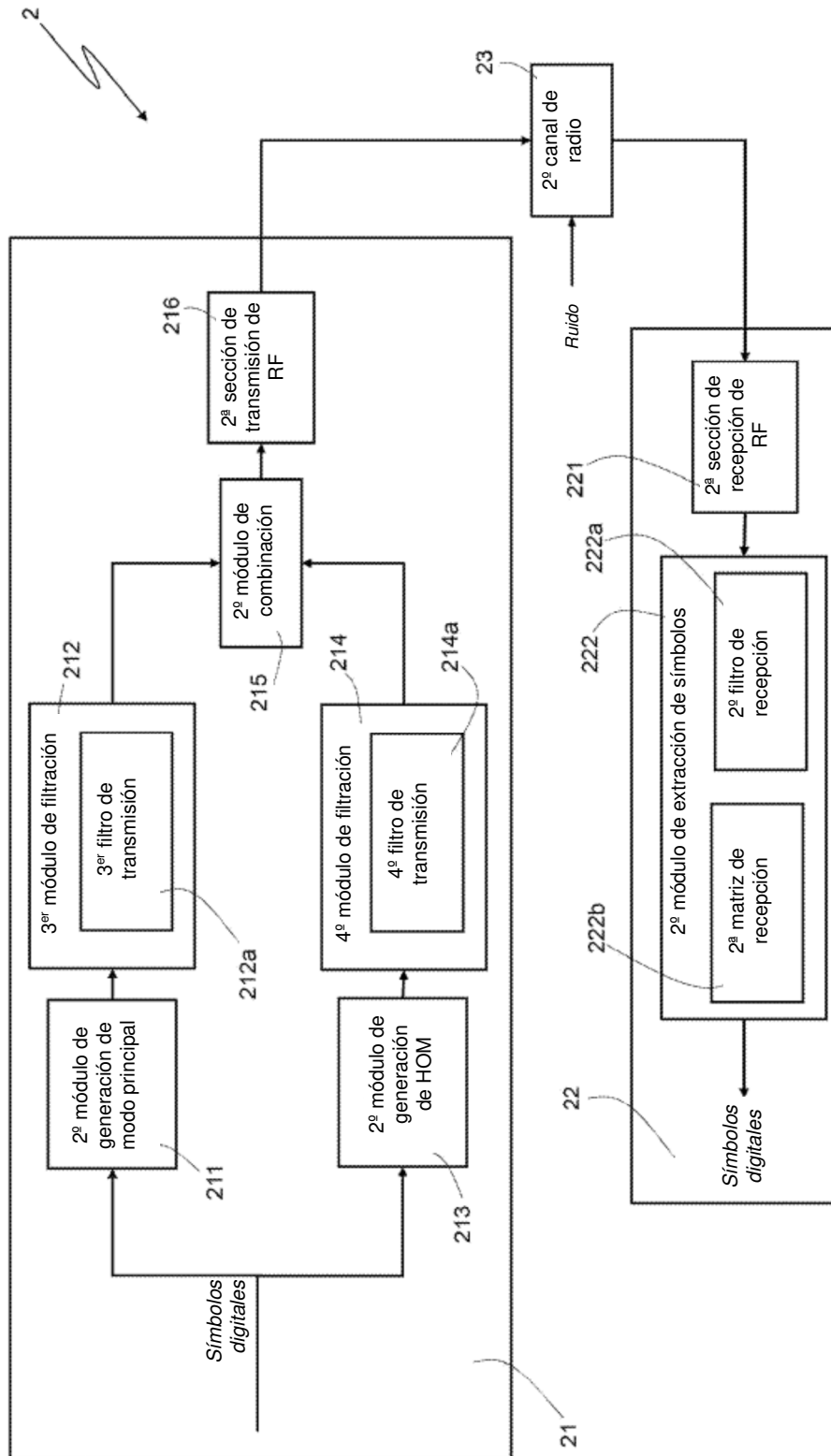


FIG. 27

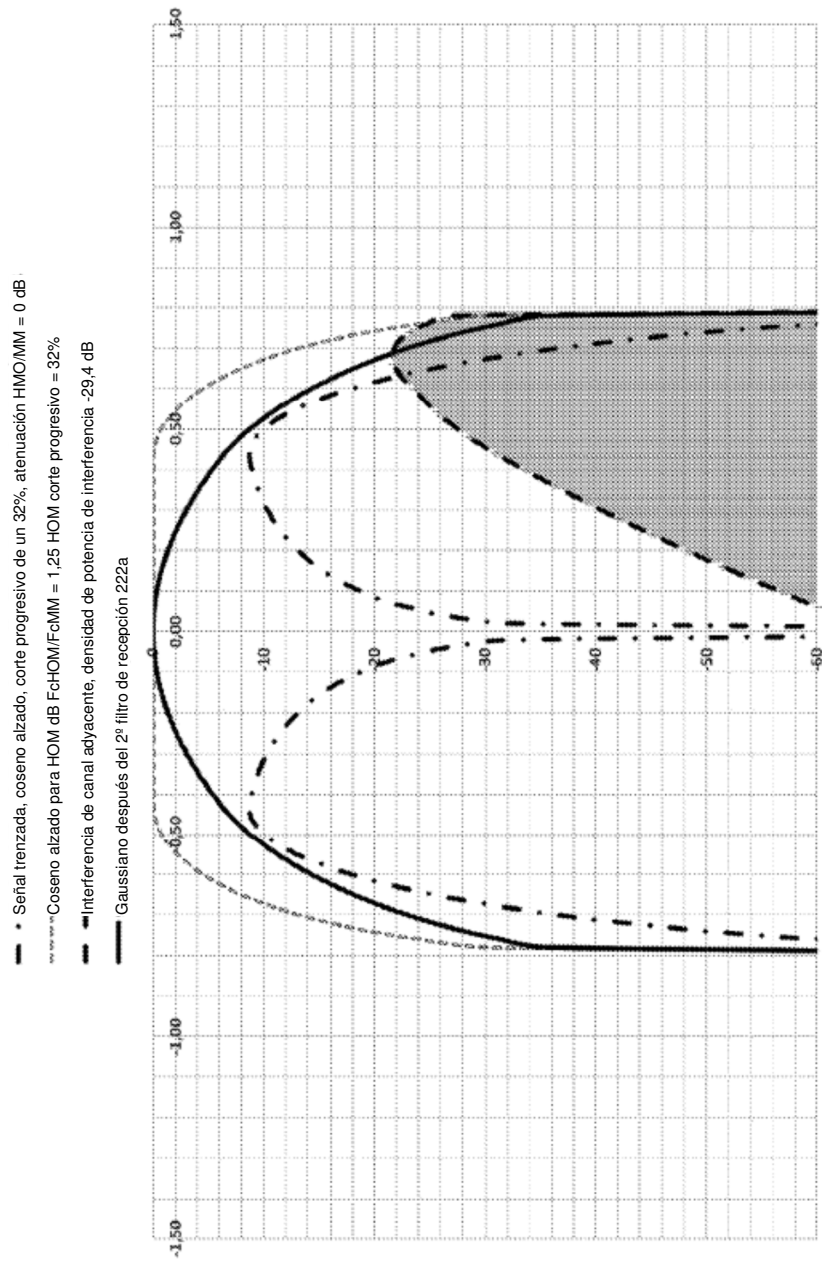


FIG. 28

Dispersión de modulación GSM ideal con BT = 30%

