

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 744 446**

51 Int. Cl.:

<b>H04B 7/185</b>	(2006.01)
<b>H04B 7/212</b>	(2006.01)
<b>H04L 27/227</b>	(2006.01)
<b>H04L 1/04</b>	(2006.01)
<b>H04L 7/00</b>	(2006.01)
<b>H04L 27/26</b>	(2006.01)
<b>H04B 1/16</b>	(2006.01)
<b>H04B 1/525</b>	(2015.01)
<b>H04B 1/707</b>	(2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.04.2017** E 17165431 (2)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.06.2019** EP 3232583

54 Título: **Canal de retorno de espectro ensanchado multicanal para Terminales de Apertura Ultrapequeña (USAT)**

30 Prioridad:

**13.04.2016 US 201662322009 P**  
**13.10.2016 IN 201611035045**  
**12.12.2016 US 201615375669**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**25.02.2020**

73 Titular/es:

**GLOBAL EAGLE ENTERTAINMENT INC. (100.0%)**  
**4553 Glencoe Ave., Suite 300**  
**Los Angeles, CA 90292, US**

72 Inventor/es:

**JAYASIMHA, SRIRAM;**  
**PALADUGULA, JYOTHENDAR;**  
**AVELLAN, ABEL y**  
**FAWZI, FEDERICO**

74 Agente/Representante:

**CURELL SUÑOL, S.L.P.**

**ES 2 744 446 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

Canal de retorno de espectro ensanchado multicanal para Terminales de Apertura Ultrapequeña (USAT).

5 **Antecedentes de la invención**Campo de la invención

10 La presente invención se refiere a la comunicación a través de Terminales de Apertura Ultrapequeña (USAT). Más particularmente, la presente invención se refiere al uso de un espectro ensanchado a través de USAT.

Antecedentes de la técnica relacionada

15 La comunicación por espectro ensanchado es la generación de una señal ensanchada en el dominio de la frecuencia para proporcionar un ancho de banda más amplio con una densidad espectral de potencia (PSD) menor. En telecomunicaciones, los Terminales de Apertura Ultrapequeña (USAT) o Antenas (tales como de diámetro 45-60 cm en la banda Ku) están limitados en cuanto a la PSD que se puede transmitir sin incurrir en restricciones regulatorias debido a la Interferencia de Satélites Adyacentes (ASI). De este modo, la comunicación por espectro ensanchado permite que un terminal de apertura ultrapequeña realice transmisiones a un satélite al mismo tiempo que cumple los requisitos regulatorios sobre la ASI. Las patentes de Estados Unidos n.º 8.285.203 y 7.907.894 describen un marco conceptual general para el espectro ensanchado multicanal.

25 Muchos sistemas TDMA con canal de retorno (por ejemplo, de acuerdo con la EN 301 545-2 *Digital Video Broadcasting (DVB), Second Generation DVB Interactive Satellite System (DVB-RCS2)* v1.2.1 (04-2014), así como otros sistemas privativos, tales como el Gilat, el iDirect y el Viasat) usan un preámbulo no modulado (es decir, una portadora pura durante un periodo fijo). Los errores de estimación de fase se reducen considerablemente incluso en regímenes negativos de relación señal/ruido filtrando la señal recibida al estrecho ancho de banda ocupado durante el intervalo del preámbulo. Véase, de C.G. Hiremath y S. Jayasimha, "*Design of burst mode decision-feedback QPSK demodulator*", Actas del SPCOM-1999, págs. 133 a 139. Están surgiendo tecnologías que usan sistemas TDMA sin preámbulos, en los que señales piloto distribuidas (símbolos conocidos) se colocan a intervalos regulares para facilitar la sincronización de portadoras como en el DVB-S2. Véase *iDirect Technical Reference Guide – iDX Versión 3.2*; EN 302 307 *Digital Video Broadcasting (DVB) Second Generation*, v1.1.2 06-2006; y EN 302 307-2 v1.1.1 (10-2014) *DVB-S2 Extensions (DVB-S2X)*. Las referencias señaladas en esta sección se incorporan por la presente memoria a título de referencia en su totalidad.

35 A partir del documento US 2011/0028086 A1 se conoce un sistema de comunicación por satélites que presenta un terminal de nodo central (*hub*) el cual se comunica con un terminal remoto a través de un satélite.

**Sumario de la invención**

40 Nuevas normativas, tales como los modos VLSNR (Relación Señal/Ruido Muy Baja) en la ETSI DVB-S2x (véase EN 302 307-2 v1.1.1 (10-2014) *DVB-S2 Extensions (DVB-S2X)*), permiten un funcionamiento con una Es/N0 tan baja como -10 dB, y se están poniendo a disposición módems que cumplen con estas normativas. No obstante, para hacer frente al tema de los módems COTS heredados, así como para funcionar con una Es/N0 inferior a -10 dB, es deseable un ensanchador/desensanchador indiferente ante el módem o sistema TDMA (externo, pero compatible con la mayoría de los sistemas). Aunque la codificación de baja velocidad presenta un rendimiento superior en comparación con el ensanchamiento, esto se produce a costa de la latencia. Por consiguiente, el ensanchador/desensanchador de la presente invención no solamente es indiferente ante el sistema TDMA con canal de retorno, sino que presenta una baja latencia de manera que no se efectúa la temporización TDMA en el nodo central (la tabla 2 que se ofrece posteriormente compara el rendimiento del canal de retorno con sistemas codificados así como de espectro ensanchado). El presente método también prevé la estimación de fase para ráfagas TDMA con ausencia de preámbulos.

55 La presente invención proporciona comunicaciones TDMA (Acceso Múltiple por División de Tiempo) en modo ráfagas con canal de retorno (es decir, desde el USAT al Nodo Central). La densidad espectral de potencia en el transpondedor se reduce mediante replicación espectral (por ejemplo, en un factor de 4), tal como se muestra en la figura 1. Se supone que cualquier desviación de frecuencia/Doppler se aplica al ancho de banda completo de la señal recibida compuesta, y la única acción que es necesario llevar a cabo, antes del desensanchamiento, es adquirir las desviaciones de fase entre señales replicadas en el receptor. Son contribuciones novedosas: (1) la capacidad de aplicar el espectro ensanchado con módems TDMA en modo de ráfaga disponibles comercialmente (COTS); y (2) la adquisición de desviaciones de fase de canal (sin llevar a cabo una adquisición de frecuencia, que sigue siendo una función de los demoduladores COTS existentes (más que de los desensanchadores), sobre la base de preámbulo/datos desensanchados.

65 Por consiguiente, es un objetivo de la invención transmitir con baja potencia a través de un USAT. Es otro objetivo transmitir con baja potencia a través de USAT usando comunicaciones de espectro ensanchado y minimizando

retardos de latencia. Estos y otros objetivos de la invención, así como muchas de las ventajas buscadas de los mismos, se pondrán más claramente de manifiesto cuando se haga referencia a la siguiente descripción, considerada conjuntamente con los dibujos adjuntos.

**5 Breve descripción de las figuras**

La figura 1 es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación con enlace de retorno, con unidades de ensanchador y de desensanchador;

10 la figura 2 es un diagrama de bloques detallado que resalta las secciones de ensanchador, canal y desensanchador de la figura 1;

las figuras 3, 4 son diagramas que muestran la máscara de ruido de fase;

15 la figura 5 es un diagrama de una máquina de estados del desensanchador asistido por medio de preámbulos;

la figura 6 es un diagrama de una máquina de estados del desensanchador asistido por medio de datos;

20 la figura 7 es un diagrama de bloques del estimador de fase y del combinador coherente;

la figura 8 son gráficos que muestran espectros de ráfagas en la entrada y la salida del ensanchador y del desensanchador, con una parte de preámbulo que da como resultado una "fuga de portadora" en la salida observada del analizador de espectros (ya que el preámbulo da origen a un tono puro mientras dura); y

25 la figura 9 son gráficos que muestran la fase estimada y la ganancia coherente obtenidas para cada ráfaga;

**Descripción detallada de las formas de realización preferidas**

30 En la descripción de una forma de realización preferida de la invención ilustrada en los dibujos, por motivos de claridad se recurrirá a una terminología específica. No obstante, la invención no pretende limitarse a los términos específicos así seleccionados, y debe interpretarse que cada término específico incluye todos los equivalentes técnicos que funcionan de manera similar para lograr una finalidad similar. Se describen varias formas de realización preferidas de la invención con fines ilustrativos, entendiéndose que la invención se puede materializar en otras formas no mostradas específicamente en los dibujos.

35 La figura 1 muestra un sistema de comunicaciones 10 de acuerdo con una forma de realización no limitativa, ilustrativa, de la invención. El sistema 10 comunica señales a través de un USAT, tal como un terminal de apertura ultrapequeña 3. El sistema 10 incluye un ensanchador 200 y un desensanchador/sumador 300. Los datos o información que se transmitirán a través del satélite 5 son recibidos por un modulador de retorno 110. El modulador 110 da salida a una señal modulada 112. No obstante, la señal modulada presenta un nivel de potencia que podría superar el límite de PSD ASI si se transmitiese a través del satélite 5. Por consiguiente, se proporciona un ensanchador 200 que recibe la señal modulada 112 y da salida a una señal de espectro ensanchado 202. La señal de espectro ensanchado 202 presenta una PSD menor para evitar la ASI cuando se transmite a través del satélite 5, pero contiene toda la información de la señal de entrada modulada 112. La presente invención potencia la comunicación a través del canal de retorno (es decir, desde el USAT 3 al Nodo Central 11) usando el TDMA (Acceso Múltiple por División de Tiempo) en modo de ráfagas.

40 La señal de espectro ensanchado 202 se envía al satélite 5 por medio del USAT 3 a través de un canal de enlace ascendente 7, y se transmite a un receptor en el nodo central a través de un canal de enlace descendente 9. La señal de espectro ensanchado recibida 302 es recibida por el desensanchador 300. La señal recibida 302 puede incluir ruido del transpondedor, señales de transpondedores adyacentes, y ruido de la antena de recepción. El desensanchador 300 suma la señal de espectro ensanchado recibida 302 para proporcionar una señal sumada de salida 122, que restablece la contención espectral de la señal modulada original y su densidad espectral de potencia (con superposición no coherente de la PSD de ruido de la antena y del transpondedor) 112. A continuación, la señal sumada 122 se procesa adicionalmente, por ejemplo mediante demodulación por parte del demodulador de retorno 120.

