

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 431 332**

51 Int. Cl.:

H04J 13/10 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.06.2007** **E 07733293 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.08.2013** **EP 2039035**

54 Título: **Señales, sistema y aparato**

30 Prioridad:

20.06.2006 GB 0612142

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

26.11.2013

73 Titular/es:

**THE SECRETARY OF STATE FOR DEFENCE
(100.0%)**

**DSTL Porton Down Salisbury
Wiltshire SP4 0JQ, GB**

72 Inventor/es:

**PRATT, ANTHONY R. y
OWEN, JOHN I. R.**

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 431 332 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

Señales, sistema y aparato

5 Antecedentes de la invención

Las realizaciones de la invención se refieren a señales, sistemas y métodos, tal como, por ejemplo, a modulación, señales de navegación y posicionamiento, sistemas, métodos y receptores adaptados para recibir y procesar las mismas.

10 Los Sistemas de Posicionamiento de Satélite (SPS) se basan en la medición pasiva de señales fluctuantes difundidas por varios satélites, o equivalentes basados en tierra o aerotransportados, en constelaciones específicas o grupo de constelaciones. Se usa un reloj de a bordo para generar una serie de eventos regulares y generalmente continuos, a menudo conocidos como "épocas", cuyo instante de ocurrencia está codificado en su interior, o al menos asociado con el mismo, un código aleatorio o pseudoaleatorio (conocido como código de difusión). Como consecuencia de las características pseudoaleatorias o aleatorias de la secuencia de codificación de la época de tiempo, el espectro de la señal de salida se extiende sobre un intervalo de frecuencias determinado por varios factores incluyendo la tasa de cambio de los elementos del código de difusión y la forma de onda usada para la señal de difusión. En la técnica anterior, la forma de onda de difusión es rectangular, de una tasa de segmentación constante, y tiene un espectro de potencia según la función $(\text{sinc})^2$, antes del filtrado por la circuitería de transmisión.

Las señales fluctuantes se modulan sobre una señal portadora para su transmisión a receptores pasivos. Son conocidas las aplicaciones que cubren los usos de tierra, aerotransporte, marítimo y espacial. Típicamente, se emplea la codificación por desplazamiento de fase binaria para modular la señal portadora, que, por si misma tiene una magnitud constante. Generalmente, se modulan al menos dos de tales señales sobre la misma portadora en cuadratura de fase. La señal portadora resultante mantiene su envolvente constante pero tiene cuatro estados de fase dependiendo de las dos señales independientes de la entrada. Sin embargo, se apreciará que las dos señales de modulación no necesitan tener la misma magnitud de portadora. Es posible mantener una magnitud de portadora constante de la señal combinada por la apropiada selección de las fases correspondientes distintas de $\pi/2$ radianes.

Se conocen técnicas por las que se modulan más de dos señales sobre la misma portadora usando bien métodos aditivos (conocidos como la modulación 'Interplex') o una combinación de la modulación angular y métodos aditivos, conocida como 'Modulación de Sub-portadora Adaptativa Coherente' (CASM). Ambas técnicas requieren la adición de un componente de intermodulación adicional que se deriva para mantener constante la magnitud de la portadora. Por ejemplo, en la modulación 'Interplex', son conocidas técnicas con tres componentes transmitidas, 2 sobre una fase de portadora con una tercera sobre la fase en cuadratura. Estas tienen al menos seis estados de fase.

Un ejemplo de tal sistema de posicionamiento de satélite es el Sistema de Posicionamiento Global (GPS). Generalmente, el GPS opera usando varias frecuencias tales como, por ejemplo, L1, L2 y L5, que están centradas en 1575,42 MHz, 1227,6 MHz y 1176,45 MHz respectivamente. Cada una de estas señales se modula por las señales de difusión respectivas. Como se apreciará por los expertos en la materia, la señal del código de Adquisición Gruesa (CA) emitida por el Sistema de Navegación de Satélite GPS se difunde sobre la frecuencia L1 de 1575,42 MHz con una tasa del código de difusión (tasa de segmento (chip)) de 1,023 MHz. La señal de código CA tiene una forma de onda de difusión rectangular, está codificada por desplazamiento de fase binaria sobre la portadora, y se clasifica como BPSK-R1. La estructura de la señal GPS es tal que la señal difundida por los satélites sobre la frecuencia L1 tiene una segunda componente en cuadratura de fase, que se conoce como el código de precisión (código P(Y)) y está disponible solo para usuarios autorizados. La señal P(Y) es una señal modulada en BPSK con un código de difusión a 10,23 MHz con una magnitud que es 3dB inferior en la potencia de la señal que la transmisión del código CA. En consecuencia, la componente Q tiene una magnitud que es 0,7071 (-3 dB) de la magnitud de la componente I. Se apreciará por los expertos en la materia que los ángulos de fase de los estados de estas señales son $\pm 35,265^\circ$ en relación con el eje $\pm I$ (fase de la señal de código CA como se especifica en el documento ICD GPS 200C). Un experto en la materia también apreciará que el código P es una función del código Y o está cifrado por el mismo. El código Y se usa para cifrar el código P. Un experto en la materia apreciará que la señal L1, que contiene ambas componentes I y Q, y la señal L2 se pueden representar, para un satélite determinado, i, como

$$S_{L1i}(t) = A_P p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_C c_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t),$$

y

$$S_{L2i}(t) = B_P p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$$

donde

A_P y A_C son las magnitudes de los códigos P y CA, típicamente $A_P = 2A_C$;

B_P es la amplitud de la señal L2;

ω_1 y ω_2 son las frecuencias portadoras L1 y L2;

5 $p_i(t)$ representa el código de fluctuación de P(Y) y es una secuencia pseudoaleatoria con una tasa de segmento de 10,23 Mcbps. El código P tiene un periodo de exactamente 1 semana, tomando los valores de +1 y -1;

$c_i(t)$ representa el código de fluctuación de CA y es un código Gold de segmentos, que toma los valores de +1 y -1; y

10 $d_i(t)$ representa el mensaje de datos, que toma los valores de +1 y -1.

En el futuro próximo, se espera que se transmita una tercera señal militar, designada como código M en la banda L1 por los satélites GPS.

15 Una constelación de satélites típicamente comprende 24 o más satélites a menudo en órbitas similares o conformadas de forma similar pero en varios planos orbitales. Las transmisiones desde cada uno de los satélites están sobre la misma frecuencia portadora nominal en el caso de satélites de acceso por división de código (tal como el GPS) o frecuencias relativamente próximas tal como el GLONASS. Los satélites transmiten señales diferentes para posibilitar la selección de cada uno de los satélites separadamente incluso aunque varios satélites sean visibles simultáneamente.

25 Las señales desde cada uno de los satélites, en un sistema CDMA como el GPS, se distinguen entre sí por medio de los diferentes códigos de difusión y/o las diferencias en las tasas de códigos de difusión, esto es, las secuencias $p_i(t)$ y $c_i(t)$. Sin embargo, queda un alcance significativo para la interferencia entre las señales transmitidas por los satélites. Típicamente, el espectro de potencia para el código CA tiene la potencia máxima a la frecuencia portadora L1 y ceros en múltiplos de la frecuencia fundamental, 1,023 MHz, del código CA. Por lo tanto, se apreciará que los ceros se producen en cualquiera de los lados de la frecuencia portadora a $\pm 1,023$ MHz, $\pm 2,046$ MHz, etc. De forma similar, el espectro de potencia para un código P(Y) tiene una amplitud máxima centrada sobre las frecuencias L1 y L2, con ceros que se producen a múltiplos de $\pm 10,23$ MHz como es de esperar con una forma de onda de la función sinc.

35 Es conocida la modulación adicional de los códigos de fluctuación usando una sub-portadora, esto es, una señal adicional se convoluciona con señales similares a los códigos P y/o los códigos CA, para crear la modulación de Portadora Desplazada Binaria (BOC) como se puede apreciar, por ejemplo, en el documento de J. W. Betz, "Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation", Navegación, Volumen 48, páginas 227 - 246, Invierno de 2001 - 2002, la solicitud de patente Internacional PCT/GB2004/003745 y el documento "Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals", Conferencia de Procedimientos del Instituto de Navegación, 2003, 9 - 12 de septiembre de 2003, Portland, Oregón, USA, Pratt, A. R., Owen J. I. R. La modulación normalizada BOC es bien conocida. La combinación de una porción de un código de difusión binario con una señal sub-portadora binaria produce la señal BOC usada para modular una portadora tal como, por ejemplo, L1. La señal BOC se forma por el producto de una sub-portadora binaria (conocida como la modulación de símbolos de difusión), que es una onda cuadrada o rectangular, y los símbolos de difusión (la secuencia de elementos de código de difusión). La modulación de símbolos de difusión BOC se puede representar como, por ejemplo, $c_i(t) * \text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$, donde f_s es la frecuencia de la sub-portadora. Un experto en la materia entenderá que BOC (f_s, f_c) denota la modulación de Portadora Desplazada Binaria con una frecuencia sub-portadora de f_s y una tasa de código (o tasa de segmentación) de f_c . El uso de portadoras de desplazamiento binario da como resultado las siguientes descripciones de señales ejemplares de las señales emitidas desde el satélite:

50
$$S_{L1i}(t) = A_m s_{c_{im}}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_g s_{c_{ig}}(t) g_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t) = I_{SL1i}(t) + Q_{SL1i}(t),$$

y

$$S_{L2i}(t) = B_m s_{c_{im}}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$$

donde

55 A_m, A_g y B_m son amplitudes;
 $m_i(t)$ es el código de difusión para la componente en fase (coseno) de la señal;
 $g_i(t)$ es el código de difusión para la componente en cuadratura (seno) de la señal;
 $s_{c_{im}}(t)$ representa la señal sub-portadora para $m_i(t)$;
 $s_{c_{ig}}(t)$ representa una señal sub-portadora para $g_i(t)$;
 60 ω_1 y ω_2 se designan como las frecuencias portadoras L1 y L2.

Se apreciará que la realización expresada anteriormente usa una única componente sobre la componente en fase y una única componente sobre la fase en cuadratura para la señal L1. De forma similar, la señal L2 comprende una
 65 única componente. Sin embargo, un experto en la materia apreciará que las señales de L1 y/o L2 pueden usar una o más componentes.

Las señales de BOC son típicamente ondas rectangulares o cuadradas. Sin embargo, se han propuesto alternativas que involucran una modulación de símbolos de difusión más compleja usando múltiples niveles de señal como se puede apreciar a partir de, por ejemplo, la solicitud de patente Internacional PCT/GB2004/003745, y el documento "Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals", Conferencia de Procedimientos del Instituto de Navegación, 2003, 9 - 12 de septiembre de 2003, Portland, Oregón, USA, de Pratt, A. R. Owen J. I. R. citados anteriormente. Estos proporcionan un medio para un mejor control del espectro de señal resultante como la densidad de potencia espectral $\Phi_{n,m}(x)$, donde x es una variable de frecuencia generalizada, de una modulación de símbolos de difusión de BOC que está definida totalmente por la ecuación:

$$\Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \left[\frac{\left\{ \begin{matrix} \text{sen} \left(\frac{\pi x}{2n} \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi x}{m} \right) \\ \left\{ \frac{\pi x}{m} \right\} \cdot \cos \left(\frac{\pi x}{2n} \right) \end{matrix} \right\}^2}{\left\{ \frac{\pi x}{m} \right\} \cdot \cos \left(\frac{\pi x}{2n} \right)} \right]^2$$

donde $x = \omega / \omega_0$

En un subconjunto de las formas de onda digitales multinivel usadas como formas de onda de modulación de símbolos de difusión, se ha reconocido una categoría específica que ha atraído el nombre de BOC Compuesta (CBOC) como se puede apreciar, por ejemplo, del documento de Ávila-Rodríguez, J. A. y otros, "Revised Combined Galileo/GPS Frequency and Signal Performance Analysis", Conferencia de Procedimientos del Instituto de Navegación, 2005, 13 - 16 de septiembre de 2005, Long Beach, California, USA, en el cual varias señales de Portadora Desplazada Binaria se combinan aditivamente para formar la forma de onda de la modulación de símbolos de difusión.

También ha surgido una opción adicional para el control del espectro que usa las técnicas de multiplexación en el tiempo en las que se combinan varias formas de onda de modulación de símbolos de difusión BOC en una secuencia de tiempo definida como se puede apreciar a partir de la solicitud PCT anterior y el documento de Pratt, A. R., Owen, J. I. R., "Signal Multiplex Techniques in Satellite Channel Availability, Possible Applications to Galileo", GNSS 2005, Registro de Conferencias del Instituto de Navegación, páginas 2448 - 2460, 13 - 16 de septiembre de 2005, Long Beach y el documento de Pratt, A. R. Owen, J. I. R., "Galileo Signal Optimisation in L1", Registro de Conferencias, Asamblea Técnica Nacional, Instituto de Navegación, páginas 332 - 345, 24 - 26 de enero de 2005, San Diego. Esta técnica asigna una modulación específica de símbolos de difusión, trazada a partir de un alfabeto definido de tales formas de onda de modulación, una para cada elemento de código de difusión (o ranura de tiempo - cuantificada por el elemento de código). A través del proceso de selección cuya modulación de BOC se usa en cada ranura de tiempo, se pueden controlar las proporciones relativas de cada componente de modulación de símbolos de difusión. Solo se conocen las versiones binarias de esta disposición aunque estará claro para los expertos en la materia que también son posibles las disposiciones equivalentes multinivel que involucran tanto las técnicas de multiplexación en el tiempo para determinar qué modulación de símbolos de difusión se usa en cada ranura de tiempo y el uso de un alfabeto de las modulaciones de símbolos de difusión que son multinivel y pueden ser una combinación de formas de onda de símbolos de difusión de BOC básicas. Tales combinaciones pueden estar en realizaciones ejemplares bien aditivas o multiplicativas o algunos otros medios para combinar las formas de onda de modulación base.