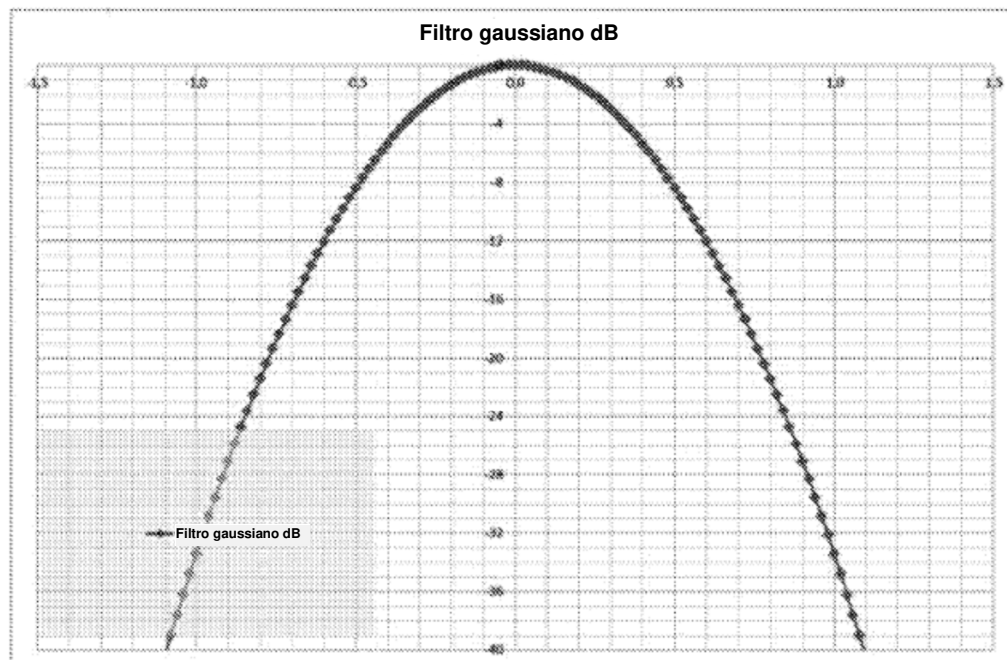
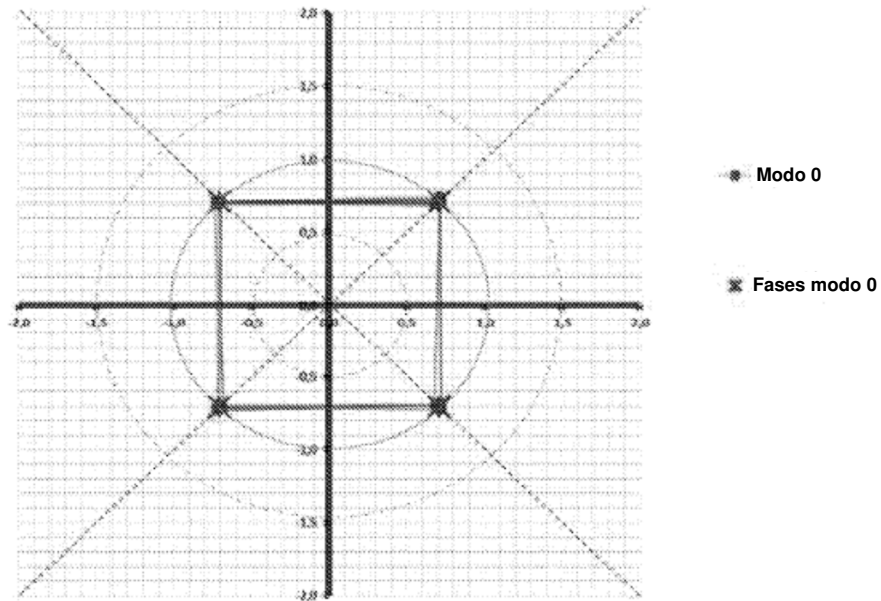
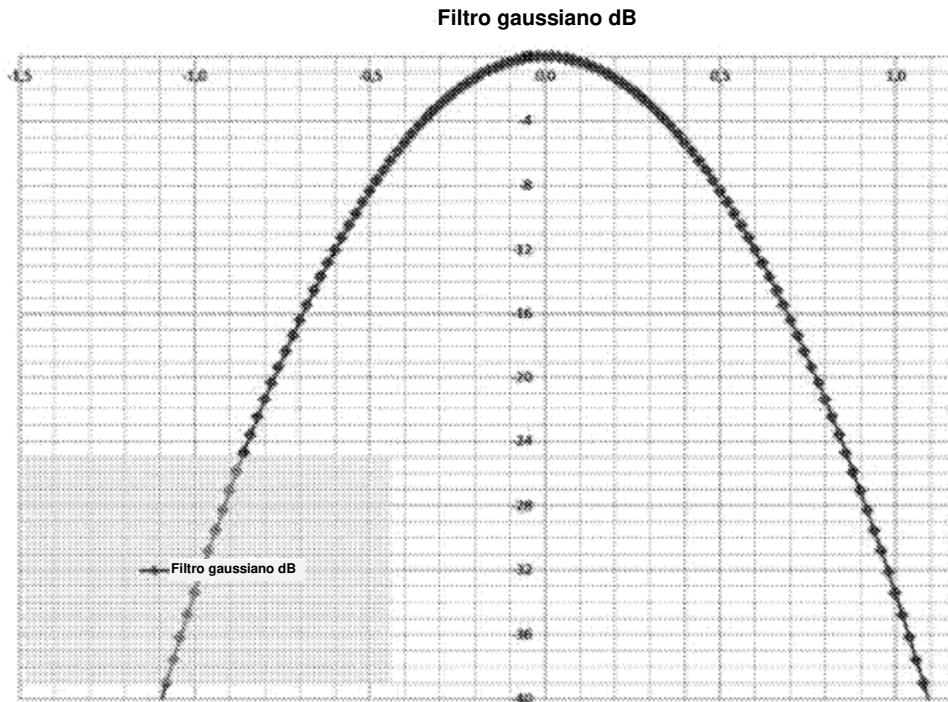