50 En la forma de realización de la figura 1, la señal de enlace de retorno presenta una modulación y un código BPSK 1/2, una velocidad de bits/velocidad de símbolos de 256 kbps / 512 ksps, un ancho de banda ocupado de 615 kHz (con un corte en el 20%), y un formato en ráfagas del preámbulo (128 símbolos), los datos de usuario (>128 símbolos), y el tiempo de guarda (64 símbolos). El ensanchador 200 presenta un factor de ensanchamiento de 4, un tipo de ensanchamiento de replicación espectral, un ancho de banda de la señal de entrada de 615 kHz, y un ancho de banda de la señal de salida de 2.46 MHz. El desensanchador 300 se corresponde con el ensanchador 200, y, por lo tanto, presenta un factor de desensanchamiento de 0.25, un tipo de desensanchamiento de combinación coherente, un ancho de banda de la señal de entrada de 2.46 MHz, y un ancho de banda de la señal de salida de 615 kHz. El modulador 110 y el demodulador 120 pueden ser, por ejemplo, componentes existentes,

y el demodulador 120 puede ser un demodulador con canal de retorno por ráfagas TDMA basado en nodos centrales. El sistema 5 presenta una reducción de 6 dB en la ASI debido al ensanchamiento, y una ganancia de combinación del desensanchador de aproximadamente 5.5 dB. El ensanchamiento por 4 y la BPSK de velocidad  $\frac{1}{2}$  constituyen un sistema práctico que se usa con fines ilustrativos. Son posibles factores de ensanchamiento tanto mayores como menores, por ejemplo, se puede utilizar un ensanchamiento superior o inferior a un factor de 4. Y se pueden utilizar MODCOD diferentes a la BPSK velocidad  $\frac{1}{2}$ .

El modulador 110 no “sabe” que le sigue el ensanchador 200, y el demodulador 120 no “sabe” que viene precedido por el desensanchador 300 en la cadena de procesado de la señal. De este modo, para una apertura de antena suficientemente grande (por ejemplo, 1.2 metros), el ensanchador 200 y el desensanchador 300 se pueden omitir en su totalidad, sin que cambie el funcionamiento del sistema 5 o del modulador 110 y el demodulador 120.

Volviendo a la figura 2, se muestra un ensanchador 200 y un desensanchador 300 de acuerdo con una forma de realización no limitativa de la invención. El ensanchador 200 presenta una entrada que recibe, por ejemplo, la señal modulada de salida 112 del modulador de canal de retorno 110. Recibe la señal de modulador 112 de ancho de banda  $f_b$ , en la frecuencia central  $f_c$ . A continuación, la señal de modulador 112 se replica espectralmente 4 veces en las frecuencias en las frecuencias  $f_c + f_b/2$ ,  $f_c - f_b/2$ ,  $f_c + 3 \cdot f_b/2$ ,  $f_c - 3f_b/2$ . El ensanchador 200 presenta sintonizadores 204 de la señal dividida del modulador 112 y un combinador o sumador 206. El número de sintonizadores 204 (cuatro en el ejemplo de la figura 2) determina el número de repeticiones correspondientes a la señal de espectro ensanchado 202. Cada uno de los sintonizadores 204 recibe la señal modulada 112, y replica espectralmente la señal, para proporcionar cuatro señales replicadas.

La señal replicada de cada una de las cuatro salidas de los sintonizadores 204 es recibida en la entrada del sumador 206. El sumador 206 combina (suma) cada una de esas señales replicadas para proporcionar una única señal de salida de ensanchador, en este caso la señal de espectro ensanchado 202. Por lo tanto, el ancho de banda ocupado total de la señal de espectro ensanchado de salida 202 es  $4 \cdot f_b$ . La señal compuesta generada se escala en sentido descendente en 6 dB para mantener la misma potencia media que la entrada al enlace ascendente 7 hacia el satélite 5. Las fases de las 4 portadoras se podrían fijar, por ejemplo, a 0,  $0.227\pi$ ,  $0.386\pi$  y  $1.05\pi$  radianes, de manera que se minimice la relación de potencia de pico/potencia media (PAPR) en la señal compuesta 202.

El transpondedor satelital 5 incluye un filtro 250 y un módulo de desviación de frecuencia 270. Los filtros de IMUX/OMUX del transpondedor se representan mediante un filtro combinado 250. El Multiplexor de Entrada (IMUX) divide la señal entrante del USAT para separar canales individuales del transpondedor. Para superar la interferencia entre canales, los Multiplexores de Entrada deben cumplir requisitos exigentes de rendimiento de los filtros. A continuación, el transpondedor traslada los canales a las frecuencias de enlace descendente y se produce una pequeña desviación de frecuencia introducida debido a la estabilidad del oscilador de a bordo en el satélite. Esta desviación la simula el mezclador 270. La función de un multiplexor de salida (OMUX) es combinar las señales de los amplificadores de potencia del transpondedor para alimentar la red de antenas. Aunque el filtro de OMUX presenta, como entrada propia, la señal de desviación de frecuencia, la desviación de frecuencia introducida es suficientemente pequeña de tal manera que para 250 se toma la respuesta de frecuencia combinada de IMUX/OMUX, y en la salida del filtro de IMUX/OMUX 250 se muestra la desviación de frecuencia 250.

Tal como se ha mostrado y descrito con respecto a las figuras 1 y 2, al desensanchador 300 le sigue el demodulador de retorno 120 en el nodo central. En referencia a la figura 2, el desensanchador 300 incluye un demultiplexor 310 y un circuito de compensación de desviación 350. El demultiplexor 310 presenta múltiples sintonizadores 312 y filtros paso bajo 314. Cada sintonizador 312 está asociado y conectado a un filtro paso bajo respectivo 314. Los sintonizadores 312 superponen las cuatro señales portadoras replicadas espectralmente  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  de la señal recibida 302 en una banda común (para combinarlas). Cada señal portadora  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  pasa de la portadora 312 al filtro paso bajo respectivo 314 con el fin de rechazar ruido e imágenes fuera de banda.

En referencia a las figuras 2 y 7, el circuito de compensación de desviación 350 presenta múltiples módulos de retardo 352, módulos rotadores de fase 354, detectores de preámbulo con estimadores de fase por bloques deslizantes 356, y un sumador coherente 358. Cada uno de los módulos de retardo 352 recibe una señal portadora resintonizada y filtrada  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  de un sintonizador respectivo 312 y de un filtro paso bajo 314 del demultiplexor 310. Los cuatro módulos de retardo 352 retardan las señales  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  filtradas correspondientes por medio de un retardo fijo para la alineación en el tiempo con las estimaciones de desviación de fase de las señales  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  con respecto a la señal de referencia  $CS_1$ . Puesto que las rotaciones de fase de  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  se aplican un poco más tarde debido al tiempo finito que se tarda en su estimación de desviación de fase,  $CS_1$  también se debería retardar para mantener la alineación y, a continuación, debería sumarse a  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$ . Los retardos compensan el tiempo que se tarda en calcular la salida de fase.

La alineación de las señales  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  se mantiene durante la combinación 358. El retardo que se aplica a las señales portadoras  $CS_2$  a  $CS_4$  se aplica también a  $CS_1$  (es decir, el retardo es igual para todas las señales portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$ ). Los módulos de retardo 352 retardan la señal en un periodo de tiempo correspondiente al tiempo que se tarda en estimar las fases de canales  $CS_2$  a  $CS_4$  (por ejemplo, por el filtro 372,

la correlación cruzada 374, el promediado por ventana deslizante 376, el cálculo de fase 378, el ajuste por mínimos cuadrados 382 -- es decir, la latencia con la alimentación de la entrada y la obtención de la salida de fase) lo cual puede ser cien muestras o más en correspondencia con unos pocos cientos de microsegundos. Esta cantidad de tiempo no modifica apreciablemente la temporización TDMA que debe prever hasta 300 ms de retardo de ida y vuelta del satélite.

El primer módulo de retardo 352 da salida a la señal retardada directamente hacia el sumador coherente 358. No obstante, el segundo, el tercer y el cuarto módulos de retardo 352 funcionan conjuntamente con un detector de preámbulos y estimador de fase por bloques deslizantes 356, y un regulador de fase o rotador de fase 354 respectivos. Como consecuencia de la transmisión por medio del satélite 5, la fase de las cuatro señales portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  llega a quedar desviada con respecto a las otras. Por consiguiente, el estimador 356 determina la cantidad de desviación de fase y ajusta las señales portadoras de manera que todas ellas estén alineadas mutuamente en fase, y, a continuación, pueden ser sumadas por el sumador 358. El sistema únicamente necesita determinar la cantidad de desviación de fase para la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  con respecto a la primera señal portadora  $CS_1$ , por lo que no es necesario proporcionar un estimador 356 y un rotador 358 para combinarlas con la primera señal portadora  $CS_1$ . Es decir, no se proporcionan un estimador de fase 356 y un rotador 358 para la primera señal portadora  $CS_1$ . Por consiguiente, la primera señal portadora  $CS_1$  funciona como referencia para la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$ . Los módulos de retardo 352 permiten que las cuatro señales portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  permanezcan sincronizadas y tienen en cuenta el tiempo para que el estimador 356 y el rotador 354 lleven a cabo sus operaciones. Todos los retrasos de estimación de fase son iguales y se compensan insertando retrasos equivalentes 352 en los trayectos directos de la señal que explican el retardo de estimación de fase.

Cabe indicar, además, que las cuatro señales portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  materializan una desviación de frecuencia igual o constante cuando se transmiten a través de los enlaces satelitales 7, 9, con lo que no es necesario que el desensanchador 300 ajuste las señales portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  para compensar la frecuencia o, alternativamente, llevar a cabo una adquisición de desviación de frecuencia, dejando que el demodulador 120 lo resuelva (tal como se hizo con el ensanchador/desensanchador). El desensanchador 300 no modifica la señal en relación con una desviación de frecuencia de manera que puede permanecer transparente para el demodulador 120 desde el punto de vista de la frecuencia.

Cada estimador 356 presenta una primera entrada que está conectada al primer filtro paso bajo 314, y una segunda entrada que está conectada a uno respectivo del segundo, el tercer y el cuarto filtros paso bajo 314. El estimador 356 recibe la primera señal portadora  $CS_1$  del primer filtro paso bajo, y recibe la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  del segundo, el tercer o el cuarto filtro paso bajo 314 respectivo. De este modo, el primer estimador 356 recibe la primera señal portadora  $CS_1$  del primer filtro paso bajo 314, y recibe la segunda señal portadora  $CS_2$  del segundo filtro paso bajo 314; el segundo estimador 356 recibe la primera señal portadora  $CS_1$  del primer filtro paso bajo 314, y recibe la tercera señal portadora  $CS_3$  del tercer filtro paso bajo 314; y el tercer estimador 356 recibe la primera señal portadora  $CS_1$  del primer filtro paso bajo 314, y recibe la cuarta señal portadora  $CS_4$  del cuarto filtro paso bajo 314.