BOC multiplexada

Se ha realizado una propuesta de usar por varios sistemas de navegación de satélite un espectro de modulación común de modo que las señales / servicios mantengan un grado de interoperabilidad como puede apreciarse a partir, por ejemplo, del documento de Hein, G. W. y otros, MBOC: La nueva Modulación de Difusión Optimizada para GALILEO L1 OS y GPS L1C, Registro de Conferencias, IEEE PLANS/IoN Asamblea Técnica Nacional, San Diego, abril de 2006, Sesión C5, Documento 7. El espectro común no requiere diferentes sistemas de navegación de satélite para emitir formas de onda que son idénticas. El espectro común desvelado, conocido como BOC multiplex o MBOC, se puede atender bien por una técnica de multiplexación en el tiempo o por la superposición (adición) de los componentes de BOC requeridos. La técnica de multiplexación en el tiempo, usando portadoras desplazadas binarias, se ha dado a conocer como TBOC, mientras que la técnica de superposición se ha dado a conocer como la BOC compuesta, o por sus letras iniciales CBOC.

El método de multiplexación en el tiempo para construir una forma de onda de modulación de símbolos de difusión usando componentes de modulación BOC se ilustra en la figura 2, que muestra un par de señales 200. Una señal BOC global o sub-portadora 202 comprende un número 204 - 208 de ráfagas de una primera modulación de símbolos de difusión A, cada una de las ráfagas tiene la duración de un segmento del código de difusión. Puede haber varios segmentos sucesivos con esta modulación. El MBOC global 202 también comprende al menos una ráfaga 210 de una segunda modulación de símbolos de difusión B, distinta, con características similares pero que tiene una frecuencia de desplazamiento de portadora diferente. La MBOC descrita 202 también comprende una tercera ráfaga de modulación de símbolos de difusión 212, que se identifica como una modulación de tipo C con una

frecuencia de desplazamiento de portadora adicional. En la técnica conocida, cada una de estas ráfagas de modulación tiene una BOC característica pero con una tasa de segmento común. Antes de la transmisión desde un satélite de navegación, la señal portadora y la modulación de símbolos de difusión se modulan adicionalmente por un código de difusión 214. Se puede apreciar que solo se ilustran un número ejemplar de segmentos, del segmento 5 n al segmento $n + 4$, del código de difusión completo. Para la técnica de multiplexación en el tiempo con componentes de la modulación de símbolos de difusión de la portadora desplazada binaria, la magnitud relativa de las componentes se determina por la proporción de tiempo (en unidades de elementos de secuencia de código o segmentos (chips)) dedicado a cada una. En el ejemplo de la figura 2, la proporción asignada a la primera modulación de símbolos de difusión A es de 3/5, para B es 1/5 y para C es 1/5, suponiendo que este patrón se 10 continuase *ad infinitum*. Estará claro para los expertos en la materia que son posibles otras proporciones dentro de la restricción de que la potencia relativa de cada componente se fija en los múltiplos de $1/N$, donde N es la longitud de la secuencia de difusión repetitiva. Esta restricción se puede superar también teniendo diferentes asignaciones de multiplexación en el tiempo para cada repetición de la secuencia de difusión.

15 CBOC

La formulación alternativa del espectro de MBOC es por medio de un método aditivo, por el que dos formas de onda de modulación de símbolos de difusión de portadora desplazada binaria continua en el tiempo se combinan aditivamente. La figura 3 proporciona una ilustración 300 de la forma de onda producida usando este método. Se 20 ilustran las formas de onda o componentes de BOC primera 302 y segunda 304. Las magnitudes relativas de las dos componentes 302 y 304 se controlan a través de las amplitudes de cada una de los componentes de BOC. La primera BOC 302 es la forma de onda de BOC de línea base, que es una forma de onda de BOC (1, 1). La segunda forma de onda 304 ilustra una forma de onda de BOC (5,1). Se ilustran varios segmentos, del segmento n al segmento $n + 4$, de un código de difusión 306. Se muestra la forma de onda de CBOC 308 resultante de la combinación aditiva de las formas de onda primera y segunda 302 y 304. Se puede apreciar que la forma de onda 25 de CBOC 308 comprende las componentes primera y segunda que reflejan, respectivamente, su relación con la primera 302 y segunda 304 BOC. La segunda componente 310 se reduce en magnitud en comparación con la primera componente. Para la forma de onda mostrada de CBOC de 2 componentes 308, la forma de onda de la señal resultante tiene 4 niveles. En general, una forma de onda de CBOC tiene 2^n niveles cuando se deduce a partir de n formas de onda BOC. Dependiendo de las amplitudes relativas, es posible que algunos de estos niveles puedan coincidir. 30

Modulación de Símbolos de Difusión de Portadora Desplazada Binaria

35 El medio convencional de identificar las características de la modulación de portadora desplazada binaria es a través de 2 parámetros n y m . La modulación se designa como BOC (n, m), en la cual n se aplica a la frecuencia de la portadora desplazada y m se refiere a la tasa de segmentación. Los parámetros m y n están asociados generalmente con una señal como la señal de GPS en la cual el reloj maestro del satélite oscila a 10,23 MHz o algún múltiplo o fracción de la misma. Los parámetros pueden tomar entonces los significados expresados por:

$$\text{Frecuencia de portadora desplazada} = n \times 1,023 \text{ MHz}$$

$$\text{Tasa de segmentación} = m \times 1,023 \text{ M segmentos por segundo.}$$

45 En la implementación conocida de un espectro multiplexado en el tiempo que contiene las dos componentes de modulación BOC, es sabido que la fase de la modulación de símbolos de difusión es idéntica en la transición para cada uno de los elementos de código (segmento). Por ejemplo, si la modulación de símbolos de difusión de BOC tiene una transición positiva al comienzo de un elemento de código específico, que tiene el valor +1, y una transición negativa al comienzo de un elemento de código específico, que tiene el valor -1, entonces se pueden aplicar estas 50 asignaciones de fase a cada uno de los símbolos de difusión en la secuencia completa.

MBOC

Una densidad de potencia espectral común (PSD) que se podría usar por ambas constelaciones de navegación Galileo y GPS es:

$$\Phi_{MBOC}(\omega) = \frac{10}{11} \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \quad (1)$$

60 En muchos sistemas de navegación de satélites, es normal transmitir tanto una señal portadora de datos como una señal 'llamada' piloto, que no transporta un mensaje de datos. El mensaje de datos se transmite a una tasa más baja que el código de difusión. Para el código CA de GPS, la tasa del código de difusión es de 1,023 MHz mientras que el mensaje de datos se transmite a 50 bits por segundo.

65 En el GPS modernizado, se transmiten tanto las señales piloto como de datos aunque no necesariamente a los mismos niveles de potencia. En el método de multiplexación en el tiempo de generación del espectro de MBOC, hay un amplio intervalo de opciones de elección para la asignación de la división de potencia entre los canales piloto y de datos. Esto permite la opción de transmitir diferentes proporciones relativas de potencia para cada una de las

componentes de símbolo de difusión de BOC sobre las señales de piloto y de transporte de datos. Por ejemplo, si las dos componentes de la modulación de símbolos de difusión son BOC (1, 1) y BOC (6, 1), entonces la señal de transporte de datos, que transporta una proporción γ de la potencia total, usa solo la modulación de símbolos de difusión de BOC (1, 1) mientras que la señal piloto, que transporta una proporción $(1 - \gamma)$ de la potencia total, usaría una versión multiplexada en el tiempo que tiene la densidad espectral de potencia:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{Piloto}}(\omega) &= \left(\frac{10}{11} - \gamma\right) \cdot \left(\frac{1}{1-\gamma}\right) \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \left(\frac{1}{1-\gamma}\right) \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \\ \Phi_{\text{Datos}}(\omega) &= \Phi_{(1,1)}(\omega) \end{aligned} \quad (2)$$

Esta disposición permite una libertad considerable en la selección de las proporciones de potencia asignadas a las señales portadoras de datos y piloto y en la determinación de cómo se distribuyen las dos componentes de BOC (n, m) entre estas dos señales. La ecuación (2) mantiene la PSD combinada para ambas señales piloto y de transporte de datos de acuerdo con la PSD de MBOC requerida.

CBOC.

Para el método de BOC Compuesto, la selección de parámetros para proporcionar la división de potencia es más compleja.

Las ecuaciones que siguen muestran la complejidad asociada con el control de la densidad espectral de potencia de CBOC. Se asume que hay al menos dos componentes en el espectro de BOC compuesto. Para propósitos ilustrativos, las ecuaciones de más adelante se construyen para 2 componentes. Sin embargo, los expertos en la materia reconocerán que se pueden usar más de 2 componentes.

El espectro de una portadora desplazada binaria, BOC (n, m), con una modulación de símbolos de difusión en fase con el seno, se da en la ecuación (3). La ecuación (3) muestra el espectro complejo $H_{n,m}(\omega)$ para valores de $(2n/m)$ que son pares. Esto corresponde con ciclos completos (n/m) de la portadora desplazada binaria en cada símbolo de código de difusión. El espectro complejo se basa en un cálculo sobre la duración de un único elemento de código, $\Delta T = 2\pi / (m\omega_0)$. La forma de onda usada para los cálculos de espectro se extiende sobre el intervalo $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$ y, por definición, tiene una transición positiva en $t = 0$.

$$H_{n,m}^{\text{sen}}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \cdot \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \quad (3)$$

donde $x = \omega / \omega_0$

$$y \omega_0 = 2\pi \cdot 1,023 \cdot 10^6$$

Obsérvese que el espectro de la forma de onda BOC (n, m) en fase con el seno, $H_{n,m}^{\text{sen}}(\omega)$, consiste enteramente de componentes imaginarias debido a la presencia del término $j = (\sqrt{-1})$ en el denominador.

De forma similar, el espectro de una portadora desplazada binaria, BOC (n, m), con una modulación de símbolos de difusión en fase con el coseno, se da en la ecuación (3-1). La ecuación (3-1) muestra el espectro complejo $H_{n,m}^{\text{cos}}(\omega)$, para valores de $(2n/m)$ que son pares. Esto corresponde con ciclos completos de (n/m) de la portadora de desplazamiento binario en cada símbolo de código de difusión. El espectro complejo se basa en un cálculo sobre la duración de un único elemento de código, $\Delta T = 2\pi / (m\omega_0)$. La forma de onda usada para los cálculos del espectro se extiende sobre el intervalo $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$ y, por definición, tiene una permanencia positiva en $t = 0$.

$$H_{n,m}^{\text{cos}}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{m\omega_0 \cdot \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \quad (3-1)$$

donde $x = \omega / \omega_0$

$$y \omega_0 = 2\pi \cdot 1,023 \cdot 10^6$$

5 Obsérvese que el espectro de la forma de onda de BOC (n, m) en fase con el coseno $H^{\cos}_{n, m}(\omega)$ consiste enteramente de componentes reales.