FIG. 29



Espectro de modo principal (dB) en la salida del 3^{er} módulo 212 de filtración

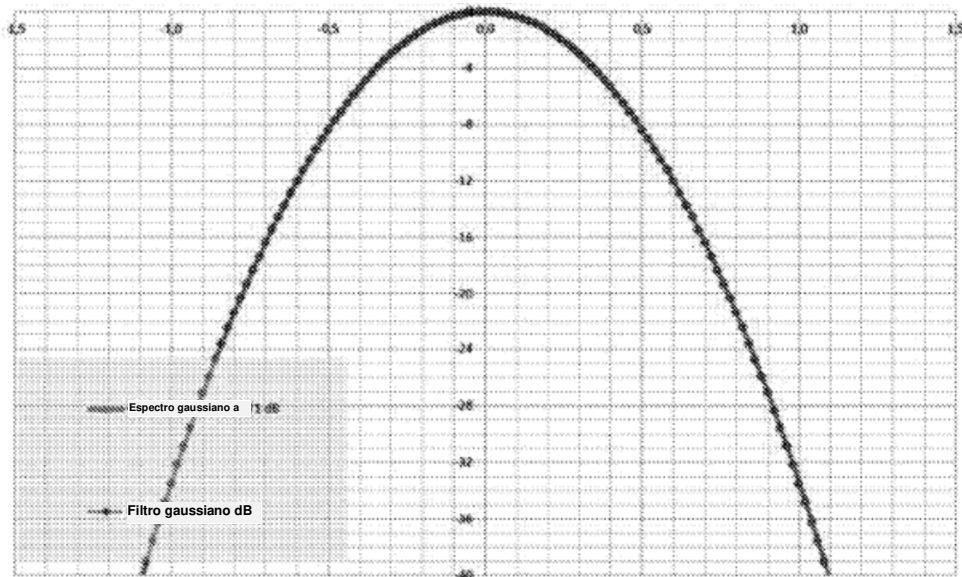


FIG. 30

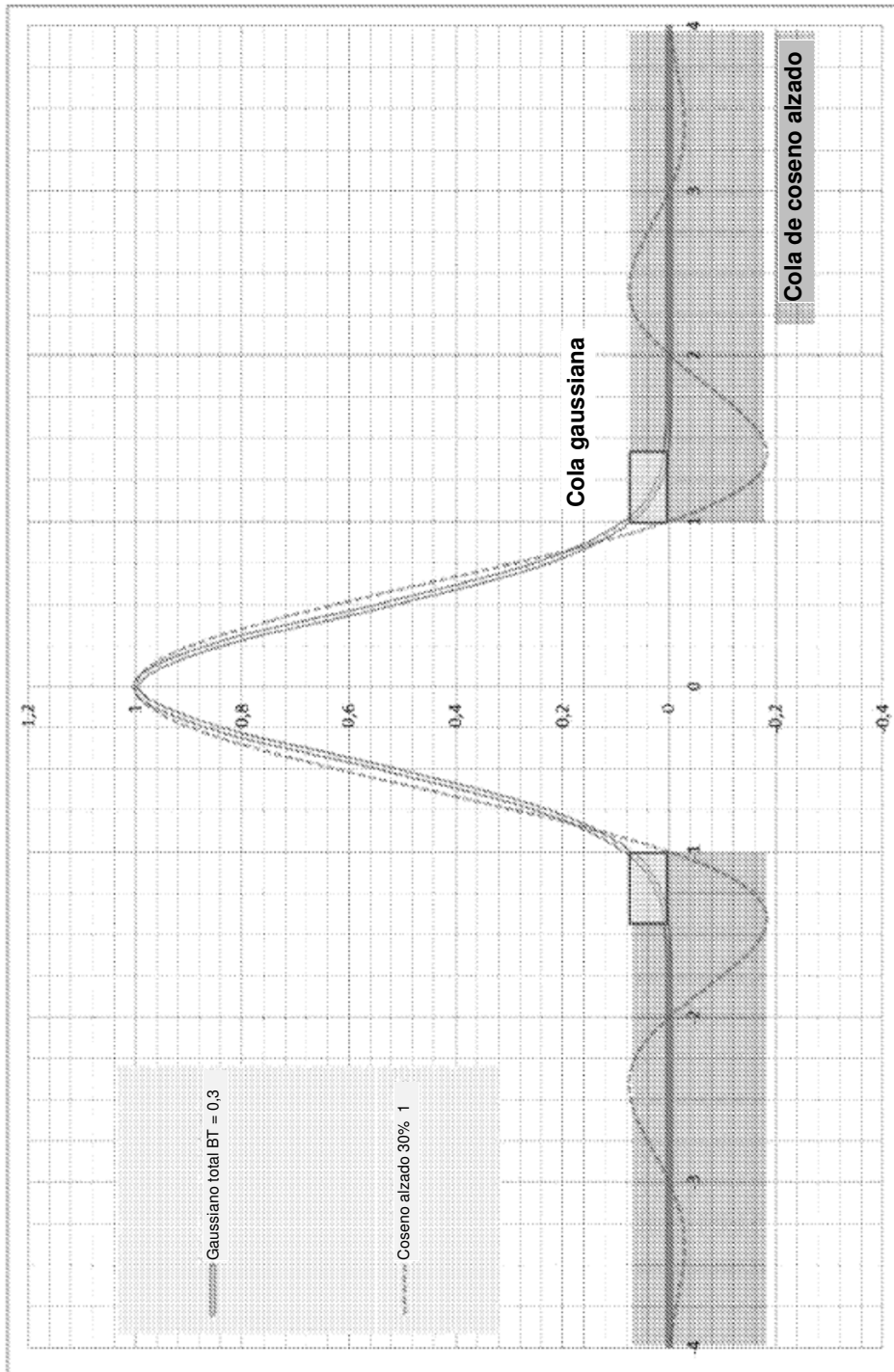


FIG. 31

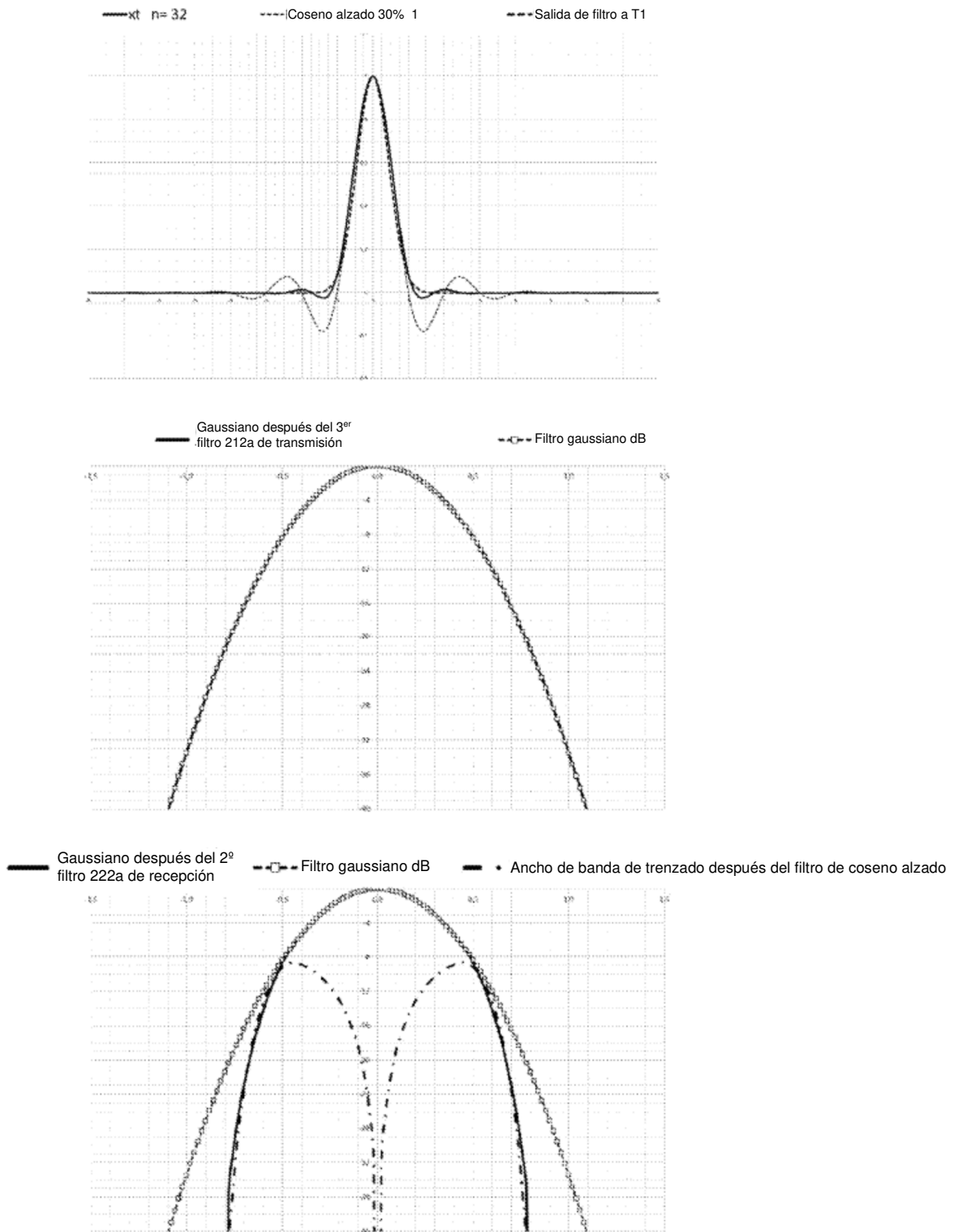


FIG. 32A

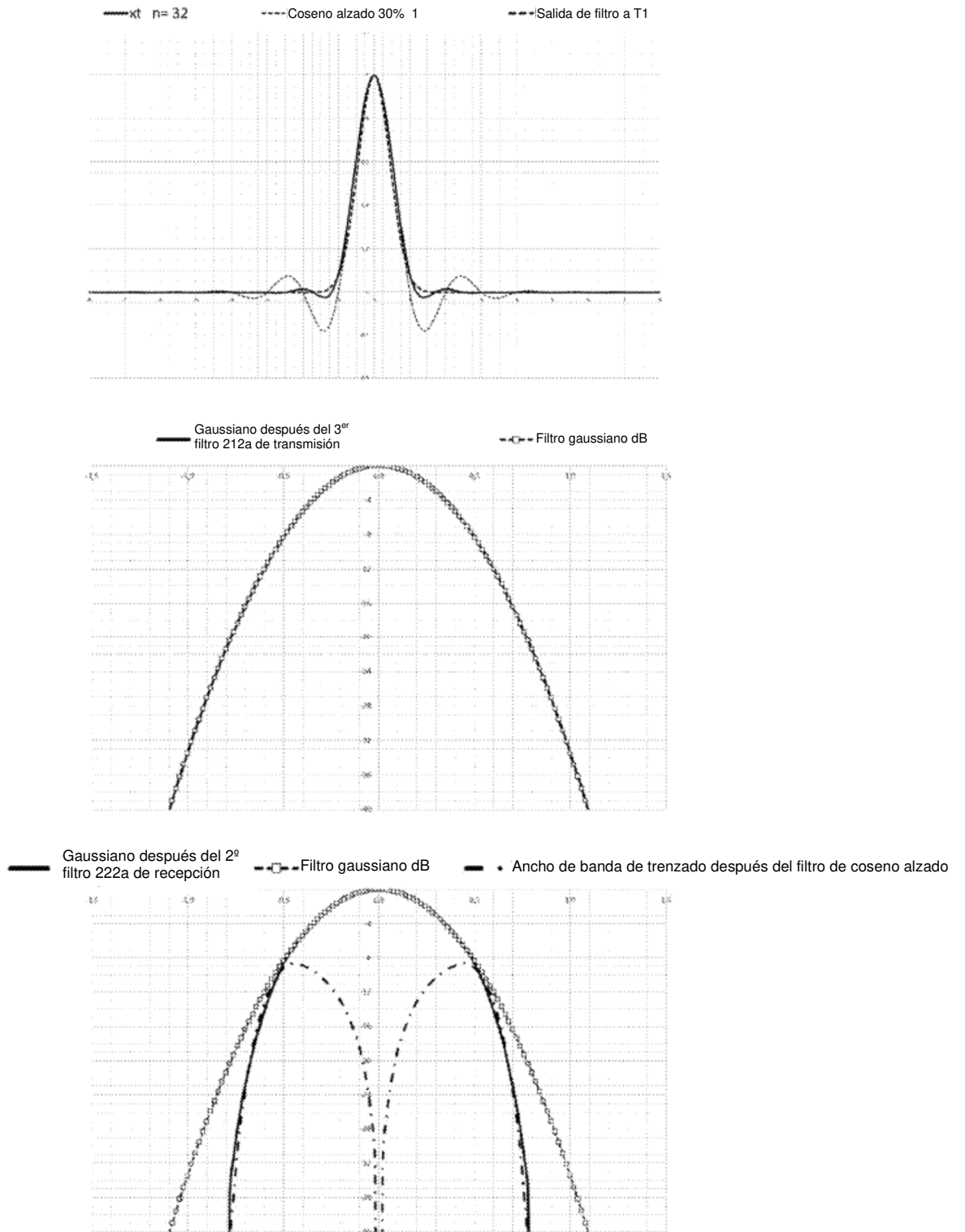


FIG. 32B

