



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 305 824**

51 Int. Cl.:  
**H04L 27/06** (2006.01)  
**G01S 1/04** (2006.01)  
**H04L 27/22** (2006.01)  
**H04B 1/707** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **04764895 .1**  
86 Fecha de presentación : **07.09.2004**  
87 Número de publicación de la solicitud: **1787445**  
87 Fecha de publicación de la solicitud: **23.05.2007**

54 Título: **Método y dispositivo para demodular señales portadoras de desplazamiento binario alterno de galileo (AltBOC).**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**01.11.2008**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**01.11.2008**

73 Titular/es: **EUROPEAN SPACE AGENCY**  
**8-10, rue Mario-Nikis**  
**F-75738 Paris Cédex 15, FR**

72 Inventor/es: **De Wilde, Wim;**  
**Sleewaegen, Jean-Marie y**  
**Seco Granados, Gonzalo**

74 Agente: **Gil Vega, Víctor**

ES 2 305 824 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

Método y dispositivo para demodular señales portadoras de desplazamiento binario alterno de galileo (AltBOC).

5 **Campo y antecedentes de la invención**

En general, la presente invención se refiere a receptores de Sistemas de Navegación por Satélite de Cobertura Global (GNSS, "Global Navigation Satellite System") y, en concreto, a los receptores que operan con señales portadoras de desplazamiento binario alterno de Galileo por satélite (AltBOC).

10 Los receptores de sistemas de navegación por satélite de cobertura global (GNSS), tales como los receptores Galileo, determinan su posición global en base a las señales recibidas desde satélites GNSS en órbita. Los satélites GNSS transmiten las señales empleando al menos una portadora, estando cada portadora modulada por al menos un código pseudoaleatorio binario (PRN), que consiste en una secuencia aparentemente aleatoria de unos y ceros que se repiten de forma periódica. Los unos y ceros del código PRN se denominan "chips de código" y las transiciones en el código que van de uno a cero o de cero a uno, que se producen en "tiempos de chip de código", se denominan "transiciones de chips de código". Cada satélite GNSS utiliza un único código PRN y, por tanto, un receptor GNSS puede asociar una señal recibida a un satélite concreto determinando qué código PRN está incluido en la señal.

20 El receptor GNSS calcula la diferencia entre el tiempo que tarda un satélite en transmitir su señal y el tiempo que tarda el receptor en recibirla. El receptor calcula después la distancia o "seudo-rango" desde el satélite en base a la diferencia de tiempos asociados. Empleando pseudo-rangos de al menos cuatro satélites el receptor determina su posición global.

25 Para determinar la diferencia de tiempos, el receptor GNSS sincroniza un código PRN generado localmente con el código PRN de la señal recibida mediante la alineación de los chips de código de cada uno de los códigos. El receptor GNSS determina después cuánto se ha desplazado en el tiempo el código generado localmente a partir de la sincronización conocida del código PRN del satélite en el momento de la transmisión y calcula el pseudo-rango asociado. Cuánto más precisa sea la alineación del receptor GNSS del código PRN generado localmente con el código PRN de la señal recibida, el receptor GNSS determinará de forma más exacta la diferencia de tiempos asociados y el pseudorango y, con ello, su posición global.

35 Las operaciones de sincronización de códigos incluyen la adquisición del código PRN del satélite y el seguimiento del código. Para adquirir el código PRN, normalmente el receptor GNSS realiza una serie de medidas de correlación separadas en el tiempo mediante un chip de código. Después de la adquisición, el receptor GNSS realiza un seguimiento del código recibido. Generalmente se realizan medidas de correlación "avance minus retardo", es decir medidas de la diferencia entre (i) una medida de correlación asociada al código PRN de la señal recibida y una versión inicial del código PRN generado localmente, y (ii) una medida de correlación asociada al código PRN de la señal recibida y una versión posterior del código PRN local. El receptor GNSS emplea después las medidas avance minus retardo en un bucle de bloqueo de retardo (DLL), lo cual produce una señal de error que es proporcional a la desalineación entre los códigos PRN local y recibido. La señal de error se utiliza a su vez para controlar el generador de códigos PRN, que básicamente desplaza el código PRN local para minimizar la señal de error DLL.

45 Normalmente, el receptor GNSS también alinea la portadora del satélite con una portadora local empleando medidas de correlación asociadas a una versión puntual del código PRN local. Para ello, el receptor utiliza un bucle de bloqueo de fase de rastreo de portadora (PLL).

50 La Comisión Europea y la Agencia Espacial Europea (ESA) están desarrollando un GNSS conocido como Galileo. Los satélites Galileo transmitirán dos señales en la banda E5a (1.176,45 MHz) y dos señales en la banda E5b (1.207,14 MHz) en forma de una señal compuesta con una frecuencia central de 1.191,795 MHz y con un ancho de banda de al menos 70 MHz, utilizando una modulación AltBOC. La generación de la señal AltBOC se describe en el documento de la Galileo Signal Task Force de la Comisión Europea, "Status of Galileo Frequency and Signal Design", G.W. Hein, J. Godet, J.L. Issler, J.C. Martin, P. Erhard, R. Lucas-Rodríguez y T. Pratt, 25-09-2002, publicado en la dirección de correo electrónico siguiente: [http://europa.eu.int/comm/dgs/energy\\_transport/galileo/documents/technical\\_en.htm](http://europa.eu.int/comm/dgs/energy_transport/galileo/documents/technical_en.htm). Al igual que los satélites GPS, cada satélite Galileo transmite códigos PRN únicos y así un receptor Galileo puede asociar una señal recibida a un satélite determinado. Por tanto, el receptor Galileo determina los pseudo-rangos correspondientes en base a la diferencia entre el tiempo que tarda el satélite en transmitir las señales y del tiempo que tarda el receptor en recibir las señales AltBOC.

60 Una portadora de desplazamiento lineal estándar (LOC) modula una señal de dominio temporal mediante una onda sinusoidal  $\sin(\omega_0 t)$ , que desplaza la frecuencia de la señal tanto a una banda lateral superior como a una banda lateral inferior correspondiente. La modulación BOC lleva a cabo el desplazamiento de frecuencia empleando una onda cuadrada, o señal  $\sin(\omega_0 t)$ , y se denomina normalmente  $\text{BOC}(f_s, f_c)$ , donde  $f_s$  es la frecuencia subportadora (onda cuadrada) y  $f_c$  es la frecuencia de bits redundantes de difusión. Normalmente, los factores de 1,023 MHz se omiten de la notación por motivos de claridad, con lo que una modulación BOC (15,345 MHz, 10,23 MHz) se denomina BOC (15,10).

## ES 2 305 824 T3

La modulación de una señal de dominio temporal mediante un exponencial complejo  $e^{i\omega_0 t}$  desplaza la frecuencia de la señal sólo a la banda lateral superior. La finalidad de la modulación AltBOC es generar de forma coherente las bandas E5a y E5b, que son moduladas respectivamente por exponenciales complejos, o subportadoras, de manera que las señales pueden ser recibidas como una “señal de tipo BOC” de banda ancha. Cada banda E5a y E5b tiene asociada

5 códigos de difusión en-fase (I) y en cuadratura (Q), o PRN, a los códigos E5a desplazados a la banda lateral inferior y los códigos E5b desplazados a la banda lateral superior. Las portadoras en cuadratura E5a y E5b correspondientes son moduladas mediante señales piloto sin datos y las portadoras en fase correspondientes son moduladas mediante

10 La modulación AltBOC ofrece la ventaja de que las señales E5a (I y Q) y E5b (I y Q) pueden procesarse de manera independiente de la misma forma que las señales BPSK (10) tradicionales (señales Binary Phase-Shift Keying) o de forma conjunta, dando como resultado un rendimiento extraordinario en lo que se refiere al rastreo del ruido y las multitrayectorias.

15 Para calcular el principio de demodulación de la modulación AltBOC es suficiente aproximar la señal AltBOC de la banda base a su equivalente AltLOC (Alternate Linear Offset Carrier):

$$20 \quad s(t) = d_1(t) \cdot c_1(t) e^{i\omega_s t} + d_2(t) \cdot c_2(t) e^{-i\omega_s t} + c_3(t) \cdot e^{i(\omega_s t + \pi/2)} + c_4(t) \cdot e^{-i(\omega_s t - \pi/2)}$$

(1)

25 donde:

- $c_1(t)$  es el código PRN del componente de datos E5b (E5bI) y  $d_1(t)$  es la correspondiente modulación de bits;
  - 30 -  $c_2(t)$  es el código PRN del componente de datos E5a (E5aI) y  $d_2(t)$  es la correspondiente modulación de bits;
  - $c_3(t)$  es el código PRN del componente piloto E5b (E5bQ);
  - 35 -  $c_4(t)$  es el código PRN del componente piloto E5a (E5aQ);
  - los factores exponenciales representan la modulación de subportadora de E5a y E5b;
  - $\omega_s$  es la pulsación de desplazamiento de banda lateral:  $\omega_s = 2\pi f_s$ , con  $f_s = 15,345$  MHz.
- 40

En realidad,  $s(t)$  contiene términos de producto adicionales y los exponenciales de subportadora están cuantificados. Este efecto no será incluido de manera explícita en las ecuaciones por motivos de claridad.  $s(t)$  se modula en la portadora E5 a 1.191,795 MHz.

45 Las mayoría de las publicaciones previas presentan AltBOC desde una perspectiva de carga útil del satélite, es decir, desde el punto de vista de un transmisor. Hasta ahora, el procesamiento del lado del receptor ha recibido muy poca atención.

La publicación “Comparison of AWGN Code Tracking Accuracy for Alternative BOC, Complex-LOC and Complex BOC Modulation Options in Galileo E5-Band”, M. Soellner and Ph. Erhard, GNSS 2003, abril 2003, describe el principio de una arquitectura de receptor AltBOC para el seguimiento del componente piloto AltBOC, como se muestra en la Figura 1.

50

En la Figura 1, el receptor AltBOC recibe a través de una antena 1 una señal que incluye códigos compuestos AltBOC transmitidos por todos los satélites que están a la vista. La señal recibida se aplica en una fase RF/IF 2 que, de forma convencional, transforma la señal RF recibida en una señal IF de frecuencia intermedia que tiene una frecuencia compatible con los otros componentes del receptor, filtra la señal IF a través de un filtro de paso banda IF, con un paso banda en la frecuencia portadora central deseada, y muestrea la señal IF filtrada a una velocidad que satisface el teorema de Nyquist a fin de producir las muestras de señal en fase (I) y en cuadratura (Q) digitales correspondientes de forma conocida. El ancho de banda del filtro debe ser lo suficientemente ancho como para permitir el paso del armónico primario del código piloto compuesto AltBOC, o de aproximadamente 51 MHz. La amplitud del ancho de banda da como resultado transiciones de chips de código de forma relativa en el código recibido y, por tanto, picos de correlación bastante bien definidos.

60

65 El receptor AltBOC comprende un oscilador de portadora local 4, por ejemplo del tipo NCO (Numerically Controlled Oscillator - Oscilador Controlado Numéricamente), sincronizado con la frecuencia IF para generar un ángulo de rotación de fase en M bits, que se aplica a un rotador de fase 3 que recibe las muestras de la señal IF en N bits.