La densidad espectral de potencia correspondiente (PSD) se da en la ecuación (4) a continuación y se promedia sobre 1 segundo asumiendo que cada símbolo de código de difusión toma un estado (binario) seleccionado aleatoriamente a partir de los elementos $\{+1, -1\}$. La PSD es:

$$\Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \text{sen}\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{\left\{ \frac{\pi x}{m} \right\} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \right]^2 \quad (4)$$

Como se ha tratado anteriormente, en una señal portadora Desplazada binaria (BOC), como una alternativa a la multiplexación en el tiempo, la señal se forma a través de la combinación aditiva de dos o más componentes BOC para cada uno de los símbolos de difusión. De este modo, cada uno de los símbolos de difusión tiene un espectro que contiene, para un caso de 2 componentes, una porción α de una componente de BOC (n, m) y una porción β de una componente BOC (k, m). Obsérvese que ambas componentes tienen la misma frecuencia del código de difusión (segmento) (la misma duración del elemento de código de difusión). El espectro complejo compuesto, $S_c(\omega)$, es entonces:

$$S_c(\omega) = \alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) \quad (5)$$

La densidad espectral de potencia correspondiente se forma a partir del producto de $S_c(\omega)$ con su conjugado complejo, y siendo α y β números reales:

$$\begin{aligned} \Phi_c(\omega) &= S_c^*(\omega) \cdot S_c(\omega) \\ &= |S_c(\omega)|^2 \\ &= (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega)) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \end{aligned} \quad (6)$$

donde

$$\Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

y

$$\Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

La ecuación (6) claramente muestra las diferencias en las PSD de la BOC compuesta (formas de onda aditivas) y los enfoques de multiplexación en el tiempo. La densidad espectral de potencia $\Phi_{TM}(\omega)$, para la multiplexación en el tiempo de las componentes de símbolos de difusión de BOC (n, m) y BOC (k, m), si las proporciones son α^2 y β^2 , es:

$$\Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) \quad (7)$$

Por lo tanto, la secuencia de multiplexación en el tiempo comprende segmentos $\alpha^2/(\alpha^2 + \beta^2)$ con una densidad espectral de potencia de $\Phi_{n,m}(\omega)$ y segmentos $\beta^2/(\alpha^2 + \beta^2)$ con una densidad espectral de potencia de $\Phi_{k,m}(\omega)$. La diferencia entre las PSD para las técnicas CBOC y TBOC reside en la presencia de los términos espectrales cruzados en la PSD de CBOC, $\Phi_{cruzada}(\omega)$:

$$\Phi_{cruzada}(\omega) = \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \quad (8)$$

La situación se agrava cuando, por ejemplo, hay 3 componentes que forman la señal compuesta. En la realización de multiplexación en el tiempo, las componentes se entremezclan entre los elementos de código en números adecuados para establecer las proporciones contributivas requeridas a partir de cada una, en la densidad espectral de potencia a transmitir (más correctamente en el tiempo de la generación de señal ya que hay filtros de transmisión en los satélites que controlan las emisiones fuera de banda). Un ejemplo típico tiene las proporciones α^2 , β^2 , δ^2 para las señales con cada una de las tres PSD como ilustra la ecuación (9) a continuación.

$$\Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \cdot \Phi_{l,m}(\omega) \quad (9)$$

El espectro correspondiente para el método aditivo de producción de una señal BOC compuesta de 3 componentes tiene tres términos espectrales cruzados de la forma de la ecuación (9).

$$\begin{aligned}
 \Phi_c(\omega) &= S_c^*(\omega) \cdot S_c(\omega) \\
 &= (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}(\omega)) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \Phi_{l,m}(\omega) \\
 &\quad + \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &\quad + \alpha\delta (H_{n,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{n,m} \cdot H_{l,m}^*) \\
 &\quad + \beta\delta (H_{k,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{k,m} \cdot H_{l,m}^*)
 \end{aligned} \tag{10}$$

10 donde

$$\begin{aligned}
 \Phi_{n,m}(\omega) &= H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega) \\
 \Phi_{k,m}(\omega) &= H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega) \\
 \Phi_{l,m}(\omega) &= H_{l,m}^*(\omega) \cdot H_{l,m}(\omega)
 \end{aligned}$$

15 Los términos espectrales cruzados en la ecuación (10) tienen una influencia significativa sobre la PSD transmitida. Claramente, la presencia de los términos espectrales cruzados dificulta la realización de una PSD común para CBOC y MBOC.

20 Es un objeto de las realizaciones de la presente invención mitigar al menos uno o más problemas de la técnica anterior.

Sumario de la invención

25 Por consiguiente, las realizaciones de la presente invención proporcionan un método de reducción de los términos espectrales cruzados de una forma de onda de difusión para una señal de navegación; comprendiendo el método las etapas de generación de las porciones primera y segunda sucesivas temporalmente de la forma de onda de difusión, estando el método caracterizado por que la primera porción que representa una combinación de las primeras porciones respectivas de señales de BOC primera y segunda tiene un primer estado de fase y la segunda porción que representa una combinación de las segundas porciones respectivas de dicha primera y segunda señales de BOC, teniendo dicha combinación de dichas segundas porciones respectivas un segundo estado de fase que es opuesto al primer estado de fase.

35 Ventajosamente, cuando se promedia sobre, por ejemplo, dos segmentos o algún otro periodo de tiempo o intervalo, el espectro complejo compuesto para la combinación de las dos sub-portadoras de modulación comprende términos espectrales cruzados al menos sustancialmente reducidos, y preferiblemente sustancialmente eliminados. Esto permite, por ejemplo, que el espectro de una sub-portadora de modulación, tal como, por ejemplo, una señal BOC compuesta tenga sustancialmente la misma densidad espectral de potencia (PSD) que una sub-portadora de modulación diferente, tal como, por ejemplo, una BOC de multiplexación por división en el tiempo cuando se considera en los términos de si el espectro de potencia de ambas comprende o no los términos espectrales cruzados.

45 Una realización adicional proporciona un método de generación de una forma de onda de CBOC o forma de onda de modulación de difusión a partir de las formas de onda de BOC primera y segunda, teniendo la forma de onda de CBOC una densidad espectral de potencia predeterminada que comprende términos espectrales cruzados al menos reducidos de las densidades espectrales de potencia de las formas de onda de BOC primera y segunda promediadas sobre al menos dos intervalos de tiempo predeterminados tal como, por ejemplo, al menos dos segmentos, comprendiendo el método las etapas de disponer los estados de las señales de BOC primera y segunda sobre un intervalo de tiempo predeterminado posterior de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados para que sean complementarios a los estados de las señales de BOC primera y segunda sobre un intervalo de tiempo predeterminado actual de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados.

55 Otra realización proporciona un generador de señales que comprende medios para generar al menos una porción posterior de una señal relativa para al menos una porción actual de la señal; derivándose la porción actual de, o teniendo al menos las características de, o asociada con, al menos las porciones respectivas actuales de al menos la primera y segunda señales de BOC que tienen un primer estado de fase, comprendiendo los medios para generar medios para combinar al menos porciones posteriores de al menos la primera y segunda señales de BOC que tienen un estado de fase que es complementario al primer estado de fase.

60 Una realización proporciona un generador de señal para generar una forma de onda de CBOC a partir de las formas de onda de BOC primera y segunda, teniendo la forma de onda de CBOC una densidad espectral de potencia predeterminada que comprende términos espectrales cruzados al menos reducidos de las densidades espectrales de potencia de las formas de onda de BOC primera y segunda promediadas sobre al menos dos intervalos de tiempo predeterminados; comprendiendo el generador medios para disponer los estados de las señales de BOC primera y segunda sobre un intervalo de tiempo predeterminado posterior de los al menos dos intervalos de tiempo predeterminados para que sean complementarios a los estados de las señales de BOC primera y segunda sobre un

intervalo de tiempo predeterminado actual de los al menos dos intervalos de tiempo predeterminados.

5 Las realizaciones proporcionan una señal que comprende al menos una porción posterior de la señal relativa para al menos una porción actual de la señal; derivándose la porción actual a partir de, o teniendo características de, o asociadas con, el menos las porciones respectivas actuales de al menos las señales de BOC primera y segunda que tienen un primer estado de fase de modo que el estado de fase de al menos las porciones posteriores de al menos las señales de BOC primera y segunda asociadas con dicha al menos una porción posterior es complementario al primer estado de fase.

10 Las realizaciones de la presente invención se pueden realizar en la forma de hardware, software o una combinación de los mismos. De forma adecuada, un aspecto de las realizaciones de la presente invención proporciona un programa de ordenador que comprende instrucciones ejecutables para la implementación de un método, sistema, aparato, generador o que genera una señal de acuerdo con las realizaciones de la invención. Además, tal programa de ordenador se puede almacenar usando cualquier forma de almacenamiento tal como, por ejemplo, medios legibles ópticamente o magnéticamente, chips, ROM, PROM y otros dispositivos volátiles o no volátiles. De forma adecuada, las realizaciones de la presente invención proporcionan un almacenamiento legible por máquina que almacena tal programa de ordenador.

20 En las propuestas actuales entre los diversos operadores de satélite de navegación (tal como los Estados Unidos con GPS y la Unión Europea con Galileo), hay documentos públicos que dan efecto a una recomendación de grupos de trabajo técnico mutuos para usar una PSD común para cada una de las emisiones del sistema en la banda L1 de RNSS. Esto puede que no requiera la implementación de la misma forma de onda en el tiempo. Las realizaciones de la presente invención permiten la PSD común anterior para cada una de las emisiones del sistema en la banda L1 de RNSS a realizar.

25 En un aspecto adicional de la invención, se usa un segundo método para eliminar el término espectral cruzado en la ecuación 6. Éste tiene el mismo efecto que los otros métodos pero es una implementación alternativa. El término espectral cruzado, $\Phi_{\text{cruzada}}(\omega)$ se puede fijar a cero si se cumple la siguiente condición:

30
$$(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) = 0$$

o de forma equivalente

35
$$H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} = -H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*$$

Esta condición se puede satisfacer teniendo el espectro de BOC (n, m) constituido de componentes puramente imaginarias mientras que el espectro de BOC (k, m) consiste de componentes puramente reales. Por lo tanto, bajo tal condición el conjugado complejo de $H_{n,m}^{\text{sen}}$ es

40
$$H_{n,m}^{\text{sen}*} = -H_{n,m}^{\text{sen}}$$

mientras que el conjugado complejo de $H_{k,m}^{\text{cos}}$ no cambia de signo:

45
$$H_{k,m}^{\text{cos}*} = +H_{k,m}^{\text{cos}}$$

Obsérvese que los superíndices sen y cos se han añadido para definir la puesta en fase de la sub-portadora en la modulación de símbolos de difusión de portadora desplazada binaria. Esta disposición satisface la condición requerida para eliminar el término espectral cruzado. Esta realización de la invención requiere que las dos componentes de BOC tengan una fase sustancialmente en cuadratura, estando una componente en fase con el seno y estando la otra componente en fase con el coseno.

Un aspecto adicional más de las realizaciones de la invención proporciona las arquitecturas del receptor que procesan las señales transmitidas identificadas en este documento. Las realizaciones se pueden realizar para que tengan un canal único para procesar todas las componentes de señal sustancialmente simultáneamente. Como alternativa, o adicionalmente, las realizaciones se pueden realizar para que tengan múltiples canales de modo que las componentes de señal individuales se procesen separadamente por los canales respectivos. Un experto en la materia percibirá que puede que no sea necesario optimizar tal procesamiento para proporcionar la máxima proporción de señal a ruido.

60 **Breve descripción de los dibujos**

Ahora se describirán las realizaciones de la presente invención, solo a modo de ejemplo, con referencia a los dibujos adjuntos.

65 la figura 1 ilustra un transmisor o generador de señal;

la figura 2 representa una portadora desplazada binaria multiplexada por división del tiempo conocida (MBOC);

la figura 3 muestra una portadora desplazada binaria compuesta conocida (CBOC);

5 la figura 4 muestra una señal BOC de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 5 ilustra un sistema esquemático convencional para la generación de una forma de onda de CBOC;

10 la figura 6 representa un sistema esquemático para la generación de una forma de onda de CBOC de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 7 representa un sistema esquemático para la generación de una forma de onda de CBOC de acuerdo con las realizaciones de la presente invención que usa la época del código de difusión para controlar la inversión de fase;

15 la figura 8 representa una variante del sistema esquemático para la generación de una forma de onda de CBOC como se ilustra en la figura 7;

20 la figura 9 muestra una realización adicional de un sistema esquemático para la generación de una forma de onda de modulación de los símbolos de difusión de acuerdo con una realización; y

la figura 10 ilustra una realización adicional más de un sistema esquemático para la generación de una forma de onda de CBOC.

25 Descripción de las realizaciones

Refiriéndonos a la figura 1, se muestra, esquemáticamente, un transmisor 100 de acuerdo con una realización de la presente invención. El transmisor 100 comprende medios 102, esto es, un generador para generar o seleccionar los
 30 códigos de fluctuación para su transmisión. Se apreciará por los expertos en la materia que tales códigos de fluctuación se pueden generar, por ejemplo, por implementaciones de registros de desplazamiento. Una alternativa para la generación por medio de un registro de desplazamiento puede ser mediante el reemplazamiento de la secuencia de estados de código que comprende la secuencia de código a partir de un dispositivo de memoria adaptado para reemplazar continuamente tales secuencias. Se puede apreciar que el medio de selección y/o generación del código de fluctuación 102 se ilustra produciendo $g_i(t)$ y $m_i(t)$. Estos códigos se alimentan a los
 35 mezcladores respectivos 104 y 106. Los mezcladores 104 y 106 están dispuestos para combinar los códigos de fluctuación con las sub-portadoras de acuerdo con las realizaciones de la presente invención. Los generadores de sub-portadoras respectivos 108 y 110 generan las sub-portadoras. Opcionalmente también se mezcla una señal de datos $d_i(t)$ preferiblemente con los códigos de fluctuación y las sub-portadoras. La duración de un bit de la señal de datos es normalmente un múltiplo entero del intervalo de repetición del código. Por ejemplo, en el código CA de
 40 GPS, es 20 veces el intervalo de repetición del código de 1 ms, esto es, la tasa de datos es de 50 bps. Las señales mezcladas 112 y 114 se alimentan a un par de mezcladores adicionales 116 y 118, donde se mezclan con las señales en fase y en cuadratura de fase producidas mediante un oscilador y un montaje de desplazamiento de fase 120 y 121. Las señales mezcladas adicionales 122 y 124 se combinan, a través de un mezclador 126, y se sacan para su posterior conversión hacia arriba por un convertidor hacia arriba apropiado 128. La salida del convertidor
 45 hacia arriba 128 se alimenta a un amplificador de alta potencia 130 y a continuación se filtra por un filtro apropiado 133 para su posterior transmisión, por ejemplo, por un satélite u otro dispositivo dispuesto para emitir o transmitir los códigos de fluctuación.

