



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 292 048**

51 Int. Cl.:  
**G01S 1/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **05076136 .0**

86 Fecha de presentación : **16.05.2005**

87 Número de publicación de la solicitud: **1598677**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **23.11.2005**

54 Título: **Método y aparato para la adquisición y seguimiento de una señal Portadora de Desplazamiento Binario (BOC).**

30 Prioridad: **17.05.2004 US 571496 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**01.03.2008**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**01.03.2008**

73 Titular/es:  
**University Technologies International Inc.  
Suite 130, 3553 - 31 St. N.W.  
Calgary, Alberta T2L 2K7, CA**

72 Inventor/es: **Lachapelle, Gerard;  
Julien, Olivier;  
Cannon, M. Elizabeth y  
Macabiau, Christophe**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 292 048 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 aparato para la adquisición y seguimiento de una señal Portadora de Desplazamiento Binario (BOC).

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un método y a un aparato para la adquisición y el seguimiento de una señal Portadora de Desplazamiento Binario (BOC) como parte de un receptor de navegación por satélite.

10 **Antecedentes de la invención**

La inmensa mayoría de las aplicaciones de la navegación por satélite se basan actualmente en el Sistema de Posicionamiento Global (GPS) controlado por el Departamentos de Defensa y Transporte de Estados Unidos. Este panorama cambiará perceptiblemente con el advenimiento de GALILEO.

15 GALILEO es una iniciativa europea para un sistema navegación global basado en satélites (GNSS), que proporciona un servicio de posicionamiento global altamente exacto bajo control civil. Mientras que proporciona unos servicios de navegación y posicionamiento autónomos, GALILEO podrá interfaccionar con GPS y GLONASS, otro sistema global de navegación por satélite. Un usuario podrá tomar una posición con el mismo receptor de cualquiera de los satélites en cualquier combinación. Ofreciendo frecuencias duales como norma, sin embargo, GALILEO puede proporcionar exactitud de posicionamiento en tiempo hasta un rango de un metro. Se esforzará en garantizar la disponibilidad del servicio bajo todas las circunstancias excepto las más extremas e informará a los usuarios dentro de segundos de un fallo de cualquier satélite. Esto lo hará adecuado para los usos donde la seguridad es crucial, por ejemplo la circulación de trenes de funcionamiento, la conducción de coches el aterrizaje de aviones. El uso combinado de GALILEO y otros sistemas de GNSS pueden ofrecer unas características de funcionamiento mucho mejores para todas las clases de comunidades de usuarios.

En la nueva generación de GNSS, se ha prestado atención en tener señales eficientes y espectralmente relevantes. GALILEO y GPS compartirán dos frecuencias centrales y ambos enviarán varias señales sobre las mismas portadoras. Por lo tanto, tuvieron que ser estudiadas las nuevas modulaciones de señal para reducir al mínimo la interferencia inter- e intra-sistema. Surgió una modulación debido a su espectro dividido que aísla espectral la señal de la actualmente utilizada modulación por Código de Cambio Bifásico (BPSK) [Godet y otros 2002; Betz, 2002]. Esta nueva modulación se conoce como Portador de Desplazamiento Binario (BOC). La nueva modulación de BOC es parte del plan de señales de GALILEO.

35 Según se utiliza aquí, "BOC" refiere a una señal que resulta de una modulación que multiplica un código de dispersión de ruido pseudoaleatorio (PRN) con una onda subportadora cuadrada (SC) que tiene un múltiplo del valor de del código. Crea un espectro dividido simétrico con dos lóbulos principales desplazados de la frecuencia central en la frecuencia de la subportadora. Las características de una señal BOC dependen de la tasa del chip de código de dispersión, de la frecuencia de la subportadora, y de la fase de la subportadora dentro de un chip de código de PRN. La notación común para las señales moduladas por BOC en el campo de GNSS es  $BOC(f_c, f_s)$  donde  $f_c$  representa el valor del código de chip, y  $f_s$  es la frecuencia de la subportadora. Tanto  $f_c$  como  $f_s$  se establecen generalmente como múltiplos de la frecuencia de referencia de 1,023 MHz. Se puede entonces expresar BOC(n, m) como  $PRN_{m \cdot f_c} \times SC_{n \cdot f_c}$ .

45 Una señal BOC induce mejor un seguimiento en ruido blanco y una mitigación multitrayecto inherente mejor en comparación con la dispersión de código solamente. Sin embargo, también plantea la adquisición más desafíos y un seguimiento potencialmente ambiguo debido a su función de autocorrelación de pico múltiple. Un resumen de las características básicas y de las mejoras aportadas por las señales de BOC comparadas con las señales de BPSK viene dado por Betz (2002).

Según lo ya mencionado, la presencia de una subportadora en la señal BOC introduce unos picos secundarios en el chip de la gama [- 1, +1] en la autocorrelación de BOC. La presencia de estos picos secundarios puede causar un problema serio si el receptor se cierra sobre un pico lateral en vez de sobre el pico principal. Estaría entonces presente en las medidas de alcance un sesgo significativo de aproximadamente 150 m, que es inaceptable para las aplicaciones de navegación.

Se han propuesto varios métodos para seguir las señales de BOC sin sufrir ningún sesgo de seguimiento potencial. Fine y Wilson (1999), Lin y otros (2003), Martin y otros (2003) y Ward (2004) son algunos ejemplos. Tratan el problema de la ambigüedad de seguimiento del BOC en un sentido amplio, intentando encontrar una solución que se podría aplicar a cualquier señal BOC(n, m). Cada uno de éstos adolece de varias desventajas.

Por lo tanto, hay una necesidad en la técnica de métodos eficientes de adquirir y de seguir una señal BOC que reduzcan al mínimo el sesgo de seguimiento potencial y permitan un seguimiento inequívoco de la señal.

65

**Resumen de la invención**

Los métodos y los aparatos descritos y reivindicados aquí pueden aplicarse a cualquier señal BOC. En una realización preferida, la señal BOC es un seno-BOC(n, n) y más preferiblemente la señal BOC es una señal BOC(1,1). Los métodos utilizan una función de correlación local sintetizada.

Por tanto, en un aspecto, la invención comprende un método de seguimiento de una señal BOC con un receptor de navegación por satélite, que comprende las etapas de:

- 10 (a) recibir una señal BOC;
- (b) generar una señal BOC interna de réplica;
- (c) generar una señal BOC interna de réplica del código de dispersión de la señal BOC;
- 15 (d) proporcionar un discriminador para el retardo de código combinando una función de autocorrelación de BOC y una función de BOC/PRN de correlación transversal.

En otro aspecto, la invención puede comprender un método para adquirir una señal BOC con un receptor de navegación por satélite, que comprende las etapas de:

- (a) recibir una señal BOC;
- 25 (b) generar una señal BOC interna de réplica;
- (c) generar una señal BOC interna de réplica del código de dispersión de la señal BOC;
- (d) obtener una función de ensayo de adquisición sintetizada combinando una función de autocorrelación de BOC y una función de BOC/PRN de correlación transversal.
- 30 (e) si el ensayo realizado en (d) es negativo, repetir entonces las etapas (b) a (d) hasta que supere la prueba la función de ensayo o se abandone el proceso de adquisición.

Preferiblemente, el método de adquisición de señal es seguido por el método de seguimiento de señal.

En otro aspecto, la invención puede comprender un receptor de navegación por satélite capaz de adquirir una señal de satélite, comprendiendo dicho receptor:

- 40 (a) un dispositivo de función de ensayo que comprende una entrada de señal; unos medios de cálculo para combinar los puntos de correlación de una función de autocorrelación de BOC y una función de correlación transversal BOC/PRN y unos medios para dar salida a una función de ensayo de adquisición que incluye una frecuencia de Doppler de ensayo y un retardo de código de ensayo;
- 45 (b) un generador de frecuencia que comprende un oscilador de portadora y un oscilador de portadora en cuadratura que tiene una entrada de frecuencia de ensayo acoplada a la salida de la función de ensayo de adquisición, y una salida acoplada a la entrada de la señal del dispositivo de función de ensayo de adquisición; y
- 50 (c) un generador de código que comprende un oscilador de código, un generador de código para generar una réplica de PRN del código de dispersión de la señal BOC, un generador de subportadora para generar una réplica de subportadora, donde el oscilador de código recibe el retardo de código de ensayo y está acoplado al generador de código y al generador de subportadora; y donde el generador de código y el generador de subportadora están acoplados cada uno al dispositivo de ensayo de adquisición.

55 Preferiblemente, el dispositivo de la función de ensayo de adquisición comprende:

- (a) un canal de entrada;
- (b) unos primer y segundo canales secundarios divididos del canal de entrada;
- 60 (c) unos primer y segundo canales terciarios divididos del primer canal secundario, unos tercer y cuarto canales terciarios divididos del segundo canal secundario;
- 65 (d) y donde el oscilador de la portadora está acoplado al primer canal secundario y el oscilador de portadora en cuadratura está acoplado al segundo canal secundario; y donde el generador de código está acoplado al primer canal terciario y también acoplado al tercer canal terciario; y donde el generador de subportadora está acoplado al generador de código, y el producto del generador de subportadora y el generador de código está acoplado al segundo canal terciario y al cuarto canal terciario.

## ES 2 292 048 T3

Preferiblemente, el receptor comprende además un dispositivo de estimación de retardo de código, para el seguimiento de una señal adquirida usando los medios de cálculo.

5 En otro aspecto, la invención puede comprender un receptor de navegación por satélite capaz de dar seguimiento a una señal de satélite, comprendiendo dicho receptor:

- 10 (a) un dispositivo de estimación de retardo de código que comprende una entrada de señal, unos medios de cálculo para combinar los puntos de correlación de una función de autocorrelación de BOC y una función de correlación transversal de BOC/PRN y unos medios para dar salida a un retardo de código;
- (b) un generador de frecuencia que comprende un oscilador de portadora y un oscilador de portadora en cuadratura que tiene una entrada de frecuencia acoplada a una ayuda de velocidad externa, y una salida acoplada a la entrada de la señal del dispositivo de estimación de retardo de código; y
- 15 (c) un generador de código que comprende un oscilador de código, un generador de código para generar una réplica de PRN del código de dispersión de la señal BOC, un generador de subportadora para generar una réplica de subportadora, donde el oscilador de código recibe el retardo de código de ensayo y está acoplado al generador de código y al generador de subportadora; y donde el generador de código y el generador de subportadora están acoplados cada uno al dispositivo de estimación de retardo de código;

20 Preferiblemente, el generador de subportadora genera una réplica temprana, tardía y espontánea y el generador de código genera una réplica de PRN temprana, tardía y espontánea. En una realización, el dispositivo de estimación de retardo de código comprende:

- 25 (a) un canal de entrada;
- (b) unos primer y segundo canales secundarios divididos del canal de entrada;
- 30 (c) unos primer y segundo canales terciarios divididos del primer canal secundario, unos tercer y cuarto canales terciarios divididos del segundo canal secundario
- (d) y donde el oscilador de la portadora está acoplado al primer canal secundario y el oscilador de portadora en cuadratura está acoplado al segundo canal secundario; y donde el generador de código está acoplado al primer canal terciario y también acoplado al tercer canal terciario; y donde el generador de subportadora está acoplado al generador de código, y el producto del generador de subportadora y el generador de código está acoplado al segundo canal terciario y al cuarto canal terciario.

40 Preferiblemente, el receptor comprende además un dispositivo de adquisición de función de ensayo.

### Breve descripción de los dibujos

La invención se describirá a continuación haciendo referencia a los diagramas siguientes:

45 La Figura 1 muestra una autocorrelación normalizada para BPSK (1) y BOC (1, 1) en fase de seno.

La Figura 2 muestra un discriminador de potencia Temprana- Menos-Tardía de BOC (1, 1) normalizada estándar para un espaciado temprana-tardía de 0,2 chips (filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz).

50 La Figura 3 muestra la probabilidad de detección de unas señales de BOC (1, 1) de pico principal y secundario para 15, 40 y 60 sumas no coherentes y un tiempo de integración coherente de 1 ms.

55 La Figura 4 muestra un ejemplo de seguimiento sesgado BOC (1, 1) sobre un falso pico con un error de retardo de código inicial de 0,5 chips (DLL de 2 Hz).

La Figura 5 muestra una correlación cuadrada normalizada de BOC (1, 1), una correlación cuadrada normalizada de BOC (1, 1) PRN, y una correlación sintetizada obtenida por diferenciación de ambas (filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz).

60 La Figura 6 muestra unas funciones de autocorrelación cuadrada normalizada de BOC (1, 1), y de correlación sintetizada obtenidas con Beta = 1 y 1,4 (filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz).

65 La Figura 7A muestra una representación esquemática de una estructura de adquisición que pone en práctica un método según la presente invención.

La Figura 7B muestra una representación esquemática de una estructura de seguimiento que pone en práctica un método según la presente invención.

## ES 2 292 048 T3

La Figura 8 muestra una salida de un Producto de Discriminador de EMLP sintetizado para las tres normalizaciones propuestas, y para el discriminador original normalizado de BOC (1, 1) para un espaciamiento temprana-tardía de 0,2 chips (filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz).

5 La Figura 9 muestra la salida de un discriminador de producto escalar que usa las cuatro normalizaciones propuestas diferentes (doble banda comienzo final  $BW = 50$  MHz, espaciamiento de chip = 0,2 chips).