## ES 2 305 824 T3

Las muestras de señal con rotación de fase en N bits suministradas por el rotador se aplican a tres correlacionadores complejos, comprendiendo cada uno un multiplicador de señal 10, 11, 12 y un integrador 13, 14, 15. Los integradores suman las muestras de señal recibidas durante un tiempo de integración  $T_{int}$  predefinido.

5 El receptor AltBOC comprende también otro oscilador local 5 del tipo NCO sincronizado con la velocidad de código de bits redundante  $f_c$  y que dirige un generador de códigos AltBOC complejo 6 para generar localmente códigos piloto PRN complejos para un satélite dado. Los códigos piloto generados atraviesan una línea de demora multi-bit 7 que comprende tres células E, P, L, las cuales producen, respectivamente, réplicas de inicio, inmediatez y retardo de los códigos PRN locales, que se aplican a una entrada de los multiplicadores 10, 11, 12 respectivamente.

10 Entonces, las señales  $C_E$ ,  $C_P$  y  $C_L$  enviadas por los integradores 13, 14, 15 se utilizan para generar una fase portadora y señales de error de código, empleándose para controlar los osciladores NCO 4, 5.

15 El generador de códigos AltBOC 6 presenta el inconveniente de ser complejo y multi-bit. Esto es, produce una versión cuantificada de la señal de banda base Alt-LOC (suponiendo que sólo se rastrea el componente piloto) de la siguiente manera:

$$20 \quad c_3(t) \cdot e^{-i(\omega_s t + \pi/2)} + c_4(t) \cdot e^{i(\omega_s t - \pi/2)} \quad (2)$$

25 Producir tal señal de banda base compleja resulta incómodo. La arquitectura mostrada en la Figura 1 también implica que todos los operadores (línea de demora, multiplicadores e integradores) operan sobre números complejos multi-bit.

### Sumario de la invención

30 Un objeto de la presente invención es proporcionar un método y un dispositivo simplificados para la demodulación de señales Galileo.

35 Este objeto se consigue mediante un método para demodular señales portadoras de desplazamiento binario alterno comprendiendo como mínimo dos subportadoras, cada una con un componente en fase y un componente en cuadratura modulados mediante códigos pseudoaleatorios, donde los componentes en cuadratura están modulados mediante señales piloto sin datos, y los componentes en fase están modulados mediante señales de datos, comprendiendo dicho método las etapas de:

- 40 - convertir las señales portadoras de desplazamiento binario alterno en una frecuencia intermedia, filtrar con un filtro de paso banda las señales transformadas y muestrear las señales filtradas,
- generar una fase portadora y someter a una rotación de fase de portadora las señales muestreadas mediante dicha fase de portadora, y
- 45 - establecer una correlación entre las señales muestreadas rotadas.

Según la invención, este método también comprende las etapas de generar para cada subportadora códigos binarios pseudoaleatorios y una fase subportadora, los cuales se emplean para correlacionar las señales muestreadas rotadas.

50 Según una realización preferente de la invención, el método comprende además una etapa de traducir dichos códigos pseudoaleatorios de dichas subportadoras en ángulos de fase, que se combinan respectivamente con las fases de subportadora para obtener los ángulos de fase resultantes para cada subportadora, dichos ángulos de fase resultantes están desfasados para obtener como mínimo un ángulo de fase inicial, inmediato y al menos un ángulo de fase de retardo para cada subportadora, comprendiendo dicha etapa de correlación las fases de someter a una rotación de fase tales señales muestreadas rotadas mediante los citados ángulos de fase inicial, inmediato y de retardo de cada subportadora, a fin de obtener réplicas de inicio, inmediatas y de retardo de dichas señales muestreadas para cada subportadora, e integrar respectivamente las réplicas de inicio, inmediatas y de retardo para cada subportadora durante un periodo de tiempo predefinido.

60 Según una realización preferente de la invención, el método comprende además una etapa de rotación de fase de dichas señales muestradas rotadas mediante las fases de subportadora, a fin de obtener señales muestreadas rotadas de fase para cada subportadora antes de establecer una correlación entre dichas señales muestreadas rotadas.

65 Según una realización preferente de la invención, el método además comprende una etapa de desplazamiento de bits de dichos códigos pseudoaleatorios para obtener como mínimo un código pseudoaleatorio de inicio, inmediato y de retardo, comprendiendo dicha etapa de correlación las fases de combinar las señales muestreadas rotadas de fase para cada subportadora con dichos códigos pseudoaleatorios de inicio, inmediato y de retardo, e integrar las señales resultantes durante un periodo de tiempo predefinido, a fin de obtener señales de correlación de inicio, inmediatas y de

## ES 2 305 824 T3

retardo para cada subportadora, comprendiendo además dicho método una etapa de post-correlación de baja velocidad que comprende las etapas de rotar de fase las señales de correlación de inicio y de retardo de cada subportadora, respectivamente mediante ángulos de fase constantes opuestos, y sumar respectivamente las señales de correlación de inicio así obtenidas de dichas subportadoras, las señales de correlación inmediatas de dichas subportadoras y las  
5 señales de correlación de retardo obtenidas de dichas subportadoras, con el fin de obtener las señales de correlación de inicio, inmediatas y de retardo resultantes respectivamente.

Según una realización preferente de la invención, el método también comprende una etapa de determinar una frecuencia combinada portadora y subportadora para cada subportadora, combinándose las etapas de rotación de fase  
10 mediante dichas fase de portadora y dichas fases de subportadora en una única etapa de rotación para cada subportadora, empleando dichas frecuencias portadora y subportadora.

Según una realización preferente de la invención, dicha etapa de correlación comprende las fases de combinar  
15 dichas señales muestreadas rotadas de fase para cada subportadora, respectivamente, con los códigos pseudoaleatorios de tales subportadoras y de integrar durante un periodo de tiempo predeterminado las señales resultantes, a fin de obtener una señal de correlación para cada subportadora.

Según una realización preferente de la invención, el método además comprende una etapa de post-correlación de baja velocidad que comprende las fases de combinar las señales de correlación para dichas subportadoras, a fin  
20 de obtener una señal de correlación inmediata utilizada como una entrada de una unidad de discriminación PLL que condiciona un oscilador que controla dicha etapa de rotación de la portadora y una señal de correlación de inicio minus retardo empleada como una entrada de una unidad de discriminación DLL que condiciona un oscilador que controla dicha generación de códigos y dicha generación de fases de subportadoras.

Según una realización preferente de la invención, la señal de correlación inicio minus retardo se obtiene a partir de  
25 las señales de correlación para dichas subportadoras E5a, E5b mediante la siguiente fórmula:

$$C_{E5,EmL} = i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$$

Según una realización preferente de la invención, la discriminación DLL es del tipo de discriminación de potencia  
35 de producto escalar y desarrolla la siguiente operación:

$$D = \text{Real}[C_{E5,EmL} \cdot C_{E5,0}^*],$$

40 donde Real() es una función que devuelve la parte real de un número complejo,

empleándose la señal D para dirigir el oscilador que controla dicha generación de códigos y dicha generación de fase de subportadora.

45 Según una realización preferente de la invención, la discriminación DLL desarrolla la siguiente operación:

$$C_{E5,EmL} = i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$$

50 donde Imag() es una función que devuelve la parte imaginaria de un número complejo.

55 La invención también se refiere a un dispositivo para demodular señales portadoras de desplazamiento binario alterno que comprende como mínimo dos subportadoras teniendo cada una un componente en fase y un componente en cuadratura modulados por códigos pseudoaleatorios, donde los componentes en cuadratura están modulados por señales piloto sin datos y los componentes en fase están modulados por señales de datos. Según la invención, este dispositivo comprende medios para implementar el método definido anteriormente.

### 60 Breve descripción de las figuras

La invención se comprenderá con más facilidad y se pondrán de manifiesto otras características y ventajas de la invención en la siguiente descripción y con referencia a las figuras que se acompañan.

65 Figura 1: diagrama de bloques funcional de un canal demodulador AltBOC correspondiente al estado de la técnica.

## ES 2 305 824 T3

Figura 2: representa la curva de una función de correlación de componente único para demodular cada componente de una señal AltBOC.

Figura 3: diagrama de Fresnel de las funciones de correlación de componente único E5aQ y E5bQ.

Figura 4: representa la curva de una función del pico de correlación combinada que combina las funciones de correlación de componente individual E5aQ y E5bQ.

Figura 5: diagrama de bloques funcional de un canal demodulador AltBOC según una primera realización de la presente invención.

Figura 6: diagrama de bloques funcional de un canal demodulador AltBOC según una segunda realización de la presente invención.

Figura 7: diagrama de bloques funcional de un demodulador AltBOC con dos canales tal como se muestra en la Figura 6.

Figura 8: diagrama de bloques funcional de un demodulador AltBOC de dos canales según una tercera realización de la presente invención.

Figura 9: diagrama de Fresnel de las funciones de correlación de componente individual E5aQ y E5bQ obtenidas con el demodulador AltBOC de la Figura 8.

Figura 10: diagrama de bloques funcional de una primera realización de un receptor que comprende el demodulador AltBOC de la Figura 8.

Figura 11: diagrama de bloques funcional de una segunda realización de un receptor que comprende el demodulador AltBOC de la Figura 8.

Figuras 12 y 13: diagramas de bloques funcionales de una tercera y una cuarta realización de un receptor AltBOC derivado del receptor de la Figura 11.

### Descripción detallada de las realizaciones preferentes

A continuación se detallan las características principales de la invención. Según el principio de demodulación AltBOC, el canal piloto está formado por la combinación de las señales E5aQ y E5bQ. La señal piloto AltBOC está compuesta por los componentes  $c_3$  y  $c_4$ :

$$s_p(t) = c_3(t) \cdot e^{i(\omega_s t + \pi/2)} + c_4(t) \cdot e^{-i(\omega_s t - \pi/2)} \quad (3)$$

donde  $\omega_s$  es la pulsación de desplazamiento de banda lateral:  $\omega_s = 2\pi f_s$ , con  $f_s = 15,345$  MHz.

En principio, cada componente podría demodularse mediante la correlación de  $s_p(t)$  con la secuencia de chips de código, secuencia  $c_i$ , multiplicada por el conjugado complejo de la exponencial de la subportadora correspondiente, por ejemplo para hacer un seguimiento del componente  $c_3(t)$  el receptor debe correlacionarse con  $c_3(t) \cdot e^{-i(\omega_s t + \pi/2)}$ . La función de correlación correspondiente  $C_{E5bQ}(\tau)$  puede calcularse fácilmente (suponiendo un ancho de banda infinito):

$$C_{E5bQ}(\tau) = \int_{T_{\text{int}}} c_3(t) \cdot e^{i(\omega_s t + \pi/2)} \cdot c_3(t - \tau) \cdot e^{-i(\omega_s(t - \tau) + \pi/2)} dt \quad (4)$$

$$\propto \text{triángulo}(\tau) \cdot e^{i\omega_s \tau}$$

donde:

- el signo “ $\propto$ ” significa “proporcional a”;

$$\propto \text{triángulo}(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau| & |\tau| < T_c \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

- $\tau$  es el retraso entre la señal de entrada y el código local y las réplicas de subportadora,
- $T_{\text{int}}$  es el tiempo de integración; y
- $T_c$  es la longitud de chip en unidades de tiempo.