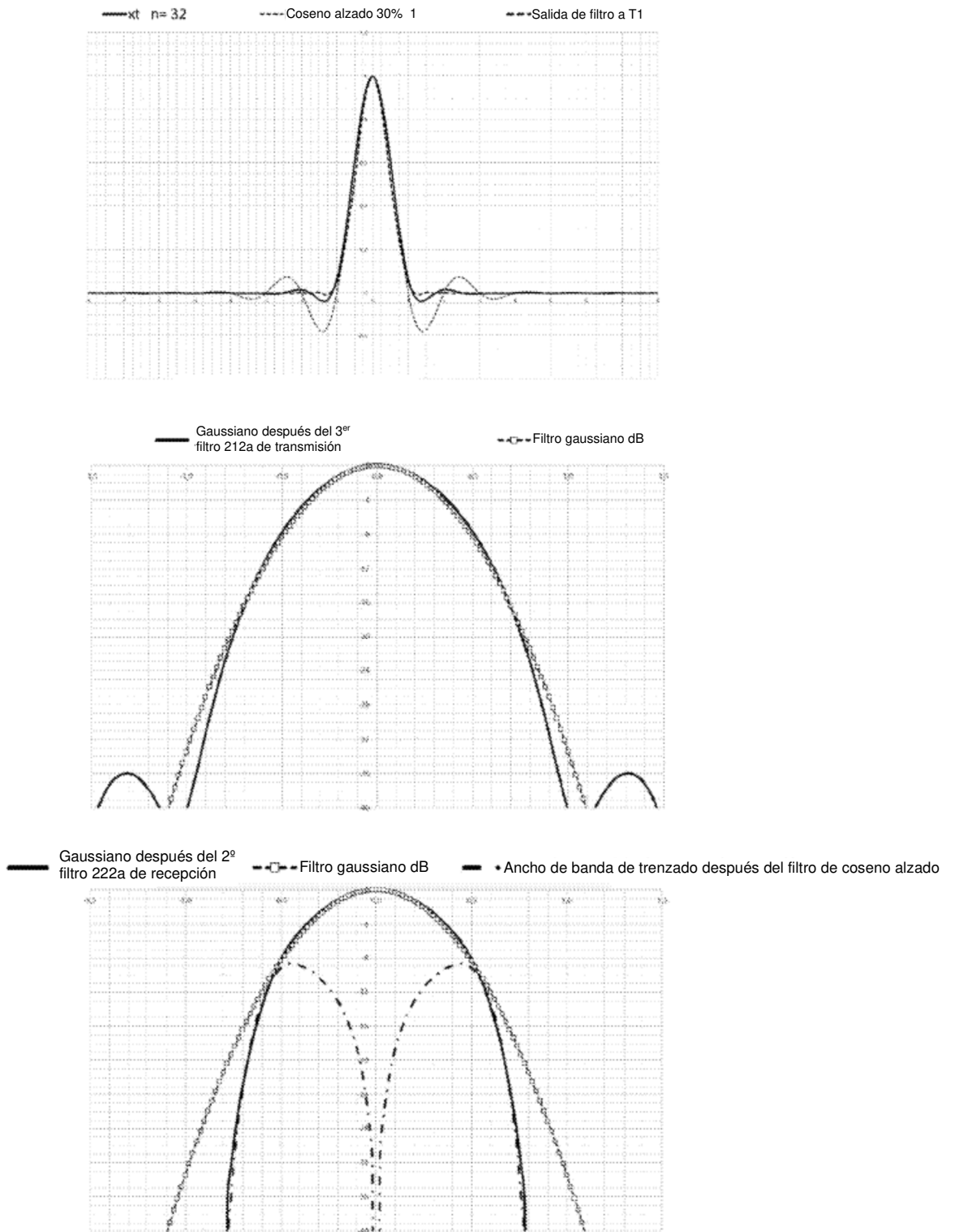


FIG. 32C

Tabla V

	Interferencia de canales adyacentes dB	Interferencia modo 0 sobre modo 1 dB	Interferencia general modo 0 dB
Sin ventana de tiempo	30,3	48,1	34,0
Ventana de tiempo rectangular 4T	30,3	48,1	34,0
Ventana de tiempo rectangular 2T	31,1	48,1	28,8