En una realización preferida, la operación de la invención involucra la secuenciación de las fases relativas de los
 50 generadores de la portadora desplazada binaria para el método de combinación aditiva de tal modo que proporcionan una diversidad de densidades espectrales de potencia diferentes, una para cada asignación de fase. Tal asignación es, en el primer caso, válida durante la duración de un único elemento de código o segmento. Sobre la duración de los diversos elementos de código, o sobre la secuencia de código completa, cada una de las asignaciones de fase posibles (y el espectro de potencia correspondiente) se genera un número de veces
 55 predefinido. La densidad espectral de potencia resultante corresponde a la PSD promedio de todas las generadas. Por lo tanto, es posible cancelar las señales que surgen de los términos espectrales cruzados en el espectro de la BOC compuesta resultante. Esta operación se puede realizar con tantas componentes como se requiera en el espectro de la BOC compuesta. En consecuencia, la PSD promedio se puede disponer para que sea idéntica que la de la disposición con multiplexación en el tiempo de la modulación de símbolos de difusión de BOC.

60 Para un compuesto de dos componentes, hay solo dos asignaciones de fase distintas para α y β como sigue en la tabla 1. El producto de α y β se identifica como un operador de asignación de fase.

Tabla 1 - Asignación de fase de α y β

Fase	$\beta = +$	$\beta = -$
$\alpha = +$	+	-
$\alpha = -$	-	+

De acuerdo con esta tabla, si la mitad de las BOC (n, m) y BOC (k, m) se generan con la misma asignación de fase a partir del operador de asignación de fase ($\alpha\beta = +1$) y la mitad con la fase opuesta desde el operador de asignación de fase ($\alpha\beta = -1$), la PSD promedio es

$$\begin{aligned}
 \Phi_c(\omega) \Big|_{\text{promedio}} &= 0,5 \cdot S_{c^{++}}^*(\omega) \cdot S_{c^{++}}(\omega) + 0,5 \cdot S_{c^{+-}}^*(\omega) \cdot S_{c^{+-}}(\omega) \\
 &= 0,5 \left(|S_{c^{++}}(\omega)|^2 + |S_{c^{+-}}(\omega)|^2 \right) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) \\
 &+ 0,5 \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) - 0,5 \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega)
 \end{aligned} \tag{11}$$

Como se puede observar a partir de la ecuación (11), la asignación de fase de los generadores de BOC controla el espectro resultante. Asignando el 50% a cada asignación de fase, se cancela el término espectral cruzado resultante. El beneficio de esta disposición es que la PSD de la BOC compuesta (combinación aditiva) se compone solo de las PSD de cada uno de los constituyentes y en las proporciones (α, β) que se requieran. Si se requiere, se podría conservar una porción del término espectral de potencia cruzada mediante el cambio de las proporciones del operador de asignación de fase positiva y negativa.

La definición de la fase de los generadores de BOC se realiza en el instante correspondiente al centro de la modulación del símbolo de código de difusión. La asignación de fase es común para el símbolo de difusión completo. Corresponde a una dirección común de la transición de señal en el instante central de un símbolo de difusión como se ilustra en la figura 3 de 312 a 320. Para una primera realización preferida que usa 2 generadores de BOC, el espectro de la salida para un código combinado y el estado de datos de $\{+1\}$, el estado de fase de $\{+1\}$, es

$$H_c(\omega) = \alpha\Phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta\Phi_k H_{k,m}(\omega)$$

$$\begin{aligned}
 H_{n,m}(\omega) &= \frac{2\pi \cdot (-1)^{\binom{n}{m+1}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \\
 H_{k,m}(\omega) &= \frac{2\pi \cdot (-1)^{\binom{k}{m+1}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{2k}\right) \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2k}\right)}
 \end{aligned} \tag{12}$$

donde $x = \omega / \omega_0$

$$\begin{aligned}
 \Phi_n, \Phi_k &\in \{+1, -1\}, \text{ y} \\
 \omega_0 &= 2\pi \cdot 1,023 \cdot 10^6
 \end{aligned}$$

y la PSD correspondiente es:

$$\begin{aligned}
 \Phi_c(\omega) &= (\alpha \cdot \Phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \Phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \Phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \Phi_k H_{k,m}(\omega)) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta \Phi_n \Phi_k (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)
 \end{aligned} \tag{13}$$

y donde, como anteriormente

$$\begin{aligned}
 \Phi_{n,m}(\omega) &= H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega) \\
 \Phi_{k,m}(\omega) &= H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)
 \end{aligned}$$

Se puede observar a partir de la ecuación 11 que la presencia de los conmutadores de asignación de fase no afecta a la presencia, o signos, de las densidades espectrales de potencia para las componentes de BOC (n, m) o BOC (k, m), $\Phi_{n,m}(\omega), \Phi_{k,m}(\omega)$. Sin embargo, el producto de las asignaciones de fase, $\Phi_n \Phi_k$, que tiene los valores de $+1$ o -1 controla el signo del término espectral cruzado. En consecuencia, seleccionando las fijaciones de asignación de fase que causan que el término de fase sea positivo o negativo, las densidades espectrales de potencia como en la ecuación 12 se pueden formar como sigue:

$$\begin{aligned}
 &\text{para } \Phi_n, \Phi_k = +1, -1 \text{ o } \Phi_n, \Phi_k = -1, -1 \\
 &\Phi^{++}_c(\omega) = \Phi^{--}_c(\omega) \\
 &= (\alpha \cdot \Phi_n H^*_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \Phi_k H^*_{k,m}(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \Phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \Phi_k H_{k,m}(\omega)) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta(H^*_{n,m} \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H^*_{k,m}) \quad (14) \\
 &\text{para } \Phi_n, \Phi_k = +1, -1 \text{ o } \Phi_n, \Phi_k = -1, +1 \\
 &\Phi^{+-}_c(\omega) = \Phi^{-+}_c(\omega) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) - \alpha\beta(H^*_{n,m} \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H^*_{k,m})
 \end{aligned}$$

De este modo, combinando un número igual de señales con cada una de las PSD en la ecuación 12 y teniendo asignaciones de fase sustancialmente complementarias, se puede disponer que la PSD de la señal combinada, después de promediar sobre un intervalo, no exhiba ningún término espectral cruzado. Como alternativa, por una combinación similar con un número desigual de términos, se puede mantener un porcentaje requerido del término espectral cruzado.

Hay varios modos en los que se pueden procesar las señales de BOC para que tengan igual (o si se requiere, desigual) número de asignaciones de fase complementarias.

Una primera realización usa un enfoque de alternancia de fase por el que la fase inicial de una de las señales de BOC (n, m) y BOC (k, m) se alterna para cada segmento de la señal del código de difusión. En este caso, el intervalo de promedio es de solo 2 segmentos de código ya que solo habrá un segmento en el que el espectro tenga la característica de $\Phi^{++}_c(\omega)$ o $\Phi^{--}_c(\omega)$ y un segmento con el espectro de $\Phi^{+-}_c(\omega)$ o $\Phi^{-+}_c(\omega)$.

Refiriéndonos a la figura 4 se muestran varias formas de onda 400 para generar una forma de onda de CBOC 402 que tiene una densidad espectral de potencia con términos espectrales cruzados sustancialmente cero que generalmente surgen cuando se combina una forma de onda de una primera BOC (n, m) 404 y una forma de onda de una segunda BOC (k, m) 406. En la realización ilustrada, la primera BOC de la forma de onda 404 es una BOC (1, 1). Sin embargo, se puede apreciar que bien se podrían usar igualmente otras formas de onda de BOC. La forma de onda de la segunda BOC 406 es una BOC (5, 1). Sin embargo, de nuevo se apreciará que se pueden usar otras formas de onda de BOC para realizar las realizaciones de la presente invención tal como, por ejemplo, las descritas en los documentos técnicos referenciados anteriormente y la solicitud de patente internacional. Las realizaciones de la invención no se limitan a la BOC (1, 1) o la BOC (5, 1). En los siguientes ejemplos, se usará la BOC (6, 1) en lugar de la BOC (5, 1).

La figura 4 comprende varias líneas de puntos 408 a 416 que representan puntos pre-determinables de las formas de onda 404 y 406. Se puede apreciar, solo para propósitos de ilustración, que las líneas de puntos 408 a 416 se muestran situadas en el punto medio de los segmentos de BOC. Se puede apreciar que la transición hacia negativo dentro del primer segmento, el segmento n, es coincidente con una transición hacia negativo dentro del primer periodo de segmento de la segunda forma de onda de BOC 406. Para los propósitos de la presente solicitud, tal alineamiento y concordancia de las transiciones de las formas de onda de BOC 404 y 406 en puntos pre-determinables, esto es, los puntos centrales en la presente realización, es tal que las formas de onda se dice que están en fase o que tienen el mismo estado de fase o condición. Por lo tanto, una transición hacia negativo de la forma de onda de la primera BOC 404 que coincide con una transición hacia negativo de la forma de onda de la segunda BOC 406 se dice que están en fase o que tienen un estado de fase o condición (-, -). Lo inverso también es cierto, esto es, las transiciones hacia positivo coincidentes también se dice que están en fase o que tienen un estado de fase o condición (+, +). Debería observarse para los propósitos de la presente solicitud que los estados (+, +) y (-, -) son sustancialmente idénticos. La concordancia entre una transición hacia positivo de la forma de onda de la primera BOC 404 y una transición hacia negativo de la forma de onda de la segunda BOC 406 es tal que las formas de onda de BOC primera y segunda 404, y 406 se dice que están fuera de fase o en contrafase. La condición o estado de fase correspondiente es de (+, -). Lo inverso también es cierto, esto es, una transición hacia negativo de la forma de onda de la primera BOC 404 y una transición hacia positivo de la forma de onda de la segunda BOC 406 se dicen que tienen una condición o estado de fase (-, +) y las formas de onda de las BOC primera y segunda 404 y 406 se dice que están fuera de fase o en contrafase. Se puede apreciar a partir de la realización ilustrada que ninguna de las formas de onda de BOC para los periodos de segmento ilustrados está fuera de fase. Todas tienen un estado de fase (+, +). Los expertos en la técnica reconocerán que el equivalente de tales cambios de fase desde (+, +) a (-, -) y desde (+, -) a (-, +) también pueden ocurrir como resultado de cambios en el estado de código de difusión 420 o el estado de símbolos de datos 422.

La combinación aditiva de las formas de onda de BOC primera y segunda 404 y 406 daría claramente como resultado para la presente invención la forma de onda 308 mostrada en la figura 3. Sin embargo, las señales de acuerdo con una primera realización de la presente invención están dispuestas de modo que los términos espectrales cruzados del espectro de potencia de la suma de las formas de onda de BOC primera 404 y segunda 406 para un número determinado de periodos de segmentos se cancelan o se promedian asegurando que los términos espectrales cruzados del espectro de potencia de la suma de las formas de onda de BOC primera 404 y segunda de un periodo de segmento posterior son complementarios, esto es, tienen fases dispuestas para al menos reducir los efectos, y preferiblemente cancelar sustancialmente por entero, los primeros términos espectrales cruzados. Esto se consigue asegurando que las formas de onda de BOC primera 404 y segunda 406 del periodo de

segmento posterior tienen la condición o estado de fase opuesto a la condición o estado de fase de las formas de onda de BOC 404 y 406 de un periodo de segmento anterior.

5 Esto se consigue en la realización ilustrada procesando la segunda forma de onda de BOC 406 de modo que resulta la forma de onda mostrada en 418. Refiriéndonos a la forma de onda de BOC modificada 418 y la forma de onda de la primera BOC 404, se puede apreciar que las condiciones o estados de fase alternan entre en fase, esto es, (+, +) y fuera de fase o contrafase, esto es (+, -). Por lo tanto, la combinación de la forma de onda de la primera BOC 404 y la forma de onda de la segunda BOC modificada 418 produce la forma de onda de BOC compuesta 402 con una densidad espectral de potencia deseable. La densidad espectral de potencia de la CBOC no contiene términos espectrales cruzados con relación a la forma de onda de la primera BOC 404 y la forma de onda de la segunda BOC 406. Por lo tanto, se puede apreciar que la densidad espectral de potencia de la forma de onda de CBOC 402 corresponde sustancialmente a la de una señal MBOC.

15 En general, siempre que, en promedio, las porciones en fase de las formas de onda de BOC primera 404 y segunda 406 estén equilibradas por un número igual o correspondiente de porciones fuera de fase de las formas de onda de BOC primera 404 y segunda 406, debería ser una contribución del producto cruzado neto cero para la densidad espectral de potencia.

20 La figura 5 muestra un sistema esquemático 500 para producir una señal BOC compuesta 502 de acuerdo con la técnica anterior. Un par de formas de onda de BOC 504 y 506, la BOC (n, m) y la BOC (k, m), opcionalmente escaladas, a través de los escaladores 508 y 510, antes de combinarse, se combinan usando un sumador 512. Se usa un multiplicador 514 para combinar la sub-portadora de BOC 502 (CBOC) con un código de difusión 516. Las contribuciones de potencia del par de formas de onda de BOC se controlan por los escaladores 508 y 510 usando los coeficientes γ y $(1 - \gamma)$.