Las variaciones de la señal  $C_{E5b}(\tau)$  como una función del error de seguimiento de código se muestran en la Figura 2. Las curvas 17 y 18 son las componentes real (I) e imaginario (Q) de esta función respectivamente, mientras que la curva 16 es la magnitud. Se puede observar que es una función compleja de  $\tau$ : si el código local y las réplicas de subportadora se desalinean, la energía se desplaza de la rama I a la Q. No se puede hacer un seguimiento de tal pico de correlación mientras que las desalineaciones de código y de portadora no estén claramente separadas: cualquier desalineación de código deriva en un error de seguimiento de la fase portadora. Debido a que el bucle de portadora es normalmente mucho más rápido que el de código, la energía tenderá a cero en la rama Q, dando como resultado que el bucle de código describa un pico de correlación pura BPSK.

La información adicional necesaria para aplicar el principio BOC es el hecho de que la otra banda lateral se transmite de forma coherente a una distancia de frecuencia de exactamente  $2f_s = \omega_s/\pi$ . La función de correlación  $C_{E5aQ}(\tau)$  viene dada por la correlación entre  $\text{sp}(t)$  y  $c_4(t) \cdot e^{i(\omega_s t - \pi/2)}$ :

$$C_{E5aQ}(\tau) = \int_{T_{\text{int}}} c_4(t) \cdot e^{-i(\omega_s t - \pi/2)} \cdot c_4(t - \tau) \cdot e^{i(\omega_s(t - \tau) - \pi/2)} dt \quad (5)$$

$$\propto \text{triángulo}(\tau) \cdot e^{-i\omega_s \tau}$$

Un diagrama de Fresnel como el de la Figura 3 proporciona una visión intuitiva de las correlaciones complejas  $C_{E5aQ}(\tau)$  y  $C_{E5bQ}(\tau)$ . En este diagrama las dos correlaciones se representan como vectores en el plano I,Q. A medida que aumenta el retraso de código  $\tau$ ,  $C_{E5bQ}(\tau)$  y  $C_{E5aQ}(\tau)$  rotan con un ángulo  $+\omega_s \tau$  y  $-\omega_s \tau$  respectivamente y su amplitud disminuye de acuerdo con la función triángulo, llevando a las dos hélices que se muestran en la figura.

Puede calcularse una función de pico de correlación combinada sumando las correlaciones  $C_{E5aQ}$  y  $C_{E5bQ}$ , lo cual corresponde a sumar los vectores de la Figura 3:

$$C_{E5Q}(\tau) = C_{E5bQ}(\tau) + C_{E5aQ}(\tau) = \text{triángulo}(\tau) \cdot \cos(\omega_s \tau) \quad (6)$$

Como se representa en la Figura 4, la función  $C_{E5Q}(\tau)$  que corresponde a la función de pico de correlación AltBOC es real (curva 36) para todos los retrasos de código, la parte imaginaria (curva 37) es nula y, por tanto, se puede emplear para hacer seguimientos de código.

Para el canal piloto, el pico de correlación combinado E5a/E5b es simplemente la suma de los picos individuales E5a y E5b. Para el canal de datos se puede aplicar el mismo principio, pero los bits de datos tienen que ser borrados antes de la combinación: el pico de correlación de datos E5 viene dado por:

$$C_{E5I}(\tau) = d_1 C_{E5bI}(\tau) + d_2 C_{E5aI}(\tau) = \text{triángulo}(\tau) \cdot \cos(\omega_s \tau) \quad (7)$$

Este proceso de estimación de bits hace que el canal de seguimiento sea menos duro, en concreto en la relación señal-ruido ( $C/N_0$ ), donde la probabilidad de error de bit es alta.

De este principio se derivan cinco realizaciones preferentes de un demodulador AltBOC según la invención. Con una partición inteligente de los procesos de pre y post-correlación, se puede realizar el procesamiento de banda base de AltBOC con poco gasto con respecto a las señales BPSK tradicionales.

## ES 2 305 824 T3

Los demoduladores AltBOC que se presentan posteriormente se calculan suponiendo que se hace un seguimiento del canal piloto, aunque la extensión del seguimiento del canal de datos sea directa.

Se ha demostrado que la obtención del pico de correlación AltBOC implica establecer una correlación entre la señal entrante y  $c_3(t) \cdot e^{-i(\omega_s t + \pi/2)}$  y  $c_4(t) \cdot e^{i(\omega_s t - \pi/2)}$  y sumando estas dos correlaciones complejas. En el receptor esto se lleva a cabo en dos canales idénticos, compartiendo el mismo código local y los osciladores de portadora.

Como ya se ha explicado anteriormente, la demodulación del componente  $c_3$  implica correlacionar la señal entrante con  $c_3(t) \cdot e^{-i(\omega_s t + \pi/2)}$ . Esta operación equivale a rotar la señal entrante un ángulo  $-\omega_s t - \pi/2$ , y después multiplicar por los chips PRN  $c_3$  e integración. La multiplicación por los chips de código puede verse como una rotación adicional de  $0^\circ$  cuando el chip es +1 ó de  $180^\circ$  cuando el chip es -1. Esta observación nos conduce a la primera arquitectura de canal de demodulador AltBOC tal como se representa en la Figura 5.

En la Figura 5, el canal de demodulador AltBOC recibe a través de una antena 1 una señal que incluye los códigos compuestos AltBOC transmitidos por todos los satélites que están a la vista. La señal recibida se aplica en una fase RF/IF 2 que transforma la señal RF recibida en una señal de frecuencia intermedia IF con una frecuencia compatible con los otros componentes del receptor, filtra la señal IF mediante un filtro de paso de banda con un paso banda en la frecuencia portadora central deseada y muestrea la señal IF filtrada a una velocidad que satisface el teorema de Nyquist, a fin de producir las señales de muestreo en fase (I) y en cuadratura (Q) digitales correspondientes en N bits de forma conocida. El ancho de banda del filtro es lo suficientemente ancho como para permitir que pase el armónico primario del código piloto compuesto AltBOC, o aproximadamente 51 MHz. La amplitud del ancho de banda da como resultado transiciones de chips de código relativamente conformadas en el código recibido y, por tanto, picos de correlación bastante bien definidos.

El demodulador AltBOC comprende un oscilador local 4, por ejemplo del tipo NCO (Numerically Controlled Oscillator), sincronizado con la frecuencia IF, para generar un ángulo de rotación de fase en M bits, que es aplicado a un rotador de fase 3 que recibe las muestras de señal IF en N bits. Las muestras de señal rotadas de fase suministradas por el rotador de fase 3 se aplican en paralelo a tres rotadores de fase 25, 26, 27 antes de ser integradas en tres integradores correspondientes 28, 29, 30, que suman sus muestras de señal de entrada durante el tiempo de integración  $T_{int}$ .

El demodulador AltBOC además comprende otro oscilador local 5 del tipo NCO sincronizado con la velocidad de código de bits redundantes  $f_c$  y que genera la frecuencia de código de bits redundantes y la frecuencia subportadora  $f_s = 1,5f_c$ , para controlar un generador de fase de subportadora 20 y un generador de códigos E5b 21. La salida del generador de códigos E5b 21 se conecta a un detector de fase PRN 22. El generador de fase de subportadora 20 genera la fase de la subportadora en M bits a la velocidad  $f_s$  proporcionada por el oscilador de código NCO 5. El generador de códigos E5bQ 21 genera chips de código E5bQ (0 ó 1) a la velocidad  $f_c$  proporcionada por el oscilador de código NCO 5. El detector de fase PRN traduce los chips de código (0 ó 1) en un ángulo de rotación de fase  $0$  ó  $\pi$ .

Las señales de salida respectivas del generador de fase de subportadora y del detector de fase PRN se suman en un adicionador 23, siendo la señal de salida del adicionador una señal desfasada (número real codificado en M bits) que controla una línea de retraso multi-bit 24 con tres células E, P, L, que producen réplicas de inicio, inmediatas y de retardo respectivamente de los códigos PRN recibidos, que se aplican como desfases a los rotadores de fase 25, 26, 27 respectos.

Las señales de correlación  $C_{E5b,-1}$ ,  $C_{E5b,0}$  y  $C_{E5b,1}$  suministradas por los integradores 28, 29, 30 se emplean entonces como entrada a los discriminadores que son sensibles a desalineaciones de fase de código y de portadora, empleándose para controlar los osciladores 4, 5.

El canal demodulador de la Figura 5 presenta dos importantes diferencias con respecto a un canal de demodulación AltBOC tradicional como el que se muestra en la Figura 1:

- la entrada a la línea de retraso 7 es un desfase en forma de señal de valores reales;
- la multiplicación con el chip antes de la integración se sustituye por una rotación de fase.

Aunque el número contadores necesario para esta arquitectura es menor que el de la arquitectura estándar de la Figura 1, aún es grande si se compara con la línea tradicional de retraso ancha de 1 bit.

La arquitectura descrita en referencia a la Figura 5 se puede mejorar en gran medida teniendo en cuenta que todos los rotadores E, P y L 25, 26, 27 rotan con la misma frecuencia, aunque con una diferencia de fase fija. Es decir, cuando el rotador P 26 aplica un desfase de  $-\omega_s t - \pi/2$ , el rotador E 25 aplica un desfase de  $-\omega_s(t + dT_c/2) - \pi/2$  y el rotador L 27 de  $-\omega_s(t + dT_c/2) - \pi/2$ , siendo d la separación inicial-retardo en unidades de chip y  $T_c$  es la duración del chip. Esta diferencia de fase constante de  $\pm \omega_s dT_c/2$  se puede extraer de la integral y llevarse a cabo a velocidad lenta después de la correlación (después de la integración).

## ES 2 305 824 T3

Esto lleva a la arquitectura optimizada que se presenta en la Figura 6. En comparación con la arquitectura de la Figura 5:

- 5           - cada uno de los tres rotadores 25, 26, 27 se sustituye por un multiplicador de señal correspondiente 33, 34, 35,
- se inserta un rotador de subportadora E5bQ 31 entre la salida del rotador de portadora 3 y las entradas correspondientes de los multiplicadores de señal 33, 34, 35, y realiza una rotación de fase de  $e^{-i(\omega_s t + \pi/2)}$ ,
- 10          - la línea de retraso multi-bit 24 se sustituye por una línea de retraso de código ancha de un bit 32 (eliminando el detector de fase PRN) y se controla directamente mediante el generador de códigos E5b 21 y
- 15          - se insertan dos multiplicadores de señal 36, 37, con  $e^{-i\alpha}$  y  $e^{i\alpha}$  respectivamente en la salida de los integradores E y L, 28 y 30.

Los dos multiplicadores de señal 36, 37 pertenecen a una etapa de post-correlación de baja velocidad (después de la integración), mientras que la otra parte de esta arquitectura pertenece a una etapa de pre-correlación de alta velocidad.