FIG. 33

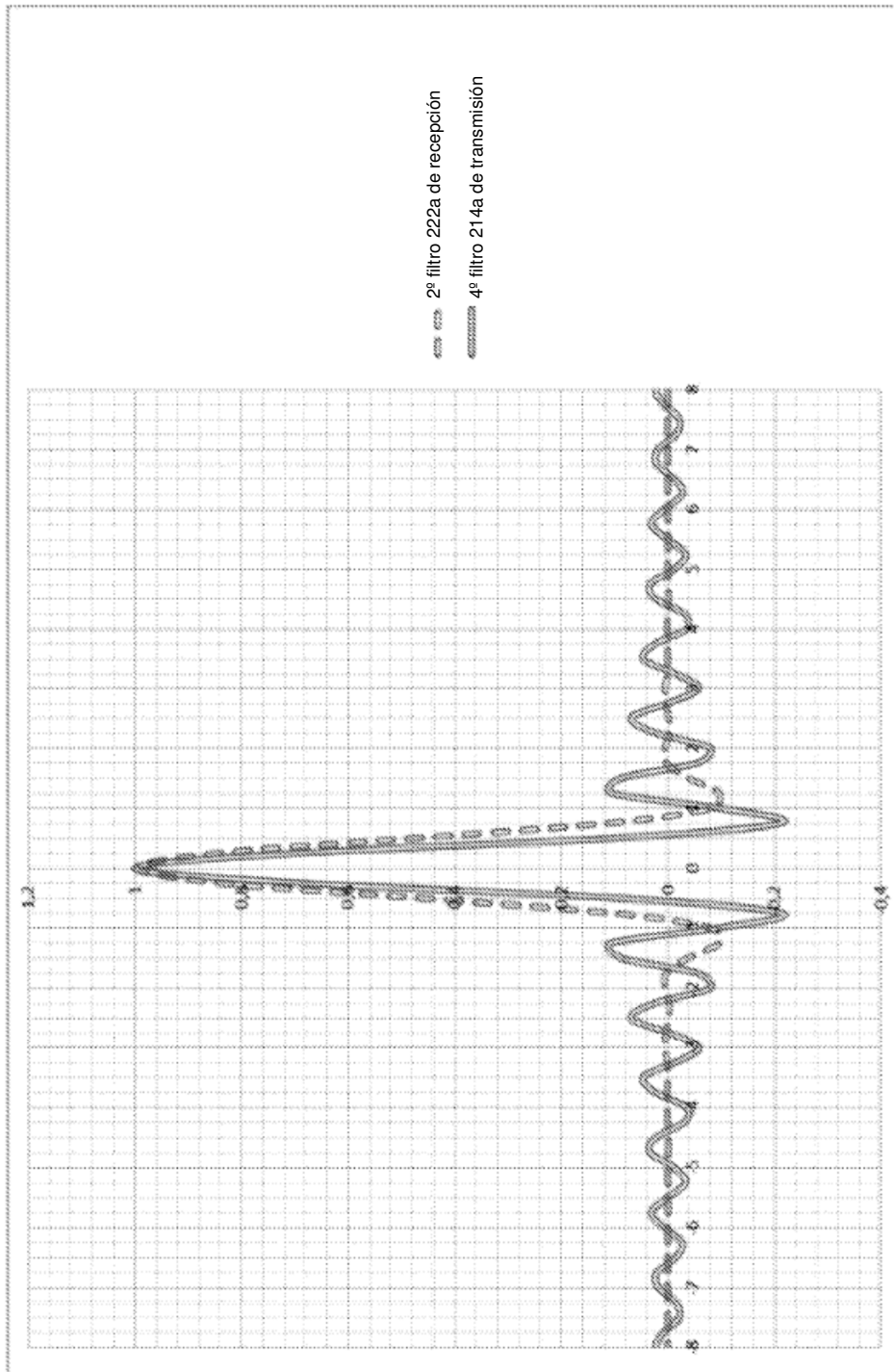


FIG. 34

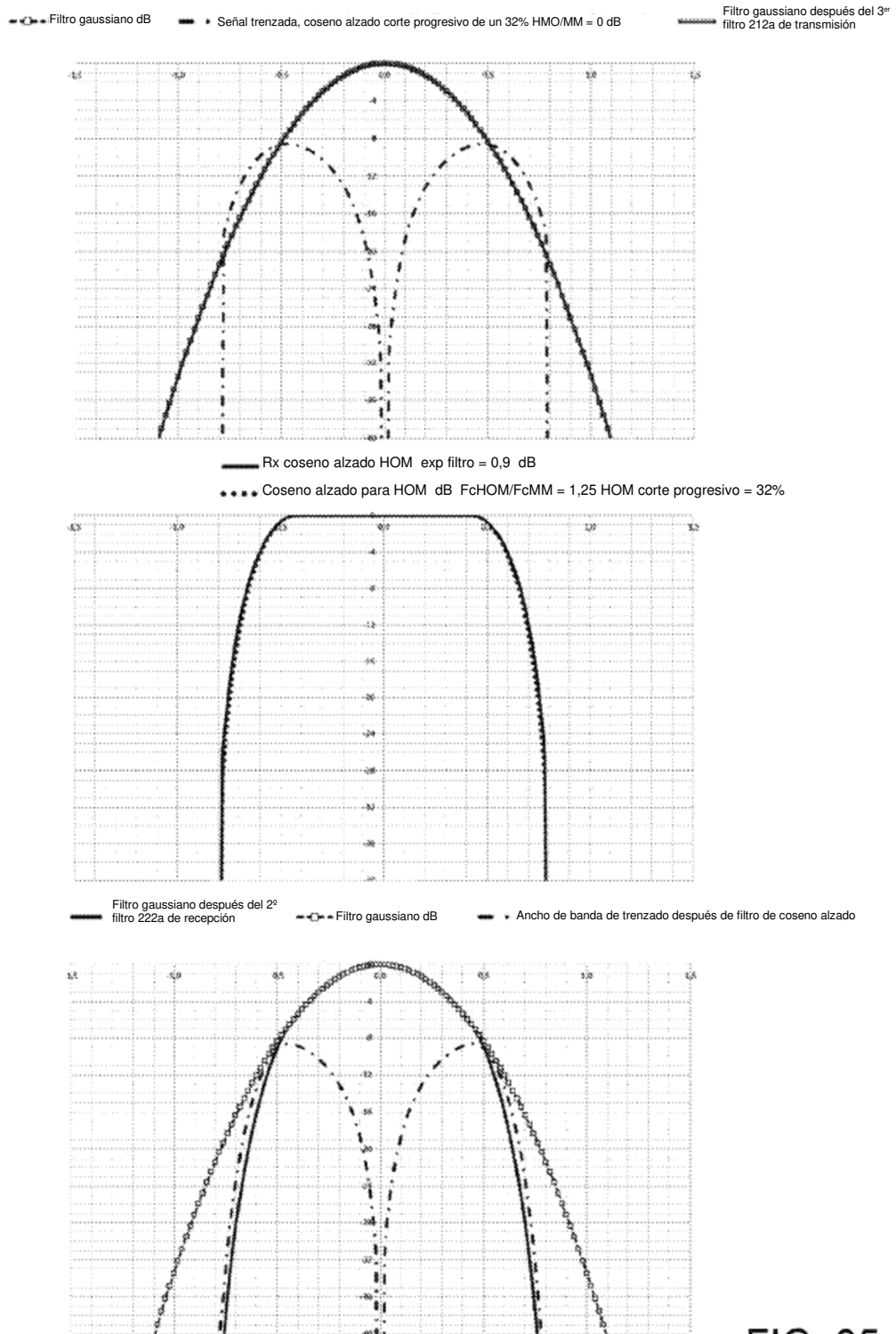


FIG. 35

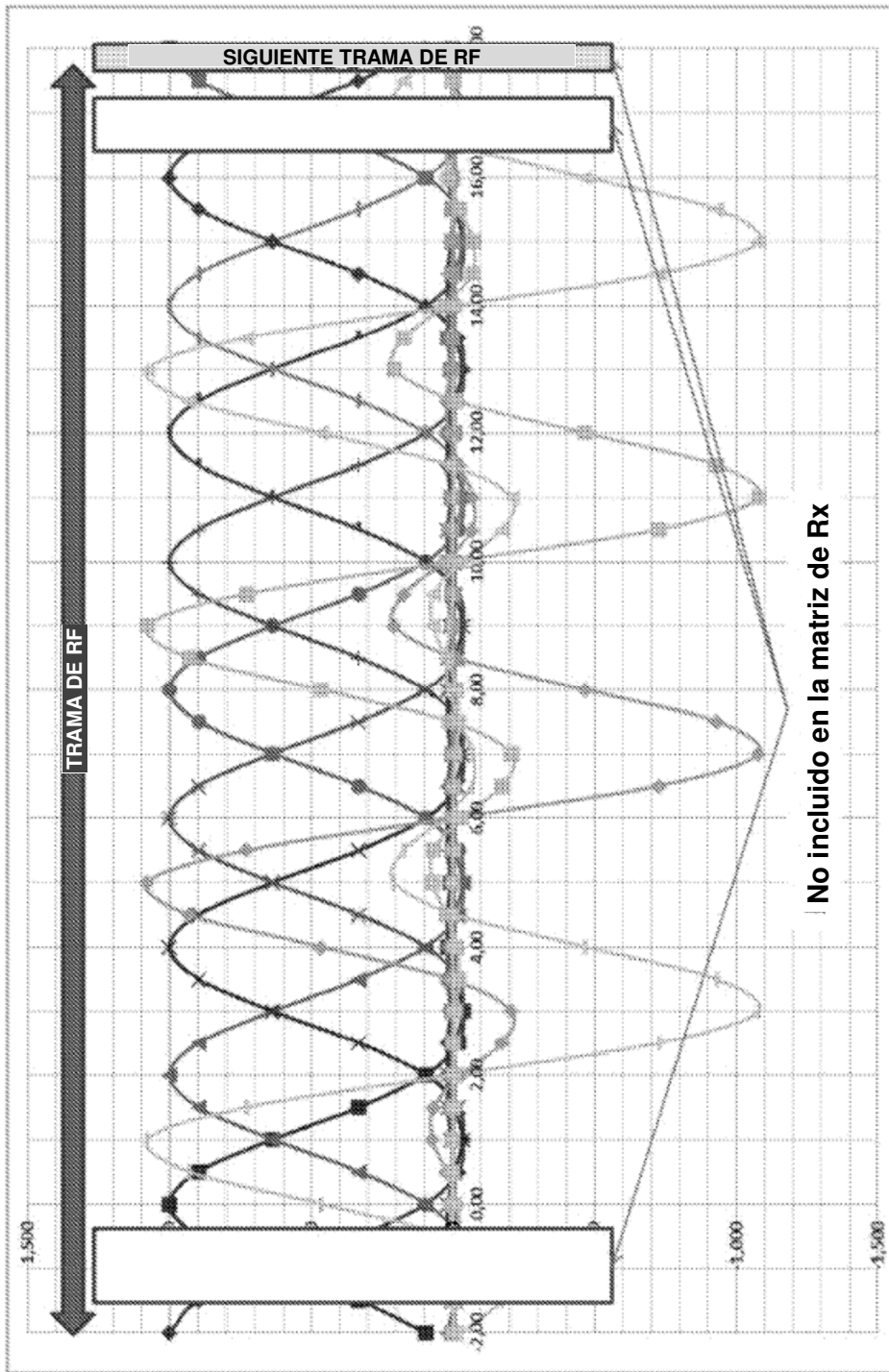