La Figura 10 muestra la respuesta de seguimiento del seguimiento normal de BOC (1, 1) y del seguimiento sintetizado de BOC (1, 1) usando NORM2 y NORM3 con un retardo de código inicial de 0,5 chips para  $C/N_0 = 40$  dB-Hz (PLL de 10 Hz. DLL de 1 Hz, PLL con ayuda de DLL, tiempo de integración de 1 ms).

La Figura 11 muestra la respuesta de seguimiento del seguimiento normal de BOC (1, 1) y del seguimiento sintetizado de BOC (1, 1) usando NORM2 y NORM3 con un retardo de código inicial de 0,1 chips para  $C/N_0 = 40$  dB -Hz (PLL de 10 Hz. DLL de 1 Hz, DLL con ayuda de PLL, tiempo de integración de 1 ms).

15 La Figura 12 muestra la desviación típica de los errores de seguimiento de código para los tres métodos considerados (PLL de 10 Hz. DLL de 1 Hz, PLL con ayuda de PLL, tiempo de integración de 1 ms) para los simuladores de la Universidad de Calgary (arriba) y ENAC (abajo).

20 La Figura 13 muestra las envolventes de trayectos múltiples para los discriminadores normal de BOC (1, 1) y nuevo sintetizado de EMLP (Beta = 1) para un conjunto único de trayectos múltiples con la Mitad de Potencia de la Señal Directa y un Espaciamiento Temprana-Tardía de 0,2 Chips (filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz).

La Figura 14 muestra las envolventes de trayectos múltiples para los discriminadores normal de BOC (1, 1) y nuevo sintetizado de EMLP (Beta = 1) y 1,4 para un conjunto único de trayectos múltiples con la Mitad de Potencia de la Señal Directa y un Espaciamiento Temprana-Tardía de 0,2 Chips (filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz).

La Figura 15 ilustra el impacto de un tiempo de integración coherente y el  $C/N_0$  sobre FOM1 y FOM2.

30 La Figura 16 ilustra la probabilidad de detección del pico principal usando el BOC (1,1) normal y los nuevos criterios de adquisición con sumas que no sean del tipo no-coherente y tiempos de integración coherentes de 10, 20 y 30 ms.

35 La Figura 17 ilustra la probabilidad de detección del pico principal usando el BOC (1,1) normal y los nuevos criterios de adquisición con 15, 40 y 60 sumas que no sean del tipo no-coherente y tiempos de integración coherentes de 1 ms.

### Descripción detallada de la invención

40 La presente invención se refiere a un método y a un aparato para adquirir una señal BOC y dar seguimiento a la misma de manera inequívoca en un receptor de navegación por satélites. Salvo que aquí se defina otra cosa, los términos aquí utilizados tendrán el significado que se entiende comúnmente por los expertos en la técnica.

45 La siguiente descripción se refiere específicamente a una señal de seno de BOC (1, 1). Debe entenderse que los métodos de la presente invención pueden adaptarse a cualquier señal BOC. Este método se puede ampliar directamente a cualquier señal de seno-BOC(n, n) puesto que todos los seno-BOC(n, n) comparten características idénticas de correlación.

50 Como será evidente para los expertos en la técnica, se puede hacer varias modificaciones, adaptaciones y variaciones de la descripción específica que sigue sin apartarse del objeto de la invención aquí reivindicado.

#### *Aspecto de la ambigüedad de alcance de BOC (1, 1)*

55 La Figura 1 muestra la autocorrelación de una señal BPSK con una tasa de dispersión de código de 1,023 MHz y un BOC(1,1) en fase de seno con el mismo código de dispersión. Según lo observado, la autocorrelación de BOC presenta picos secundarios que pueden conducir a una adquisición ambigua y a problemas de seguimiento. Aunque es bien sabido que las señales de BOC tienen un aspecto de ambigüedad de seguimiento, la comprensión y la cuantificación de la amenaza ayuda a entender la solución que proporciona la presente invención.

60 Dos fuentes principales, pero no exclusivas, pueden conducir a una ambigüedad de alcance cuando se usa la modulación de BOC para establecer el alcance:

- 65 ■ Una pérdida corta de cierre (debida, por ejemplo, a una  $C/N_0$  baja) después de una deriva del seguimiento de código, sobre un pico secundario (un aumento de  $C/N_0$  poco después de la pérdida de cierre).
- Una adquisición incorrecta que adquiriría el pico secundario de la función de autocorrelación y a continuación un seguimiento ambiguo.

Como la presente invención se refiere a la adquisición inequívoca y al seguimiento de las señales de seno-BOC (n, n), los dos aspectos mencionados anteriormente que podrían conducir a un sesgo de alcance se tratan específicamente en el contexto de la señal de seno-BOC (1, 1).

5 1.1 Ambigüedad de seguimiento

La función de autocorrelación de la señal BOC (n, n) con la puesta en fase de seno,  $R_{BOC}$ , representada en la Figura 1, puede escribirse como sigue:

10 
$$R_{BOC}(\tau) = tri_0\left(\frac{\tau}{1}\right) - \frac{1}{2} tri_{\frac{1}{3}}\left(\frac{\tau}{1}\right) - \frac{1}{2} tri_{\frac{1}{2}}\left(\frac{\tau}{1}\right) \quad (1.1)$$

15 donde

20 
$$tri_a\left(\frac{x}{y}\right)$$

es el valor den x de una función triangular centrada en  $\alpha$  con una anchura de base y una magnitud de pico de 1;  $\tau$  es el retardo de código en chips.

25 Suponiendo que el Lazo de Cierre de Retardo (DLL) usa un discriminador de Potencia Temprana-Menos-Tardía (EMLP), la expresión teórica de la salida del discriminador es:

30 
$$V_{EMLP}^{BOC}(\epsilon_\tau) = \left[ |E_{BOC}^2 + Q E_{BOC}^2| - |L_{BOC}^2 + Q L_{BOC}^2| \right] \quad (1.2)$$

Suponiendo que el error de seguimiento de código  $\epsilon_\tau$  es menor que la mitad del espaciamento Temprana-Tardía  $C_s$ , y que  $C_s$  es menor que un chip, la expresión del discriminador de EMLP en la región central viene dada por:

35 
$$V_{EMLP}^{BOC}(\epsilon_\tau) = \frac{A^2}{4} [18C_s - 12] \epsilon_\tau \quad (1.3)$$

para

40 
$$-\frac{C_s}{2} \leq \epsilon_\tau \leq \frac{C_s}{2}$$

45 donde A es la amplitud de la señal de entrada.

Se prefiere normalizar el discriminador para eliminar la dependencia de esa señal respecto a la potencia de la señal recibida. La normalización usada típicamente para un discriminador EMLP es:

50 
$$NORM = \left[ (|E_{BOC} + L_{BOC}|)^2 + (|Q E_{BOC} + Q L_{BOC}|)^2 \right] \quad (1.4)$$

55 Por consiguiente, suponiendo un error de fase de portadora despreciable, el discriminador EMLP normalizado estándar de seno-BOC (n, n) puede ser expresado mediante:

60 
$$V_{NORM}^{BOC}(\epsilon_\tau) = \frac{(2 - 3C_s)^2 V_{EMLP}^{BOC}(\epsilon_\tau)}{(18C_s - 12) NORM} \quad (1.5)$$

para

65 
$$-\frac{C_s}{2} \leq \epsilon_\tau \leq \frac{C_s}{2}$$

La Figura 2 muestra la salida del discriminador EMLP normalizado de seno-BOC(1,1) para un espaciado temprana-tardía de 0,2 chips usando un filtro de doble cara de extremo delantero de 6 MHz. El dominio de estabilidad se identifica claramente alrededor del retardo de código cero en la región [- 0,33; 0,33] chips. Sin embargo, se pueden identificar otros dos puntos estables de cierre alrededor de un código de retardo de  $\pm 0,56$  chips. Estos dos puntos falsos de cierre representan la amenaza de un sesgo de seguimiento. Un error de seguimiento del código mayor de 0,33 chips conduciría a un cierre sesgado.

Los dos puntos falsos de cierre no se sitúan exactamente con el mismo retardo de código que el pico secundario (0,5 chips), sino ligeramente al lado debido a las diferentes pendientes que constituyen los picos secundarios.

Debido a la existencia de puntos de cierre no deseados, un ruido alto o una adquisición incorrecta que conduce a un retardo de código cerca de un pico secundario, conduce a la posibilidad de un seguimiento sesgado.

### 1.2 Ambigüedad de adquisición

El seno-BOC(1,1) tiene una función de autocorrelación que posee picos secundarios con una magnitud de 0,5 respecto a su pico principal, como se ve en la Figura 1. Una persona experta en la técnica se dará cuenta de que ésta tendrá un impacto en las características de la adquisición, puesto que a diferencia de los picos de correlación transversal, esta magnitud relativa seguirá siendo constante con independencia del valor  $C/N_0$ . Un análisis basado en la teoría descrita por Bastide y otros (2002) permite la visualización de la probabilidad de adquirir en el pico secundario. Este método, válido para la dispersión de las señales por un código de norma pseudoaleatoria puede ser utilizado completamente cuando una subportadora modula el código porque los picos de correlación transversal de las señales de BOC tienen la misma magnitud que los del código de dispersión. Para fijar los umbrales de adquisición, se ha elegido una probabilidad de falsa alarma ( $P_{fa}$ ) de  $10^{-3}$  y se ha supuesto una señal de interferencia con un  $C/N_0$  de 45 dB-Hz. Los cálculos supusieron el mismo aislamiento de correlación para el código de dispersión que para la función de correlación del GPS código-C/A. La Figura 3 muestra la probabilidad de detección de los picos principales y secundarios de las señales de BOC(1,1) suponiendo que no se presentan ni Doppler ni error de retardo de código para un tiempo coherente de integración de 1 ms y para 15, 40 y 60 sumas no coherentes.

Las probabilidades de detección de los picos secundarios se separan respecto a las del pico principal en 6 dB, que es la diferencia en la potencia de correlación entre los dos picos. Puede observarse en la Figura 3 que cuando el  $C/N_0$  alcanza 35 a 40 DB-Hz, los picos secundarios se pueden considerar como amenazas verdaderas para la adquisición debido a su probabilidad no-insignificante de detección. La diferencia de 6 dB entre las curvas que corresponden a los picos principales y secundarios no es el peor caso posible. De hecho, las células de búsqueda podrían caer ligeramente en el lado del pico principal y así tener una probabilidad más baja de detección que la indicada en la Figura 3 para un  $C/N_0$  dado.

La Figura 4 muestra que los resultados de una simulación para ilustrar el problema que puede proporcionar la combinación de una adquisición incorrecta seguida por un seguimiento ambiguo. Usando el discriminador normalizado de EMLP ya descrito, se alimentó un valor de retardo de código inicial de 0,5 chips a los lazos de seguimiento (suponiendo un Doppler correcto). La señal del seno-BOC(1,1) fue simulada usando el código C/A de GPS como código de dispersión. Se eligió como  $C/N_0$  40 DB-Hz, el tiempo de integración coherente fue de 1 ms y el filtro de lazo de DLL fue fijado en 2 Hz. Como se ve en la Figura 4, el DLL se cierra claramente sobre el pico secundario y permanece aproximadamente a 0,55 chips apartado del retardo verdadero, confirmando la estabilidad del punto falso de cierre.

### 2.0 La función de correlación sintetizada

La presente invención comprende una función de correlación sintetizada inequívoca como solución a la amenaza creada por la función de autocorrelación de múltiplo de seno-BOC(n, n). Puesto que los puntos falsos de cierre descritos en la sección 1 están causados por los picos secundarios de la función de correlación seno-BOC(n, n), la presente invención comprende un método para sintetizar una función de correlación sin ningún pico lateral.

Para adquirir y seguir una señal de satélite, un receptor genera réplicas locales del código y de la portadora, que entonces correlaciona con la señal recibida. En una fase inicial de la adquisición, el receptor funciona en lazo abierto para buscar la señal recibida probando varios supuestos con respecto a la posición y a la velocidad del código local y de la portadora local. Una vez que se haya adquirido la señal, el receptor funciona en lazo cerrado.

Se llegó a la función de la discriminación de la presente invención considerando las dos funciones de correlación siguientes:

- Una autocorrelación de señales de seno-BOC(n, n),  $R_{BOC}$ , cuya función de autocorrelación viene dada por la ecuación (1.1), considerando un filtro infinito de extremo delantero.
- Una correlación cruzada  $R_{BOC/PRN}$  de una señal de seno-BOC(n, n) con su código de dispersión PRN (sin la subportadora), que se puede expresar como:

$$R_{BOC/PRN}(\tau) = \frac{1}{2} \left( \text{tri}_{\frac{1}{2}}\left(\frac{\tau}{1}\right) - \text{tri}_{\frac{1}{2}}\left(\frac{\tau}{1}\right) \right) \quad (2.1)$$

5 Como se muestra en las ecuaciones (1.1) y (2.1), los picos laterales de la autocorrelación de seno-BOC(n, n) tienen la misma magnitud absoluta y el mismo emplazamiento que funcionan los dos picos de la función de correlación transversal de BOC/PRN. Así, en términos generales, la función de correlación sintetizada de la presente invención se obtiene diferenciando los puntos de correlación cuadrada de estas dos funciones. La Figura 5 muestra las dos funciones de correlación cuadradas usando un filtro de doble cara de 6 MHz y la función de correlación sintetizada que resulta. Como se ve en la Figura 5, los dos picos laterales de la función de autocorrelación de BOC(1,1) están casi totalmente cancelados. La mala correspondencia se debe debido al filtro de extremo delantero que puede tener un efecto diverso en cada función de correlación. Para cancelar totalmente el resto de los picos secundarios, se puede introducir un coeficiente  $\beta$  en la combinación de las dos funciones de correlación. La función de correlación sintetizada entonces viene dada por:

$$R_{SYN}(\tau) = R_{BOC}^2(\tau) - \beta \times R_{BOC/PRN}^2(\tau) \quad (2.2)$$

20 En la Figura 6 se muestra el efecto del parámetro  $\beta$ . A menos que se indique otra cosa, se supondrá que el coeficiente  $\beta$  vale 1.