20          Con esta arquitectura, el único bloque adicional con respecto a un demodulador BPSK tradicional es el rotador de subportadora 31, cuya fase se controla mediante un oscilador de código NCO 5. Esta arquitectura es matemáticamente equivalente a la arquitectura de la Figura 5 cuando  $\alpha$  se ajusta a  $\omega_s d T_c / 2$ . Sin embargo, se pueden elegir otros valores de  $\alpha$  para obtener prácticamente cualquier otro desfase entre las réplicas de inicio y retardo.

25          Por motivos de claridad, las arquitecturas de demodulador AltBOC descritas con referencia a las Figuras 5 y 6 sólo muestran tres correlacionadores complejos (de inicio, puntuales y de retardo). En realidad, la detección del seguimiento de los colóbulos puede requerir como mínimo otros dos correlacionadores (muy avanzados y muy retardados), aunque esto es una extensión directa de la estructura.

30          Así, la arquitectura que se representa en las Figuras 5 ó 6 puede extenderse a cualquier número de correlacionadores. Por ejemplo, pueden emplearse n correlacionadores de inicio y m de retardo, alimentándose cada uno de una célula correspondiente de una línea de retraso.  $C_{E5b,0}$  corresponde a la correlación inmediata. Normalmente, los correlacionadores de inicio y de retardo se calculan con un retraso de una célula con respecto a la correlación inmediata, es decir se corresponden con  $C_{E5b,1}$  y  $C_{E5b,-1}$  respectivamente. Sin embargo, se pueden ajustar a cualquier otro retraso.

35          Una aplicación típica de correlaciones adicionales es la detección de seguimiento de picos secundarios.

Las Figuras 5 y 6 ilustran la arquitectura de un canal individual. En el receptor AltBOC, dos de estos canales para la señal E5 (uno para E5a y uno para E5b) se colocan juntos y se suman las correlaciones para producir una señal de correlación AltBOC. Tal canal combinado derivado de la arquitectura de la Figura 6 se representa en la Figura 7.

40          En la Figura 7, la arquitectura comprende una fase RF/IF común 2, un rotador de portadora 3, una portadora NCO 4 y un código NCO 5.

45          Cada canal E5a, E5b comprende un rotador de fase de subportadora 31a, 31b, un generador de códigos E5a/E5b 21a, 21b que alimenta la línea de retraso correspondiente 32a, 32b, tres correlacionadores correspondientes E, P, L, incluyendo cada uno un multiplicador de señal 33a, 34a, 35a, 33b, 34b, 35b y un integrador 28a, 29b, 30a, 28b, 29b, 30b. Las ramas de inicio y retardo de cada canal E5a, E5b además comprenden dos multiplicadores de señal correspondientes 36a, 37a, 36b, 37b por un factor igual a  $e^{-i\alpha}$  y  $e^{i\alpha}$  respectivamente. El rotador de fase de subportadora 31b ejecuta una rotación de fase de  $e^{-i(\omega_s t + \pi/2)}$ , mientras que el rotador de fase de suportadora 31a ejecuta una rotación de fase de  $e^{i(\omega_s t + \pi/2)}$ .

El canal E5a además comprende un multiplicador de señal adicional 41a por un factor igual a -1 insertado entre el código NCO 5 y el rotador de subportadora E5aQ 31a. Las salidas de los dos canales se suman mediante tres adicionadores 42, 43, 44, emitiendo las señales de correlación correspondientes  $C_{E5,1}$ ,  $C_{E5,0}$  y  $C_{E5,-1}$ .

55          Profundizando en las fórmulas (4) y (5), se puede deducir que las correlaciones  $C_{E5b,k}$  y  $C_{E5a,k}$  vienen dadas de la siguiente manera:

$$60 \quad C_{E5b,1} = \text{triángulo}\left(\frac{d}{2} - \tau\right) e^{i(\omega_s \tau - \alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} + \tau\right) e^{i(\omega_s \tau - \alpha)} \quad (8)$$

$$65 \quad C_{E5b,0} = \text{triángulo}(\tau) e^{i(\omega_s \tau)} = (1 - \tau) e^{i(\omega_s \tau)} \quad (9)$$

$$C_{E5b,-1} = \text{triángulo}\left(\frac{d}{2} + \tau\right)e^{i(\omega_s\tau+\alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} - \tau\right)e^{i(\omega_s\tau+\alpha)} \quad (10)$$

$$C_{E5a,1} = \text{triángulo}\left(\frac{d}{2} - \tau\right)e^{-i(\omega_s\tau-\alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} + \tau\right)e^{-i(\omega_s\tau-\alpha)} \quad (11)$$

$$C_{E5a,0} = \text{triángulo}(\tau)e^{-i(\omega_s\tau)} = (1 - \tau)e^{-i(\omega_s\tau)} \quad (12)$$

$$C_{E5a,-1} = \text{triángulo}\left(\frac{d}{2} + \tau\right)e^{-i(\omega_s\tau+\alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} - \tau\right)e^{-i(\omega_s\tau+\alpha)} \quad (13)$$

donde  $\alpha = \omega_s d T_c / 2 = 2\pi f_s d T_c / 2$ . La separación inicio-retardo  $d$  viene determinada por la frecuencia de sincronización de la línea de retraso 32. Normalmente,  $d$  oscila entre 0,1 y 1.

Para el seguimiento, el receptor utiliza las correlaciones  $C_{E5,k}$  a fin de construir discriminadores de códigos y de fase de portadora cuya salida sea proporcional al error de seguimiento de código y de fase de portadora respectivamente.

La cantidad de base empleada en el discriminador PLL es la correlación puntual  $C_{E5,0}$ . La cantidad básica empleada en el discriminador DLL es la diferencia entre las correlaciones de Inicio y Retraso, también denominada correlación inicio minus retardo e indicada como  $C_{E5,EmL}$ . Esta diferencia es:

$$C_{E5,EmL} = C_{E5,1} - C_{E5,-1} = C_{E5b,1} + C_{E5a,1} - C_{E5b,-1} - C_{E5a,-1} \quad (14)$$

En el caso especial de  $d = 1/(2f_s T_c) = 1/(2 \times 15,345/10,23) = 1/3$ ,  $\alpha$  es igual a  $\pi/2$  y se puede demostrar que  $C_{E5,EmL}$  es proporcional a  $i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$  para errores de seguimiento  $\tau$  pequeños. Este hecho conduce a una reducción espectacular de la complejidad de los canales, ya que sólo hay que calcular las correlaciones puntuales ( $C_{E5a,0}$  y  $C_{E5b,0}$ ) necesarias para computar tanto el seguimiento de códigos como de la portadora.

Esta propiedad se puede demostrar rehaciendo la expresión para  $C_{E5,EmL}$  de la siguiente manera, teniendo en cuenta que  $\alpha = \pi/2$ . Cuando se insertan las fórmulas (8) a (13) en la fórmula (14), tenemos:

$$C_{E5,EmL}(\tau) = \left(1 - \frac{d}{2} + \tau\right) \left[ e^{i(\omega_s\tau-\pi/2)} + e^{-i(\omega_s\tau-\pi/2)} \right] + \quad (15)$$

$$\left(1 - \frac{d}{2} - \tau\right) \left[ e^{i(\omega_s\tau-\pi/2)} + e^{-i(\omega_s\tau-\pi/2)} \right]$$

$$= (2 - d) \left[ e^{i(\omega_s\tau-\pi/2)} + e^{-i(\omega_s\tau-\pi/2)} \right] \quad (16)$$

$$= 2(2 - d) \text{sen}(\omega_s\tau) \quad (17)$$

## ES 2 305 824 T3

Por otro lado, para errores de seguimiento pequeños ( $\tau \ll 1$ ),  $i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$  es simplemente:

$$i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0}) = i(1 - \tau) \left[ e^{-i\omega_s \tau} - e^{i\omega_s \tau} \right] = 2 \text{sen}(\omega_s \tau) \quad (18)$$

Esta relación demuestra que  $C_{E5,EmL}$  es proporcional a  $i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$ . El factor (2-d) es irrelevante ya que es simplemente un factor de amplificación compensado para la normalización del discriminador.

Esto lleva a una arquitectura como la que se representa en la Figura 8, que es equivalente a la de la Figura 7 para el caso  $d = 1/3$ , aunque mucho más simple.

Con respecto a la arquitectura de las Figuras 6 y 7, esta arquitectura no comprende líneas de retraso de código 32a, 32b y tiene un único correlacionador para cada código E5a y E5b. Cada correlacionador comprende un único multiplicador de señal 51a, 51b que recibe la salida del rotador de subportadora correspondiente E5a y E5b 31a, 31b y los códigos desde el generador de códigos E5a y E5b correspondiente 21a, 21b y un único integrador 52a, 52b. Las señales de salida  $C_{E5a,0}$  y  $C_{E5b,0}$  de los integradores 52a, 52b se aplican a un adicionador 63 para obtener la señal de correlación puntual  $C_{E5,0}$  y a un comparador 64 y un multiplicador por  $i$  65 para obtener la señal de correlación inicio minus retardo  $C_{E5,EmL} = i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$ .

Se puede observar que esta última arquitectura es extremadamente simple, ya que sólo se necesita un único correlacionador por canal. Sorprendentemente, esto nos lleva a la conclusión de que el demodulador AltBOC puede ser implementado de manera muy eficiente en términos de contadores, a pesar de su aparente complejidad.

Esta última arquitectura demuestra que puede hacerse el seguimiento de la señal AltBOC sin ningún correlador de inicio o de retardo. Este sorprendente resultado puede entenderse de manera intuitiva dibujando otro diagrama de Fresnel, tal como en la Figura 9. Como ha sido demostrado anteriormente, el desalineamiento de código  $\tau$  es proporcional al ángulo  $\varphi$  entre los vectores de correlación  $C_{E5a,0}$  y  $C_{E5b,0}$ :  $\varphi = 2\omega_s \tau$ . También se puede ver en el diagrama que el vector  $i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$ , señalado como "E-L corr" en el diagrama, obtenido mediante sustracción del vector  $C_{E5b,0}$  y del vector  $C_{E5a,0}$ , y por rotación del vector resultante 90 grados, es real, y tiene una amplitud proporcional al ángulo  $\varphi$ . Esta es la razón fundamental por la cual el seguimiento del código AltBOC no necesita réplicas de código de inicio y retardo: el desalineamiento de código puede ser calculado únicamente a partir de los correladores exactos.