25 Refiriéndonos a la figura 6, se muestra un sistema esquemático 600 para producir una forma de onda de CBOC o forma de onda de modulación de símbolos de difusión de acuerdo con una realización de la presente invención. El sistema 600 comprende un par de generadores de formas de onda de BOC 602 y 604 para producir las formas de onda de BOC respectivas, BOC (n, m) 606 y BOC (k, m) 608. Opcionalmente, las formas de onda 606 y 608 se escalan, a través de los escaladores 610 y 612 o algunos medios apropiados, de acuerdo con las contribuciones de potencia deseada de las formas de onda de BOC 606 y 608 para la forma de onda compuesta 614, esto es, para la forma de onda de CBOC 614.

30 La inversión o cambio de la condición o estado de fase de las formas de onda de BOC 606 y 608 se controla por la selección apropiada de los coeficientes α y β junto con los multiplicadores respectivos 616 y 618 y los generadores 620 y 622. Se apreciará que el sistema 600 ilustrado representa el caso general. En la práctica, solo una de las formas de onda de BOC se invertirá en cualquier momento y por consiguiente, el primer coeficiente, α , por ejemplo, generalmente se puede fijar o ajustar a + 1. Las formas de onda de BOC 624 y 626 que tienen fases seleccionadas se combinan a través del sumador 628 para producir la forma de onda de CBOC 614.

40 Típicamente, la forma de onda de CBOC 614 se multiplica, a través de un multiplicador 630, con una forma de onda de difusión 632 producida a través de un generador de formas de onda de difusión 634. El generador de códigos de difusión 634 se controla por un oscilador o generador de la tasa de segmentación de código 636. Se pueden realizar realizaciones de la presente invención en las que al menos uno de los generadores de α y β sean sensibles a la tasa de segmentación del reloj del generador de código 638 o múltiplos del mismo.

50 Refiriéndonos a la figura 7, se muestra un sistema esquemático 700 para la producción de una forma de onda de CBOC o una forma de onda de modulación de símbolos de difusión de acuerdo con una realización de la presente invención. El sistema es sustancialmente similar al descrito con referencia a la figura 6, pero para una inversión de fase o condición / estado de fase que está controlado por las épocas de código / formas de onda de difusión o que es sensible a las mismas. El sistema 700 comprende un par de generadores de formas de onda de BOC 702 y 704 para producir las formas de onda de BOC respectivas, BOC (n, m) 706 y BOC (k, m) 708. Opcionalmente, las formas de onda 706 y 708 se escalan, a través de los escaladores 710 y 712 o algunos medios apropiados, de acuerdo con las contribuciones de potencia deseadas de las formas de onda de BOC 706 Y 708 para la forma de onda compuesta 714, esto es, para la forma de onda de CBOC 714.

60 La inversión o cambio del estado de fase o condición de las formas de onda de BOC 706 y 706 se controla por la selección apropiada de los coeficientes α y β junto con los multiplicadores respectivos 716 y 718 y los generadores 720 y 722. Se apreciará que el sistema 700 ilustrado representa el caso general. En la práctica, solo una de las formas de onda de BOC se invertirá en cualquier momento y, por consiguiente, por ejemplo, el primer coeficiente α , generalmente se puede fijar o ajustar a + 1. Las formas de onda de BOC 724 y 626 que tienen fases seleccionadas se combinan a través del sumador 728 para producir la forma de onda de CBOC 714. Típicamente, la forma de onda de CBOC 714 se multiplica, a través de un multiplicador 730, con un código de difusión 732 producido a través de un generador de códigos de difusión 734. El generador de códigos de difusión 734 se controla por un oscilador 736. El código de difusión tiene una pluralidad asociada de épocas espaciadas regularmente 738. El signo de β , que es $\{+1, -1\}$ se cambia al comienzo de cada periodo de código, esto es, cada época, o periodo de segmento de código. La

duración de los estados de β corresponde a la duración de un elemento de código o segmento. Sin embargo, se pueden realizar realizaciones en las que la fase de la alternancia de signo se puede fijar que ocurra en otro momento distinto que al comienzo de cada periodo de código. Además, se pueden realizar realizaciones en las que el estado de β cambia a múltiplos o fracciones del periodo de código.

5 Refiriéndonos a la figura 8 se representa un sistema esquemático 800 para generar una forma de onda de CBOC de acuerdo con una realización de la presente invención. El sistema 800 es el sistema lineal equivalente al representado en la figura 7, y descrito con referencia a la misma. Las dos formas de onda de BOC 802 y 804 se generan a través de los generadores de formas de onda de BOC respectivos 806 y 808. Las formas de onda 802 y 10 804 opcionalmente se escalan, a través de los escaladores 810 y 812, de acuerdo con las contribuciones de potencia respectivas a la forma de onda de CBOC 814. Las formas de onda de BOC escaladas 816 y 818 se multiplican, a través de los multiplicadores respectivos 820 y 822 por los coeficientes α y β de acuerdo con los estados de fase o las fases relativas deseadas sobre al menos un segmento actual, u otro intervalo, en comparación con una condición o estado de fase de las formas de onda de BOC sobre un segmento anterior u otro intervalo. Las 15 formas de onda resultantes 824 y 826 se multiplican, a través de los multiplicadores 828 y 830, difundiendo las formas de onda 832 y 834 generadas por los generadores de formas de onda de difusión respectivos 836 y 838. La forma de onda de CBOC 814 se produce sumando las formas de onda 840 y 842 usando un mezclador 844.

20 Se debería observar que se puede realizar una segunda realización preferida entendiendo que la combinación del generador de códigos de difusión 838 y el generador de β se pueden reemplazar por un nuevo generador de códigos de difusión que produce la secuencia B, en oposición a la secuencia A. Por consiguiente, la combinación del coeficiente β , el multiplicador 822, el generador de las formas de onda de difusión 838 y el multiplicador 830 se puede reemplazar por un generador de códigos de difusión correspondiente 846 como se muestra en la figura 8. Esto requiere que las formas de onda de difusión producidas por los generadores de códigos de difusión primero y 25 segundo 836 y 846 sean formas de onda aleatorias sustancialmente independientes estadísticamente de modo que, en promedio, el número de estados de fase (+, +) y (-, -) estén equilibrados por el número de estados de fase (+, -) y (-, +). Si se requiere alguna proporción de los términos espectrales cruzados, entonces los estados de fase (+, +) y (-, -) no necesitan equilibrar el número de los estados de fase (+, -) y (-, +). La proporción deseada de los términos espectrales cruzados está influenciada por el nivel de desequilibrio.

30 Refiriéndonos a la figura 9, se muestra un sistema esquemático 900 para producir una forma de onda de modulación de símbolos de difusión de acuerdo con una realización de la presente invención. El sistema es sustancialmente similar al descrito con referencia a la figura 6, pero para una inversión de fase o condición / estado de fase controlados por el periodo de símbolos de datos o múltiplos o fracciones del mismo, o que es sensible al mismo. El sistema 900 comprende un par de generadores de formas de onda de BOC 902 y 904 para producir las formas de 35 onda de BOC respectivas, BOC (n, m) 906 y BOC (k, m) 908.

Opcionalmente, las formas de onda 906 y 908 se escalan, a través de los escaladores 910 y 912 o algunos medios apropiados, de acuerdo con las contribuciones de potencia deseadas de las formas de onda de BOC 906 y 908 para 40 la forma de onda compuesta 914, esto es, para la forma de onda de modulación de símbolos de difusión 914.

La inversión o cambio de estado de fase o condición de las formas de onda de BOC 906 y 908 se controla por la selección apropiada de los coeficientes α y β junto con los multiplicadores respectivos 916 y 918 y los generadores 920 y 922. Se apreciará que el sistema 900 ilustrado representa el caso general. En la práctica, solo una de las 45 formas de onda de BOC se invertirá en cualquier momento y, por consiguiente, por ejemplo, el primer coeficiente, α , generalmente se puede fijar o ajustar a + 1. Las formas de onda de BOC, que han seleccionado o determinado las fases 924 y 926 se combinan a través de un sumador 928 para producir la forma de onda de CBOC 914. Típicamente, la forma de onda de CBOC 914 se multiplica, a través de un multiplicador 930, con un código de difusión 932 producido a través del generador de códigos de difusión 934. El generador de códigos de difusión 934 se controla por un oscilador 936. El signo de β , esto es $\{+1, -1\}$, se cambia cada periodo de símbolo de datos o 50 múltiplos o fracciones del mismo.

La combinación resultante de formas de onda de la forma de onda de CBOC 914 y la forma de onda de difusión 932 se multiplica por una señal de datos 940 usando un multiplicador 942 para producir una combinación de la forma de 55 onda de CBOC, la señal de código de difusión y la señal de datos.

Se puede apreciar que se pueden realizar realizaciones que emplean una secuencia de código separada para la modulación de símbolos de difusión de la BOC (n, m) y la BOC (k, m). La duración de la secuencia de código es idéntica para las dos modulaciones de símbolos de difusión en ese ejemplo pero esto no es necesario. Por ejemplo, 60 se pueden realizar realizaciones en las que uno de los generadores de códigos de difusión tiene un periodo que es un múltiplo del periodo de otro generador de códigos de difusión. Además, se pueden realizar realizaciones en las que las longitudes de las secuencias de código de difusión no tienen una relación de número racional. Los códigos de difusión normalmente se seleccionan de la misma familia pero esto tampoco es necesario. Para causar que el espectro promedio exhiba términos espectrales cruzados sustancialmente cero, los dos códigos deberían tener características de secuencias aleatorias independientes de modo que su correlación cruzada mutua (en un desplazamiento de tiempo cero) sea sustancialmente cero. Esto es cierto también para las realizaciones descritas 65

con referencia a las figuras 6 a 8. El tiempo promedio para el espectro para las realizaciones descritas con referencia a la figura 9 es la duración de la secuencia de código. Si los dos generadores de código tienen longitudes de secuencia diferentes, entonces generalmente se puede encontrar un tiempo de promedio adecuado. En el límite, este sería una duración tal que ambas secuencias hayan vuelto a sus posiciones de comienzo respectivas (teniendo una longitud de secuencia que es el menor común múltiplo de los divisores de las longitudes de secuencia individuales). Sin embargo, generalmente se pueden obtener resultados sustancialmente aceptables para intervalos más cortos que el mayor múltiplo común de las 2 secuencias de código.

Se pueden realizar realizaciones en las que se usan una señal de módulo variable y envolventes de señal constantes. Se apreciará que cualesquiera restricciones que se dirijan a conservar la magnitud unitaria o constante de $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ no se necesitan aplicar si se desea una envolvente de la señal de módulo variable o si es aceptable.

La Figura 11 muestra una realización de un receptor 1100 adaptado para procesar las señales que surgen de la transmisión de señales portadoras desplazadas binarias multiplexadas. Las señales transmitidas desde cada uno de los satélites en la constelación visible se reciben en una antena 1102, y se procesan en un procesador de RF 1104, que amplifica, filtra y cambia la frecuencia de las señales como se conoce en la técnica anterior. La salida 1106 del procesador de RF se conecta a un digitalizador 1108 que produce muestras de señal recibidas digitalizadas 1110.

Las muestras de señal recibidas digitalizadas 1110 se aplican en la realización ejemplar a un procesador de correlación 1112 que correlaciona las muestras de señal recibidas digitalizadas 1110 con un grupo de señales de réplica 1114, producidas por un generador de señales de réplica 1116, en un banco de correlación 1118. La forma específica de las señales de réplica 1114 depende del tipo de señales que se reciben y la opción elegida para el procesamiento posterior. Por ejemplo, para la señal de Portadora Desplazada Binaria Combinada, conocida como CBOC, se puede usar una señal de réplica multi-nivel combinando una señal portadora residual, una señal de código y la modulación de sub-portadora binaria. El código y la modulación de sub-portadora binaria se proporcionan en las formas de indicación pronto, muy pronto, tarde y muy tarde y con las versiones de la señal portadora que están en ambas relaciones de, en fase y en cuadratura con un oscilador de referencia de la portadora de recepción (no mostrado) que forma parte del generador de réplicas de señal, 1104.

Preferentemente, también están incluidos en el generador de señales de réplica 1116, además del generador de réplica de portadora, un generador de réplicas de código y un generador de réplicas de sub-portadora. Las salidas de los elementos individuales del generador de réplicas se combinan para formar dicha señal portadora desplazada binaria compuesta.