Cada rotador de fase 354 recibe la señal retardada del segundo, del tercer y del cuarto módulos de retardo 352 respectivos, y recibe también la salida de fase estimada del primer, del segundo y del tercer estimadores 356 respectivos que están asociados a las fases de la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  respectivamente con respecto a  $CS_1$ . Cada estimador de fase por bloques 356 calcula la desviación de fase entre el canal y el canal de referencia por correlación cruzada. El rotador de fase 354 hace girar la señal una fase  $\phi$  y da salida a la señal portadora ajustada en fase hacia el sumador coherente 358. Por consiguiente, el sumador coherente 358 recibe la señal retardada del primer módulo de retardo 352, y la primera, la segunda y la tercera señales portadoras giradas en fase de cada uno del primer, del segundo y del tercer rotadores de fase 354. El sumador 358 combina (sumando) esas señales para formar una señal compuesta 122 (figura 1).

De este modo, durante el funcionamiento, el desensanchador 300 recibe la señal compuesta 302 sobre el enlace descendente 9, después de una conversión descendente o bien en la banda L o bien una frecuencia intermedia (IF) adecuada, del satélite 5. La desviación de frecuencia asociada al Doppler del satélite 5 es igual en la totalidad de las cuatro portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  de la señal compuesta 302, eliminando la necesidad de una adquisición de desviación de frecuencia. La señal 302 que contiene portadoras replicadas espectralmente se resintoniza para ocupar la misma banda de frecuencia preparatoria para la combinación. Tal como se muestra en la figura 2, cada una de las señales separadas  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  es filtrada por el filtro paso bajo 314 respectivo.

El primer, el segundo y el tercer estimadores 356 reciben las señales portadoras y estiman las fases relativas  $\phi_2$ ,  $\phi_3$  y  $\phi_4$  de la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  en referencia a la primera señal portadora  $CS_1$  por correlación cruzada de la portadora con la referencia  $CS_1$ . La precisión de la estimación viene limitada por la longitud de la ventana de análisis (cuanto mayor sea la longitud, más precisa será la estimación) y por la relación señal/ruido, SNR (cuanto menor sea SNR, menor será la precisión). Cada uno del primer, del segundo y del tercer rotadores de fase 354 ajusta las fases de la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$ , respectivamente, de manera que las fases de la segunda, la tercera y la cuarta señales portadoras

5 CS<sub>2</sub>, CS<sub>3</sub>, CS<sub>4</sub> se alineen con la fase de la primera señal portadora CS<sub>1</sub>. De este modo, todas las señales portadoras CS<sub>1</sub>, CS<sub>2</sub>, CS<sub>3</sub>, CS<sub>4</sub> se alinean para tener una fase casi igual. Cuanto más alineadas en fase estén las portadoras, mejor será la ganancia coherente (que, para 4 portadoras, es 6.02 dB) del desensanchador. En la práctica, un error de estimación de fase de hasta 10° apenas introduce pérdida alguna en la ganancia coherente del desensanchador, de manera que las mismas se pueden combinar, entonces por el sumador 358 para obtener una ganancia coherente superior a 5.5 dB (la ganancia viene limitada por 6 dB para una replicación por 4). A continuación, la salida del desensanchador 300 se hace pasar al demodulador de retorno 120.

10 Los espectros de las señales 20 muestran la salida del ensanchador 200 con datos aleatorios en la entrada del modulador 110 (en la figura 1). La señal 22 muestra la salida del ensanchador 200 durante un preámbulo. La señal 24 muestra la salida del demultiplexor 310 con datos aleatorios en la entrada del modulador 110 (en la figura 1), y la señal 26 muestra la salida del demultiplexor 310 durante un preámbulo. La salida del desensanchador es igual que las señales 24, 26, pero con una PSD mayor debido a la ganancia de combinación.

15 A continuación se describirá el funcionamiento detallado del estimador 356, en referencia a las figuras 2, 7. Cada señal portadora CS<sub>1</sub>, CS<sub>2</sub>, CS<sub>3</sub>, CS<sub>4</sub> se hace pasar en primer lugar a través de un filtro 372. Sobre la base de la entrada de usuario en relación con si la estimación se debe facilitar por medio de preámbulos o datos, los coeficientes del filtro 372 se inicializan, respectivamente, a una ventana de Chebyshev o una ventana impulsional. La ventana de Chebyshev presenta una respuesta de frecuencia estrecha y, por lo tanto, se usa para filtrar el preámbulo (para la estimación basada en preámbulos), mientras que la ventana impulsional presenta una respuesta de frecuencia plana para todas las frecuencias y, por tanto, la salida del filtro es igual a la entrada (para la estimación basada en datos).

25 Desensanchamiento asistido por medio de preámbulos

Las referencias EN 301 545-2 de la Difusión de Vídeo Digital especifican el uso del preámbulo en ráfagas para facilitar la sincronización del receptor. Algunos de los formatos inferiores de modulación y codificación de ráfagas del anexo A-1 de esa referencia se ilustran en la siguiente tabla 1. Los datos de la última columna indican que 6.3203 ms es la mayor duración de ráfaga para una forma de onda de velocidad de símbolos 512 ksps. Puesto que el ruido de fase correspondiente al inverso de esta duración es mejor que -75 dBc/Hz (de la figura 3), se supone que la fase estimada del preámbulo sería válida para la ráfaga completa.

35 En referencia a la primera entrada de la tabla 1, por ejemplo, la primera columna es meramente un índice. La segunda columna indica que la longitud de ráfaga es 664 símbolos de los cuales 456 (columna 3) transportan datos – los restantes son taras, tales como el preámbulo. La cuarta columna indica que la modulación es QPSK y la velocidad de codificación es 1/3. La quinta columna indica la duración del preámbulo, mientras que la última columna indica la duración de la ráfaga TDMA total. La tabla muestra el intervalo de duraciones de ráfaga y las duraciones del preámbulo que deben ser tenidos en cuenta por el ensanchador 200 y el desensanchador 300.

40 Tabla 1 – Formas de onda de referencia de RCS2-DVB

ID forma de onda	Longitud ráfaga (símbolos)	Longitud carga útil (bytes; símbolos)	MODCOD	Longitud preámbulo (símbolos)	Duración de ráfaga suponiendo veloc. símbolos 512 kbps (ms)
1	664	38; 456	QPSK-1/3	155	1.2968
2	262	14; 168	QPSK-1/3	41	0.5117
3	536	38; 456	QPSK-1/3	27	1.0468
4	536	59; 472	QPSK-1/2	22	1.0468
13	1616	123; 1476	QPSK-1/3	32	3.1563
14	1616	188; 1504	QPSK-1/2	25	3.1563
32	832	100; 800	QPSK-1/2	32	1.625
34	1392	170; 1360	QPSK-1/2	32	2.7187
40	1868	59; 1416	BPSK-1/3	313	3.6484
41	1612	59; 1416	BPSK-1/3	57	3.1484
42	3236	123; 2952	BPSK-1/3	65	6.3203
43	3236	188; 3008	BPSK-1/2	52	6.3203

45 La señal de ráfagas TDMA 302 en la entrada del desensanchador 300 presenta una  $E_s/N_0$  de aproximadamente -4 dB. Se usa una ventana de Chebyshev para seleccionar la portadora pura (presente durante la duración del preámbulo de la ráfaga) utilizada para recuperar una fase de portadora diferencial (con respecto a un canal cualquiera denominado canal de referencia). Esto se logra usando una estimación de fase por bloques de ventana deslizante de  $N$  basada en correlación cruzada. La varianza de todas las fases que se sitúan por debajo de un umbral proporciona unos medios de determinación de si hay presencia del preámbulo. Tal como se muestra en la

máquina de estados de la figura 5, una vez que se detecte el preámbulo, las fases  $\phi_2$ ,  $\phi_3$ , y  $\phi_4$  de las ráfagas actuales se fijan para lograr una combinación coherente de la totalidad de las cuatro señales portadoras individuales  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$ . Los elementos de retardo 352 (figura 2) sincronizan datos con retardos de procesamiento, y garantizan que la ráfaga TDMA se presenta en su totalidad al demodulador. Los retardos de desensanchamiento basados en preámbulos son sustancialmente más pequeños que los correspondientes para el desensanchamiento asistido por medio de datos debido a que la señal 22 presenta una relación de densidad de señal/ruido mayor que la señal 20 en la figura 2.

La figura 5 muestra una máquina de estados para el desensanchamiento basado en preámbulos. Busca que la varianza de fase sea inferior a un umbral (digamos  $10^\circ$ ) para cierta duración de símbolo  $L$  seleccionable. Si se detecta un preámbulo dentro de esta duración, se produce una transición de estado (si no, se permanece en el mismo estado) para indicar el inicio de una señal de ráfaga y aplicar las fases estimadas a la ráfaga actual. Cuando la varianza de fase supera el umbral, la fase estimada se congela y se realiza una transición de vuelta al primer estado – búsqueda de estabilidad de fase a la espera de la detección de un preámbulo de la siguiente ráfaga.

#### Desensanchamiento asistido por medio de datos

El desensanchador 300 puede actuar sobre señales portadoras CS que presentan preámbulos, tal como se ha descrito anteriormente, pero también puede actuar sobre señales portadoras CS que no presentan preámbulos. Si una señal portadora CS no presenta ningún preámbulo, la operación de desensanchamiento se puede efectuar sobre la base de los datos contenido en la señal portadora CS. Por ejemplo, algunos módems usan formas de onda privativas con señales piloto distribuidas en lugar de usar el preámbulo completo en el comienzo de la forma de onda, para proporcionar una mejor sincronización y tolerancias ante las condiciones del canal. Algunos nodos centrales priorizan o maximizan el tráfico del enlace de retorno para un cierto VSAT asignando dinámicamente intervalos de tiempo más largos para la transmisión de ráfagas, que podrían superar las duraciones de la forma de onda mostradas en la tabla 1 anterior. En tales casos, una detección de fase de una sola vez basada en un preámbulo y que se ha descrito en la sección anterior, se queda corta en cuanto a rendimiento ya que la fase podría sufrir una deriva durante el tiempo que dura la ráfaga y requiere una estimación con seguimiento o continua.