La Figura 10 representa un receptor que comprende el demodulador AltBOC de la Figura 8 y PLL (Phase-Lock Loop) y DLL (Delay-Lock Loop) que controlan respectivamente la portadora NCO 4 y el Código NCO 5. El PLL comprende un discriminador 71 cuya salida P es filtrada por un filtro PLL 72 antes de ser aplicada a una entrada del control de la portadora NCO 4. El discriminador PLL 71 es el discriminador arcotan, que consiste en calcular el ángulo del número complejo  $C_{E5a,0}$ :

$$P = \text{Ángulo}(C_{E5a,0}) \quad (19)$$

El DLL comprende un discriminador DLL que recibe la señal de correlación  $C_{E5a,EmL}$  y un filtro DLL 76 conectado a una entrada de control del código NCO 5. El discriminador DLL es del tipo discriminador de potencia de producto escalar, que calcula la señal  $D = \text{Real}(C_{E5a,EmL} \cdot C_{E5,0}^*)$ . De este modo, el discriminador DLL comprende una función conjugada compleja 73 a la que se aplica la señal  $C_{E5,0}$  y un multiplicador de señal 74 para multiplicar las señales proporcionadas por el multiplicador por  $i$  65 y la función conjugada compleja 73. La señal D se obtiene después mediante una función 75, restando la parte real de la señal compleja enviada por el multiplicador de señal 74.

Después de algunas manipulaciones algebraicas, puede derivarse una arquitectura simplificada como la que se representa en la Figura 11 a partir de la arquitectura de la Figura 10, que necesita menos operaciones para calcular el mismo discriminador DLL. Según el discriminador de la Figura 10:

$$\begin{aligned} D &= \text{Real}[C_{E5a,EmL} \cdot C_{E5,0}^*] \\ &= \text{Real}[i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0}) (C_{E5a,0} + C_{E5b,0})^*] \\ &= \text{Real}[-i(|C_{E5b,0}|^2 - |C_{E5a,0}|^2 + 2i \text{Imag}(C_{E5b,0} C_{E5a,0}^*))] \\ &= 2 \text{Imag}(C_{E5b,0} C_{E5a,0}^*) \end{aligned} \quad (20)$$

## ES 2 305 824 T3

Así, en la Figura 11, el discriminador DLL comprende una función conjugada compleja 81 a la que se aplica la señal de correlación  $C_{E5a,0}$  y un multiplicador de señal 82 para multiplicar la señal proporcionada por la función conjugada compleja y la señal de correlación  $C_{E5b,0}$ . La señal D se obtiene después mediante una función  $\text{Imag}()$  83, restando la parte imaginaria de la señal compleja enviada por el multiplicador de señal 82.

Otra modificación de la arquitectura de la Figura 11 sería la sustitución del operador  $\text{Imag}()$  por un operador  $\text{Ángulo}()$  (es decir, un bloque que proporciona la misma funcionalidad que el discriminador  $\text{arctan}()$  71).

La arquitectura de la Figura 11 se puede optimizar además como se muestra en la Figura 12, teniendo en cuenta que la rotación de fase en el rotador de portadora 3 seguida por la rotación de fase en los rotadores de subportadora 31a, 31b se pueden combinar en una única fase de rotación mediante una fase correspondiente a la suma de las fases de la portadora y la subportadora.

Así, en la Figura 12, el rotador de portadora 3, los dos rotadores de subportadora 31a, 31b y el multiplicador 41a de la Figura 11 se sustituyen por dos rotadores de fase 92a y 92b (uno para cada canal E5a y E5b) que reciben la señal transformada de RF a IF de la etapa RF/IF 2. Además, la fase de subportadora que proporciona el código NCO 4 se suma con un adicionador 93a a la fase que proporciona la portadora NCO 3 y se resta de ésta mediante un adicionador 93b, aplicándose los resultados de la adición a los rotadores de fase 92a, 92b respectivamente de los canales E5a y E5b.

La arquitectura que se muestra en la Figura 13 puede derivarse de la arquitectura anterior, sustituyendo el Código NCO por un NCO más simple 95 que suministra únicamente la velocidad de bits redundantes  $f_c$  y un multiplicador de frecuencia 96 por 1,5 aplicado a la velocidad de bits redundantes  $f_c$ , de forma que se obtiene la frecuencia subportadora  $f_s$ , que se aplica como una entrada a los adicionadores 93a, 93b. Esto requiere duplicar la portadora NCO 4, una para cada canal E5a, E5b. La frecuencia portadora seguida por el PLL se aplica a los adicionadores 93a, 93b, cuyas salidas correspondientes dirigen la portadora NCO 91a, 91b de los dos canales E5a, E5b, a fin de seguir las frecuencias combinadas correspondientes portadora + subportadora de los dos canales E5a, E5b.

En esta arquitectura, las etapas de pre-correlación de alta velocidad de los canales E5a y E5b permanecen idénticas. Ambas comprenden un rotador de fase 92a, 92b, dos NCO 91a, 91b, un generador de códigos 21a, 21b y un correlacionador. Además, si se duplica el código NCO para tener un NCO por canal, cada una de las etapas de pre-correlación de alta velocidad de los canales E5a y E5b es idéntica a un canal tradicional BPSK (Binary Phase-Shift Keying), que ofrece grandes beneficios en el diseño de un receptor AltBOC/BPSK combinado.

Naturalmente, las optimizaciones realizadas en la arquitectura de las Figuras 12 y 13 se pueden aplicar también a las arquitecturas de las Figuras 5, 6 o 7.

## REIVINDICACIONES

1. Método para demodular señales portadoras de desplazamiento binario alterno que comprende como mínimo dos subportadoras (E5a, E5b) teniendo cada una un componente en fase y un componente en cuadratura modulados mediante códigos pseudoaleatorios, estando modulados los componentes en cuadratura mediante señales piloto sin datos y estando modulados los componentes en fase mediante señales de datos, comprendiendo dicho método las etapas de:

transformar las señales portadoras de desplazamiento binario alterno en una frecuencia intermedia, filtrar mediante un filtro de paso banda las señales transformadas y muestrear las señales filtradas,

generar una fase de portadora y una rotación de fase de portadora de las señales muestreadas mediante dicha fase de portadora, y

correlacionar las señales muestreadas rotadas,

**caracterizado** porque además comprende las etapas de generar para cada subportadora (E5a, E5b) códigos binarios pseudoaleatorios y una fase subportadora, que se emplean para correlacionar las señales muestreadas rotadas.

2. Método según la reivindicación 1, que además comprende una etapa de traducir dichos códigos binarios pseudoaleatorios de dichas subportadoras en ángulos de fase, los cuales se combinan respectivamente con las fases de subportadora para obtener ángulos de fase resultantes para cada subportadora, dichos ángulos de fase resultantes están desfasados para obtener como mínimo un ángulo de fase de inicio, un ángulo de fase inmediato y como mínimo un ángulo de fase de retardo para cada subportadora, comprendiendo dicha etapa de correlación las fases de rotar de fase dichas señales muestreadas rotadas mediante dichos ángulos de fase de inicio, inmediato y de retardo de cada subportadora, para obtener réplicas de inicio, inmediatas y de retardo de dichas señales muestreadas para cada subportadora, y de integrar respectivamente las réplicas de inicio, inmediatas y de retardo para cada subportadora durante un periodo de tiempo predefinido.

3. Método según la reivindicación 1, que además comprende una etapa de rotación de fase de dichas señales muestreadas rotadas por dichas fases de subportadora a fin de obtener señales muestreadas rotadas de fase para cada subportadora (E5a, E5b) antes de correlacionar dichas señales muestreadas rotadas.

4. Método según la reivindicación 3, que además comprende una etapa de desplazamiento binario de dichos códigos pseudoaleatorios para obtener como mínimo un código pseudoaleatorio de inicio, inmediato y al menos un código pseudoaleatorio de retardo, comprendiendo dicha etapa de correlación las fases de combinar dichas señales muestreadas rotadas de fase para cada subportadora con dichos códigos pseudoaleatorios de inicio, inmediato y de retardo, y de integrar las señales resultantes durante un periodo de tiempo predefinido, a fin de obtener señales de correlación de inicio, inmediatas y de retardo ( $C_{E5a,-1}; C_{E5a,0}; C_{E5a,1}; C_{E5b,-1}; C_{E5b,0}; C_{E5b,1}$ ) para cada subportadora (E5a, E5b), comprendiendo además dicho método una etapa de post-correlación a baja velocidad que comprende las etapas de rotación de fase de las señales de correlación de inicio y retardo de cada subportadora respectivamente mediante ángulos de fase constantes opuestos ( $i\alpha, i\alpha$ ) y sumar respectivamente las señales de correlación de inicio así obtenidas de dichas subportadoras, las señales de correlación inmediatas de dichas subportadoras y las señales de correlación de retardo así obtenidas de dichas subportadoras, a fin de obtener respectivamente las señales de correlación de inicio, inmediatas y de retardo resultantes ( $C_{E5,-1}; C_{E5,0}; C_{E5,1}$ ).

5. Método según la reivindicación 3, que además comprende una etapa de determinar una frecuencia portadora y subportadora combinada para cada subportadora, combinándose las etapas de rotación de fase con dichas fases de portadora y dichas fases de subportadora en una sola etapa de rotación de fase para cada subportadora empleando dichas frecuencias portadoras y subportadoras combinadas.

6. Método según las reivindicaciones 3 ó 5, **caracterizado** porque dicha etapa de correlación comprende las fases de combinar dichas señales muestreadas rotadas de fase para cada subportadora (E5a, E5b) respectivamente con los códigos pseudoaleatorios de dicha subportadora y de integrar durante un periodo de tiempo predeterminado las señales resultantes a fin de obtener una señal de correlación ( $C_{E5a,0}; C_{E5b,0}$ ) para cada subportadora.

7. Método según la reivindicación 6, que además comprende una etapa de post-correlación de baja velocidad que comprende las etapas de combinar las señales de correlación ( $C_{E5a,0}; C_{E5b,0}$ ) para dichas subportadoras (E5a, E5b) a fin de obtener una señal de correlación inmediata ( $C_{E5,0}$ ) empleada como una entrada de una discriminación PLL que dirige un oscilador (4) que controla dicha etapa de rotación de portadora y una señal de correlación inicio minus retardo ( $C_{E5,EmL}$ ) empleada como entrada de una discriminación DLL que dirige un oscilador (5) que controla dicha generación de código y dicha generación de fase subportadora.

8. Método según la reivindicación 7, **caracterizado** porque la señal de correlación inicio minus retardo ( $C_{E5,EmL}$ ) se obtiene a partir de las señales de correlación ( $C_{E5a,0}; C_{E5b,0}$ ) para dichas subportadoras (E5a, E5b) mediante la siguiente fórmula:

## ES 2 305 824 T3

$$C_{E5,EmL} = i(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$$

5 donde  $C_{E5,EmL}$  es la señal de correlación inicio minus retardo y  $C_{E5a,0}; C_{E5b,0}$  son las señales de correlación para dichas subportadoras.

9. Método según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 8, **caracterizado** porque la discriminación DLL es del tipo discriminación de potencia de producto escalar y realiza la siguiente operación:

10

$$D = \text{Real}[C_{E5,EmL} \cdot C_{E5a,0}^*],$$

15 donde  $C_{E5,EmL}$  es la señal de correlación inicio minus menos retardo,  $C_{E5a,0}$  es la señal de correlación inmediata y  $\text{Real}()$  es una función que devuelve la parte real de un número complejo, empleándose la señal D para dirigir el oscilador (5) que controla dicha generación de códigos y dicha generación de fases de subportadora.