25 El pico principal mostrado en la Figura 5 y la Figura 6 mantiene la misma agudeza. Aparecen dos lóbulos laterales negativos junto al pico principal (alrededor de  $\pm 0,35$  chips), debido a las pendientes no coincidentes entre las dos funciones de correlación consideradas inicialmente. No representan ninguna amenaza como puntos de cierre potenciales mientras apunten hacia abajo. Los valores de correlación obtenidos después de 0,5 chip están muy cerca de cero.

30 La expresión para la función de correlación sintetizada en el caso de una anchura infinita de banda de extremo delantero se obtiene restando el cuadrado de las ecuaciones (1.1) y (2.1):

$$R_{SYN}(\tau) = \left( \text{tri}_0\left(\frac{\tau}{1}\right) \right)^2 - \text{tri}_0\left(\frac{\tau}{1}\right) \times \left[ \text{tri}_{\frac{1}{2}}\left(\frac{\tau}{1}\right) + \text{tri}_{-\frac{1}{2}}\left(\frac{\tau}{1}\right) \right] \quad (2.3)$$

35

### 3.0 Derivación del Discriminador de DLL de Seno-BOC(n, n)

40 Considerando la simetría y forma de la nueva función de correlación sintetizada, en una realización preferida, la invención puede comprender diferentes tipos de discriminadores derivados. Aquí se considerarán dos tipos de discriminadores de DLL, referidos como los discriminadores modificado de EMLP y de Producto Escalar (DP), como ejemplos de discriminadores posibles que resultan del uso de la combinación de la función de autocorrelación de BOC, y de la función de correlación de BOC/PRN.

#### 3.1 El Discriminador de Potencia Temprana-Menos-Tardía

45 Un discriminador de seguimiento de código de EMLP modificado, extrapolado de un discriminador convencional para un seguimiento normal de seno-BOC(1,1) puede ser adecuado con la presente invención.

50 Para formular el discriminador, se dan en la región central unas expresiones ideales de las funciones de autocorrelación de seno-BOC(1,1) y de correlación de BOC/PRN. Para esta finalidad, si se supone que el error de seguimiento de código  $\varepsilon_\tau$ , es menor que la mitad del espaciado  $C_s$  entre los correladores tempranas y tardías, la función de discriminación, en ausencia de filtración y de ruido, puede ser entonces reescrita como sigue usando la ecuación (1.1):

55

$$R_{BOC}(\tau) = 1 - 3|\tau| \text{ for } |\tau| \leq \frac{1}{2} \quad (3.1)$$

60

De manera similar, se puede expresar  $R_{BOC/PRN}(\tau)$  como:

$$R_{BOC/PRN}(\tau) = -\tau \text{ for } |\tau| \leq \frac{1}{2} \quad (\text{en fase de seno}) \quad (3.2)$$

65

Suponiendo que

$V_{EMLP}^{BOC/PRN}$  es la salida del discriminador EMLP modificado, se deduce que:

$$V_{EMLP}^{BOC/PRN}(\varepsilon_\tau) = \left( \left[ \begin{aligned} & \left[ \left[ IE_{BOC}^2 + QE_{BOC}^2 \right] - \left[ IL_{BOC}^2 + QL_{BOC}^2 \right] \right. \\ & \left. - \beta \left[ \left[ IE_{BOC/PRN}^2 + QE_{BOC/PRN}^2 \right] - \left[ IL_{BOC/PRN}^2 + QL_{BOC/PRN}^2 \right] \right] \right] \right) \end{aligned} \right) \quad (3.3)$$

Entonces se puede expresar la función de discriminación como:

$$V_{EMLP}^{BOC/PRN}(\varepsilon_\tau) = \frac{A^2}{4} \left( \left[ \begin{aligned} & R_{BOC} \left( \varepsilon_\tau + \frac{C_S}{2} \right)^2 - R_{BOC} \left( \varepsilon_\tau - \frac{C_S}{2} \right)^2 \right] \right. \\ & \left. - \beta \left[ R_{BOC,PRN} \left( \varepsilon_\tau + \frac{C_S}{2} \right)^2 - R_{BOC,PRN} \left( \varepsilon_\tau - \frac{C_S}{2} \right)^2 \right] \right) \quad (3.4)$$

De este modo, suponiendo que

$$-\frac{C_t}{2} \leq \varepsilon_\tau \leq \frac{C_t}{2},$$

la expresión final del discriminador de EMPL modificado viene dada por:

$$V_{EMLP}^{BOC/PRN}(\varepsilon_\tau) = \frac{A^2}{4} ((18 - \beta)C_s - 12)\varepsilon_\tau \quad (3.5)$$

para

$$-\frac{C_t}{2} \leq \varepsilon_\tau \leq \frac{C_t}{2}$$

En una realización preferida, la normalización del discriminador es necesaria para estimar el término de amplitud en el discriminador. Sin embargo, se prefiere para cerciorarse de que esta normalización no limita el dominio de la estabilidad del discriminador. Se prefiere además tener un discriminador normalizado con una respuesta “correcta” para un error de seguimiento de código tan grande como sea posible. Los ejemplos de las normalizaciones dadas de aquí en adelante utilizan una combinación de la función de autocorrelación del BOC y la función de correlación de BOC/PRN.

En una realización, la normalización del discriminador modificado de EMLP se basa en el mismo método según lo utilizado por el discriminador convencional de seno-BOC(1,1) EMLP

$$NORM1 = \left( \left[ \begin{aligned} & \left[ \left[ IE_{BOC} + IL_{BOC} \right]^2 + \left[ QE_{BOC} + QL_{BOC} \right]^2 \right] \right. \\ & \left. + \left[ \left[ IE_{BOC/PRN} + IL_{BOC/PRN} \right]^2 + \left[ QE_{BOC/PRN} + QL_{BOC/PRN} \right]^2 \right] \right) \end{aligned} \right) \quad (3.6)$$

Lleva a la expresión de salida siguiente:

$$V_{NORM1}(\varepsilon_r) = \frac{(2-3C_S)^2 V_{EMLP}}{((18-\beta)C_S-12)NORM1} \quad (3.7)$$

para

$$-\frac{C_t}{2} \leq \varepsilon_r \leq \frac{C_t}{2}$$

En una realización alternativa, una segunda expresión usa la misma normalización que la normalización de seguimiento estándar seno-BOC (1, 1):

$$NORM2 = \left[ (IE_{BOC} + IL_{BOC})^2 + (QE_{BOC} + QL_{BOC})^2 \right] \quad (3.8)$$

la cual da la misma salida normalizada siguiente:

$$V_{NORM2}^{BOC/PRN}(\varepsilon_r) = \frac{(2-3C_S)^2 V_{EMLP}^{BOC/PRN}}{((18-\beta)C_S-12)NORM2} \quad (3.9)$$

para

$$-\frac{C_t}{2} \leq \varepsilon_r \leq \frac{C_t}{2}$$

En otra realización, la normalización comprende una versión modificada de la expresión (3.6), pero tiene en cuenta la propiedad antisimétrica de la función de correlación BOC/PRN:

$$NORM3 = \left( \left[ (IE_{BOC} + IL_{BOC})^2 + (QE_{BOC} + QL_{BOC})^2 \right] + \left[ (IE_{BOC/PRN} - IL_{BOC/PRN})^2 + (QE_{BOC/PRN} - QL_{BOC/PRN})^2 \right] \right) \quad (3.10)$$

La salida del discriminador normalizado se convierte en

$$V_{NORM3}^{BOC/PRN}(\varepsilon_r) = \frac{(4-12C_t+10C_t^2) V_{EMLP}^{BOC/PRN}}{((18-\beta)C_S-12)NORM3} \quad (3.11)$$

para

$$-\frac{C_t}{2} \leq \varepsilon_r \leq \frac{C_t}{2}$$

La Figura 8 muestra la salida de cada uno de los tres discriminadores modificados normalizados de EMLP (para  $\beta = 1$ ) descrita también como la salida del discriminador normalizado estándar de seno-BOC(1,1) para un espaciado temprana-tardía de 0,2 chips y un filtro de extremo delantero de 6 MHz (de de doble cara). A diferencia del discriminador estándar de seno-BOC(1,1) que tiene un punto falso de cierre, no hay tal problema potencial para los tres discriminadores nuevos a título de ejemplo para los valores habituales de  $C/N_0$ . Para  $C/N_0$  alto, hay un problema potencial a  $\pm 0,65$  chips puesto que la salida del discriminador cruza levemente el eje y “en dirección a la derecha”. Se puede eliminar este problema fácilmente levemente aumentando el parámetro  $\beta$ , o eligiendo un filtro de extremo delantero más grande.

Las tres normalizaciones a título de ejemplo pueden conducir a diversos funcionamientos de seguimiento debido a su impacto en la forma de la salida del discriminador. La primera normalización NORM1 puede tener un funcionamiento más débil comparada a los dos otros debido a su rápida retorno a 0 cuando el error de seguimiento de código llega a ser mayor de 0,2 chips. Las dos otras normalizaciones, NORM2 y NORM3, tienen unas respuestas similares y tienen áreas de estabilidad ligeramente mayores que el discriminador estándar seno-BOC(1,1) EMLP: [- 0,38; 0,38] chips en comparación con [- 0,33; 0,33] chips. Por consiguiente, el discriminador modificado de EMLP de la presente invención usando una de las normalizaciones NORM2 y de NORM3 tendrá una resistencia ligeramente mayor a los errores de seguimiento que el seguimiento puro BOC(1,1).

3.2 Tipo de discriminador de producto escalar (DP)

Un discriminador alternativo al discriminador EMLP modificado comprende un discriminador de DP modificado adaptado a la técnica novedosa del seguimiento de seno-BOC(n,n) de la presente invención.

La expresión del DP modificado viene dada por la expresión:

$$V_{DP}^{BOC/PRN}(\varepsilon_r) = \left( \begin{array}{l} (IE_{BOC} - IL_{BOC})IP_{BOC} + (QE_{BOC} - QL_{BOC})QP_{BOC} \\ -\beta \left( \begin{array}{l} (IE_{BOC/PRN} - IL_{BOC/PRN})IP_{BOC/PRN} \\ + (QE_{BOC/PRN} - QL_{BOC/PRN})QP_{BOC/PRN} \end{array} \right) \end{array} \right) \quad (3.12)$$

En este caso usando las expresiones para las salidas del correlador, en ausencia de ruido, tenemos:

$$V_e(\varepsilon_r) = \frac{A^2}{4} \left[ R_{BOC} \left( \varepsilon_r + \frac{C_S}{2} \right) - R_{BOC} \left( \varepsilon_r - \frac{C_S}{2} \right) \right] R_{BOC}(\varepsilon_r) - \frac{A^2}{4} \beta \left[ R_{BOC,PRN} \left( \varepsilon_r + \frac{C_S}{2} \right) - R_{BOC,PRN} \left( \varepsilon_r - \frac{C_S}{2} \right) \right] R_{BOC,PRN}(\varepsilon_r) \quad (3.13)$$

Usando los modelos anteriores para las funciones de correlación BOC y BOC-PRN se llega al siguiente discriminador:

$$V_{DP}^{BOC/PRN}(\varepsilon_r) = \frac{A^2}{4} (6(1-3|\varepsilon_r|) + \beta C_s) \varepsilon_r \quad (3.14)$$

Como puede verse, este discriminador no tiene una variación lineal como función del error de seguimiento de código  $\varepsilon_r$ , lo cual disminuye el dominio de linealidad del discriminador.

Se pueden realizar muchas normalizaciones para el discriminador DP. Cuando se considera el discriminador DP en una aplicación de seguimiento de señal tradicional de seno-BOC(1,1), un aspecto interesante de la normalización es que puede ayudar a eliminar los términos multiplicativos que impiden una variación no lineal del discriminador. Sin embargo, en el caso de la presente invención de seguimiento, esto es difícil puesto que el término estrictamente multiplicativo  $(6(1-3|\varepsilon_r|) + \beta C_s)$  es difícil de sintetizar por sí mismo.