De este modo, el sistema no confía en que haya presencia siempre de un preámbulo o en una duración de ráfaga máxima conocida. No es necesario estimar continuamente la fase ya que el ruido de fase es pequeño en el inverso de la duración de la ráfaga. No obstante, si la duración de la ráfaga es grande, entonces el ruido de fase puede llegar a ser significativo requiriendo una estimación continua de la fase (en lugar de en el comienzo de la ráfaga).

Tal como se muestra en la máquina de estados asistida por medio de datos, de la figura 6, las fases  $\phi_2$ ,  $\phi_3$  y  $\phi_4$  de la ráfaga actual se inicializan cuando la totalidad de las 3 varianzas de fase se sitúa por debajo de un umbral, y, a continuación, esas fases se actualizan periódicamente siempre que las varianzas permanezcan por debajo de un umbral para adaptarse a la fase variable debido a las desviaciones del canal o del reloj. El tamaño de los bloques es mayor que el correspondiente de la estimación basada en preámbulos ya que la densidad espectral de señal/ruido es menor. En la figura 6, se busca una varianza de fase baja para  $L$  símbolos (justo como en la Figura 5) y se realiza una transición al modo de recepción TDMA si se detecta una ráfaga. Puesto que no se conoce la longitud de la ráfaga o ningún marcador de final de ráfaga, se realiza una transición fuera de ese estado (buscando la siguiente ráfaga) únicamente cuando cualquiera de las varianzas de fase sea alta.

Para reducir adicionalmente la varianza de fase, sin usar un tamaño de bloque de estimación mayor, se ajustan las fases estimadas de manera que, como secuencia de diferencias de fase, se usa el hecho de que el error cuadrático medio con respecto a una línea recta que pasa a través de la frecuencia portadora de referencia sea mínimo (y que ese error esté por debajo de un umbral). El hecho de que las fases se ajusten a una línea recta (es decir, lineal) supone que la distorsión de retardo de grupo del transpondedor sobre el ancho de banda considerado es pequeña. Supóngase que cada ráfaga del modulador de TDMA remoto presenta un ancho de banda máximo de 615 kHz, que se convierten en 2.46 MHz después de un ensanchamiento de factor 4; este ancho de banda es suficientemente pequeño (en un transpondedor de 36 o 72 MHz) para ignorar la distorsión de retardo de grupo. Para anchos de banda mayores, la distorsión de retardo de grupo se debe compensar antes del desensanchamiento.

En la figura 7 se detalla un estimador de fase por bloques generalizado que combina características correspondientes a un desensanchador asistido tanto por medio de preámbulos como por medio de datos, usando un ajuste lineal de mínimos cuadrados para las fases. Las señales portadoras  $CS_1$ ,  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$  se hacen pasar a través de filtros que filtran el preámbulo/datos en función del tipo de estimación. A continuación, las señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$  y  $CS_4$  se someten a correlación cruzada 374 con la portadora de referencia  $CS_1$ . Las señales sometidas a correlación cruzada se hacen pasar, a continuación, a través de acumuladores de ventana deslizante 376 cuyas salidas se usan para calcular las desviaciones de fase diferenciales usando la operación atan2 378. No es necesario que las fases se desenrollen (*unwrapped*) 380 (a partir de sus valores principales de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ ) de tal manera que se obtenga como resultado una varianza mínima con respecto a una línea recta. Las fases ajustadas en línea recta de 382 deben volver a enrollarse (*re-wrapped*) 390 (de vuelta a sus valores principales de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ ) para la rotación de fase por parte de los módulos de rotación de fase 392 de señales portadoras  $CS_2$ ,  $CS_3$ ,  $CS_4$

después del retardo 352 y antes de la combinación coherente 358 de los 4 canales. El proceso de ajuste de mínimos cuadrados a fase lineal reduce la varianza de fase para un tamaño de bloque dado. De manera equivalente, dada una varianza de fase deseada, se obtienen como resultado un tamaño de bloque menor y un retardo de procesamiento reducido. La varianza en un módulo de varianza 386 de las fases estimadas es comparada por el comparador 388 con respecto a un umbral para habilitar/deshabilitar las actualizaciones de fase controlando el conmutador 384.

En una forma de realización de ejemplo de la invención, la señal de enlace de retorno presenta modulación BPSK, una velocidad de símbolos de 512 ksps, un formato de ráfaga de preámbulo (128 símbolos), datos de usuario (>128 símbolos), y tiempo de guarda (64 símbolos). La desviación de frecuencia del canal es 10 kHz, y un desplazamiento de fase de cuatro portadoras por medio de varios filtros de canal, y una  $E_s/N_0$  en la entrada del desensanchador de -4 dB. Las figuras 8, 9 proporcionan representaciones espectrales en diversas fases de simulación que muestran la replicación espectral en el ensanchador y la ganancia de combinación coherente en el desensanchador. Las representaciones muestran, también, una comparación de fases estimadas con fases esperadas, y la ganancia coherente del desensanchador para cada ráfaga. La ganancia coherente es 5.5-5.95 para una  $E_s/N_0$  baja (como con respecto a la ganancia posible máxima de 6 dB para combinar 4 señales replicadas). Esto demuestra que el sistema de separación/cascada, ensanchamiento/desensanchamiento, proveniente/de módems TDMA estándar es una técnica viable (con una pérdida de combinación de 0.5 dB, en el peor de los casos, para los parámetros escogidos del sistema).

La primera fila de la figura 8 muestra el espectro de entrada y salida del ensanchador para una ráfaga con preámbulo. La segunda fila de la figura 8 muestra el espectro de la entrada y la salida del desensanchador con una  $E_s/N_0$  alta de 6 dB, mientras que la tercera fila de la figura 8 muestra la entrada y la salida del desensanchador con una  $E_s/N_0$  deficiente =-4 dB. La fila superior de la figura 9 muestra que la varianza de fase es pequeña en  $E_s/N_0=6$  dB (y la ganancia coherente es 6 dB) mientras que la siguiente fila de la figura 9 muestra que la varianza de fase es grande con una  $E_s/N_0=-4$  dB (y la ganancia coherente solamente un valor medio de 5.7 dB) para el mismo tamaño de bloque de estimación.

Conclusiones

La tabla 2 muestra los umbrales de capacidad del canal, los umbrales requeridos y los umbrales logrados realmente por la presente invención.

Tabla 2 – umbrales de capacidad del canal, umbrales requeridos por las directrices, y umbrales medidos

Caso	bits/símbolo	Umbral de capacidad del canal $E_s/N_0$ (dB)	Umbral de capacidad del canal $E_s/N_0$ (dB)	Umbral $E_s/N_0$ (dB) @PER=1e-5 según ETSI	Umbral observado $E_s/N_0$ (dB) del nodo central COTS	Umbral observado $E_s/N_0$ (dB) con sistema de ensanchador/desensanchador en el nodo central COTS
BPSK 1/2	1/2	-0.8	-3.8	-1.3	-1.0	N.A.
BPSK 1/2 Ensamblamiento 4x	1/8	-1.4	-10.4	-8.4 (deducido)	N.A.	-6.6

Una de las ventajas de la presente invención es que el rendimiento del sistema de ensanchador/desensanchador está únicamente separado 1.8 dB del  $E_s/N_0$  de umbral de las normas ETSI (como en la tabla 10.6 de la TR 101 545-4 v1.1.1 (04-2014) Part 4: Guidelines for implementation and use of EN301 545-2). De la diferencia de 1.8 dB, 1 dB puede atribuirse a la ganancia de codificación (que no se alcanzará con solamente el ensanchamiento), mientras que 0.3 dB es una pérdida de implementación en el demodulador del nodo central, y la implementación de ensanchador/desensanchador introduce una pérdida adicional de 0.5 dB. La ganancia de combinación con un sistema de ensanchador/desensanchador de factor 4 es aproximadamente 5.6 dB en comparación con la  $E_s/N_0$  de cada portadora de ensanchador individual. Además, la latencia combinada añadida por el equipo de ensanchador y desensanchador es despreciable, medida de manera que resulta aproximadamente de 370  $\mu$ s para pruebas de velocidad de símbolos de 512 ksps, lo cual se corresponde con 190 símbolos). No fue necesario ningún ajuste de temporización TDMA. Por el contrario, la latencia esperada con un sistema codificado, y que es mucho mayor, puede requerir un ajuste de temporización TDMA.

En esta memoria descriptiva, se han descrito formas de realización de una manera tal que posibilita la redacción de una memoria descriptiva clara y concisa, pero la intención es, y así se apreciará, que las formas de realización se puedan combinar o separar de forma variada sin desviarse con respecto al espíritu y el alcance de la invención. Por ejemplo, se apreciará que todas las características preferidas descritas en la presente memoria son aplicables a todos los aspectos de la invención descritos en la presente memoria.

La descripción y los dibujos anteriores deberán considerarse únicamente como ilustrativos de los principios de la invención. La invención se puede configurar en una variedad de formas y tamaños y no está destinada a quedar

limitada por la forma de realización preferida. A aquellos versados en la técnica se les ocurrirán fácilmente numerosas aplicaciones de la invención. Por lo tanto, no se desea limitar la invención a los ejemplos específicos divulgados o a la construcción y el funcionamiento exactos que se muestran y describen. Por el contrario, puede recurrirse a todas las modificaciones y equivalentes adecuados que se sitúen dentro del alcance de la invención.

5

A continuación se describen varias formas de realización de la invención.

Una primera forma de realización comprende un sistema de canal de retorno para terminales de apertura ultrapequeña que comprende: un ensanchador configurado para recibir una señal de entrada y dar salida a una  
10 señal de espectro ensanchado que presenta múltiples señales replicadas con una potencia inferior a la señal de entrada; un desensanchador que comprende: un demultiplexor configurado para recibir la señal de espectro ensanchado por medio de un canal de satélite, separando dicho demultiplexor la señal de espectro ensanchado en un primer canal que presenta una primera señal y un segundo canal que presenta una segunda señal; un  
15 circuito de compensación de desviación que presenta un estimador de fase configurado para estimar una desviación de fase entre una fase de la primera señal y una fase de la segunda señal; un rotador de fase configurado para recibir la segunda señal y ajustar la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase; y, un sumador configurado para combinar la primera señal con la segunda señal ajustada en fase con el fin de proporcionar una señal compuesta.

20

En dicha primera forma de realización, opcionalmente dicho desensanchador comprende un primer retardo, que recibe la primera señal y proporciona una primera señal retardada, combinando el sumador la primera señal retardada y la segunda señal ajustada en fase.