20 10. Método según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 8, **caracterizado** porque la discriminación DLL realiza la siguiente operación:

25

$$D = \text{Imag}(C_{E5b,0} \cdot C_{E5a,0}^*),$$

donde  $C_{E5a,0}, C_{E5b,0}$  son las señales de correlación para dichas subportadoras e  $\text{Imag}()$  es una función que devuelve la parte imaginaria de un número complejo.

30 11. Dispositivo de demodulación de señales portadoras de desplazamiento binario alterno que comprende como mínimo dos subportadoras (E5a, E5b) teniendo cada una un componente en fase y un componente en cuadratura modulados mediante códigos pseudoaleatorios, los componentes en cuadratura están modulados mediante señales piloto sin datos y los componentes en fase están modulados mediante señales de datos, **caracterizado** porque comprende medios para implementar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10.

35

40

45

50

55

60

65

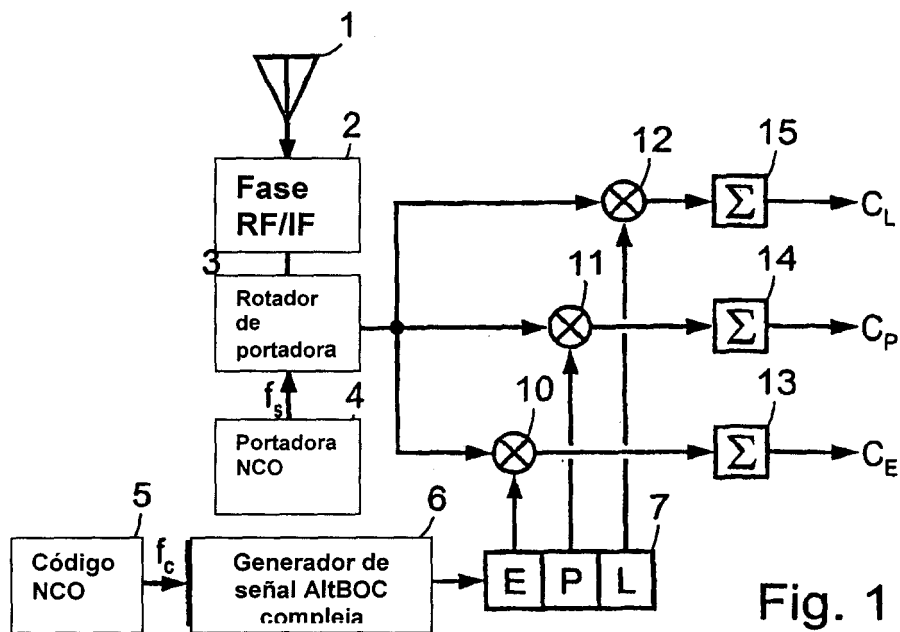


Fig. 1

Estado de la Técnica

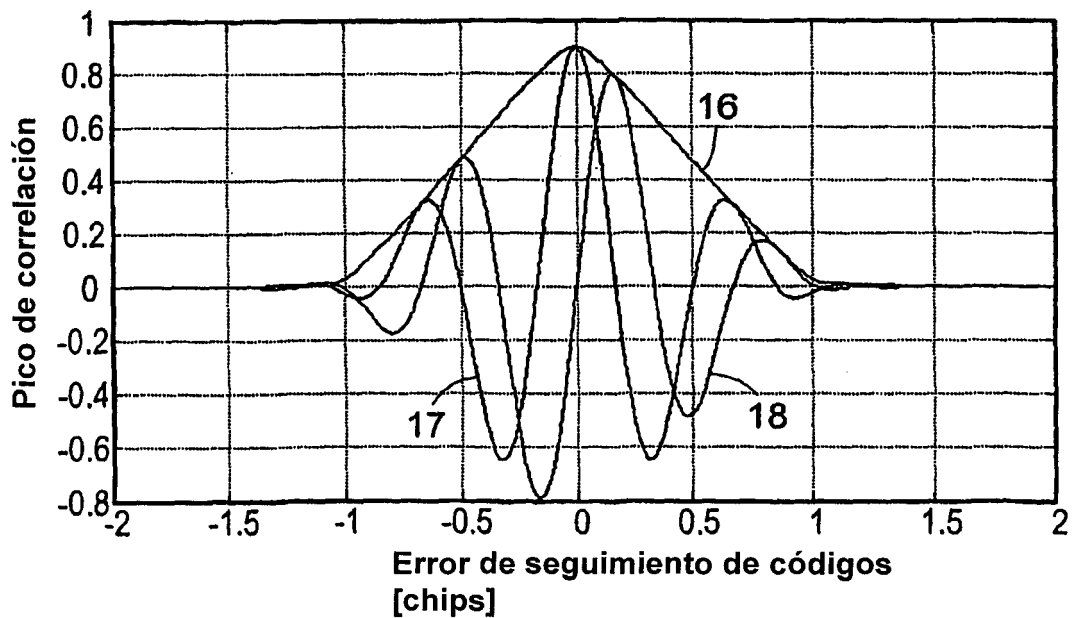


Fig. 2