Una normalización de DP a título de ejemplo viene dada por:

$$NORM1 = \left( \begin{array}{l} [(IE_{BOC} + IL_{BOC})IP_{BOC} + (IE_{BOC} + IL_{BOC})IP_{BOC}] \\ + \left[ \begin{array}{l} (IE_{BOC/PRN} + IL_{BOC/PRN})IP_{BOC/PRN} \\ + (IE_{BOC/PRN} + IL_{BOC/PRN})IP_{BOC/PRN} \end{array} \right] \end{array} \right) \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}
 NORM1 = & \frac{A^2}{4} \left[ R_{BOC} \left( \varepsilon_r + \frac{C_S}{2} \right) + R_{BOC} \left( \varepsilon_r - \frac{C_S}{2} \right) \right] R_{BOC}(\varepsilon_r) \\
 & + \frac{A^2}{4} \left[ R_{BOC,PRN} \left( \varepsilon_r + \frac{C_S}{2} \right) + R_{BOC,PRN} \left( \varepsilon_r - \frac{C_S}{2} \right) \right] R_{BOC,PRN}(\varepsilon_r)
 \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$NORM1 = \frac{A^2}{4} (2 - 3C_S) (1 - 3|\varepsilon_r|) + 2\varepsilon_r^2 \quad (3.17)$$

y para  $\varepsilon_r \approx 0$

$$NORM1 = \frac{A^2}{4} [2 - 3C_S] \quad (3.18)$$

El término más importante de esta normalización es el primer término de (3.17) dependiendo del valor que se prefiriera cancelar

$$\left( 1 - \frac{3|\varepsilon_r|}{T_c} \right),$$

puesto que el segundo término depende del valor del cuadrado de  $\varepsilon_r$ , que puede ser despreciado

$$V_{DP}^{NORM1}(\varepsilon_r) = \frac{(2 - 3C_S) V_{DP}^{BOC/PRN}}{(6 + \beta) NORM1} \quad (3.19)$$

Otra posible normalización de DP se deriva de la normalización de seno-BOC(1,1) DP convencional, y viene dada por:

$$NORM2 = [(IE_{BOC} + IL_{BOC})IP_{BOC} + (QE_{BOC} + QL_{BOC})QP_{BOC}] \quad (3.20)$$

$$NORM2 = \frac{A^2}{4} [2 - 3C_S] (1 - 3|\varepsilon_r|) \quad (3.21)$$

En este ejemplo, esta normalización depende de la potencia de la señal y de

$$\left( 1 - \frac{3|\varepsilon_r|}{T_c} \right),$$

lo cual constituye una cancelación del discriminador clásico DP de seno-BOC(1,1) Sin embargo, por lo que se refiere al discriminador de DP modificado, no cancela completamente el error cuadrático.

La expresión resultante es:

$$V_{DP}^{NORM2}(\varepsilon_r) = \frac{(2 - 3C_S)V_{DP}^{BOC/PRN}}{(6 + C_S)NORM2} \quad (3.22)$$

Otra posible normalización de DP todavía usa solo los valores espontáneos de la función de autocorrelación de BOC:

$$NORM3 = \left[ IP_{BOC}^2 + Q_{BOC}^2 \right] \quad (3.23)$$

$$NORM3 = \frac{A^2}{4} (1 - 3|\varepsilon_r|)^2 \quad (3.24)$$

Este ejemplo de normalización depende de la potencia de señal, pero no eliminará los términos que impiden una evolución no lineal del discriminador:

$$V_{DP}^{NORM3}(\varepsilon_r) = \frac{V_{DP}^{BOC/PRN}}{(6 + C_S)NORM3} \quad (3.25)$$

La última normalización de DP aquí descrita usa una versión modificada de DP NORM3:

$$NORM4 = \left[ IP_{BOC}^2 + Q_{BOC}^2 + IP_{BOC/PRN}^2 + Q_{BOC/PRN}^2 \right] \quad (3.26)$$

$$NORM4 = \frac{A^2}{4} (1 - 6|\varepsilon_r| + 10\varepsilon_r^2) \quad (3.27)$$

$$V_e(\varepsilon_r) = \frac{V_{DP}^{BOC/PRN}}{(6 + C_S)NORM4} \quad (3.28)$$

Habiendo descrito cuatro normalizaciones de DP a título de ejemplo, se puede efectuar su comparación. La Figura 9 muestra la salida del discriminador para cada caso, considerando un filtro de extremo delantero de 50 MHz de anchura de banda (doble cara) e incluyendo el discriminador normalizado tradicional de DP de seno-BOC(1,1).

Según lo visto en la Figura 9, cada una de las normalizaciones de DP quita el punto de cierre falso situado alrededor de 0,56 chips. En cuanto al EMLP sin embargo, hay una amenaza potencial remanente con un retardo de código de 0,6 chips para  $C/N_0$  alto, cuando se utilizan anchuras de banda de filtro de extremo delantero limitadas. Esto puede ser solucionado aumentando ligeramente el valor del parámetro  $\beta$ . Las características de cada normalización considerada son muy diferentes:

- DP NORM1 ofrece una respuesta limitada cuando el error de retardo de código se aproxima al borde del dominio de estabilidad;
- DP NORM4 no necesita ningún correlador complejo adicional, lo cual es una ventaja fuerte de cara a la puesta en práctica, sin embargo, su salida en el borde del dominio de estabilidad es débil y podría ofrecer menos estabilidad cuando el nivel de ruido fuera alto;
- DP NORM2 tiene un dominio de linealidad grande en la región de estabilidad comparada con NORM3 y NORM4. Sin embargo, se requiere para la normalización un correlador más complejo, puesto que se necesita independientemente la salida de ambos correladores BOC/BOC temprana y tardía.
- DP NORM3 parece más adaptada en este sentido, pues utiliza solamente la salida del correlador espontánea, y puesto que estos valores se necesitan de todos modos para el PLL, no aumenta los requisitos en términos de correladores.

## ES 2 292 048 T3

Por consiguiente, DP NORM2 y DP NORM3 son las normalizaciones preferidas para los métodos de la presente invención que usan un discriminador de DP. Tiene el mismo dominio característico de estabilidad que el discriminador normalizado de EMLP descrito anteriormente.

5

### 3.3 Requisitos en términos de correladores complejos

Para el discriminador de EMLP descrito aquí, con el método de seguimiento novedoso seno-BOC(1, 1) aquí descrito, se necesitan 5 correladores complejos:

10

*Temprana*<sub>BOC</sub>, *Tardía*<sub>BOC</sub>, *Espontánea*<sub>BOC</sub> (necesario para PLL), *Temprana*<sub>BOC/PRN</sub>, *Tardía*<sub>BOC/PRN</sub>

15

Se requieren los mismos 5 correladores complejos para un discriminador de DP con un seguimiento nuevo BOC (1, 1) seguimiento inequívoco y normalización DP NORM2. Si se usara la normalización DPNORM4, se necesitan 4 correladores complejos

*Temprana-Tardía*<sub>BOC</sub>, *Espontánea*<sub>BOC</sub> (necesario para PLL), *Temprana -Tardía*<sub>BOC/PRN</sub>, *Espontánea*<sub>BOC/PRN</sub>

20

Para el DP con seguimiento tradicional BOC(1,1) que usa una técnica de salto de golpe y la normalización DP NORM3, se necesitan 4 correladores complejos:

*Temprana-Tardía*<sub>BOC</sub>, *Espontánea*<sub>BOC</sub> (necesario para PLL), *MuyTemprana*<sub>BOC</sub> -*MuyTardía*<sub>BOC</sub>

25

Por tanto, el método de seguimiento de señal que usa un discriminador de DP normalizado por DP NORM3, no aumenta los requisitos en términos de correladores. Complejos.

### 3.4 Realización del método de adquisición y seguimiento de seno-BOC(1, 1)

30

Según se muestra en la figura 7A, en modo de adquisición, una realización de un receptor basado en los satélites comprende un dispositivo de decisión de adquisición (10) que tiene una primera entrada (100) y tres salidas (S1, S2, S3). Un generador de frecuencia (12) y un generador de código (14) proporcionan entradas al dispositivo de decisión de la adquisición (10). La señal del satélite se recibe en la primera entrada (100), siguiendo el filtrado, la conversión descendente, el muestreo y la cuantificación.

35

El dispositivo de decisión de adquisición (10) da como salida bien una decisión positiva de adquisición (S1), o una decisión negativa. Si la decisión de adquisición es negativa, el dispositivo (10) da como salida el conjunto siguiente de la frecuencia (S2) y el retardo de código (S3) para intento.

40

En el generador de código (14), el oscilador de código (16) recibe el retardo de código (S3) para utilizar para usar en el siguiente intento de adquisición. Este oscilador de código (16) acciona el generador de código (18) y el generador del subportadora (20). El generador de código (18) da como salida una réplica del código (22) con el retardo de código correcto recibido de (S3). El generador del subportadora (20) da como salida la subportadora con el retardo de código correcto recibido de (S3) que entonces se multiplica por la réplica del código (22) para proporcionar la réplica de BOC (24) con el retardo de código correcto (S3).

45

En el generador de frecuencia (12), el oscilador de portadora (26) recibe la frecuencia (S2) para utilizar para el intento siguiente de adquisición y da como salida una señal de portadora (28) y una señal de portadora desplazada en fase 90° (30).

50

La señal entrante (100) es multiplicada por la señal de portadora en un primer canal secundario (201) y por la señal de portadora en cuadratura en el segundo canal secundario (202). Cada uno de los canales secundarios entonces es entonces dividido en dos canales terciarios.

55

El primer canal terciario (301) resulta del primer canal secundario (201) y es multiplicado por la señal de réplica de código (22). El segundo canal terciario (302) es multiplicado por la señal de réplica de BOC (24). El tercer canal terciario (303) resulta del segundo canal secundario (202) y es multiplicado por la señal de la réplica de código (22). El cuarto canal terciario (304) es multiplicado por la señal de réplica de BOC (24).

60

Las señales obtenidas en cada uno de los cuatro canales terciarios son procesadas por un dispositivo de integración y volcado (40), después procesadas por un dispositivo de cuadrado (42) y después combinadas por un dispositivo de combinación (44) por medio de la reproducción de la función de correlación sintetizada descrita aquí. El dispositivo de combinación da como salida un valor sintetizado de correlación (401) que es introducido en un dispositivo de suma (50) que acumula varios valores sintetizados de correlación antes de dar como salida el valor de prueba de adquisición (501). Este valor de prueba de adquisición (501) es entonces introducido en el dispositivo de prueba de decisión (60) que toma la decisión de declarar la adquisición acertada (S1) o de continuar el proceso de adquisición con la frecuencia (S2) y retardo de código (S3) siguientes.

65

Una vez que se ha adquirido la señal, el dispositivo puede entrar en el modo de seguimiento, según lo descrito aquí. La figura 7B ilustra una estructura de seguimiento de receptor de una realización de la presente invención. El dispositivo comprende un receptor que comprende un dispositivo de estimación de retardo de código retrasa la valoración (10') que tiene una primera entrada (100) y una salida (S'). Un lazo de cierre (12') de fase y/o de frecuencia y un lazo de código (14') proporciona entradas al dispositivo de estimación de retardo de código (10'). La señal de satélite se recibe en un primera entrada (100), seguida de filtración, conversión descendente, muestreo y cuantificación.

El dispositivo de estimación de retardo de código (10') da como salida la información de discriminación (S') que es utilizada por el lazo del código (14'). Específicamente, el lazo de cierre de retardo o DLL (16') que funciona como un corrector de código, calcula la información de corrección de código o la estimación de Doppler del código y la agrega (con un factor de escala) a la referencia externa de velocidad (18') del PLL (o de FLL), que entonces es utilizada por el oscilador de código (20'). El oscilador de código (20') controla el generador (22') de señal de subportadora y el generador (24') de señal de código. El generador (24') de señal del código da como salida una señal (26') de réplica de código de dispersión temprana, tardía y espontánea mientras que el generador (22') de señal de código da como salida una señal de réplica de subportadora de dispersión temprana, tardía y espontánea subportadora que es multiplicada por la réplica de código (26') para producir la señal de réplica de BOC (28').

En el lazo de cierre de fase y/o de frecuencia (12'), el oscilador (30') de portadora recibe la referencia externa de velocidad (18') y da como salida una señal de portadora (32') y una señal de portadora desplazada en fase 90° (34').

La señal entrante (100) es multiplicada por la señal de portadora en un primer canal secundario (201') y por la señal de portadora de cuadratura en el segundo canal secundario (202'). Cada uno de los canales secundarios es entonces dividido en dos canales terciarios.

El primer canal terciario (301') resulta del primer canal secundario (201') y es multiplicado por las señales de réplica de código (26') temprana, tardía y espontánea. El segundo canal terciario (302') es multiplicado por las señales de réplica de BOC (28') temprana, tardía y espontánea. El tercer canal terciario (303') resulta del segundo canal secundario (202') y es multiplicado por las réplicas de código de dispersión (26') temprana, tardía y espontánea. El cuarto canal terciario (304') es multiplicado por las réplicas de BOC (28') temprana, tardía y espontánea.

Las señales obtenidas en cada uno de los cuatro canales terciarios son procesadas por un dispositivo de integración y volcado (40') y se combinan las salidas de canal en el discriminador (42') que produce la información de discriminación o el retardo de código en bruto por medio de la función de correlación sintetizada descrita aquí.

#### 4.0 Ejemplos (Resultados de la simulación)

Los siguientes ejemplos describen los resultados de ensayo y pretenden ilustrar la invención y no limitar la invención reivindicada.

Los resultados de ensayo son el resultado de las investigaciones sobre el efecto de dos de las fuentes principales de error en GNSS; el ruido térmico y los trayectos múltiples. Se muestran los resultados de simulación comparando el seguimiento en ruido térmico blanco de la técnica de seguimiento tradicional de seno-BOC(1, 1) y la presente invención.

##### 4.1 Características de funcionamiento observadas del seguimiento inequívoco de seno-BOC(1, 1)

Los discriminadores normalizados descritos aquí parecen tener un comportamiento asintótico en el borde de su región de seguimiento. Por consiguiente, para evitar los grandes saltos de seguimiento debido a una gran salida del discriminador, puede ser necesario un valor de corte dependiente de  $C_s$ .