25

Dicha primera forma de realización comprende además, opcionalmente, un segundo modo de retardo, que recibe la segunda señal y que proporciona una segunda señal retardada, estando configurado dicho regulador de fase para recibir la segunda señal retardada y ajustar la fase de la segunda señal retardada con vistas a su alineación con la fase de la primera señal con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase.

30

En dicha primera forma de realización, opcionalmente la primera señal presenta un primer preámbulo y la segunda señal presenta un segundo preámbulo, y dicho estimador de fase estima la desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal sobre la base de una correlación del primer preámbulo y el segundo preámbulo.

35

En dicha primera forma de realización, opcionalmente la primera señal presenta unos primeros datos y la segunda señal presenta unos segundos datos, y dicho estimador de fase estima la desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal sobre la base de una correlación de los primeros datos y los segundos datos.

40

En dicha primera forma de realización, opcionalmente la primera señal y la segunda señal no incluyen un preámbulo.

Una segunda forma de realización comprende un sistema de canal de retorno para un terminal de apertura ultrapequeña, comprendiendo el sistema: un demultiplexor configurado para recibir una señal de espectro  
45 ensanchado por medio de un canal de satélite, separando dicho demultiplexor la señal de espectro ensanchado en un primer canal que presenta una primera señal y un segundo canal que presenta una segunda señal; un circuito de compensación de desviación que presenta un estimador de fase configurado para determinar una desviación de fase entre una fase de la primera señal y una fase de la segunda señal; un regulador de fase configurado para ajustar la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal sobre la base de la desviación de fase con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase; y, un sumador configurado para combinar la primera señal con la segunda señal ajustada en fase.

50

En dicha segunda forma de realización, opcionalmente dicho demultiplexor separa la señal de espectro ensanchado en un primer canal que presenta una primera señal, un segundo canal que presenta una segunda  
55 señal y un tercer canal que presenta una tercera señal, determinando dicho estimador de fase determina una primera desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal y una segunda desviación de fase entre la fase de la primera señal y una fase de la tercera señal, y ajustando dicho regulador de fase la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal sobre la base de la primera desviación de fase con el fin de proporcionar la segunda señal ajustada en fase y ajusta la fase de la tercera señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal sobre la base de la segunda desviación de fase con el  
60 fin de proporcionar una tercera señal ajustada en fase.

60

En dicha segunda forma de realización, opcionalmente dicho sumador combina la primera señal con la segunda fase ajustada en fase y la tercera señal ajustada en fase con el fin de proporcionar una señal compuesta.

65

En dicha segunda forma de realización, opcionalmente la primera señal y la segunda señal no incluyen un

preámbulo.

- 5 Una tercera forma de realización comprende un método para comunicar señales a través de un canal de retorno para terminales de apertura ultrapequeña, comprendiendo el método: recibir en un ensanchador una señal de entrada y dar salida a una señal de espectro ensanchado que presenta múltiples señales replicadas con una densidad espectral de potencia inferior a la señal de entrada; recibir en un demultiplexor la señal de espectro ensanchado por medio de un canal de satélite, y separar, por parte del demultiplexor, la señal de espectro ensanchado en un primer canal que presenta una primera señal y un segundo canal que presenta una segunda señal; estimar, por parte de un circuito de compensación de desviación que presenta un estimador de fase, una desviación de fase entre una fase de la primera señal y una fase de la segunda señal; recibir, en un rotador de fase, la segunda señal y ajustar la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase; y, combinar, en un sumador, la primera señal con la segunda señal ajustada en fase con el fin de proporcionar una señal compuesta.
- 10
- 15 Dicha tercera forma de realización comprende además, opcionalmente, filtrar la primera señal en un primer sintonizador y un primer filtro paso bajo, y filtrar la segunda señal en un segundo sintonizador y un segundo filtro paso bajo.
- 20 Dicha tercera forma de realización comprende además, opcionalmente, recibir, en un demodulador de retorno, la señal compuesta y demodular la señal compuesta.
- En dicha tercera forma de realización, opcionalmente la primera señal y la segunda señal no incluyen un preámbulo.
- 25 Una cuarta forma de realización comprende un sistema de canal de retorno para un terminal de apertura ultrapequeña, comprendiendo el sistema: un demultiplexor configurado para recibir una señal de espectro ensanchado por medio de un canal satelital, separando dicho demultiplexor la señal de espectro ensanchado en una pluralidad de canales  $n$  individuales que presentan, cada uno de ellos, una señal  $n$  respectiva; un circuito de compensación de desviación que presenta un estimador de fase configurado para determinar una desviación de fase entre una fase de la señal  $n=1$  y una fase de la señal  $n$ ; un regulador de fase configurado para ajustar la fase de la señal  $n$  con vistas a su alineación con la fase de la señal  $n=1$  sobre la base de la desviación de fase con el fin de proporcionar una señal  $n$  ajustada en fase; y, un sumador configurado para combinar la señal  $n=1$  con la señal  $n$  ajustada en fase.
- 30

**REIVINDICACIONES**

- 5 1. Sistema de canal de retorno (10) para un terminal de apertura ultrapequeña, comprendiendo dicho terminal un ensanchador (200) configurado para recibir una señal de entrada (112) y dar salida a una señal de espectro ensanchado (202) que presenta múltiples señales replicadas con una potencia inferior a la señal de entrada, comprendiendo el sistema:
- 10 un demultiplexor (310) configurado para recibir una señal de espectro ensanchado (302) a través de un canal de satélite, separando dicho demultiplexor (310) la señal de espectro ensanchado (302) en un primer canal que presenta una primera señal y un segundo canal que presenta una segunda señal;
- 15 un circuito de compensación de desviación (350) que presenta un estimador de fase por bloques deslizantes (356) configurado para determinar una desviación de fase entre una fase de la primera señal y una fase de la segunda señal;
- 20 un regulador de fase configurado para ajustar la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal sobre la base de la desviación de fase con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase; y,
- un sumador (358) configurado para combinar la primera señal con la segunda señal ajustada en fase.
2. Sistema según la reivindicación 1, en el que el canal de retorno es desde el terminal de apertura ultrapequeña hasta un terminal de nodo central.
- 25 3. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 2, en el que la señal es una comunicación de Acceso Múltiple por División de Tiempo en modo de ráfagas.
- 30 4. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, separando dicho demultiplexor (310) la señal de espectro ensanchado (302) en un primer canal que presenta una primera señal, un segundo canal que presenta una segunda señal y un tercer canal que presenta una tercera señal, en el que
- 35 dicho estimador de fase por bloques deslizantes (356) determina una primera desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal y una segunda desviación de fase entre la fase de la primera señal y una fase de la tercera señal, y
- 40 en el que dicho regulador de fase ajusta la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal sobre la base de la primera desviación de fase con el fin de proporcionar la segunda señal ajustada en fase y ajusta la fase de la tercera señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal sobre la base de la segunda desviación de fase con el fin de proporcionar una tercera señal ajustada en fase, combinando dicho sumador (358) la primera señal con la segunda señal ajustada en fase y la tercera señal ajustada en fase con el fin de proporcionar una señal compuesta (122).
- 45 5. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que la primera señal presenta un primer preámbulo y la segunda señal presenta un segundo preámbulo, y en el que dicho estimador de fase por bloques deslizantes (356) estima la desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal sobre la base de una comparación del primer preámbulo y el segundo preámbulo.
- 50 6. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que la primera señal presenta unos primeros datos y la segunda señal presenta unos segundos datos, y en el que dicho estimador de fase por bloques deslizantes (356) estima la desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal sobre la base de una comparación de los primeros datos y los segundos datos.
- 55 7. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que dicho demultiplexor (302) comprende, además, un primer sintonizador (312) y un primer filtro paso bajo (314) configurado para filtrar la primera señal y un segundo sintonizador (312) y un segundo filtro paso bajo (314) configurado para filtrar la segunda señal.
- 60 8. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en el que dicho desensanchador (300) comprende un primer retardo, que recibe la primera señal y que proporciona una primera señal retardada, combinando el sumador (358) la primera señal retardada con la segunda señal ajustada en fase, comprendiendo, además, el sistema un segundo retardo, que recibe la segunda señal y que proporciona una segunda señal retardada, estando configurado dicho regulador de fase para recibir la segunda señal retardada y ajustar la fase de la segunda señal retardada con vistas a su alineación con la fase de la primera señal con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase.
- 65 9. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, que comprende, además, un demodulador de retorno (120) que recibe la señal compuesta y que demodula la señal compuesta.

10. Método para comunicar señales a través de un canal de retorno para terminales de apertura ultrapequeña, comprendiendo el método:

5 recibir en un ensanchador (200) una señal de entrada y dar salida a una señal de espectro ensanchado (202) que presenta múltiples señales replicadas con una densidad espectral de potencia inferior a la señal de entrada;

10 recibir en un demultiplexor (302) la señal de espectro ensanchado (302) por medio de un canal de satélite, y separar, por parte del demultiplexor (302), la señal de espectro ensanchado (302) en un primer canal que presenta una primera señal y un segundo canal que presenta una segunda señal;

15 estimar, por parte de un circuito de compensación de desviación (350) que presenta un estimador de fase por bloques deslizantes (356), una desviación de fase entre una fase de la primera señal y una fase de la segunda señal;

recibir, en un regulador de fase, la segunda señal y ajustar la fase de la segunda señal con vistas a su alineación con la fase de la primera señal con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase; y,

20 combinar, en un sumador (358), la primera señal con la segunda señal ajustada en fase con el fin de proporcionar una señal compuesta (122).

11. Método según la reivindicación 10, que comprende, además, recibir la primera señal en un primer retardo y proporcionar una primera señal retardada, y combinar, en el sumador (358), la primera señal retardada con la segunda señal ajustada en fase.

25 12. Método según la reivindicación 11, que comprende, además, recibir la segunda señal en un segundo retardo y proporcionar una segunda señal retardada, recibir en el regulador de fase la segunda señal retardada y ajustar la fase de la segunda señal retardada con vistas a su alineación con la fase de la primera señal con el fin de proporcionar una segunda señal ajustada en fase.

30 13. Método según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12, en el que la primera señal presenta un primer preámbulo y la segunda señal presenta un segundo preámbulo, y en el que dicho estimador de fase por bloques deslizantes (356) estima la desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal sobre la base de una correlación del primer preámbulo y el segundo preámbulo.

35 14. Método según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12, en el que la primera señal presenta unos primeros datos y la segunda señal presenta unos segundos datos, y en el que dicho estimador de fase por bloques deslizantes (356) estima la desviación de fase entre la fase de la primera señal y la fase de la segunda señal sobre la base de una correlación de los primeros datos y los segundos datos.