FIG. 36

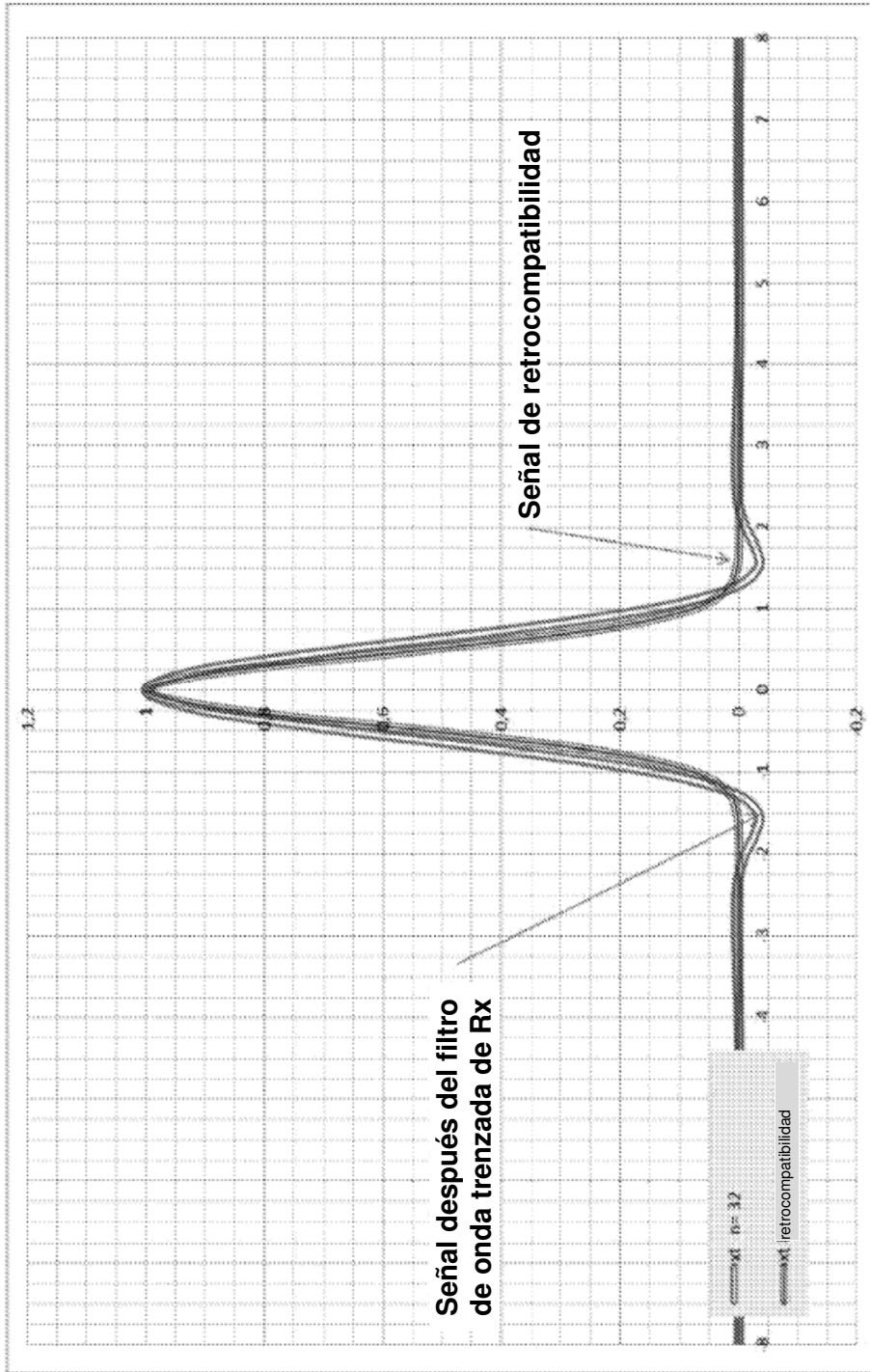


FIG. 37

Interferencia de canales adyacentes, densidad de potencia de interferencia 28,3 dB