El PLL necesita tener la información correcta de fase en los dos canales en fase y en cuadratura de fase para estimar consistentemente la compensación de fase. Por consiguiente, se hace funcionar el PLL usando los valores espontáneos de los correladores normales de seno-BOC(1,1). Por lo tanto, el PLL es exactamente igual que el PLL en un sistema de seguimiento de seno-BOC(1,1) convencional.

Una primera prueba confirmó que un discriminador de la presente invención evita cualquier punto falso de la cierre. Por este ejemplo, se compararon los tres discriminadores diferentes normalizados de EMLP descritos en la sección 3.1. El primero utilizó el discriminador normalizado estándar de seno-BOC(1,1) EMLP. Los otros dos utilizaron los discriminadores modificados de EMLP con dos normalizaciones diferentes: NORM2 y NORM3. Se utilizó un DLL ayudado por PLL. Se fijó un valor de corte para las tres salidas de los discriminadores. Usando un espaciamiento de temprana-tardía de 0,2 chips, se estableció la salida del discriminador en 0,4 chips siempre que el valor absoluto real de la salida absoluta fuera mayor de 0,4 chips. El filtro de extremo delantero tiene una anchura de banda de doble cara de 6 MHz. Las anchuras de banda de lazo de DLL y de PLL fueron fijadas en 1 y 10 Hz respectivamente. El tiempo de integración fue escogido para ser 1 ms y el retardo de código inicial fue fijado en 0,5 chips, suponiendo una adquisición en el pico lateral. El  $C/N_0$  era 40 dB-Hz. Los resultados se muestran en la Figura 10.

La Figura 10 muestra que a diferencia de un discriminador estándar del seno-BOC(1,1) de la técnica anterior, los otros dos no hacen el cierre de DLL en cualquier punto estable compensado, confirmando los resultados mostrados en

la Figura 8. El uso del mismo PLL que en el seguimiento estándar de seno-BOC(1,1) habría podido crear una preocupación puesto que los PLL que ayuda usa valores de correlación espontáneas de seno-BOC(1,1) normales. La Figura 10 muestra que el PLL no limita la deriva del retardo código inicial sesgado, siguiendo la valoración procedente del PLL.

5 Es importante observar de nuevo que para  $C/N_0$  alto, y para una anchura de banda de de filtro de extremo delantero limitada, puede haber todavía una ocasión de seguimiento de un pico secundario, según lo tratado anteriormente. Para solucionar esto se puede elegir  $\beta$  de forma que tenga un valor mayor de 1. El valor mínimo a utilizar depende del filtro de extremo delantero, pero también del espaciamiento de temprana-tardía.

10 4.2 *Estudio del impacto del ruido térmico en el método propuesto*

4.2.1 *Estudio de los discriminadores de EMLP*

15 Las pruebas se realizaron con los mismos ajustes descritos previamente. En este ejemplo, sin embargo, el retardo de código inicial retrasa fue fijado en 0,1 chips para observar la convergencia hacia cero, una pista relevante de seguimiento correcto, así como para estudiar el ruido de seguimiento del código cuando se alcanza la convergencia. Las simulaciones se efectuaron sobre 20 segundos de datos simulados. Fueron elegidos los mismos parámetros exactos de seguimiento que los que usados para obtener la Figura 10. La Figura 11 muestra los resultados de una de las simulaciones para una señal con un  $C/N_0$  de 40 dB-Hz usando las puestas en práctica del discriminador de EMLP.

20 El período de convergencia en la Figura 11 toma aproximadamente 1 segundo. Se calcula la desviación típica del error de seguimiento de código para toda salida obtenida después de dos segundos de que se hayan procesado los datos para cerciorarse de que los valores usados se han tomado después del período de convergencia. Para los discriminadores de EMLP, a fin de tener un análisis fiable, se hicieron las pruebas independientemente en dos receptores de software diferentes: uno desarrollado por ENAC, Toulouse, Francia, y otro desarrollado en la universidad de Calgary, Canadá. La Figura 12 resume los resultados obtenidos durante la campaña de simulación. Para todos los casos considerados, se obtuvo la convergencia.

30 La Figura 12 muestra resultados consistentes, lo cual tiende a confirmar la corrección de la puesta en práctica, particularmente para  $C/N_0$  mayor de 30 dB-Hz. Comparando los dos discriminadores normalizados de EMLP nuevos, el que usa NORM3 parece superar al que usa NORM2. Aunque la diferencia es muy pequeña para  $C/N_0$  alto, aumenta conforme disminuye la fuerza de la señal. Por lo tanto, Norm3 es una normalización preferida seleccionada como un discriminador modificado de EMLP preferido.

35 Sin embargo, sus características de funcionamiento en cuanto a la mitigación del ruido siguen siendo ligeramente peores que para el seguimiento de código usando el discriminador normalizado estándar de seno-BOC(1,1). Se puede explicar la razón principal al ver el nuevo discriminador sintetizado como la diferencia de dos discriminadores de EMLP: uno asociado a la autocorrelación pura del seno-BOC(1,1), y el otro a la correlación de BOC/PRN. Esta combinación lineal trae un ruido adicional que es cancelado parcialmente por la correlación de los valores del ruido de ambos pares. Sin embargo, todavía hay ruido adicional que penetra en los lazos de seguimiento. El cociente entre las desviaciones típicas de error de seguimiento de código está entre 1,07 y 1,22 (excluyendo los resultados 30 dB-Hertzios) según las pruebas consideradas, el cual es muy pequeño. Cuando se observa la Figura 12, esto representa una pérdida en  $C/N_0$  de menos de 1 dB.

45 4.2.2 *Estudio de los discriminadores de DP (producto escalar)*

Usando los mismos ajustes exactos, se ha comparado las características de funcionamiento de los discriminadores de DP normalizados con el discriminador de DP convencional de seno-BOC-(1, 1), usando también como normalización DP NORM2 y DP NORM3. Las pruebas se basaron en una señal de 20 segundos Los resultados se muestran en la Tabla 4.1

TABLA 4.1

55 *Desviación típica del error de seguimiento de código para diferentes  $C/N_0$  según diversas técnicas de seguimiento de DP*

$C/N_0$ (dB-Hz)	BOC(1, 1) Tradicional NORM 2	BOC(1, 1) Tradicional NORM 2	DP NORM2	DP NORM2
32	0,00525	0,00663	0,00678	0,00599
35	0,00312	0,00326	0,00370	0,00375

Puede observarse que en el caso del seguimiento tradicional con seno-BOC(1, 1), usando un discriminador de DP, existe una mejor mitigación de ruido usando NORM2. Sin embargo, esta diferencia entre las dos normalizaciones propuestas disminuye conforme aumenta  $C/N_0$ .

5 Con respecto al método novedoso de la presente invención, tiene unas características de funcionamiento ligeramente peores que el seguimiento tradicional. Sin embargo, la degradación es típicamente inferior a 1 dB.

La aplicación del método sintetizado que usa NORM3 puede ser llevada a la práctica fácilmente en una plataforma de seno-BOC(1, 1) por los expertos en la técnica, puesto que usa el mismo número de correladores complejos con los que se lleva a cabo el DP tradicional (cuando se hace con salto de golpe (Fine y Wilson, 1999) y no requiere cálculos adicionales.

#### 4.3 Características de funcionamiento en mitigación para multitrayectos con seno-BOC(1, 1)

15 Otro parámetro importante de las características de funcionamiento cuando se estudia una técnica de seguimiento es su resistencia inherente a multitrayecto. Aunque se tratará en esta sección solamente el discriminador de EMLP, el experto se dará cuenta de que los resultados se pueden transponer directamente al caso del DP.

Según lo tratado anteriormente, la función de correlación sintetizada tiene una función de soporte más pequeña que la función de autocorrelación del seno-BOC(1,1). En el caso ideal de una anchura de banda infinita, tiene valores diferentes a cero solamente dentro de  $\pm 0,5$  chips. Sin embargo, debido al uso de una combinación no lineal de salida de correladores para formar los discriminadores, no implica que esté cancelado el impacto de un multitrayecto de largo retardo. La Figura 13 muestra la envolvente de multitrayecto de los discriminadores de EMLP normales y sintetizados (para  $\beta = 1$ ) para un multitrayecto recibido de la mitad de la amplitud de la señal directa y con un espaciamiento temprana-tardía de 0,2 chips. El filtro de extremo delantero usado tiene una anchura de banda de doble cara de 6 MHz. La envolvente multitrayecto de un método novedoso de la presente invención tiene la misma forma que la del método de seguimiento tradicional de seno-BOC(1,1). Sin embargo, tienen dos diferencias principales: (1) el primer lóbulo del nuevo método es ligeramente más ancho para retardos de multitrayecto entre 0,25 y 0,55 chips; (2) el segundo lóbulo para el nuevo método de seguimiento es más estrecho, lo cual implica un mejor rechazo de multitrayecto para multitrayectos de gran retardo. Debe observarse que las opciones de la anchura de banda del filtro de extremo delantero y del espaciamiento de temprana-tardía tienen un impacto en la magnitud de la diferencia entre los dos métodos. Sin embargo, da la misma forma general. El nuevo método sintetizado parece ofrecer una buena resistencia para multitrayectos de gran retardo mientras que da unas mediciones fiables. El uso de un parámetro  $\beta$  ligeramente mayor no modifica la forma general de la envolvente multitrayecto, según lo mostrado en la Figura 14. Es también importante observar dos desventajas de la técnica de seguimiento del seno-BOC(1.1) tradicional cuando están presentes los multitrayectos. En primer lugar, la envolvente de multitrayecto trazada en la Figura 13 no es realista, puesto que supone posible un seguimiento correcto que puede no estar ocurriendo. En segundo lugar, debe observarse que usando el método tradicional, es posible que un multitrayecto fuerte cree un pico de la correlación que interfiere que sea más alto o tan alto como el pico secundario de la función del autocorrelación del seno-BOC(1.1). En tal caso, si el receptor está siguiendo el pico secundario, esto puede engañar peligrosamente al receptor.

#### 5.0 Demostración del método de adquisición del seno-BOC(1, 1)

45 Según lo demostrado aquí, el dominio de estabilidad de un discriminador novedoso de la presente invención es ligeramente mayor que el de uno asociado al discriminador normal de EMLP del seno-BOC(1,1). Sus características de funcionamiento de seguimiento son casi equivalentes a las del seguimiento estándar del seno-BOC(1,1). Finalmente, tiene una mitigación inherente mejor de multitrayecto de gran retardo. Sin embargo, si el error de seguimiento inicial es mayor que aproximadamente 0,35 chips el discriminador no podrá converger hacia el retardo de código cero, y el lazo perderá el cierre. Observe que el comportamiento del seguimiento puro de seno-BOC(1,1) en ese caso sería deslizarse hacia un punto falso de cierre según lo indicado en la primera sección. Esto significa que para cerciorarse de que el receptor que usa la nueva técnica de seguimiento tiene éxito en el seguimiento de la señal entrante, tiene que adquirir la señal relativamente cerca del pico principal. Según se ha visto ya, esto puede ser un problema cuando se usa una técnica convencional de adquisición basada en una búsqueda de potencia máxima usando la potencia de autocorrelación debido a la presencia de los picos laterales. Por esta razón, se hace de aquí en adelante una investigación de una técnica de adquisición que usa la función de correlación sintetizada.

A continuación se efectúa la evaluación de las características de funcionamiento del nuevo esquema de adquisición.

60 Si se supone que M es el número de adiciones no coherentes, la potencia de la señal en la salida de la correlación sintetizada viene dada por:

$$65 \quad P = \sum_{k=1}^M \left( \left( I_{BOC_k}^2 + Q_{BOC_k}^2 \right) - \left( I_{BOC_k/PRN_k}^2 + Q_{BOC_k/PRN_k}^2 \right) \right) \quad (5.1)$$

Puesto que la potencia de ruido den cada salida de correlador es la misma, es posible tener los siguientes criterios de adquisición:

$$\frac{P}{\sigma_n^2} = \sum_{i=1}^M \left[ \begin{aligned} & \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \cos(\epsilon_\theta) + n_{IBOC} \right)^2 \\ & + \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \sin(\epsilon_\theta) + n_{QBOC} \right)^2 \\ & - \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC/PRN}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \cos(\epsilon_\theta) + n_{IBOC/PRN} \right)^2 \\ & - \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC/PRN}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \sin(\epsilon_\theta) + n_{QBOC/PRN} \right)^2 \end{aligned} \right] \quad (5.2)$$

donde

$\sigma_n^2$  es la varianza de la correlación del ruido de salida con la potencia

$\sigma_n^2$

$T_p$  es el tiempo de integración coherente; C es la potencia de la señal a la salida de la antena del receptor;  $n_{BOC}$ ,  $n_{QBOC}$ ,  $n_{IBOC/PRN}$  y  $n_{QBOC/PRN}$  son ruidos centrados Gaussianos con una varianza unidad;  $\epsilon_\theta$  es el error de fase; y  $f_D$  es el error de frecuencia.