40 15. Sistema según la reivindicación 1, que comprende, además:

un detector de fase válida (388) que compara una varianza de la desviación de fase y un umbral; y

45 en el que el regulador de fase está habilitado para ajustar la fase de la segunda señal únicamente cuando la varianza de la desviación de fase es inferior o igual al umbral.

16. Método según la reivindicación 10, que comprende, además:

50 comparar una varianza de la desviación de fase y un umbral,

habilitar el regulador de fase para ajustar la fase de la segunda señal únicamente cuando la varianza de la desviación de fase es inferior o igual al umbral.

55 17. Sistema según la reivindicación 4, en el que el estimador de fase por bloques deslizantes (356) ajusta la primera desviación de fase y la segunda desviación de fase a una línea recta que pasa a través de una frecuencia portadora de la primera señal.

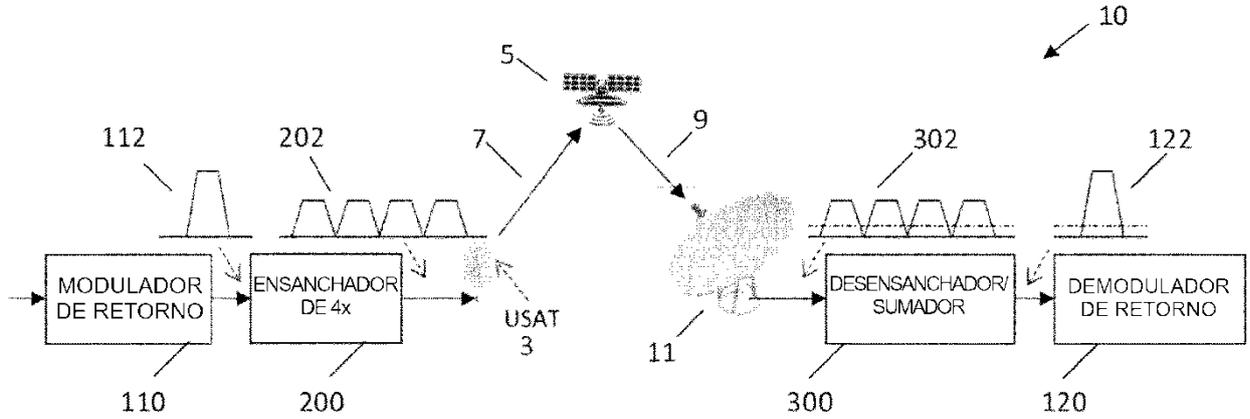


Figura 1

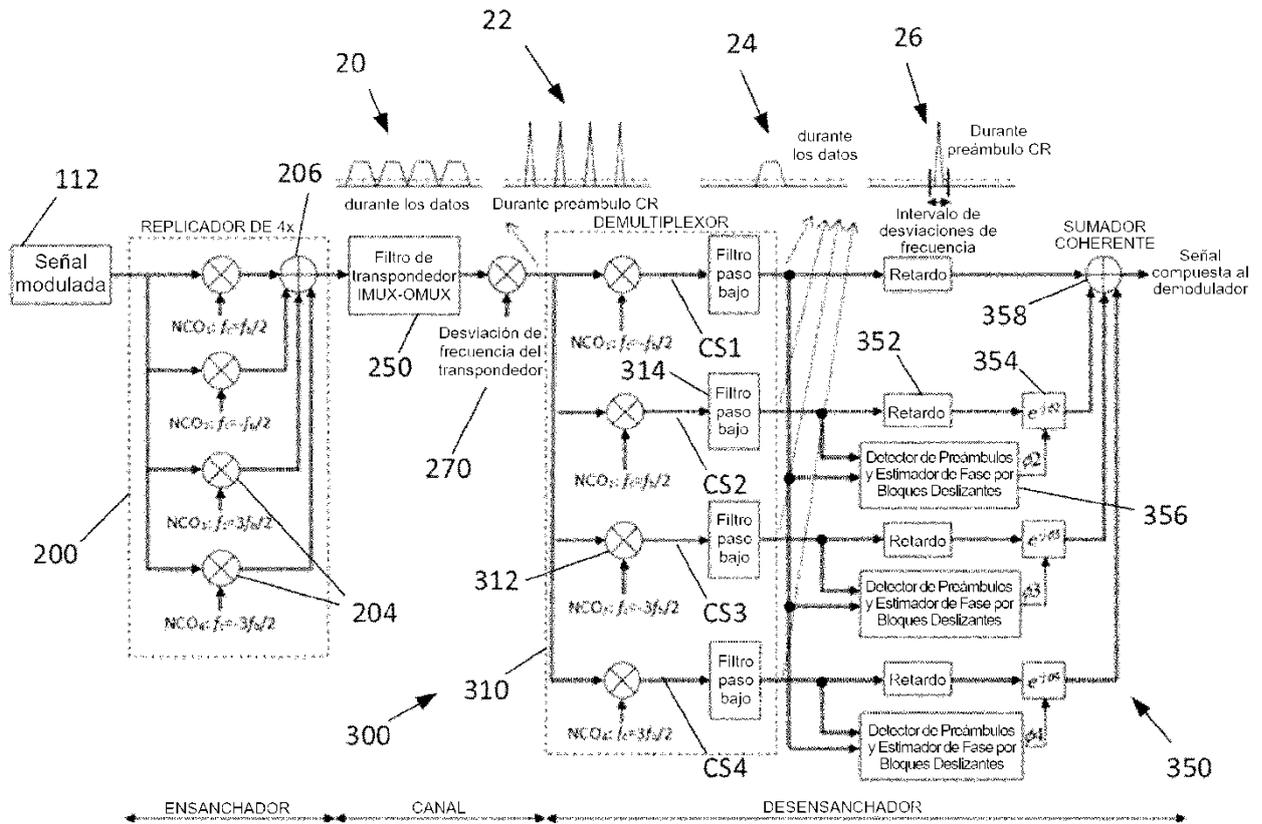
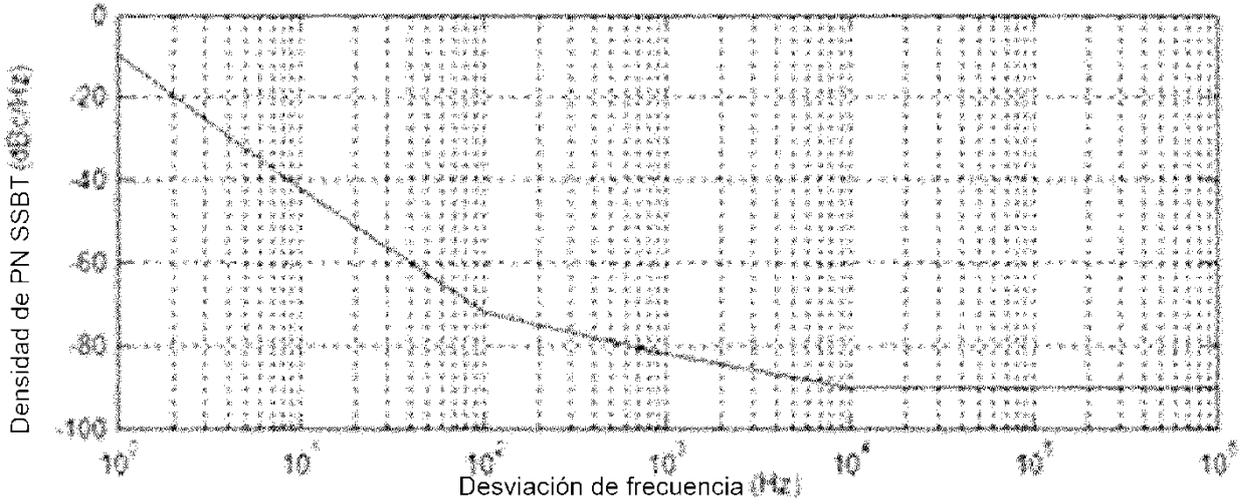
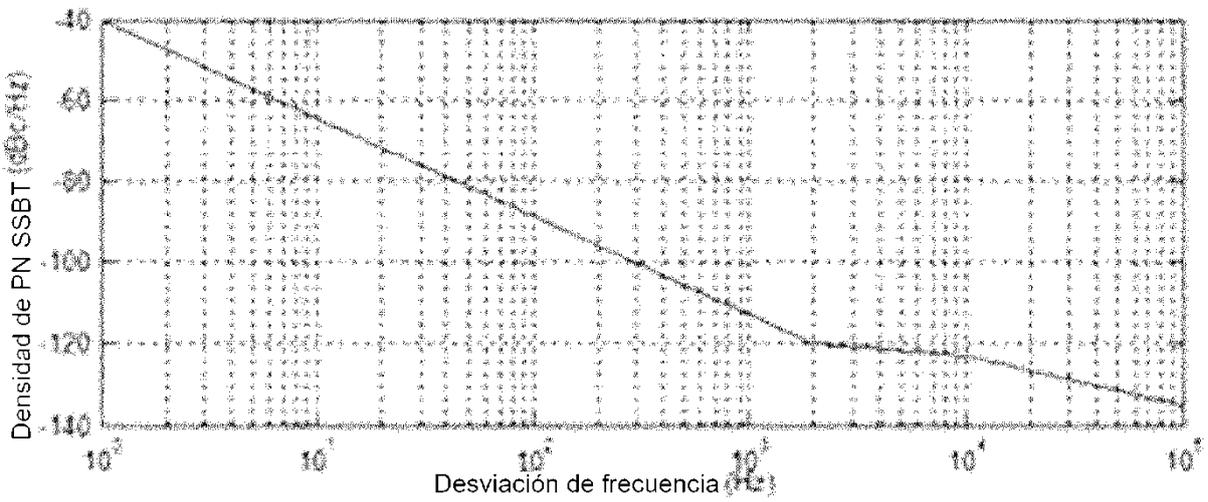