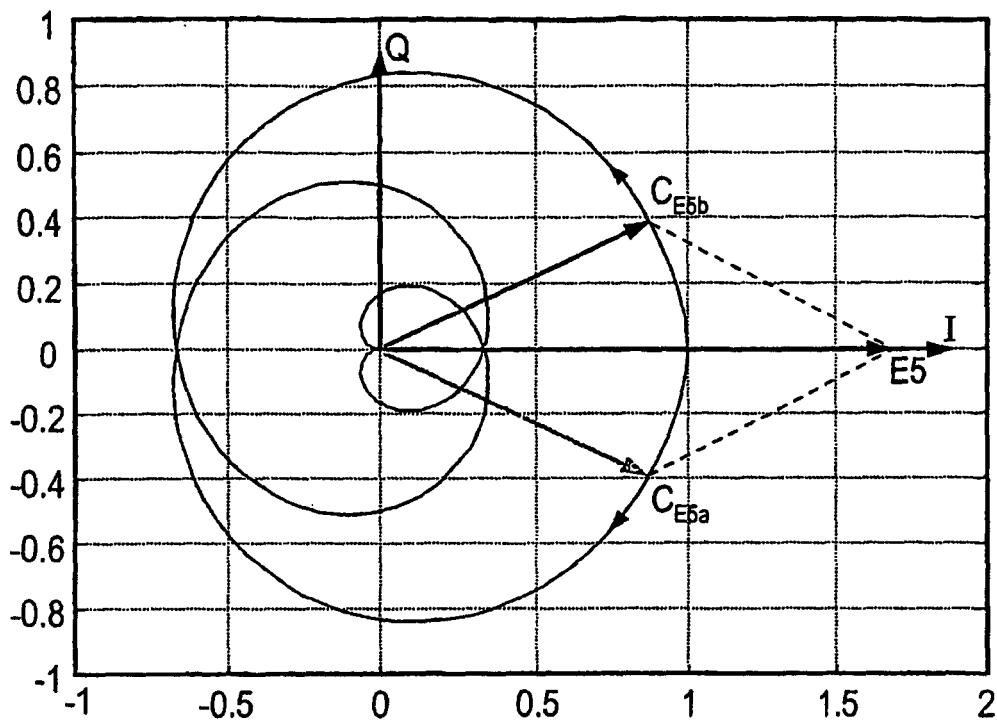


Fig. 3

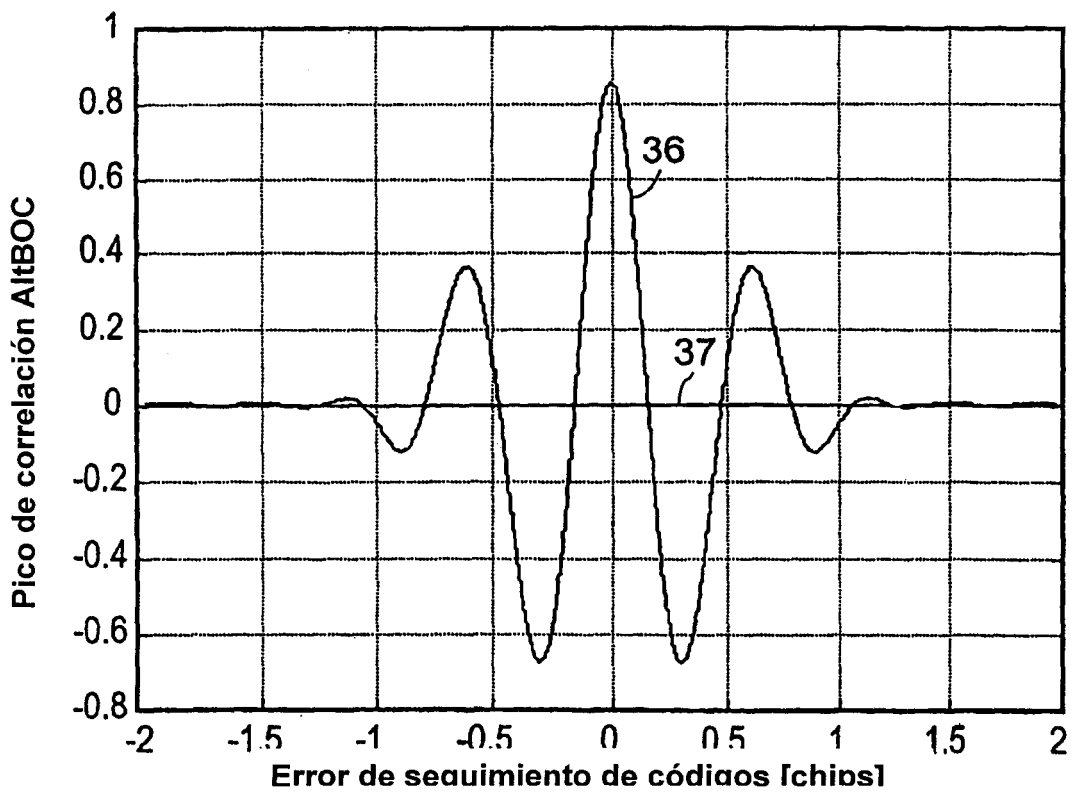


Fig. 4

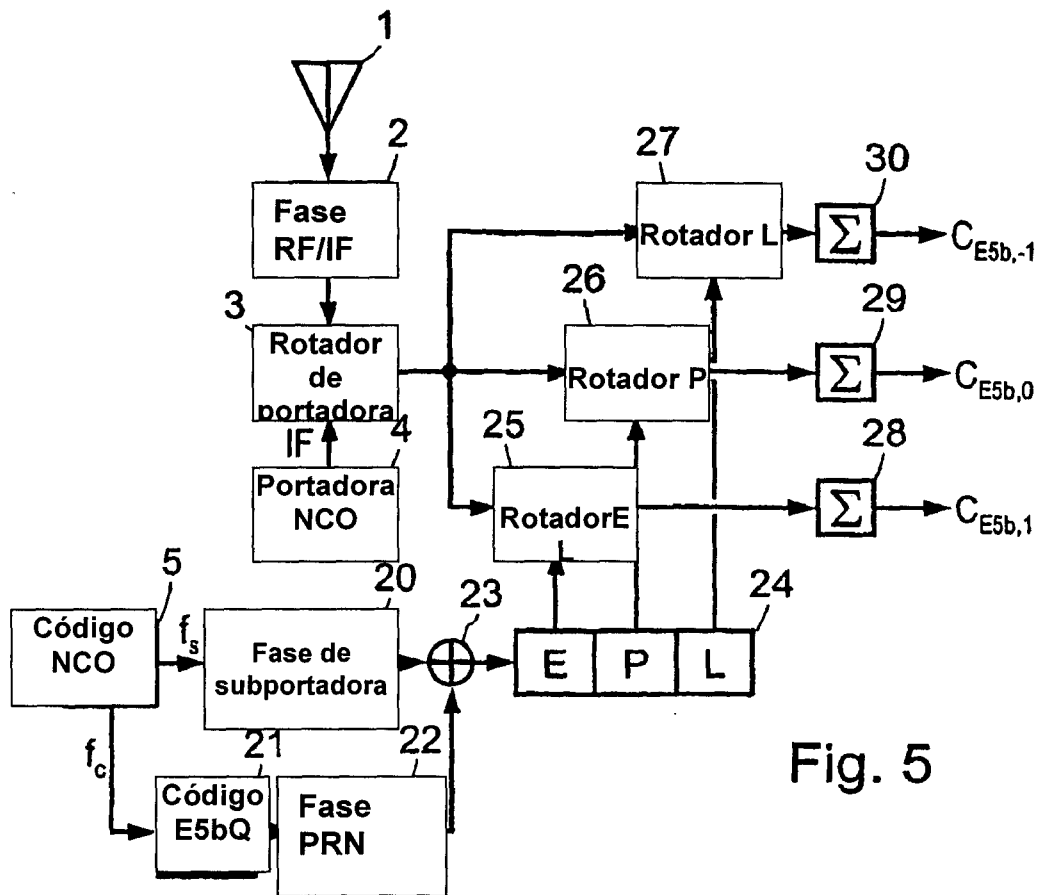


Fig. 5

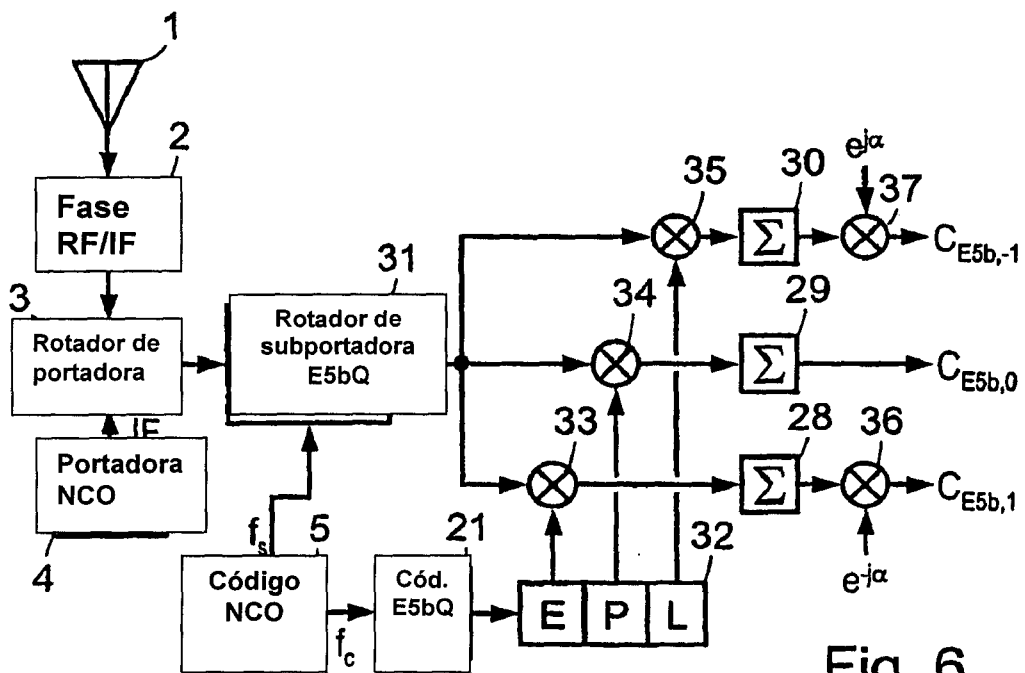


Fig. 6

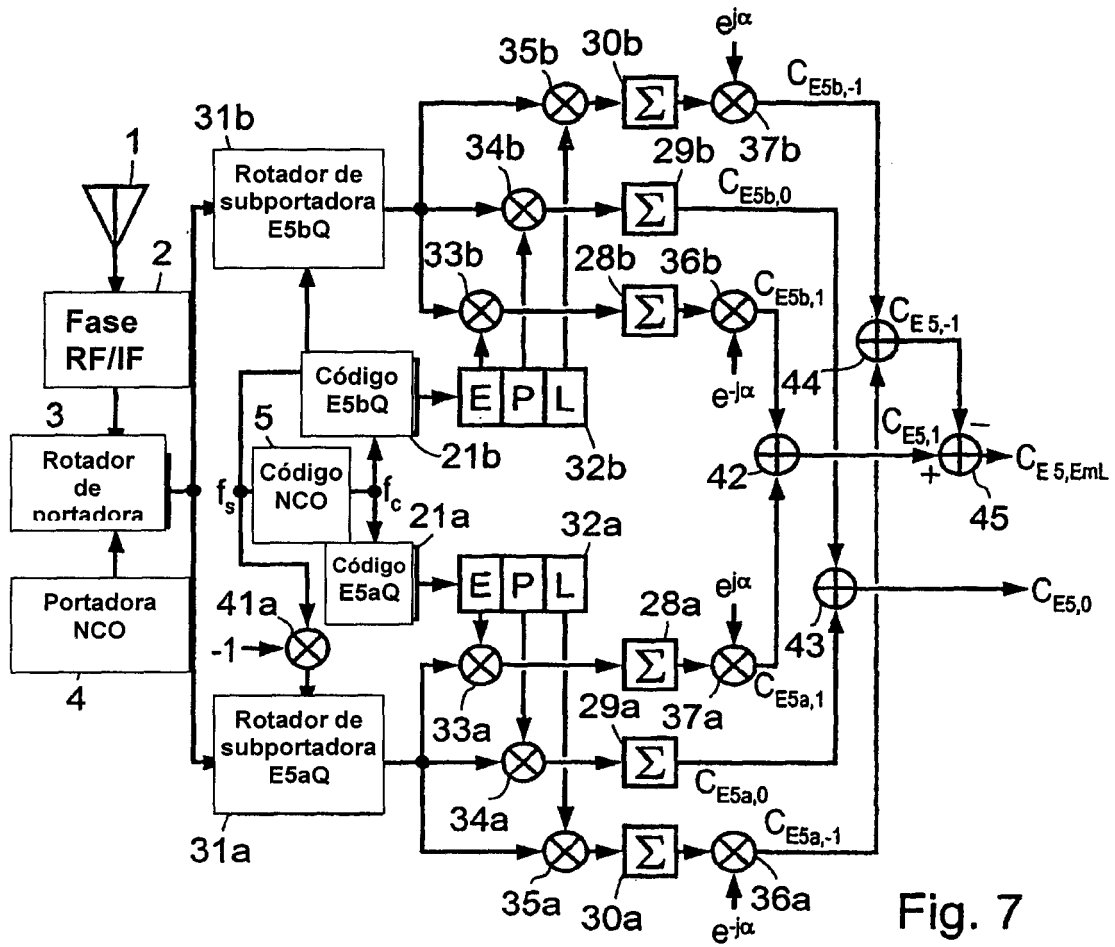


Fig. 7

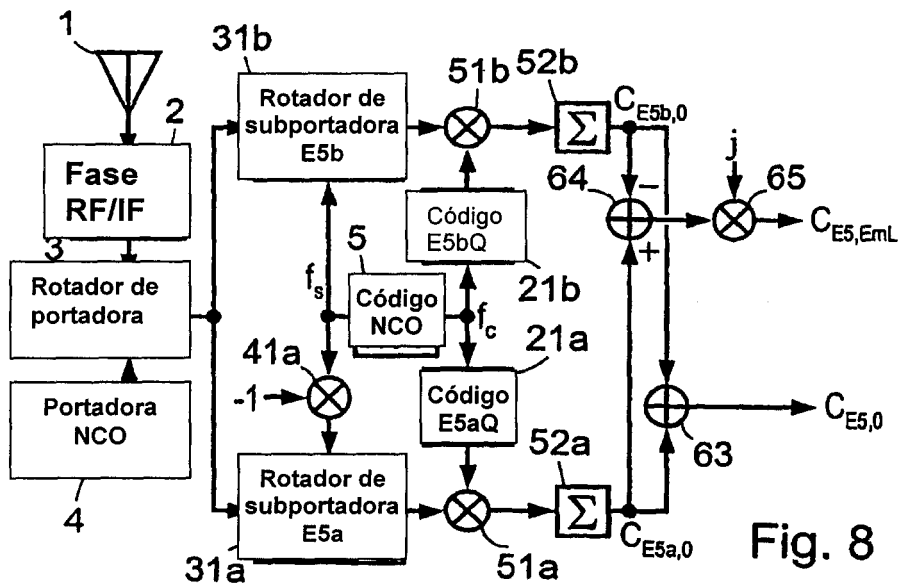


Fig. 8

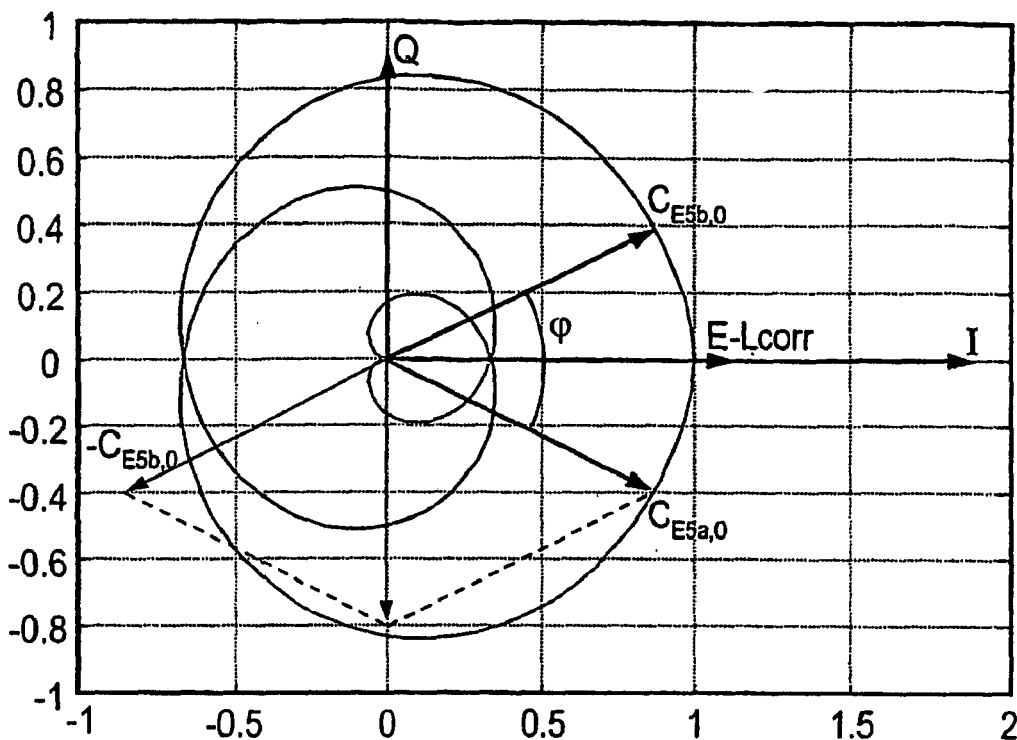


Fig. 9

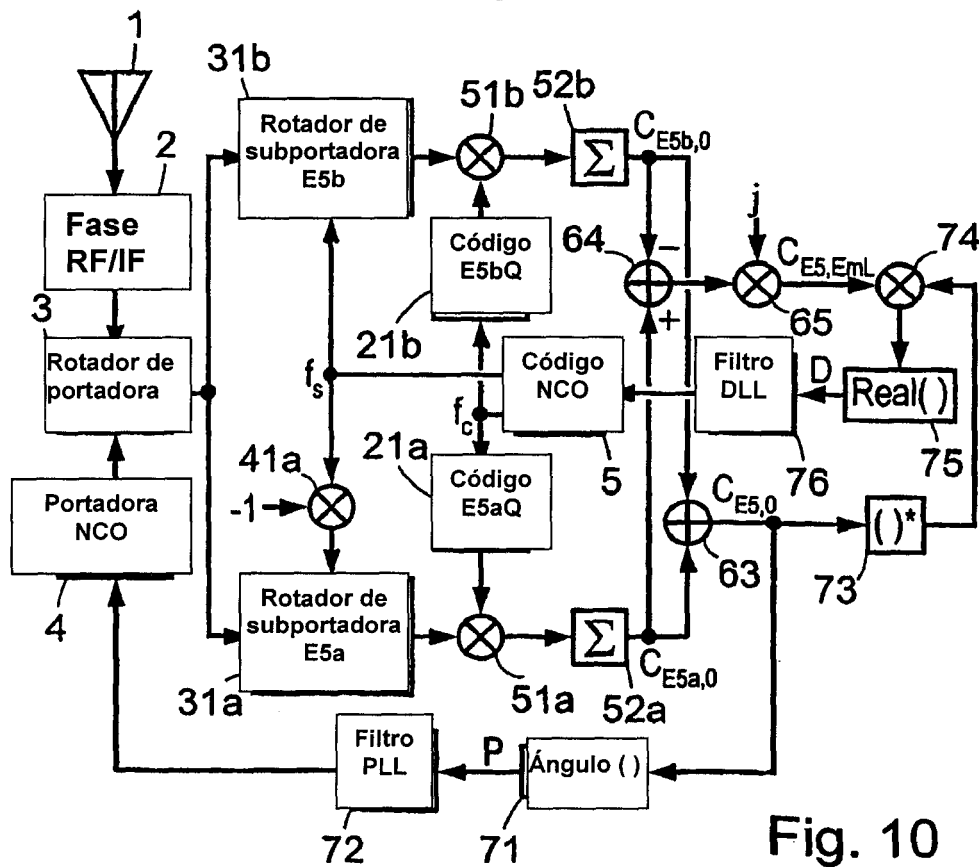


Fig. 10

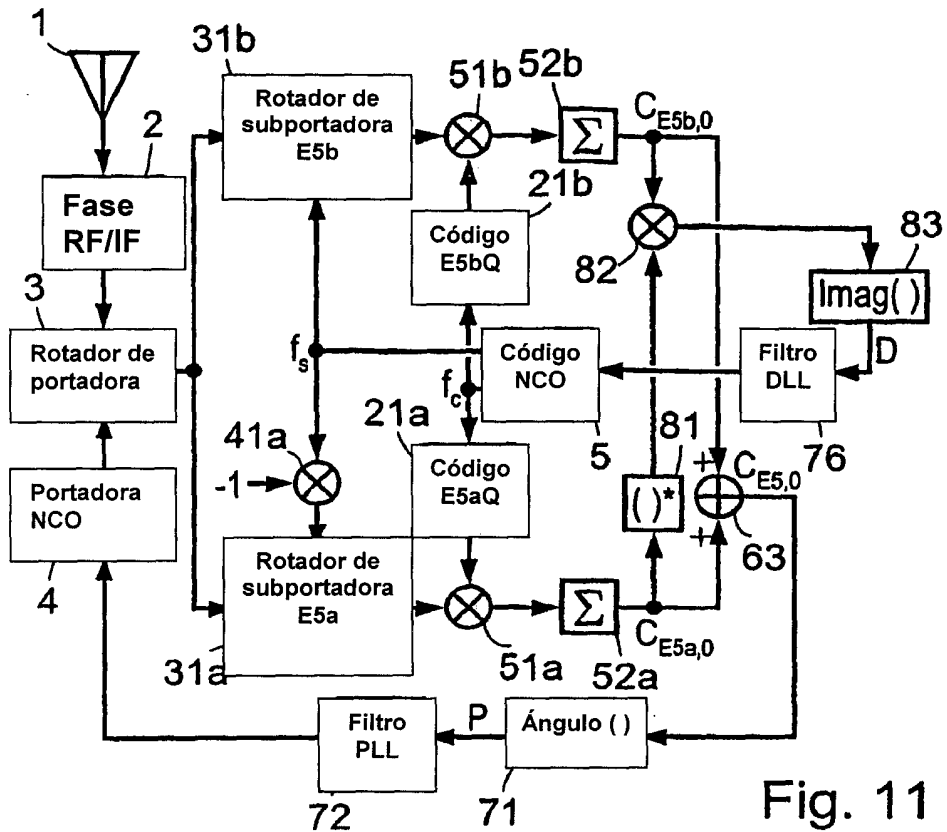


Fig. 11

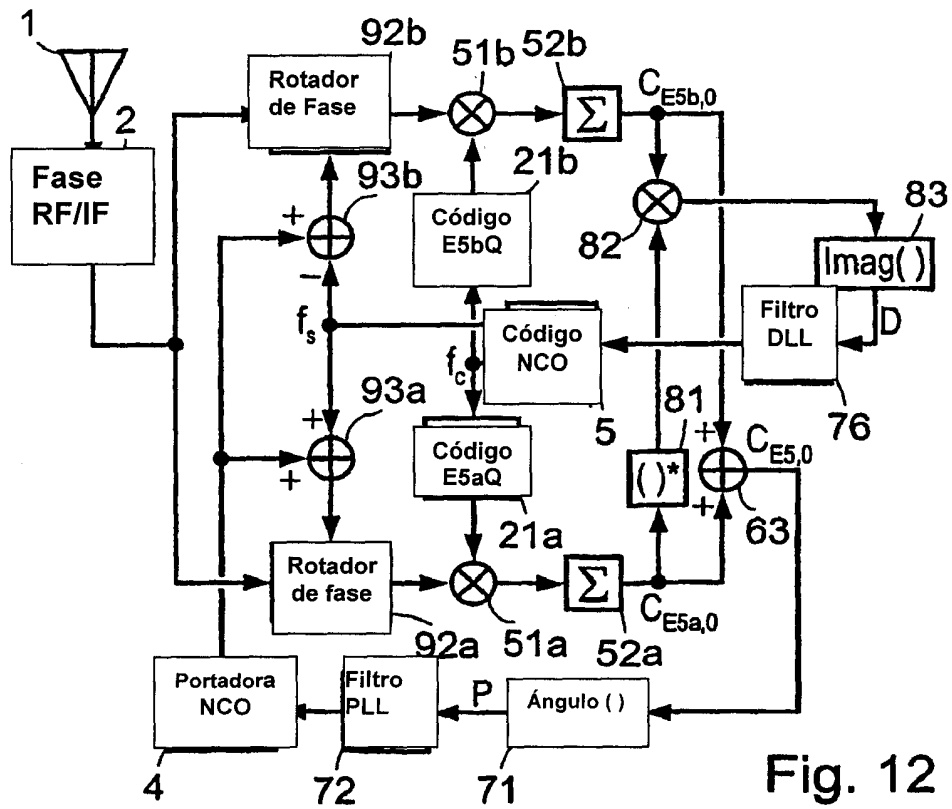


Fig. 12

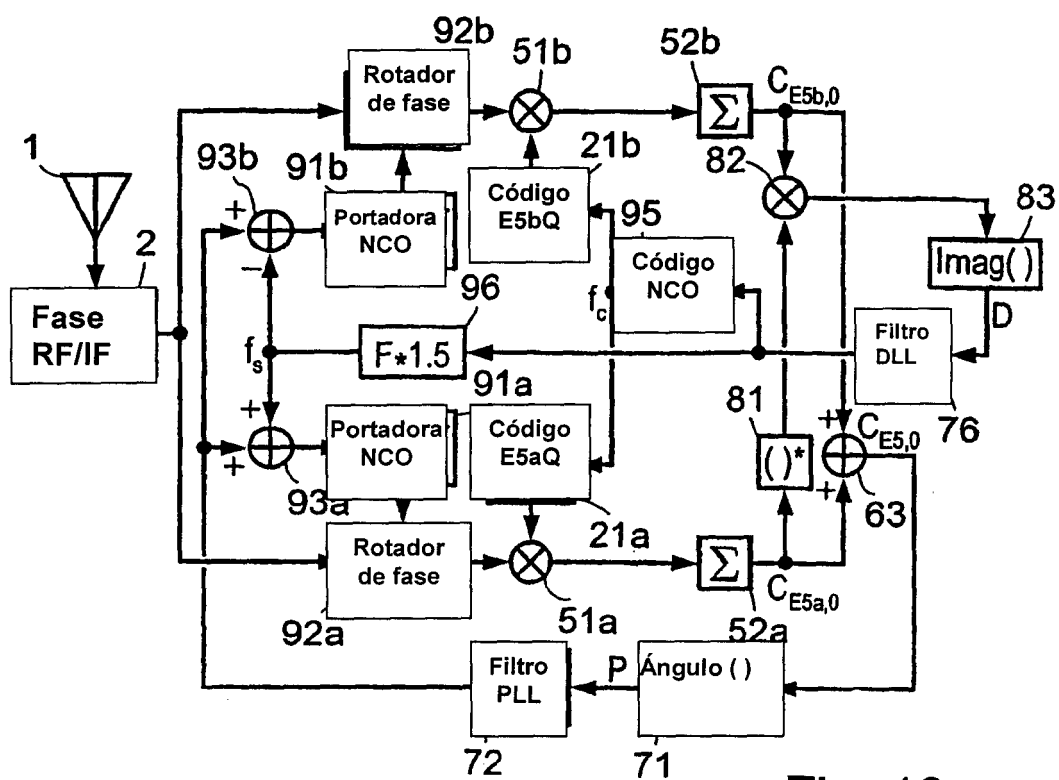


Fig. 13