En un aspecto separado de la invención, se puede realizar una realización de una señal portadora desplazada binaria compuesta como una señal multiplexada en el tiempo por lo que se transmiten partes separadas de la modulación en una secuencia de tiempo. Una realización de tal señal tiene dos porciones de una forma de onda de modulación multinivel transmitidas en una secuencia de tiempo específica. Las realizaciones específicas de tales señales se muestran en la figura 12, donde cada una de las señales tiene dos componentes de la forma de onda de modulación multinivel. La primera de las formas de onda de réplica 1202 es un símbolo de difusión terciario que consiste de los niveles 0, +1, 0, -1, 0 en secuencia. Hay 3 símbolos de difusión ilustrados en la forma de onda 1202 que representan los elementos de código +1, +1, -1. Las líneas discontinuas verticales indican las fronteras entre los elementos de código separados. La segunda forma de onda 1204 es ilustrativa de un símbolo de difusión de 5 niveles que tiene los niveles 0, +1, +2, +1, 0, -1, -2, -1, 0 para cada uno de los símbolos de difusión. Las asignaciones de elementos de código son idénticas que las de 1202. La tercera forma de onda 1206 en la figura 12 representa una versión multiplexada en el tiempo de la segunda forma de onda de símbolos de difusión 1204. En la tercera forma de onda 1206, los primeros 2 elementos de código se muestran como formas de onda terciarias y son representativos de las componentes {+1, 0, -1} en la forma de onda 1202. El tercer elemento de código en la tercera forma de onda 1206 es representativo de los niveles exteriores de la forma de onda 1204 en {+2, -2} pero se transmiten después de los dos primeros elementos de código en la posición del tercer elemento de código y con una asignación del elemento de código -1. La cuarta forma de onda 1208 en la figura 12 es una réplica basada en la multiplexación en el tiempo de dos señales Portadoras Desplazadas Binarias, BOC (n, m) y BOC (k, 1). Los 2 primeros elementos se ilustran con un símbolo de difusión de BOC (1, 1) mientras que los dos elementos de código posteriores se ilustran como un símbolo de difusión de BOC (2, 2). Las asignaciones de códigos para los elementos de código 3 y 4 son -1 y +1 respectivamente. La duración del elemento de código no es la misma para cada componente en la forma de onda 1208, a la tasa de $m \times 1,023$ MHz y $1 \times 1,023$ MHz mientras que las componentes de la sub-portadora están a diferentes desplazamientos de la señal portadora de $n \times 1,023$ MHz y $k \times 1,023$ MHz respectivamente. Una señal de réplica ejemplar se forma con estas partes ocupando diferentes segmentos de tiempo no solapantes de la forma de onda transmitida. La forma de onda de réplica sigue un formato idéntico en una realización.

Las realizaciones alternativas emplean el mismo formato general de receptor de la figura 11, pero dividen las componentes de la señal de modo que se transportan a través de conexiones separadas al procesador de correlación 1112, y el banco de dispositivos de correlación 1116. En una realización, las componentes de la señal de réplica se generan continuamente y se bloquean en el tiempo de modo que el generador de señales de réplica 1116 solo tiene salidas de señal en los instantes correspondientes a los que son apropiados para cada una de las

componentes. Estas señales pueden ser binarias, terciarias o tener algún otro número de niveles de amplitud dependiendo de la complejidad del formato de la señal transmitida. La etapa de procesamiento adicional en el generador de señal que convierte las señales continuas en el tiempo de generación al formato de salida requerido usa una puerta de tiempo que permite el paso de la señal en el momento que se requiere e impide el paso hacia la salida en caso contrario.

En una realización alternativa, las señales pueden tener la puerta de tiempo eliminada, de modo que las componentes de señal están continuamente disponibles a la entrada del procesador de correlación. El funcionamiento de un receptor que usa las versiones de réplica continua de la señal compuesta puede tener un funcionamiento sub-óptimo pero pueden ofrecer ahorros en la complejidad del receptor.

Las realizaciones anteriores se han descrito con referencia a canales I y Q que tienen las mismas tasas de segmentación. Sin embargo, las realizaciones no están limitadas a tales disposiciones. Se pueden realizar realizaciones en las que se usan diferentes tasas de segmentación.

Aunque las realizaciones de la presente invención se han descrito con referencia a las frecuencias L1 y L2, las realizaciones no están limitadas a tales disposiciones. Se pueden realizar realizaciones en las que se pueden usar otras frecuencias o bandas de frecuencia de acuerdo con los requisitos del sistema que usa la invención. Por ejemplo, la banda L inferior (es decir E5a y E5b), la central (es decir E6) y la banda L superior (es decir E2 - L1 - E1) también se pueden beneficiar de las realizaciones de la presente invención. Se apreciará que tales realizaciones pueden usar señales que tienen al menos tres componentes en lugar de las dos componentes descritas anteriormente.

Además, las realizaciones de la presente invención se han descrito con referencia a la BOC normalizada. Sin embargo un experto en la materia apreciará que las realizaciones también se pueden realizar usando una BOC Alternativa.

Además, se apreciará que se pueden realizar realizaciones en las que el número de mitades de ciclos de una sub-portadora por segmento de un código pueden ser al menos uno de, un múltiplo entero impar, par, o un múltiplo no entero del segmento, esto es una relación de número racional entre el número de mitades de ciclos de sub-portadora y la duración del segmento.

Las realizaciones de la presente invención descritas anteriormente se han centrado en el lado de transmisión de la invención, esto es, en la generación, modulación y transmisión de señales tales como, por ejemplo las formas de onda de modulación de símbolos de difusión, señales compuestas, señales de BOC compuestas, y códigos de fluctuación combinados con una sub-portadora o sub-portadoras y similares. Sin embargo, un experto en la materia apreciará que se requieren un sistema inverso, método, aparato y receptor para recibir y procesar las señales. Una vez que un experto en la materia ha diseñado un sistema para la generación y transmisión de tales señales, el diseño de un receptor apropiado es meramente el inverso de las operaciones de transmisión. Por lo tanto, las realizaciones de la presente invención también se refieren a sistemas, métodos, aparatos y receptores para el procesamiento de señales tales como las descritas anteriormente.

Aunque en las matemáticas anteriores relativas a las realizaciones anteriores los superíndices "*sen*" y "*cos*" se han usado expresamente en algunos casos tales como, por ejemplo, las ecuaciones (3) y (3-1), se apreciará por los expertos en la técnica que son igualmente aplicables a los términos que no los usan expresamente. También se apreciará que se pueden realizar realizaciones en las que los superíndices "*sen*" y "*cos*" están intercambiados.

Las realizaciones anteriores se han descrito con referencia a la combinación aditiva de los componentes de BOC. Las realizaciones no se limitan a tales disposiciones. Se pueden realizar realizaciones en las que se usa alguna otra forma de combinación. Por ejemplo se puede usar la combinación multiplicativa como una alternativa. Una alternativa adicional a una combinación aditiva o multiplicativa puede ser una salida desde una red lógica que procesa varias entradas de BOC para producir una salida compuesta, que puede ser una salida binaria o multinivel.

Aunque las realizaciones anteriores se han descrito con referencia a la salida de al menos uno de los generadores de α y β que son de una forma de onda cuadrada, las realizaciones no se limitan a los mismos. Por ejemplo, el generador β puede estar formado por la combinación del generador de códigos de difusión A en combinación con al menos un generador de códigos de difusión adicional C.

Las realizaciones anteriores se han descrito con códigos de difusión de la misma longitud. Sin embargo, las realizaciones no están limitadas a los mismos. Por ejemplo, se pueden realizar realizaciones en las que uno de los generadores de códigos de difusión tiene un periodo que es un múltiplo o sub-múltiplo del periodo de código de difusión de otro generador de códigos de difusión. Además, se pueden realizar realizaciones en las que las longitudes de las secuencias de los códigos de difusión no tienen una relación de número racional. Por ejemplo, las longitudes de las secuencias de códigos de difusión pueden ser número primos, productos de números primos o múltiplos de los mismos.

Se apreciará que las realizaciones anteriores se han descrito sin expresar las relaciones de fase entre las formas de onda de modulación de los símbolos de difusión. Se pueden realizar realizaciones en las que, en un caso ejemplar en el que hay dos modulaciones de símbolos de difusión que forman una forma de onda de BOC compuesta (CBOC), las dos formas de onda de símbolos de difusión tienen una relación de fase en cuadratura o alguna otra relación de fase "fuera de fase".

5

REIVINDICACIONES

1. Un método de reducción de los términos espectrales cruzados de una forma de onda de difusión para una señal de navegación, comprendiendo el método la etapa de generar las porciones primera y segunda sucesivas temporalmente de la forma de onda de difusión; representando la primera porción una combinación aditiva, en el dominio del tiempo, de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) que tienen un primer estado de fase y representando la segunda porción una combinación aditiva, en el dominio del tiempo, de las segundas porciones respectivas de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418); estando **caracterizada** dicha combinación aditiva de las segundas porciones respectivas por tener un segundo estado de fase que es opuesto al primer estado de fase; donde las duraciones de dichas primeras porciones respectivas y dichas segundas porciones respectivas son de un segmento y los estados de fase que se definen bien como en fase, en el caso de un alineamiento y concordancia de la transición de las porciones de señales de BOC primera y segunda, o en contrafase en el caso de un alineamiento y discordancia de la transición de las porciones de señal de BOC primera y segunda en un punto predeterminado en las porciones (418).
2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1 que comprende la etapa de determinación de las primeras porciones respectivas de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418) para tener dicho primer estado de fase de acuerdo con las transiciones predeterminadas (408...416) de porciones respectivas actuales de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418).
3. Un método de acuerdo con la reivindicación 2 en el que las transiciones predeterminadas (408...416) de al menos las porciones respectivas actuales de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) son las mismas.
4. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores en el que al menos las porciones respectivas actuales de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418) comprenden un número predeterminado de segmentos de las señales de BOC primera (404) y segunda (418).
5. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores en el que las primeras porciones respectivas de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418) comprenden un número predeterminado de segmentos de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) que se extienden sobre un periodo de una señal de difusión (402/422).
6. Un método de acuerdo con la reivindicación 1 donde dicha forma de onda de difusión es una forma de onda de CBOC, teniendo la forma de onda de CBOC una densidad espectral de potencia predeterminada que comprende términos espectrales cruzados reducidos de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) promediadas sobre al menos dichas porciones respectivas primera y segunda, correspondiendo dichas porciones respectivas primera y segunda a los intervalos de tiempo respectivos de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados (segmento n, segmento n+1); comprendiendo el método las etapas de disponer los estados de fase de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) sobre un intervalo de tiempo predeterminado posterior (segmento n+1) de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados (segmento n; segmento n + 1) que serán complementarios a los estados de fase de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) sobre un intervalo de tiempo actual predeterminado (segmento n) de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados (segmento n; segmento n+1).
7. Un método de acuerdo con la reivindicación 6 en el que la disposición es tal que se generan al menos los términos espectrales cruzados complementarios primero y segundo de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) sobre los al menos dos intervalos de tiempo predeterminados (segmento n; segmento n+1).
8. Un método de acuerdo con la reivindicación 7 en el que la densidad espectral de potencia predeterminada que comprende términos espectrales cruzados al menos reducidos de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) promediadas sobre al menos dos intervalos de tiempo predeterminados (segmento n; segmento n+ 1) comprende términos espectrales cruzados sustancialmente cero de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) promediadas sobre al menos dos intervalos de tiempo predeterminados (segmento n; segmento n+1).
9. Un método de acuerdo con la reivindicación 1 en el que dicha combinación aditiva de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera y segunda son porciones multiplexadas en el tiempo de las señales de BOC primera y segunda y en el que la combinación aditiva de las segundas porciones respectivas de las señales de BOC primera y segunda son porciones multiplexadas en el tiempo de las señales de BOC primera y segunda.
10. Un generador de señal (600) para producir una forma de onda de difusión para una señal de navegación; que tiene términos espectrales cruzados reducidos; comprendiendo el generador de señal medios para generar las porciones primera y segunda de la señal sucesivas temporalmente; representado la primera porción una combinación aditiva, en el dominio del tiempo, de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) que tienen un primer estado de fase y representando la segunda porción una combinación