Figura 2

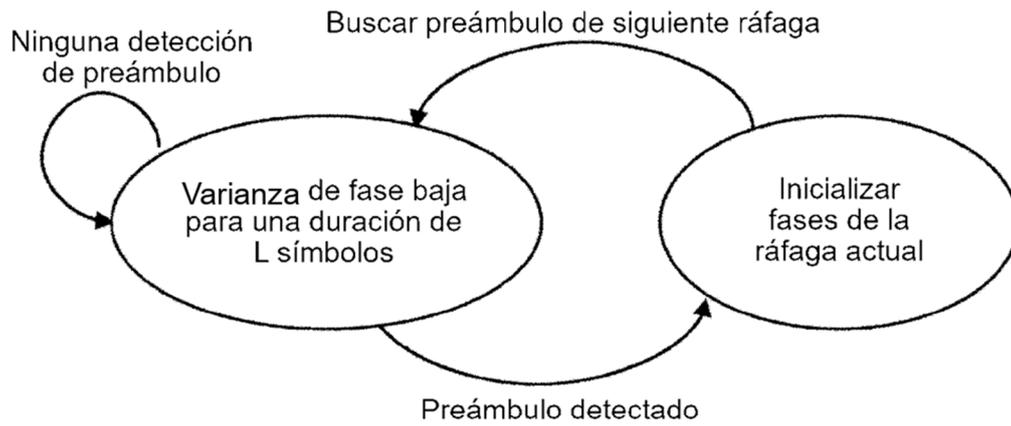


206

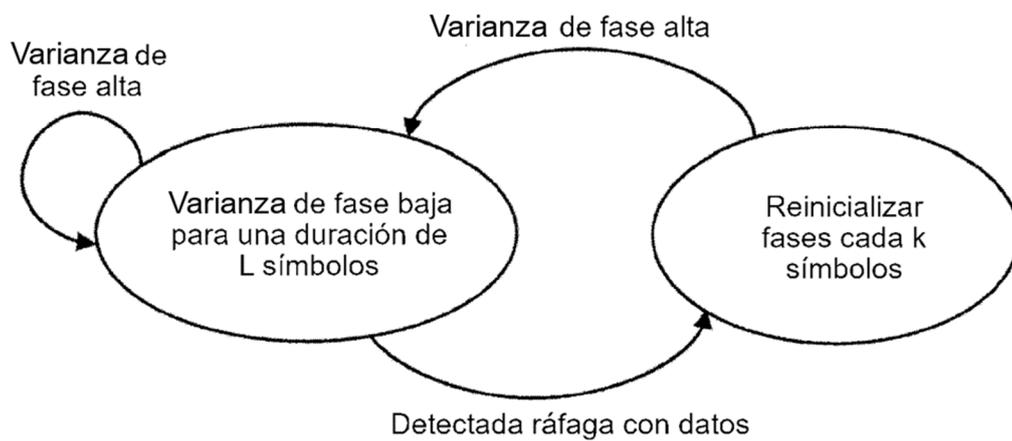
**Figura 3**



**Figura 4**



**Figura 5**



**Figura 6**

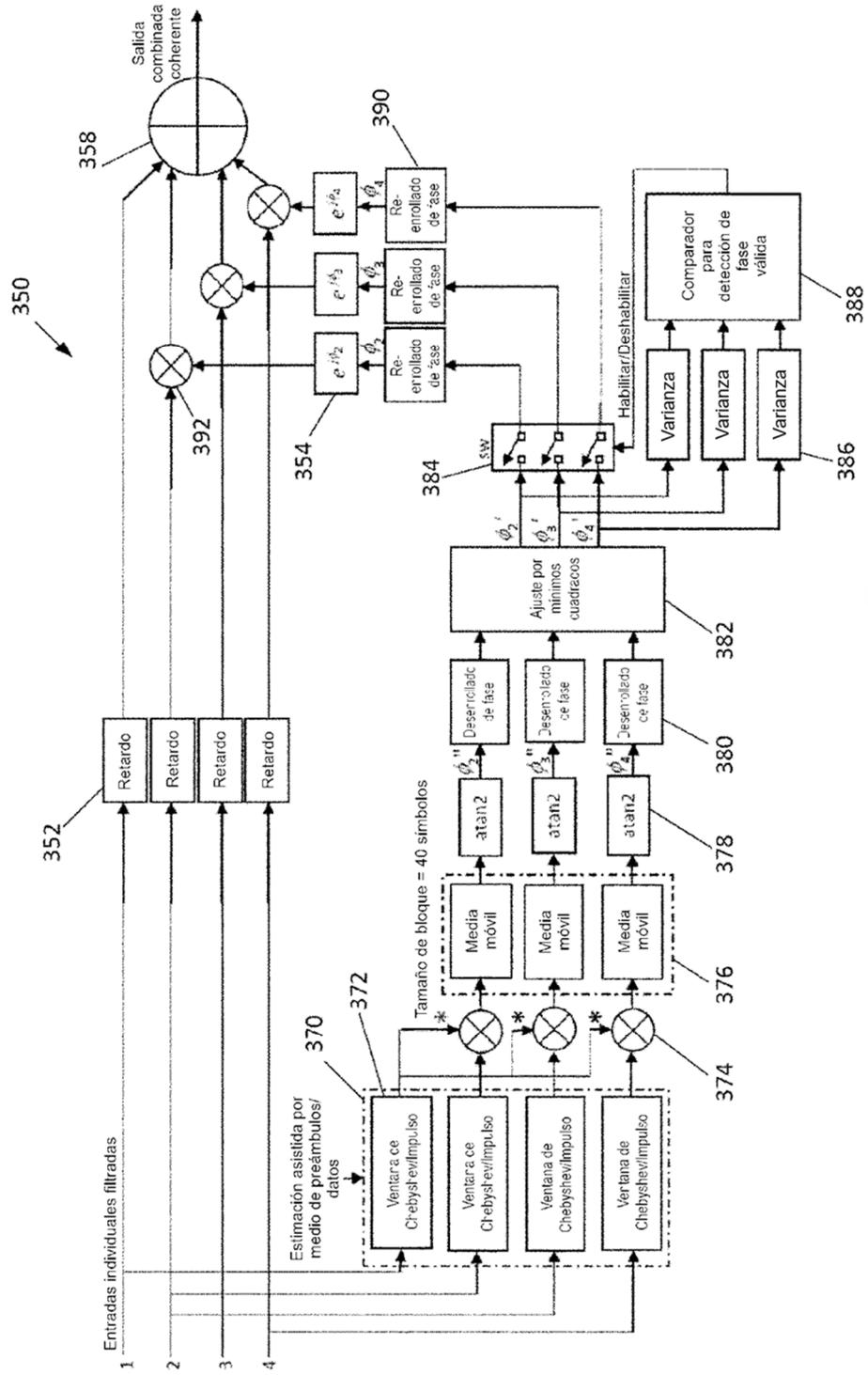


Figura 7

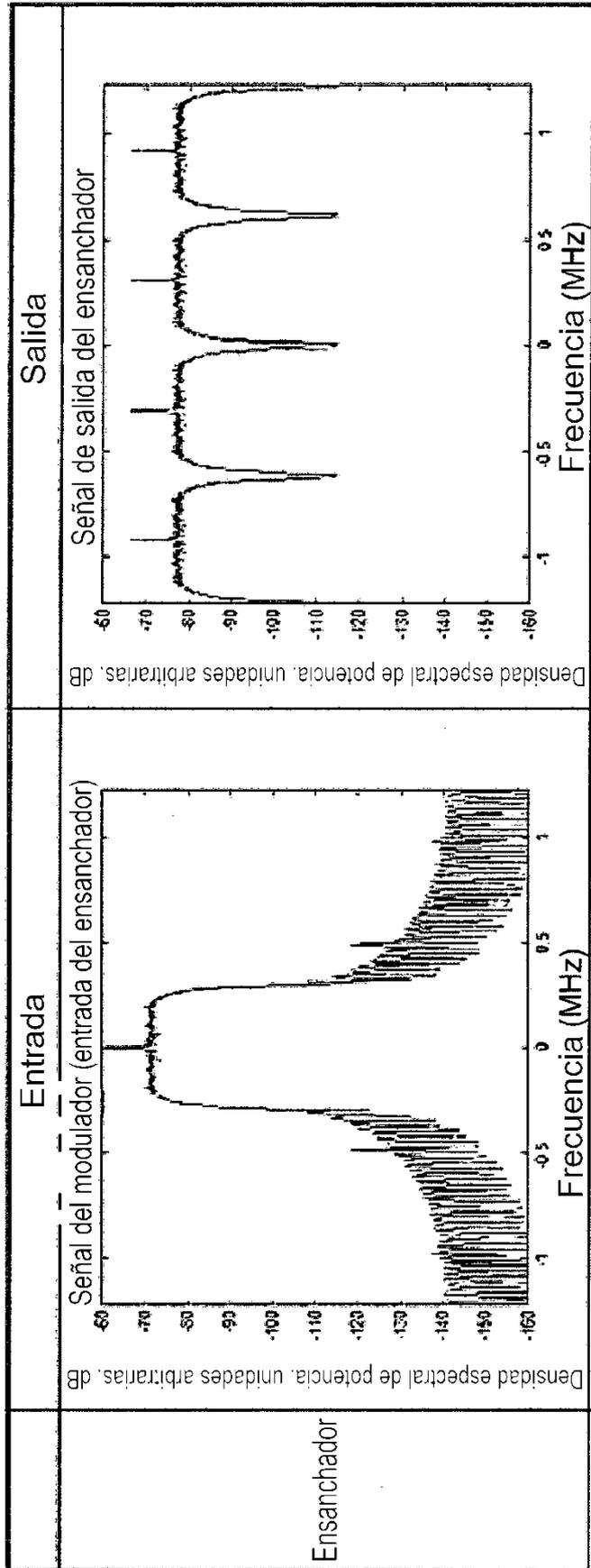