El criterio de adquisición puede verse como la diferencia entre dos distribuciones Chi-cuadradas. Por consiguiente, el criterio de adquisición puede ser definido como:

$$T_{new} = \frac{P}{\sigma_n^2} = T_{BOC} - T_{BOC/PRN} \quad (5.3)$$

donde

$$T_{BOC} = \sum_{k=1}^M \left( \begin{aligned} & \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \cos(\epsilon_\theta) + n_{IBOC} \right)^2 \\ & + \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \sin(\epsilon_\theta) + n_{QBOC} \right)^2 \end{aligned} \right) \quad (5.4)$$

y

$$T_{BOC/PRN} = \sum_{k=1}^M \left( \begin{aligned} & \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC,PRN}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \cos(\epsilon_\theta) + n_{IBOC/PRN} \right)^2 \\ & + \left( \sqrt{\frac{CT_p}{N_0}} R_{BOC,PRN}(\epsilon_r) \frac{\sin(\pi f_D T_p)}{\pi f_D T_p} \sin(\epsilon_\theta) + n_{QBOC/PRN} \right)^2 \end{aligned} \right) \quad (5.5)$$

Puesto que el criterio de adquisición es la diferencia entre las dos distribuciones Chi-cuadradas, su valor previsto puede ser expresado como

$$\langle T_{new} \rangle = \langle T_{BOC} \rangle - \langle T_{BOC/PRN} \rangle \quad (5.6)$$

## ES 2 292 048 T3

Se ha determinado que se puede suponer las dos distribuciones TBOC y TBOC/PRN interdependientes cuando no se usó ningún filtro de extremo delantero puesto que la correlación entre el ruido de los dos correladores es nula.

Empíricamente, se ha determinado que esta covarianza es muy baja cuando se usa un filtro de extremo delantero, de manera que

$$\sigma_{T_{\text{new}}}^2 = \sigma_{T_{\text{BOC}}}^2 + \sigma_{T_{\text{BOC/PRN}}}^2 \quad (5.7)$$

Es posible a partir de las ecuaciones (5.6) y (5.7) comparar la media y la varianza del nuevo criterio de adquisición con los valores del criterio de adquisición estándar (simbolizados por  $\square T_{\text{BOC}}$ ). Con esta finalidad se han definido dos factores de calidad: el coeficiente de las medias (FOM1) y el coeficiente de las varianzas (FOM2). Estos dos factores de calidad pueden expresarse usando las ecuaciones:

$$FOM1 = \frac{\frac{CT_P}{N_0} \left( (R_{\text{BOC}}(\epsilon_T))^2 - (R_{\text{BOC,PRN}}(\epsilon_T))^2 \right) \left( \frac{\sin(\pi f_D T_P)}{\pi f_D T_P} \right)^2}{\frac{CT_P}{N_0} (R_{\text{BOC}}(\epsilon_T))^2 \left( \frac{\sin(\pi f_D T_P)}{\pi f_D T_P} \right)^2 + 2} \quad (5.8)$$

y

$$FOM2 = \frac{4 \frac{CT_P}{N_0} \left( (R_{\text{BOC}}(\epsilon_T))^2 + (R_{\text{BOC,PRN}}(\epsilon_T))^2 \right) \left( \frac{\sin(\pi f_D T_P)}{\pi f_D T_P} \right)^2 + 2}{\frac{CT_P}{N_0} (R_{\text{BOC}}(\epsilon_T))^2 \left( \frac{\sin(\pi f_D T_P)}{\pi f_D T_P} \right)^2 + 1} \quad (5.9)$$

A partir de las ecuaciones (.6) y (5.7) puede verse que ambos factores de calidad favorecen al criterio de adquisición estándar. Sin embargo, la relación de las medias será siempre menor que 1, lo cual quiere decir que  $\square T_{\text{new}}$  será siempre menor que  $\square T_{\text{BOC}}$ . Cuando se usan los mismos parámetros de adquisición. De manera similar, FOM2 será siempre mayor que 1, lo cual significa que

$$\sigma_{T_{\text{new}}}^2$$

será siempre mayor que

$$\sigma_{T_{\text{BOC}}}^2.$$

Debido al valor relativamente pequeño de  $(R_{\text{BOC,PRN}}(\epsilon_T))^2$  en comparación con  $(R_{\text{BOC}}(\epsilon_T))^2$  en las proximidades de  $\epsilon_T = 0$ , su impacto en las características de funcionamiento de la adquisición será pequeño.

El número de sumas no coherentes parece tener un impacto nulo en los dos factores de calidad. Esto significa que la diferencia entre los dos criterios no puede ser acertada usando un gran número de sumas no coherentes. Las ecuaciones (5.6) y (5.7) muestran también que la diferencia entre los dos criterios de adquisición se reduce cuando el valor de  $CT_P$  aumenta. En la Figura 15 se representa el impacto de  $C/N_0$  y  $T_P$  en los dos factores de calidad.

Sabiendo que la diferencia entre dos variables aleatorias independientes tiene una distribución que es la convolución entre la distribución de la primera variable y la opuesta de la distribución de la segunda variable (Papoulis, 1991), puede escribirse que:

$$p_{T_{\text{new}}}(x) = p_{T_{\text{BOC}}}(x) * p_{T_{\text{BOC/PRN}}}(-x) \quad (5.10)$$

donde  $p_\alpha$  es la distribución de la variable aleatoria  $\alpha$

Por consiguiente, es posible modelar con simulaciones de la distribución de  $T_{\text{new}}$  como una distribución no-central del Chi-cuadrada. Por tanto, se puede estimar la probabilidad de detección del pico principal usando los nuevos criterios de adquisición. Haciendo los mismos supuestos que en las secciones anteriores, se obtienen las Figuras 16 y 17.

Como cabía esperar, el tiempo de integración coherente tiene un mayor efecto en las características de funcionamiento de adquisición que el número de sumas no coherentes comparado con la estrategia original de adquisición BOC(1,1). Para las integraciones coherentes largas, el nuevo método incluso supera el método estándar BOC(1,1)UN experto en la técnica puede darse cuenta de la importancia de esto pues la nueva señal civil de GNSS tendrá un canal sin datos que autoriza integraciones coherentes más largas.

## Referencias

Se hace mención a las siguientes referencias

- 10 **Bastide, F., O. Julien, C. Macabiau, and B. Roturier (2002)**, Analysis of L5/E5 Acquisition, Tracking and Data Demodulation Thresholds, Proceedings of U.S. Institute of Navigation GPS (Portland, OR, USA, Sept. 24-27), pp. 2196-2207.
- 15 **Betz, J.W. (2002)**, Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation, Navigation, Journal of the Institute of Navigation, Winter 2001-2002, Vol. 48, Número 4, pp. 227-246.
- 20 **Fine, P., and W. Wilson (1999)**, Tracking Algorithm for GPS Offset Carrier Signals, Proceedings of U.S. Institute of Navigation NTM (San Diego, CA, USA, Jan. 25-27), pp. 671-676.
- Gibbon, G (2004)**, Welcome Progress in GNSS Talks, *GPS World*, número de Febrero.
- 25 **Godet, J., J. C. de Mateo, P. Erhard, and O. Nouvel (2002)**, Assessing the Radio Frequency Compatibility between GPS and Galileo, Proceedings of U.S. Institute of Navigation GPS (Portland, OR, USA, Sept. 24-27), pp. 1260-1269.
- 30 **Lin, V.S, P. A. Dafesh, A. Wu, and C.R. Cahn (2003)**, Study of the Impact of False Lock Points on Subcarrier Modulated Ranging Signals and Recommended Mitigation Approaches, Proceedings of U.S. Institute of Navigation AM (Albuquerque, NM, USA, Junio 23-25), pp. 156-165.
- Martin, N., V. Leblond, G. Guillotel, and V. Heiries (2003)**, BOC(x,y) Signal Acquisition Techniques and Performances, Proceedings of U.S. Institute of Navigation GPS/GNSS (Portland, OR, USA, Sept. 9-12), pp. 188-198.
- 35 **Papoulis, A. (1991)**, Probability, Random Variables and Stochastic Processes, Third Edition, McGraw Hill International Editions.
- Ward, P. (2004)**, A Design Technique to Remove the Correlation Ambiguity in Binary Offset Carrier (BOC) Spread Spectrum Signals (Revised Version), Proceedings of U.S. Institute of Navigation NTM (San Diego, CA, USA, Jan. 26-28), pp. 886-896.
- 40
- 45
- 50
- 55
- 60
- 65

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un método de seguimiento de una señal de Portadora de Desplazamiento Binario (BOC) con un receptor de de navegación por satélite, que comprende las etapas de:
- (a) recibir una señal BOC;
  - (b) generar una señal BOC interna de réplica;
  - 10 (c) generar una señal BOC interna de réplica del código de dispersión de la señal BOC;
  - (d) proporcionar un discriminador para retardo de código combinando una función de autocorrelación de BOC y una función de correlación transversal BOC/PRN.
- 15 2. Un método para adquirir una señal BOC con un receptor de navegación por satélite, que comprende las etapas de:
- (a) recibir una señal BOC;
  - 20 (b) generar una señal BOC interna de réplica;
  - (c) generar una señal BOC interna de réplica del código de dispersión de la señal BOC;
  - 25 (d) obtener una función de ensayo de adquisición sintetizada combinando una función de autocorrelación de BOC y una función de BOC/PRN de correlación transversal.
  - (e) si el ensayo realizado en (d) es negativo, repetir entonces las etapas (b) a (d) hasta que supere la prueba la función de ensayo o se abandone el proceso de adquisición.
- 30 3. El método de la reivindicación 1 ó 2, en el que la señal BOC es una señal seno-BOC(n, n).
4. El método de la reivindicación 3, en el que la señal de seno-BOC es una señal de seno-BOC(n, n) es una señal de seno-BOC(1, 1).
- 35 5. El método de la reivindicación 1, en el que el discriminador es un discriminador de potencia Temprana-Menos-Tardía.
6. El método de la reivindicación 1, en el que el discriminador es un discriminador de producto escalar.
- 40 7. El método de la reivindicación 5, en el que el discriminador de EMLP está normalizado por una de NORM1, NORM2 o NORM3.
8. El método de la reivindicación 6, en el que el discriminador de producto escalar está normalizado por una de DP NORM2, o DP NORM3.
- 45 9. Un receptor de navegación por satélite capaz de adquirir una señal de satélite, comprendiendo dicho receptor:
- 50 (a) un dispositivo (10) de función de ensayo que comprende una entrada (100) de señal; unos medios de cálculo para combinar los puntos de correlación de una función de autocorrelación de BOC y una función de correlación transversal BOC/PRN y unos medios para dar salida a una función de ensayo de adquisición que incluye una frecuencia de Doppler de ensayo y un retardo de código de ensayo;
  - 55 (b) un generador (12) de frecuencia que comprende un oscilador (26) de portadora y un oscilador de portadora en cuadratura que tiene una entrada de frecuencia de ensayo acoplada a la salida de la función de ensayo de adquisición, y una salida acoplada a la entrada de la señal del dispositivo (10) de función de ensayo de adquisición; y
  - 60 (c) un generador (14) de código que comprende un oscilador (16) de código, un generador de código para generar una réplica de PRN del código de dispersión de la señal BOC, un generador de subportadora para generar una réplica de subportadora, donde el oscilador de código (16) recibe el retardo de código de ensayo y está acoplado al generador (18) de código y al generador (20) de subportadora; y donde el generador (18) de código y el generador (20) de subportadora están acoplados cada uno al dispositivo (10) de ensayo de adquisición.
- 65 10. El receptor de la reivindicación 9, en el que el dispositivo de la función de ensayo de adquisición comprende:
- (a) un canal de entrada (100);

## ES 2 292 048 T3

- (b) unos primer y segundo canales secundarios (201, 202) divididos del canal de entrada;
- (c) unos primer y segundo canales terciarios (301, 302) divididos del primer canal secundario (201), y unos tercer y cuarto canales terciarios (303, 304) divididos del segundo canal secundario (202);
- (d) y donde el oscilador (26) de la portadora está acoplado al primer canal secundario (201) y el oscilador de la portadora en cuadratura está acoplado al segundo canal secundario (202); y donde el generador (18) de código está acoplado al primer canal terciario (301) y también acoplado al tercer canal terciario (303); y donde el generador (20) de subportadora está acoplado al generador (18) de código, y el producto del generador (20) de subportadora y el generador (18) de código está acoplado al segundo canal terciario (302) y al cuarto canal terciario (304).

11. El receptor de la reivindicación 10, en el que los medios de cálculo del dispositivo de función de ensayo de adquisición comprenden un dispositivo (40) de integración y volcado, y un dispositivo (44) de correlación sintética.

12. El receptor de la reivindicación 10, que comprende un dispositivo de función de ensayo de estimación de retardo de código (10) como el de la reivindicación 13, para dar seguimiento a una señal adquirida usando los medios de cálculo.

13. Un receptor de navegación por satélite capaz de dar seguimiento a una señal de satélite, comprendiendo dicho receptor:

- (a) un dispositivo (10') de estimación de retardo de código que comprende una entrada de señal (100), unos medios de cálculo para combinar los puntos de correlación de una función de autocorrelación de BOC y una función de correlación transversal de BOC/PRN y unos medios de dar salida a un retardo de código;
- (b) un generador de frecuencia (12') que comprende un oscilador de portadora (30') y un oscilador de portadora en cuadratura que tiene una entrada de frecuencia acoplada a una ayuda de velocidad externa, y una salida acoplada a la entrada de la señal del dispositivo de estimación de retardo de código; y
- (c) un generador (14') de código que comprende un oscilador (20') de código, un generador (24') de código para generar una réplica de PRN del código de dispersión de la señal BOC, un generador (22') de subportadora para generar una réplica de subportadora, donde el oscilador (20') de código recibe el retardo de código de ensayo y está acoplado al generador (24') de código y al generador (22') de subportadora; y donde el generador (24') de código y el generador (22') de subportadora están acoplados cada uno al dispositivo de estimación de retardo de código (10').