- aditiva, en el dominio del tiempo, de las segundas porciones respectivas de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418); estando **caracterizada** dicha combinación aditiva de las segundas porciones respectivas por tener un segundo estado de fase que es opuesto al primer estado de fase; donde las duraciones de dichas primeras porciones respectivas y dichas segundas porciones respectivas son de un segmento y los estados de fase se definen bien como en fase, en el caso de una alineación y concordancia de la transición de las porciones de señal de BOC primera y segunda, o en contrafase en el caso de una alineación y discordancia de la transición de las porciones de señal de BOC primera y segunda en un punto predeterminado en las porciones (418).
11. Un generador de señal de acuerdo con la reivindicación 10 que comprende medios para determinar las primeras porciones respectivas actuales de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418) que tienen dicho primer estado de fase de acuerdo con las transiciones predeterminadas de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera (404) y segunda (418).
12. Un generador de señal de acuerdo con la reivindicación 11 en el que las transiciones predeterminadas de las primeras porciones respectivas de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418) son las mismas.
13. Un generador de señal de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12 en el que las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) comprenden un número predeterminado de segmentos de las señales de BOC primera (404) y segunda (418).
14. Un generador de señal de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 10 a 13 en el que las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) comprenden un número de segmentos predeterminados de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) que se extienden sobre un periodo de una señal de difusión.
15. Un generador de señal de acuerdo con la reivindicación 10 para generar una forma de onda de CBOC a partir de las señales de BOC primera (404) y segunda (418), teniendo la forma de onda de CBOC una densidad de potencia espectral predeterminada que comprende términos espectrales cruzados reducidos de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) promediadas sobre al menos dichas porciones respectivas primera y segunda; correspondiendo dichas porciones respectivas primera y segunda a intervalos de tiempo respectivos de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados; comprendiendo el generador medios para disponer los estados de fase de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) sobre un intervalo de tiempo predeterminado posterior de los al menos dos intervalos de tiempo predeterminados para que sean complementarios a los estados de fase de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) sobre un intervalo de tiempo predeterminado de al menos dos intervalos de tiempo predeterminados.
16. Un generador de señal de acuerdo con la reivindicación 15 en el que el medio para disponer es tal que se generan al menos los términos espectrales cruzados complementarios primero y segundo de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) sobre los al menos dos intervalos de tiempo predeterminados.
17. Un generador de señal de acuerdo con la reivindicación 16 en el que la densidad espectral de potencia predeterminada que comprende términos espectrales cruzados reducidos de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) promediadas sobre al menos dos intervalos de tiempo predeterminados comprende términos espectrales cruzados sustancialmente cero de las densidades espectrales de potencia de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) promediadas sobre al menos dos intervalos de tiempo predeterminados.
18. Un generador de señal de acuerdo con la reivindicación 10 en el que dicha combinación aditiva de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera y segunda son porciones multiplexadas en el tiempo de las señales de BOC primera y segunda y en el que la combinación aditiva de las segundas porciones respectivas de las señales de BOC primera y segunda son porciones multiplexadas en el tiempo de las señales de BOC primera y segunda.
19. Una forma de onda de difusión de la señal de navegación que tiene términos espectrales cruzados reducidos; comprendiendo la forma de onda de difusión al menos porciones primeras y segundas sucesivas temporalmente; representando la primera porción una combinación aditiva, en el dominio del tiempo de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera (404) y segunda (418) que tienen un primer estado de fase y representando la segunda porción una combinación aditiva, en el dominio del tiempo, de las segundas porciones respectivas de dichas señales de BOC primera (404) y segunda (418), estando dicha combinación aditiva de las segundas porciones respectivas **caracterizada por** tener un segundo estado de fase que es opuesto al primer estado de fase; donde las duraciones de dichas primeras porciones respectivas y dichas segundas porciones respectivas son de un segmento y estando definidos los estados de fase bien como en fase, en el caso de un alineamiento y concordancia de la transición de las porciones de la señal BOC primera y segunda, o en contrafase en el caso de un alineamiento y discordancia de la transición de las porciones de señal de BOC primera y segunda en un punto predeterminado en las porciones (418).

20. Una forma de onda de difusión para una señal de navegación de acuerdo con la reivindicación 19, en la que dicha combinación aditiva de las primeras porciones respectivas de las señales de BOC primera y segunda son porciones multiplexadas en el tiempo de las señales de BOC primera y segunda y en la que la combinación aditiva de las segundas porciones respectivas de las señales de BOC primera y segunda son porciones multiplexadas en el tiempo de las señales de BOC primera y segunda.
- 5
21. Un programa de ordenador que comprende instrucciones ejecutables dispuestas, cuando se ejecutan, para implementar un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9.
- 10 22. Almacenamiento legible por una máquina que almacena un programa de acuerdo con la reivindicación 21.

Figura 1

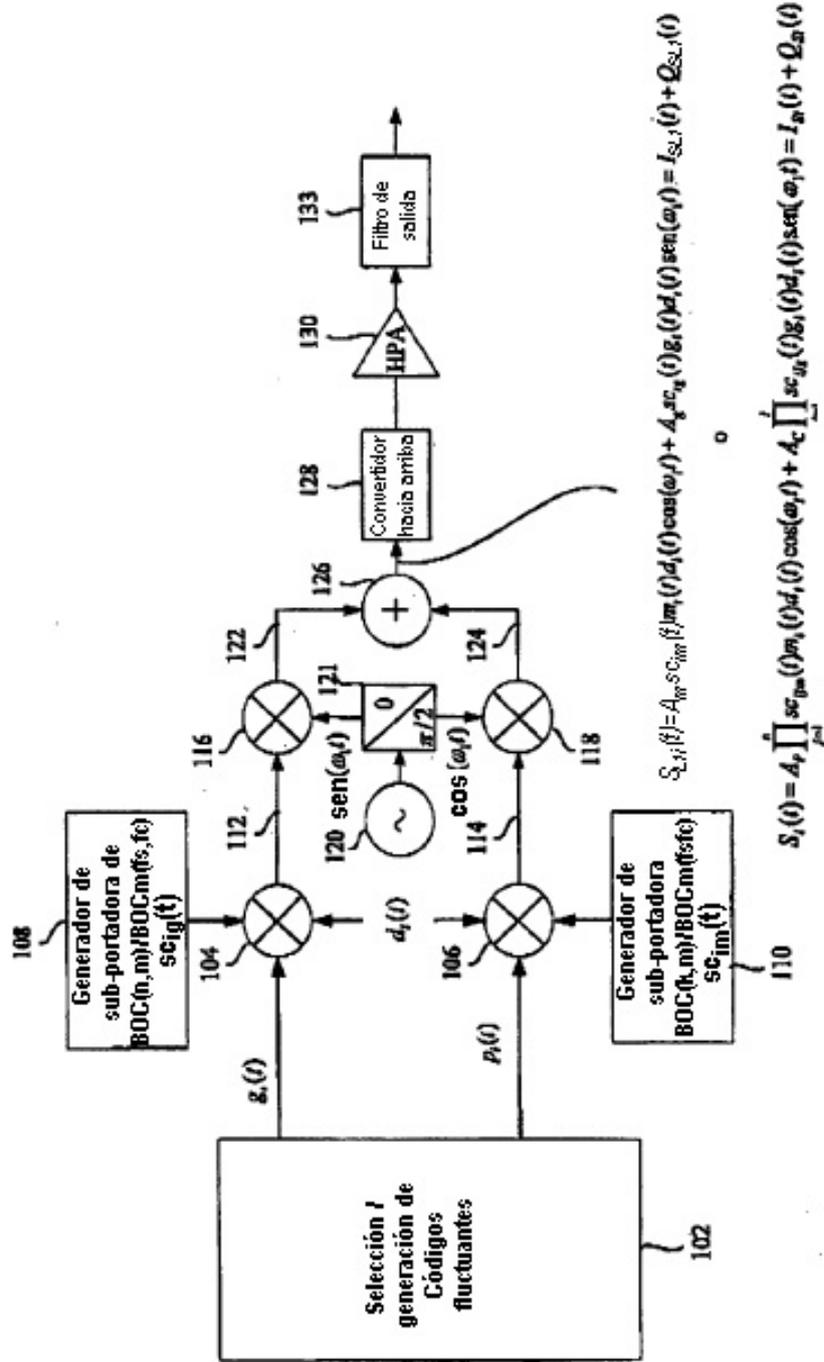
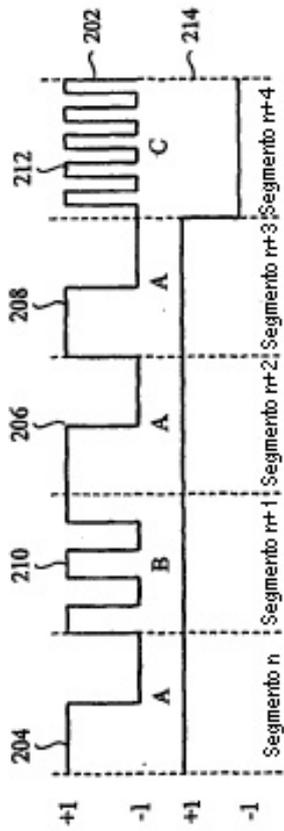
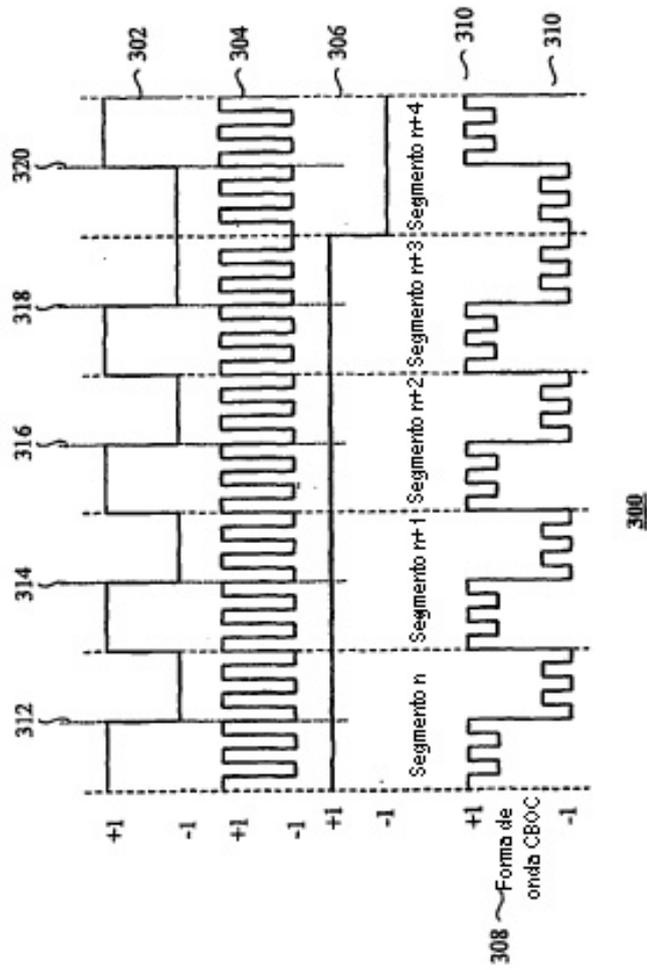