Figura 8A

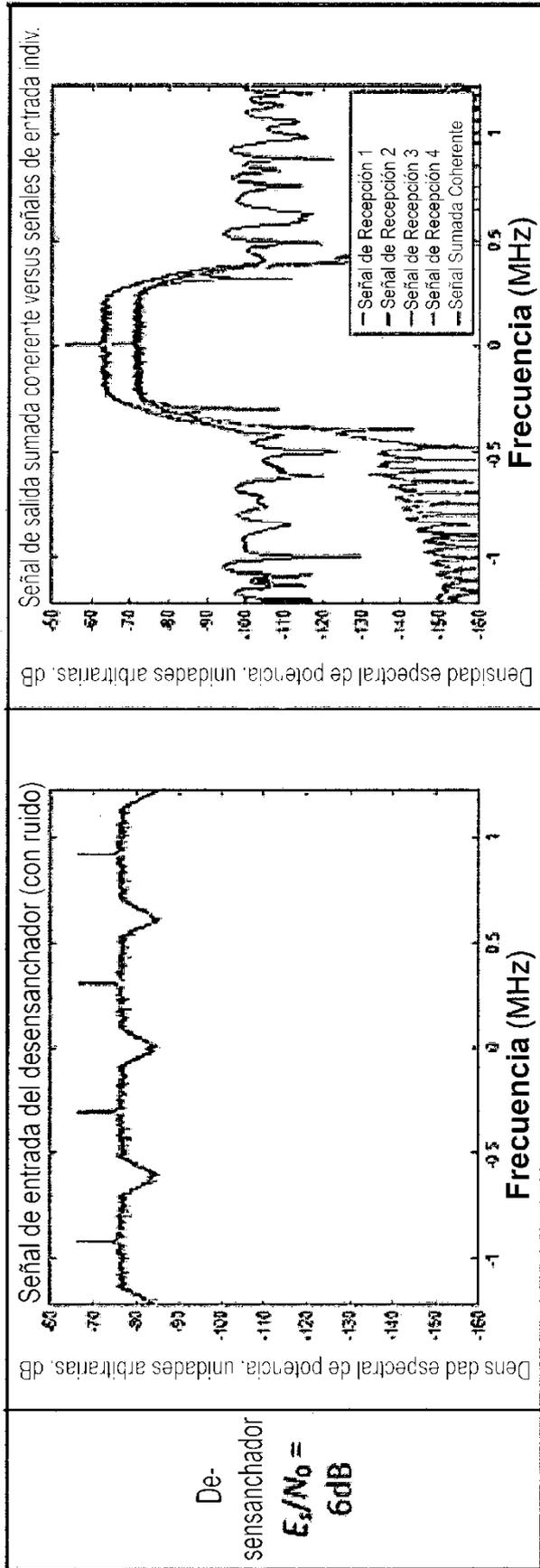


Figura 8B

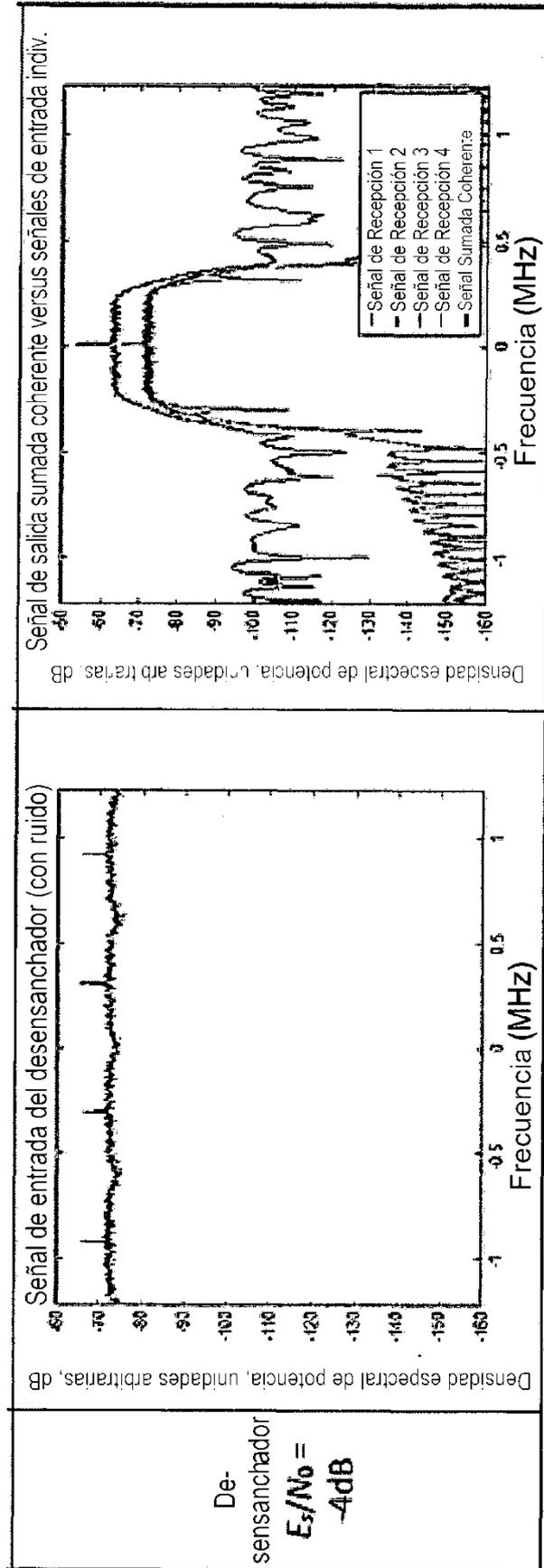


Figura 8C

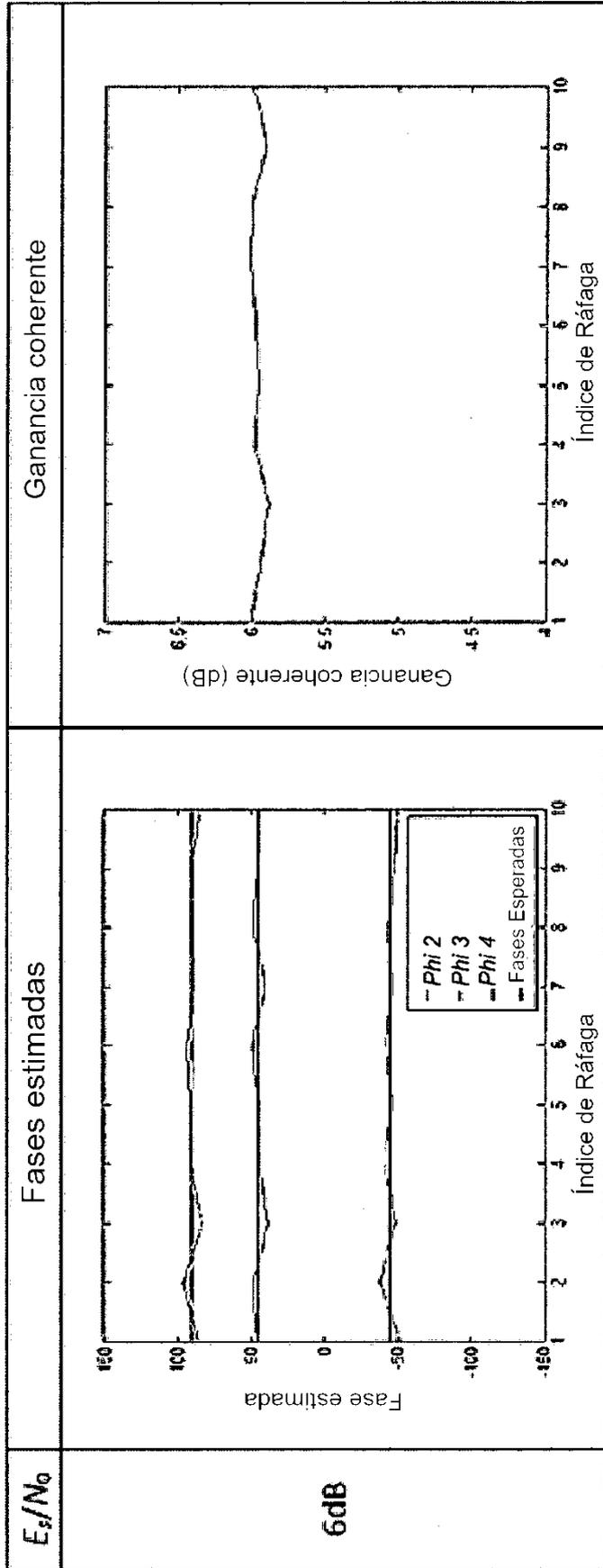


Figura 9A

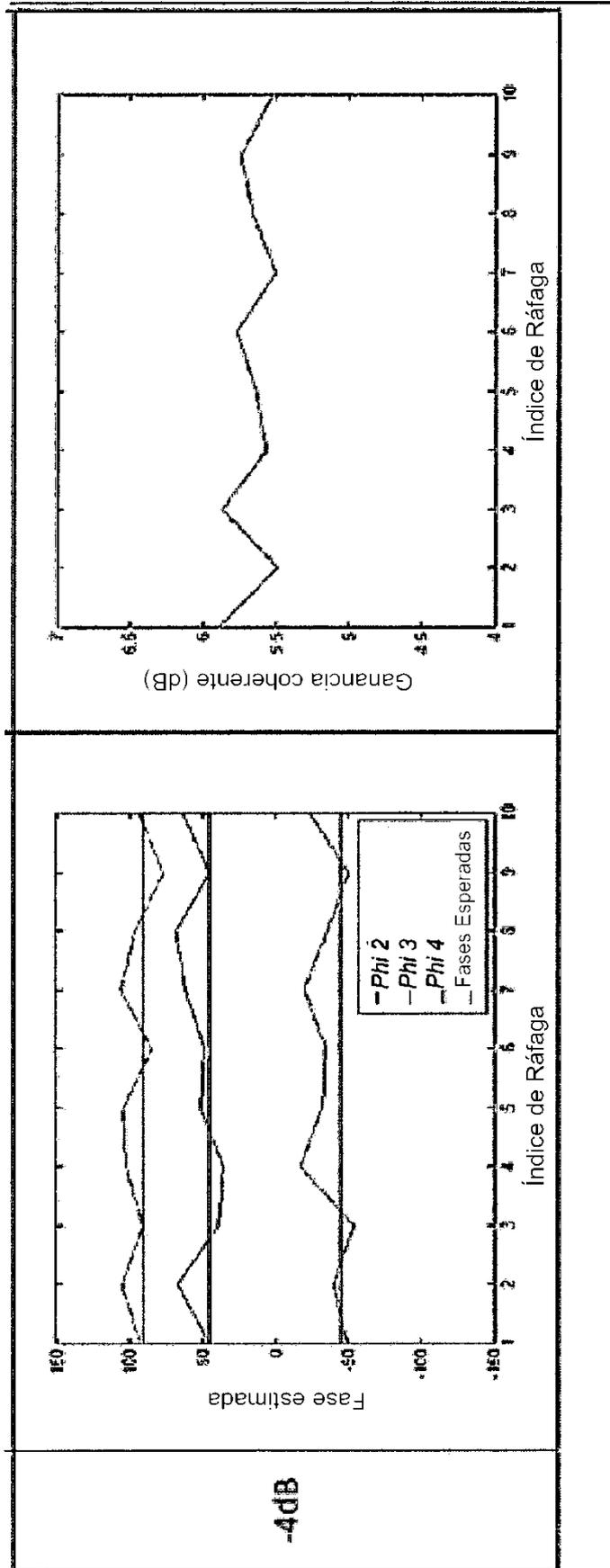


Figura 9B