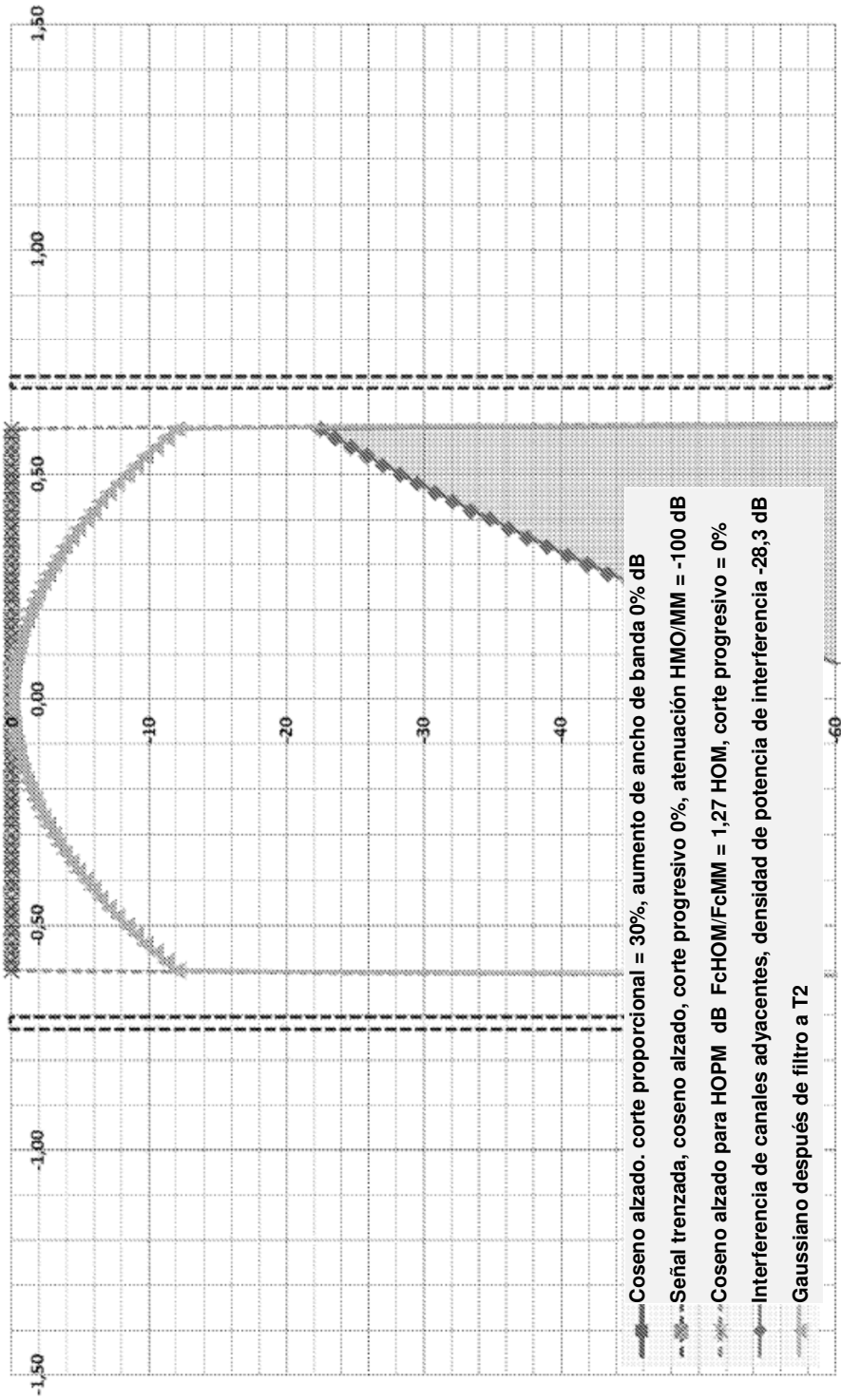


FIG. 38

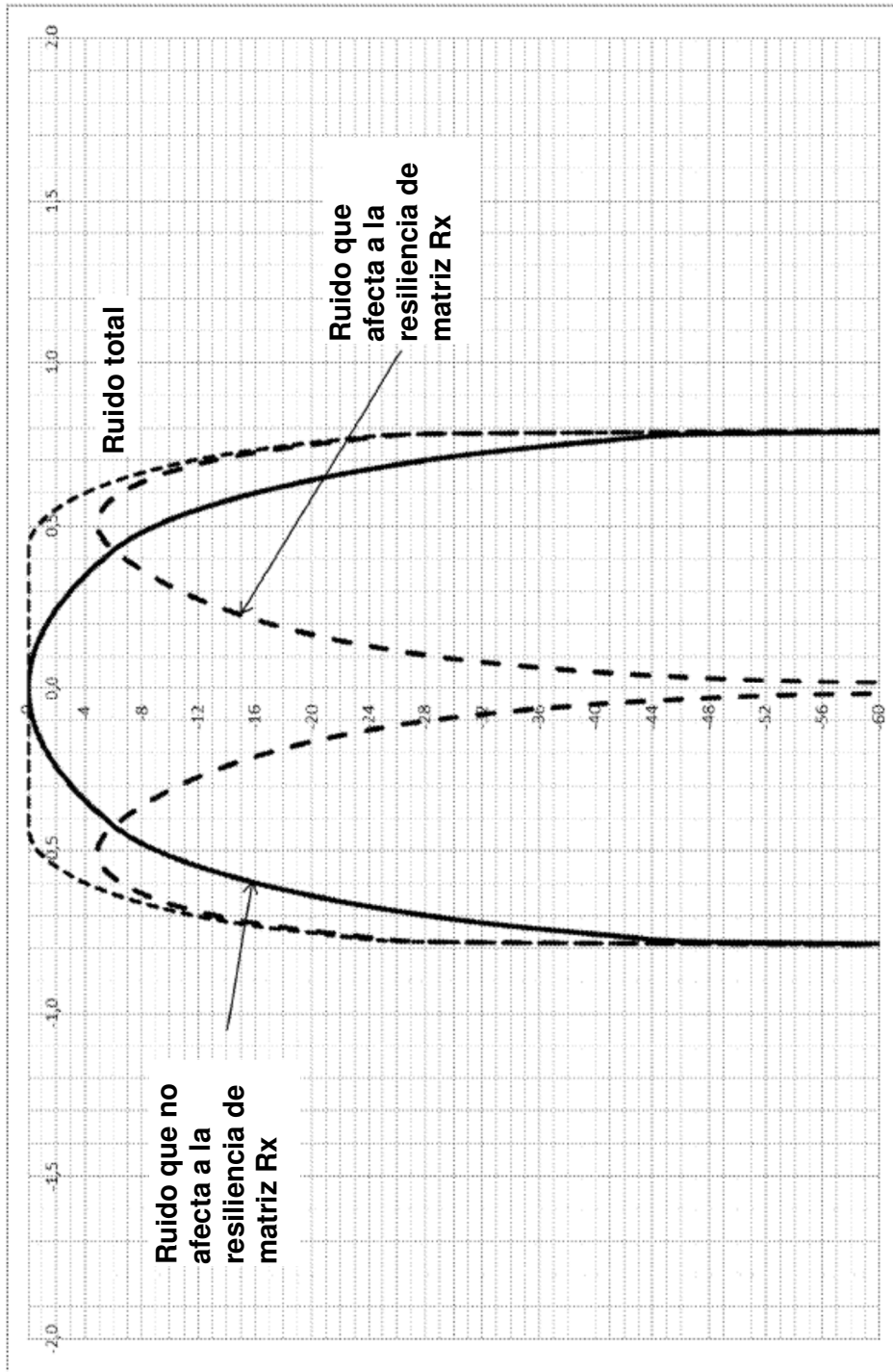


FIG. 39