14. El receptor de la reivindicación 13, en el que el generador (22') de subportadora genera una réplica de subportadora temprana, tardía y espontánea y que el generador (24') de subportadora genera una réplica de PRN temprana, tardía y espontánea.

15. El receptor de la reivindicación 13, en el que el dispositivo (10') de estimación del retardo de código comprende:

- (a) un canal de entrada (100);
- (b) unos primer y segundo canales secundarios (201', 202') divididos del canal de entrada;
- (c) unos primer y segundo canales terciarios (301', 302') divididos del primer canal secundario (201'), y unos tercer y cuarto canales terciarios (303', 304') divididos del segundo canal secundario (202');
- (d) y donde el oscilador (26') de la portadora está acoplado al primer canal secundario (201') y el oscilador de la portadora en cuadratura está acoplado al segundo canal secundario (202'); y donde el generador (18') de código está acoplado al primer canal terciario (301') y también acoplado al tercer canal terciario (303'); y donde el generador (20') de subportadora está acoplado al generador (18') de código, y el producto del generador (20') de subportadora y el generador (18') de código está acoplado al segundo canal terciario (302') y al cuarto canal terciario (304').

16. El receptor de la reivindicación 14, que comprende además un dispositivo (10) de función de ensayo de adquisición como el de la reivindicación 9.