Figura 2



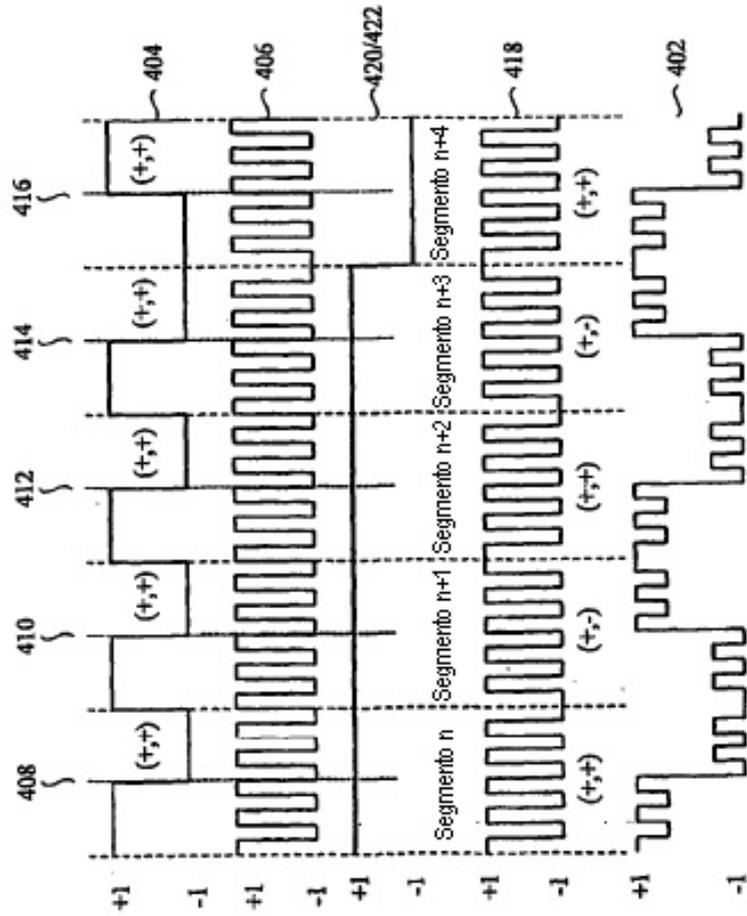
200

Figura 3



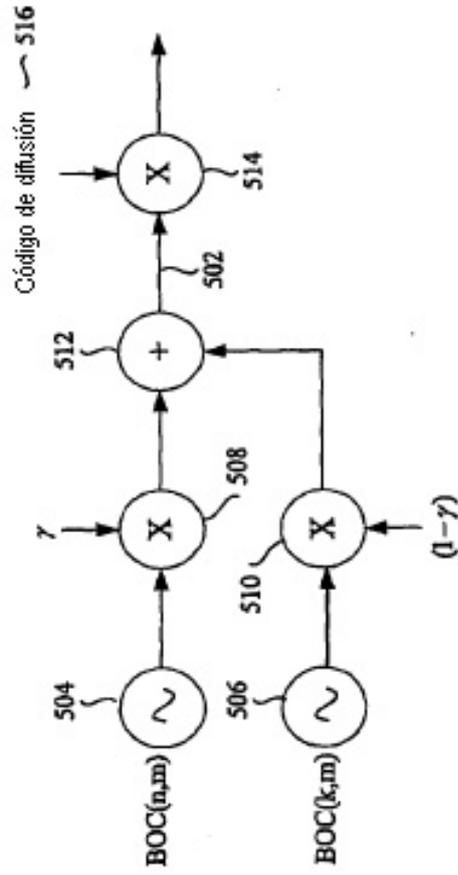
300

Figura 4



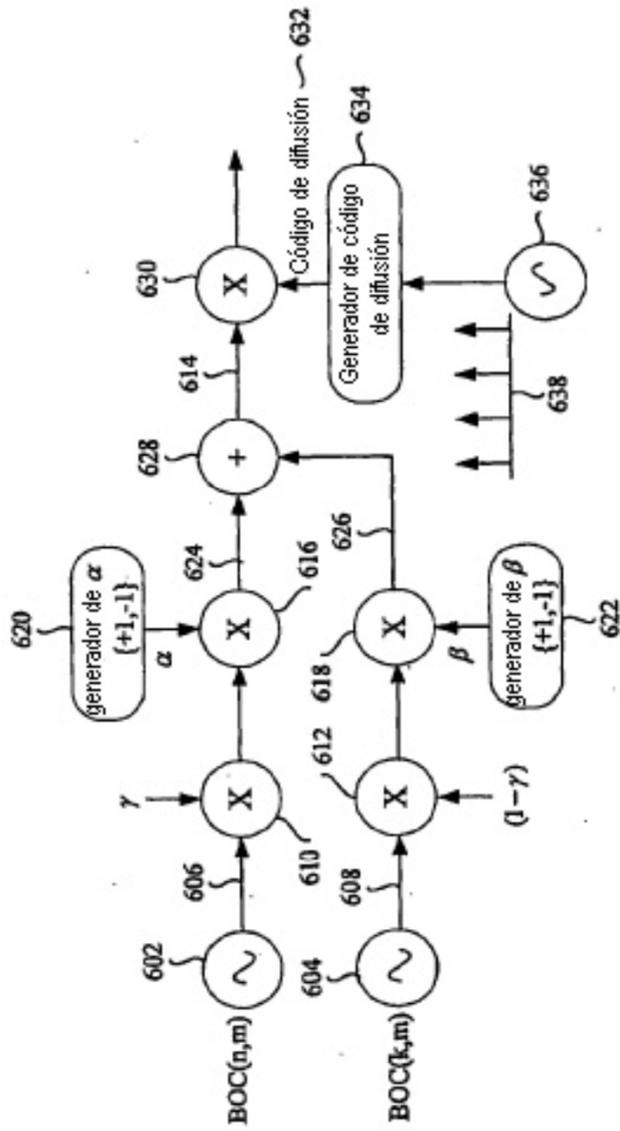
400

Figura 5



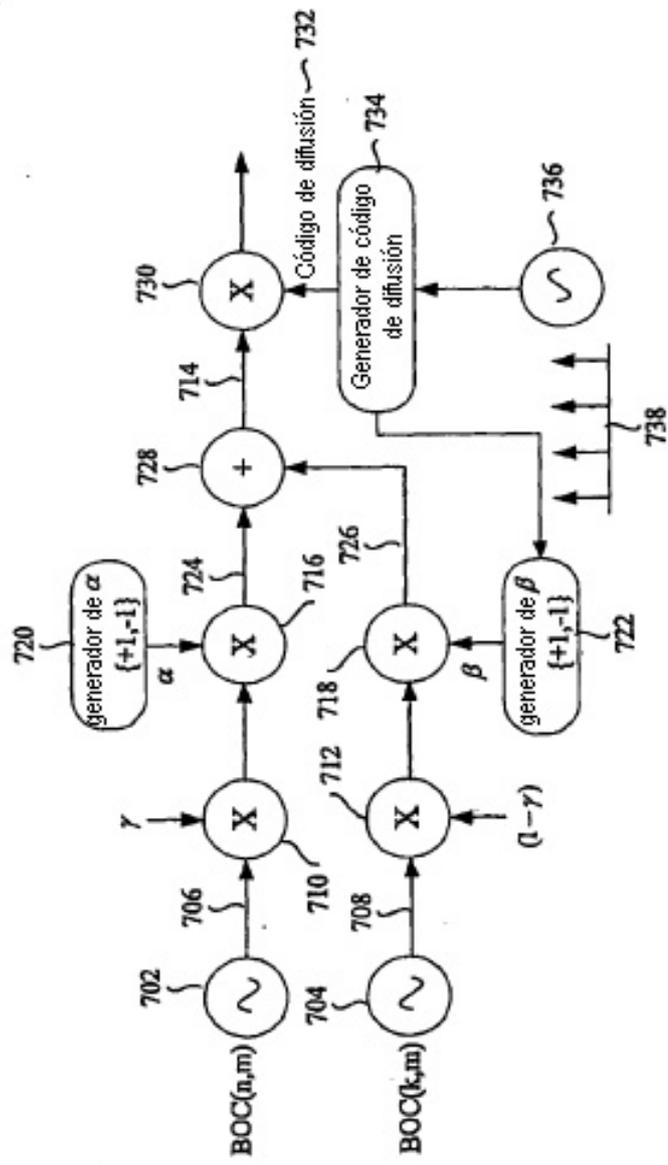
500

Figura 6



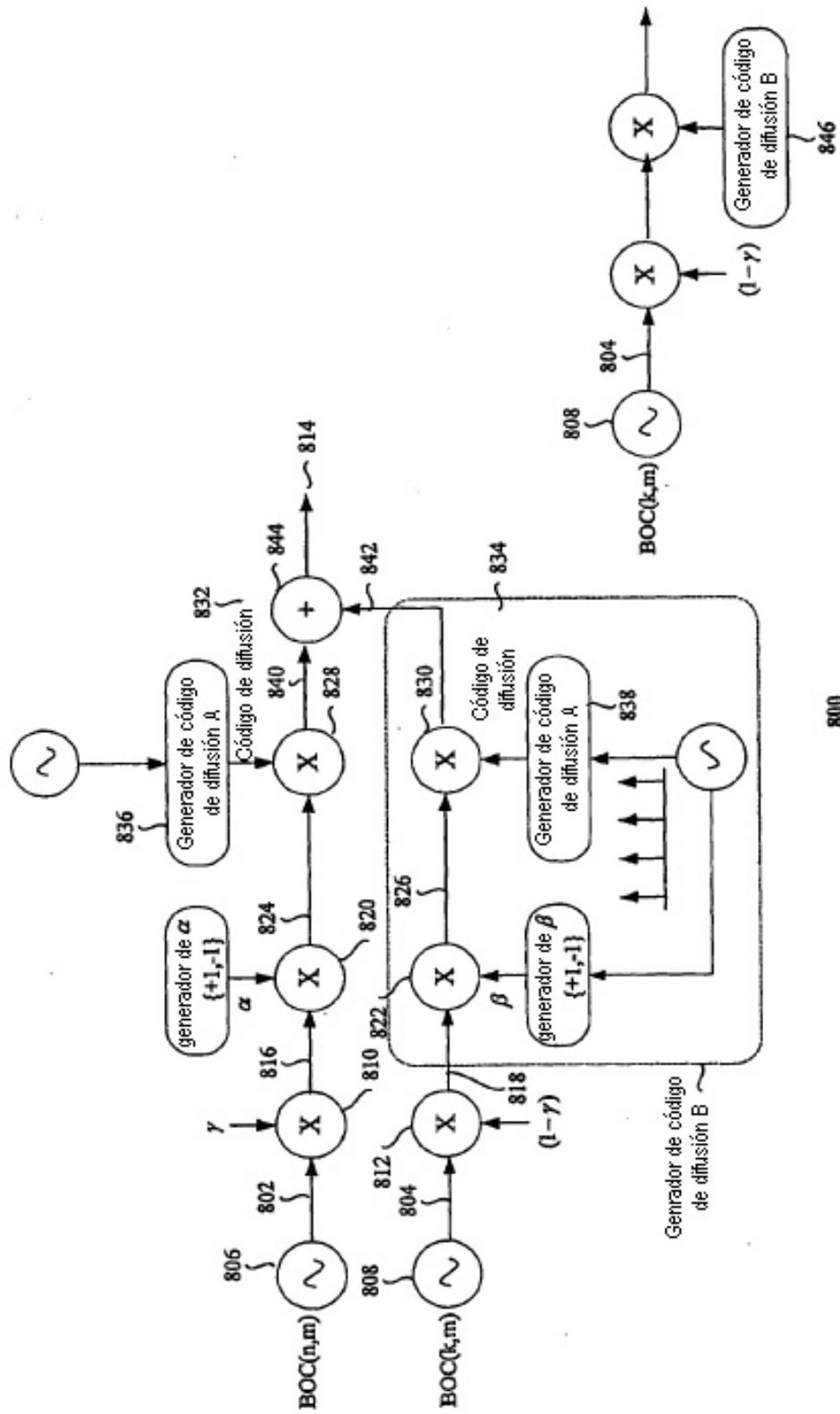
600

Figura 7



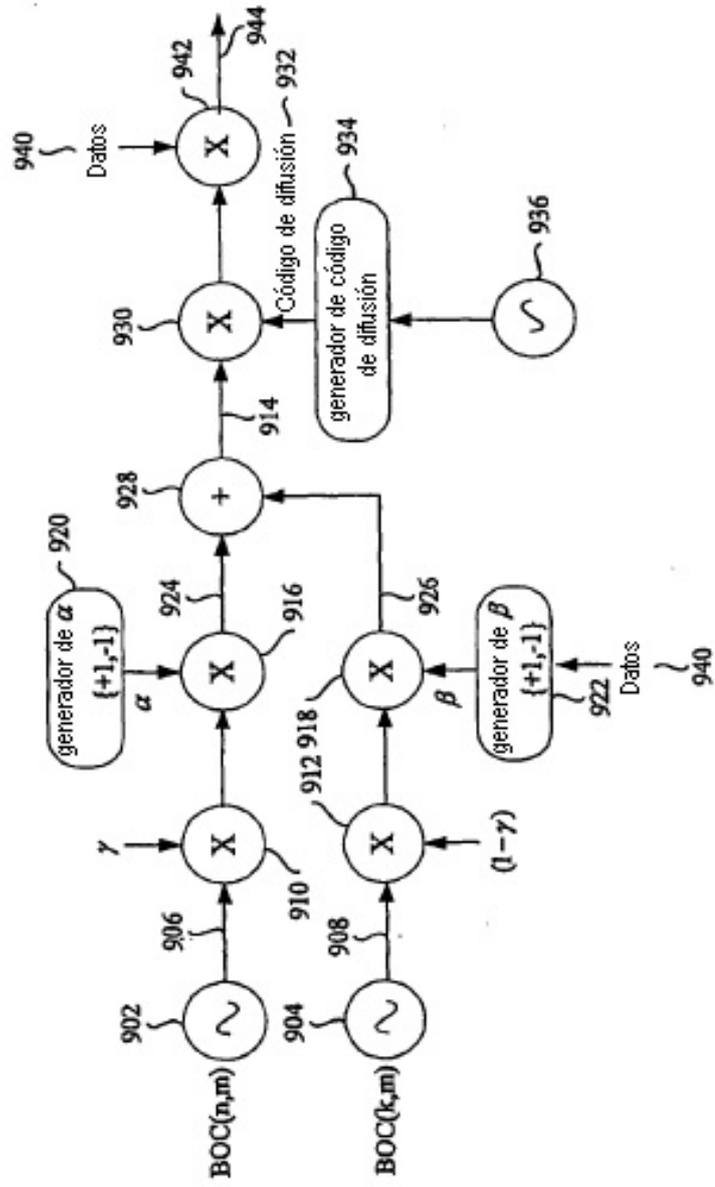
200

Figura 8



800

Figura 9



200

Figura 11

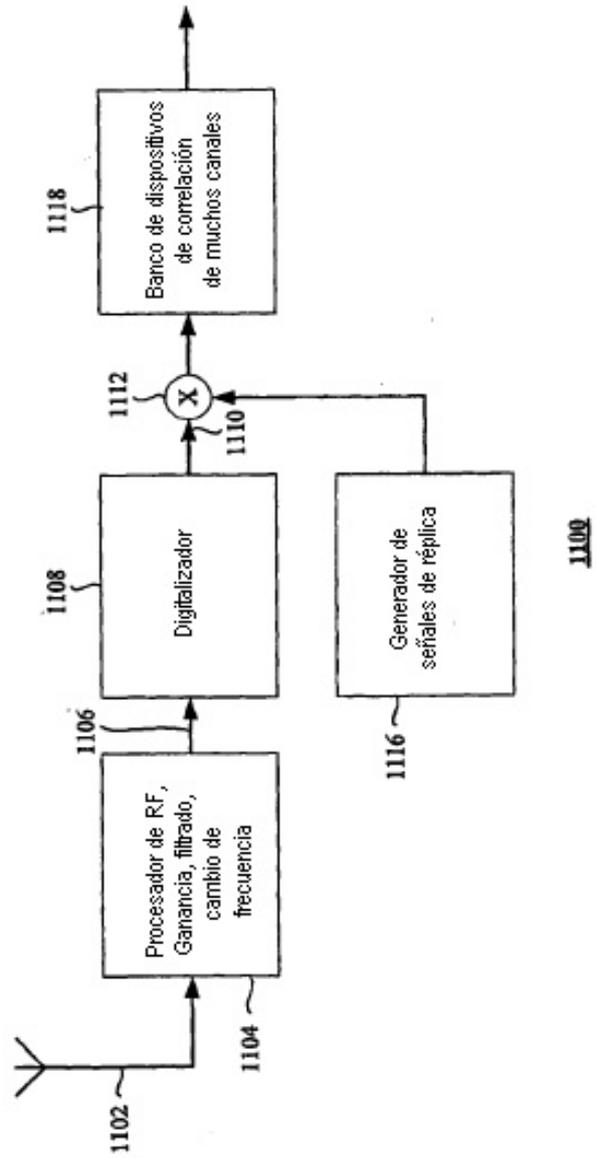


Figura 12