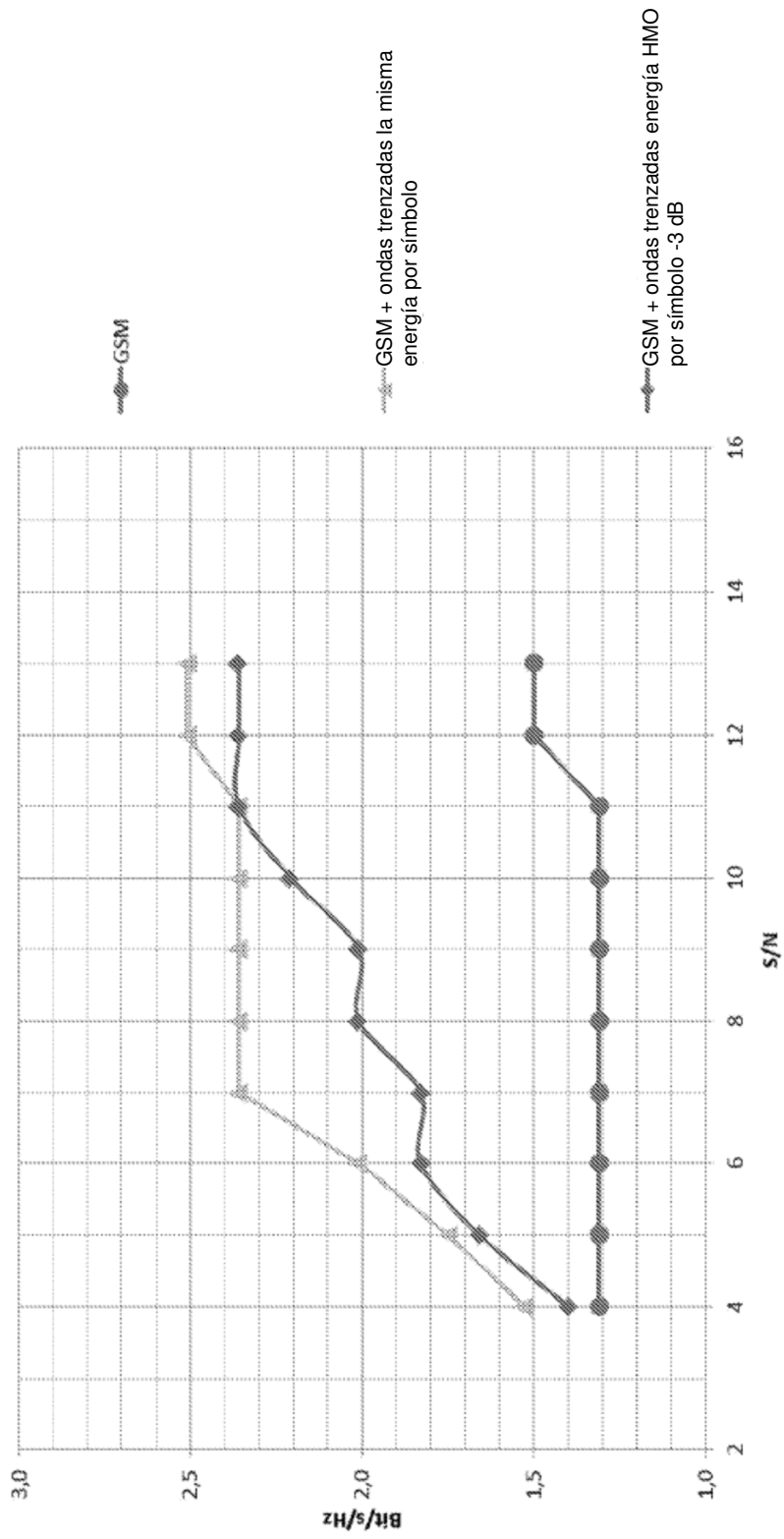


FIG. 40

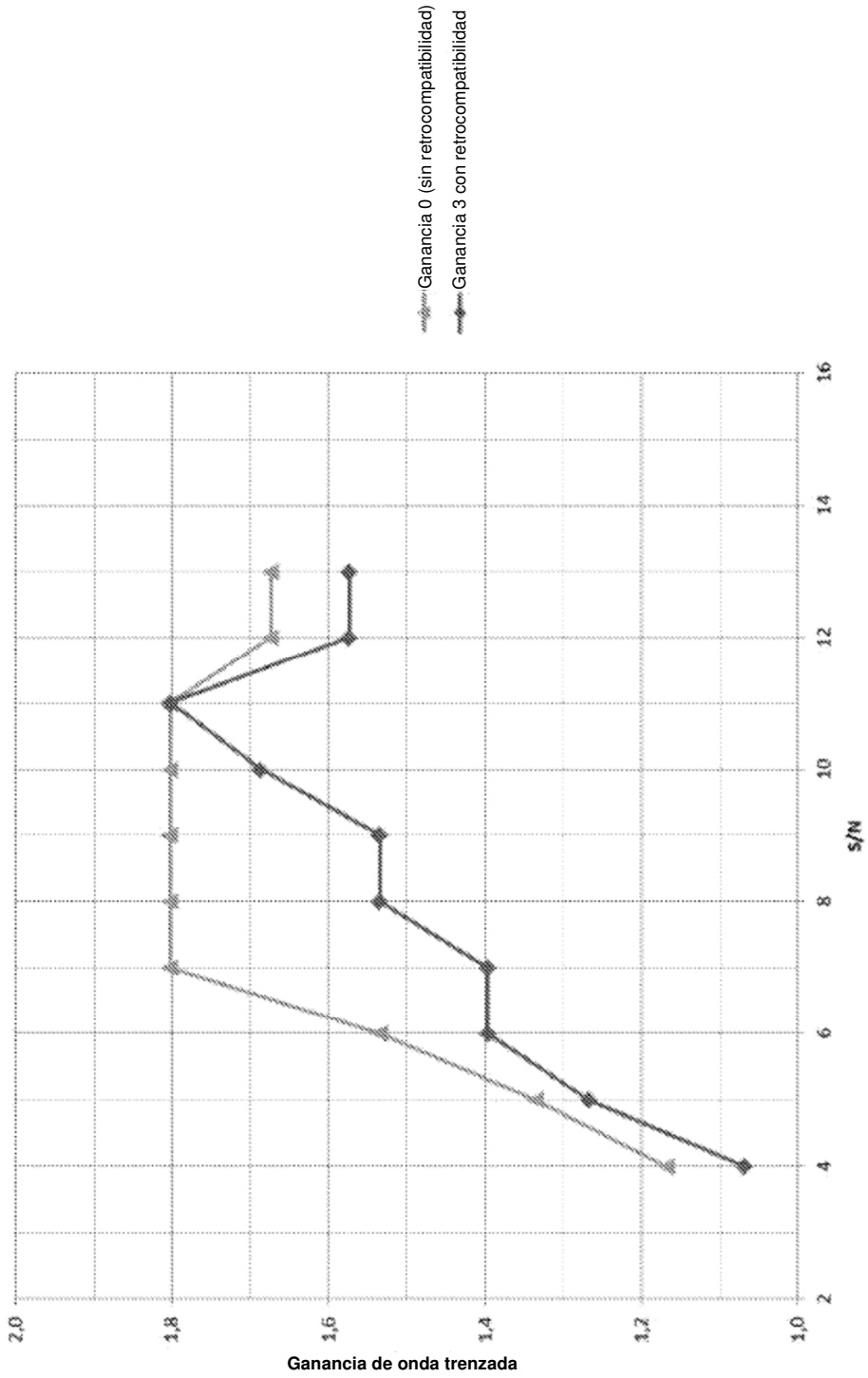


FIG. 41