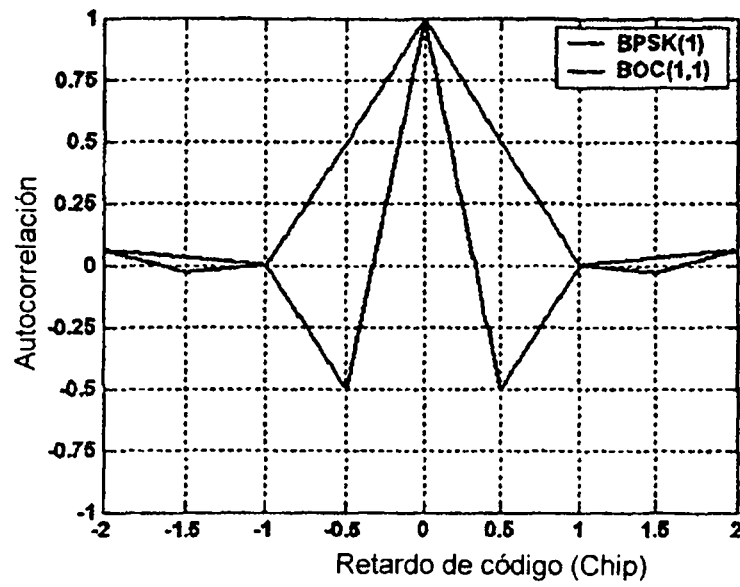


Figura 1

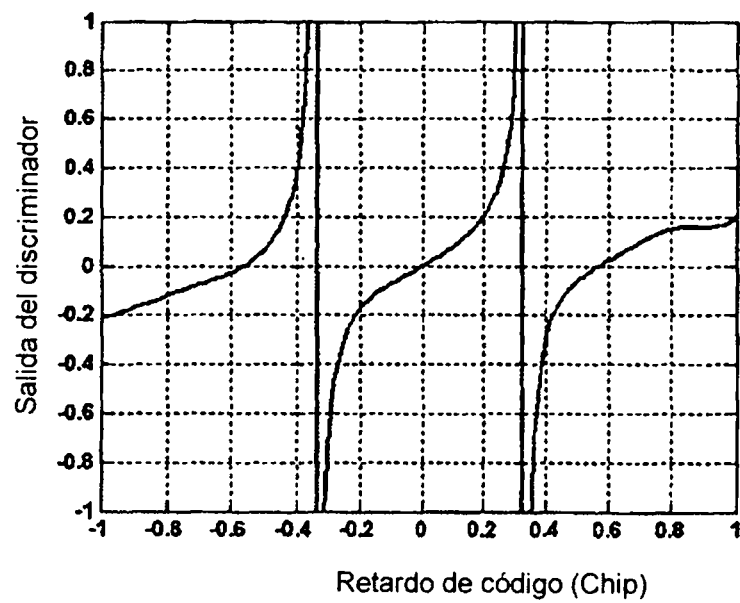


Figura 2

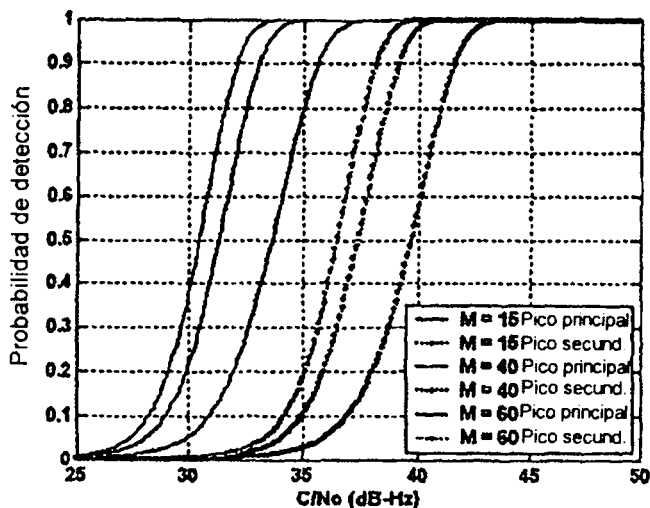


Figura 3

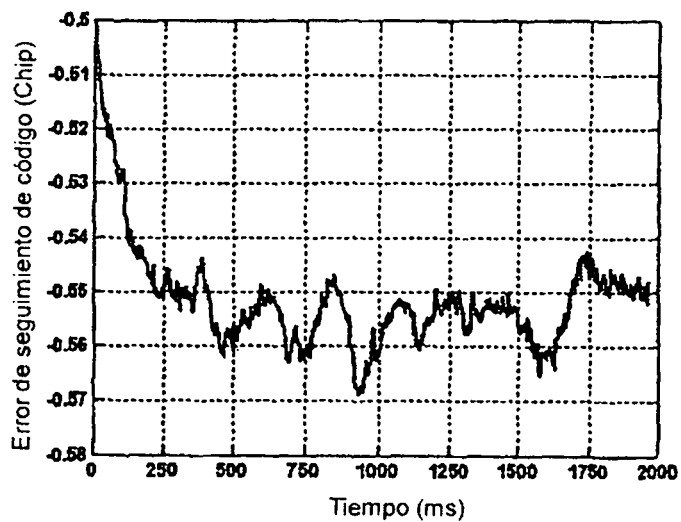


Figura 4

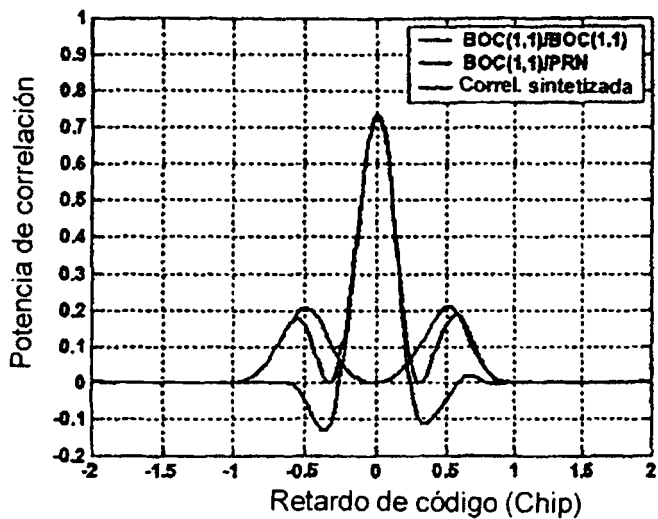


Figura 5

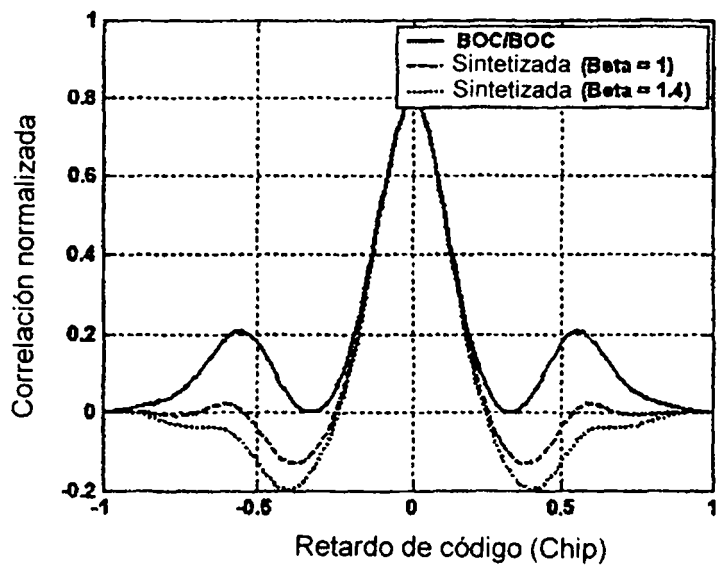


Figura 6

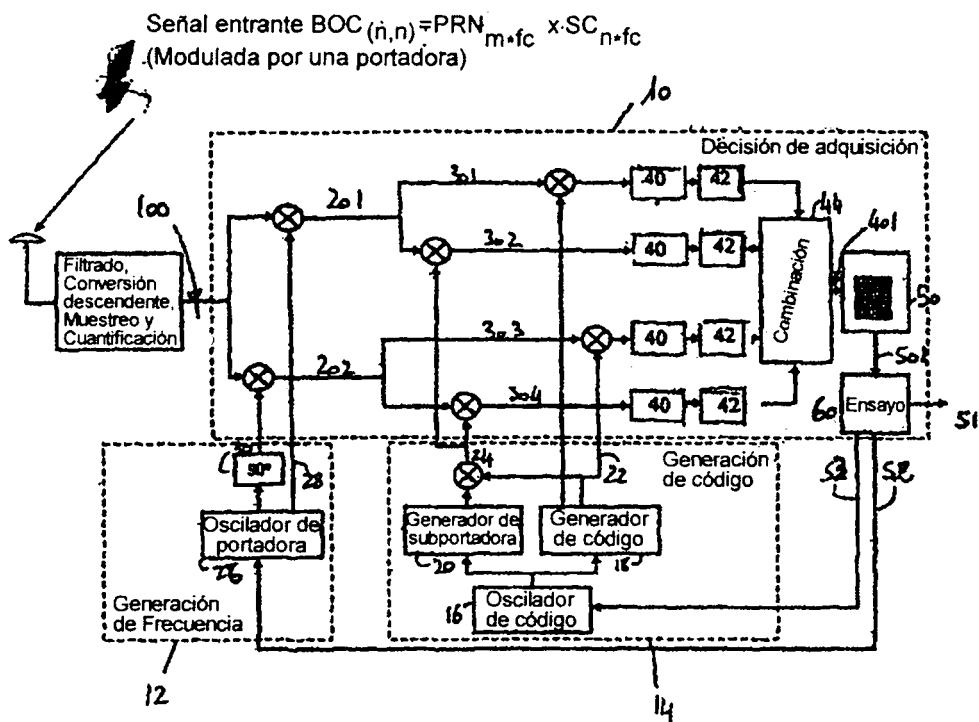


Figura 7A

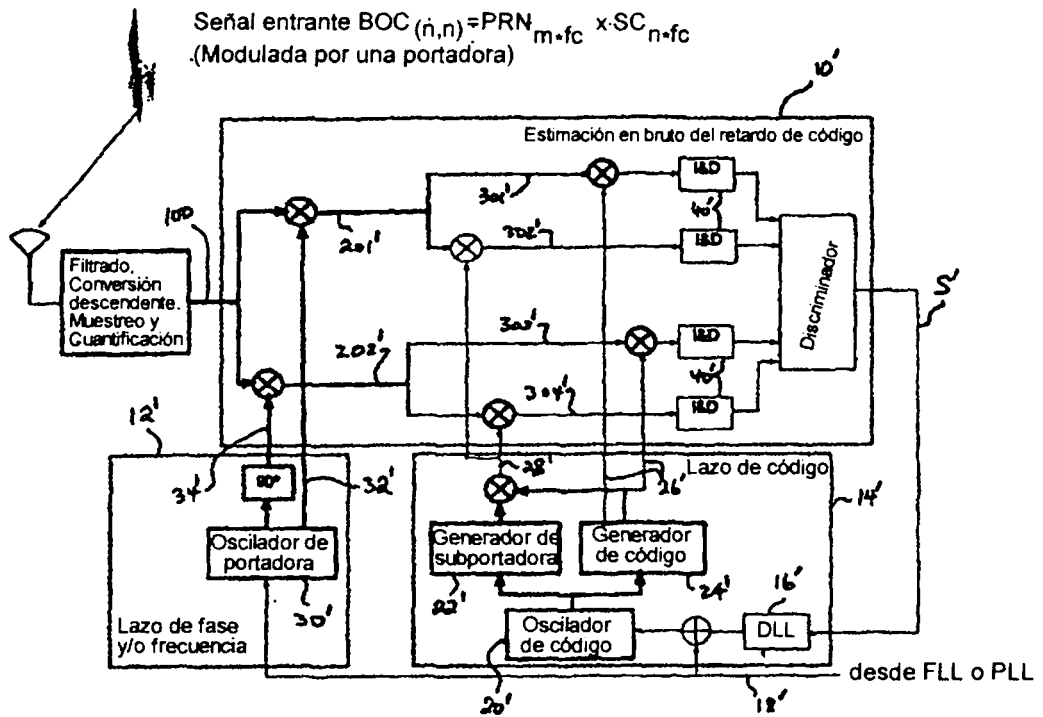


Figura 7B

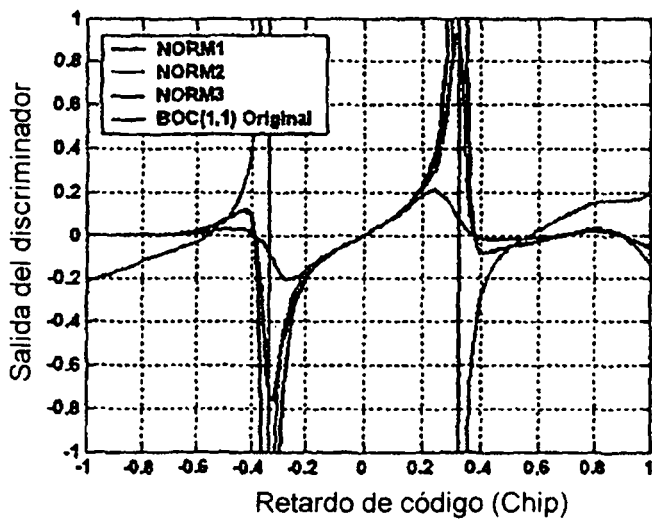


Figura 8

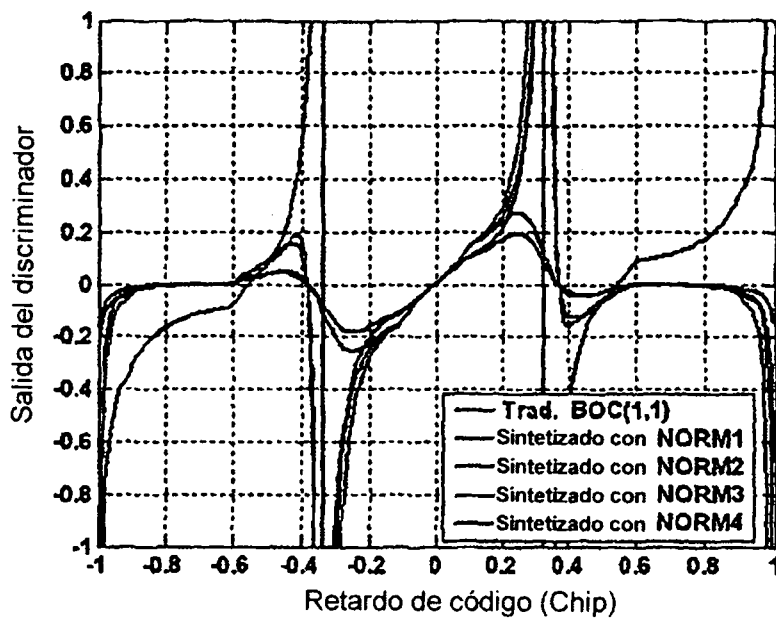


Figura 9

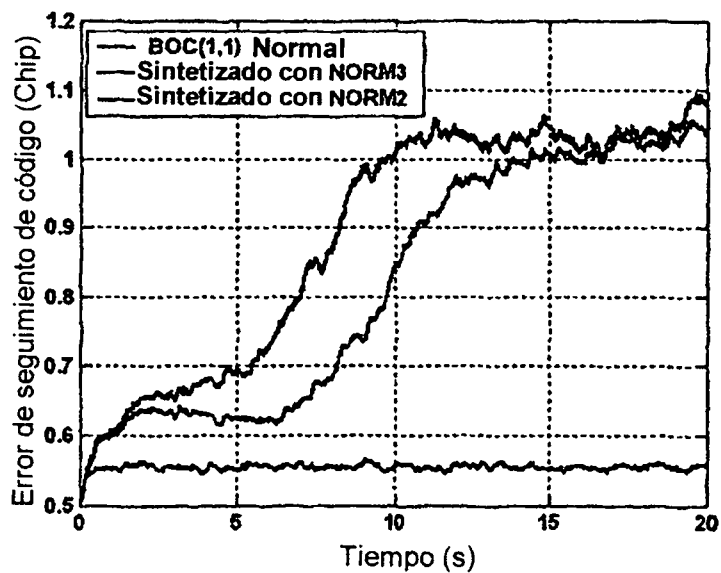


Figura 10

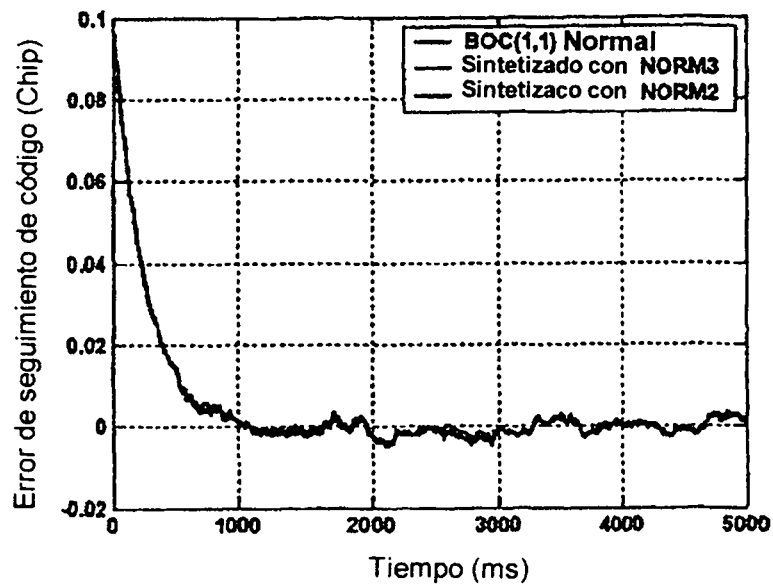


Figura 11

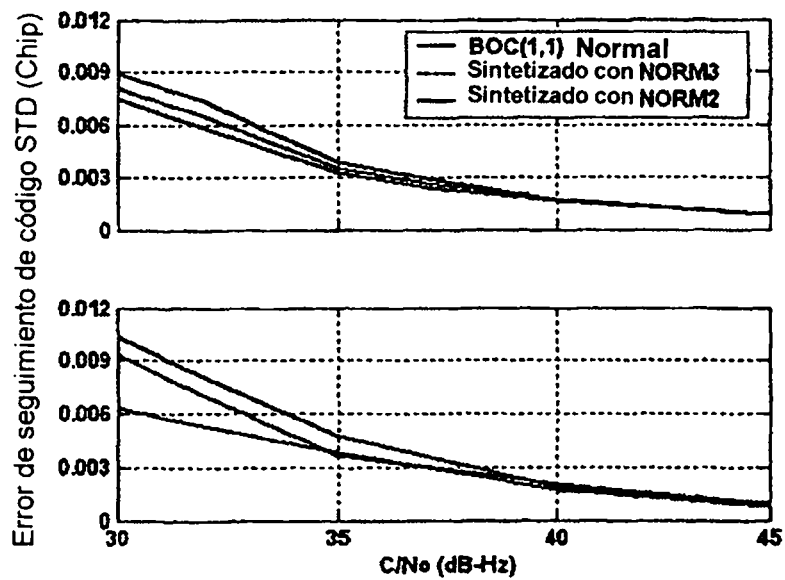


Figura 12

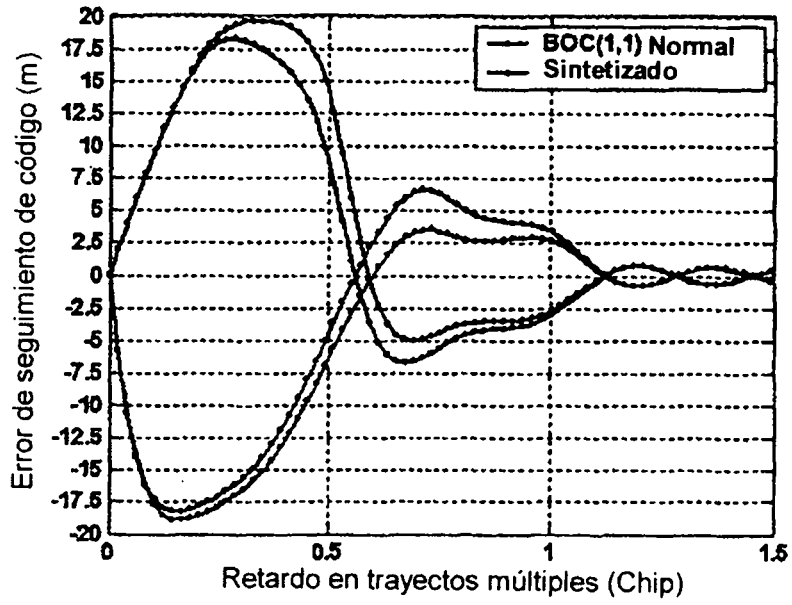


Figura 13

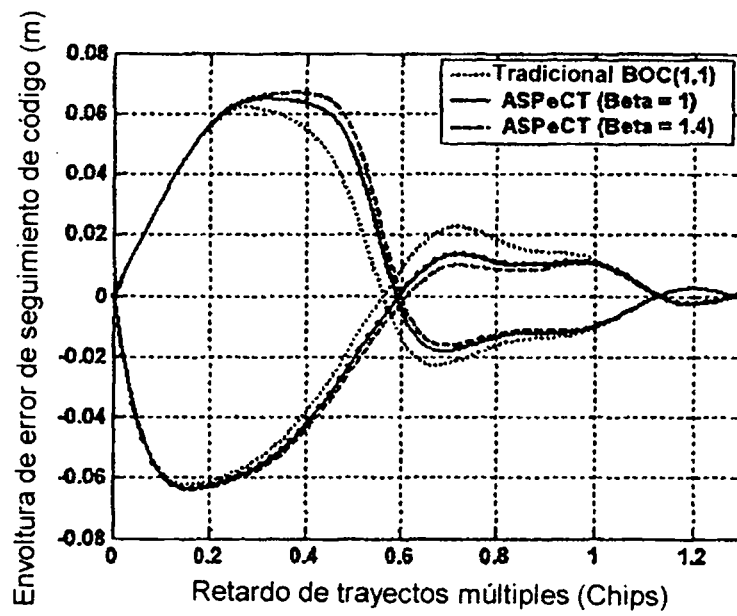


Figura 14

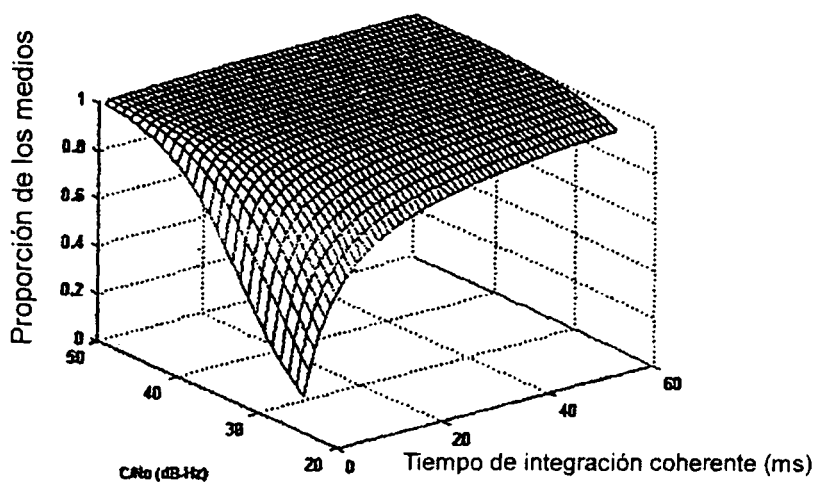


Figura 15

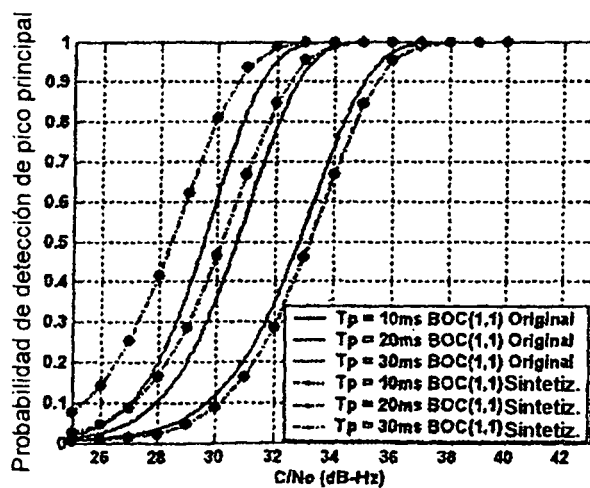


Figura 16

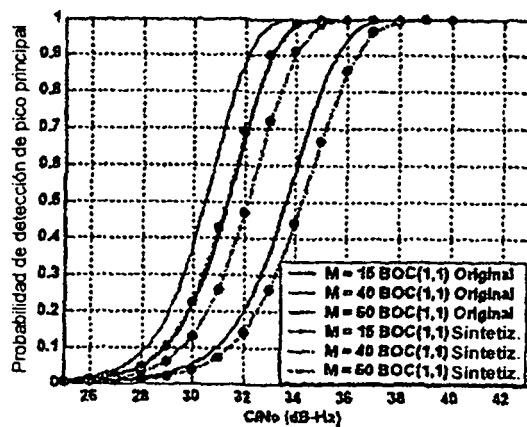


Figura 17