

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 684 573**

51 Int. Cl.:

H04B 7/185

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.11.2011** **E 11188911 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.05.2018** **EP 2453591**

54 Título: **Adquisición de portadora de corta periodicidad para cancelación de interferencias para comunicación por satélite**

30 Prioridad:

15.11.2010 US 946492

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
03.10.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

JAYASIMHA, SRIRAM y
PALADUGULA, JYOTHENDAR

74 Agente/Representante:

CURELL AGUILÁ, Mireia

ES 2 684 573 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

Adquisición de portadora de corta periodicidad para cancelación de interferencias para comunicación por satélite.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a comunicaciones por satélite de reutilización de frecuencia doble y más particularmente a tales comunicaciones en las que la ambigüedad en un retardo se resuelve de modo que puede cancelarse la interferencia.

10

Descripción de la técnica relacionada

La figura 1 muestra un sistema de comunicación doble convencional que utiliza un transpondedor de satélite con enlaces de reenvío y retorno independientes. En el sistema 100, una estación de concentrador 102 (del inglés, *hub station*) se comunica con estaciones remotas 104 por satélites 106. La estación de concentrador 102 incluye una antena de estación de concentrador 108 (que presenta normalmente una apertura de más de 4 m), un LNA (amplificador de ruido bajo) y un convertidor reductor 110, un cancelador 112 de interferencias (IC), un desmodulador remoto 114, un modulador de concentrador 116 (del inglés, *hub modulator*) y un convertidor elevador y PA (amplificador de potencia) 118. La estación remota 104 incluye una antena remota 120 (que presenta normalmente una apertura de 36 veces la longitud de onda), un modulador remoto 122, un convertidor elevador y PA 124, un LNA y convertidor reductor 126, y un desmodulador de concentrador 128. El software para hacer funcionar las estaciones 102, 104 puede suministrarse de cualquier manera adecuada, por ejemplo, en medios de almacenamiento persistentes tangibles 130, 132 y al que accede e implementa un procesador. También puede suministrarse como un artículo de fabricación, por ejemplo, los medios de almacenamiento persistentes 130, 132.

Normalmente, la estación de concentrador 102 transmite información a las remotas 104 utilizando una portadora de banda ancha por medio de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA). El enlace de retorno (desde los terminales de apertura muy pequeña remotos 104, VSAT, hasta la estación de concentrador 102) es normalmente un único canal por portadora (SCPC, también denominado multiplexación por división de frecuencia). Las bandas de SCPC y TDMA pueden no superponerse (sistema convencional) o superponerse (sistema de cancelación de interferencias). El cancelador 112 de interferencias (IC) elimina la réplica de la señal de concentrador (del inglés, *hub signal*) devuelta y pasa las señales remotas a desmoduladores remotos.

En un sistema de satélite de reutilización de frecuencia doble tal como el de la figura 1, la función de ambigüedad compleja entre las señales recibidas y transmitidas se utiliza para adquirir un retardo diferencial y una desviación de frecuencia diferencial entre la señal transmitida y el eco recibido. La función de ambigüedad es

$$\chi(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \cdot H^*(t + \tau) \cdot e^{-j2\pi f t} dt,$$

donde $H(t)$ y $A(t)$ son las envolventes de referencia y de réplica complejas (que pueden tener componentes correlacionadas). En este caso, $\chi(\tau, f)$ depende de τ y f , que son el retardo diferencial y la desviación de frecuencia respectivamente. En caso de que la componente correlacionada de $H(t)$ y $A(t)$ sea un proceso aleatorio blanco, entonces $\chi(\tau, f) = A\delta(\tau_0, f_0)$. Sin embargo, en el caso considerado aquí, $\chi(\tau, f)$ puede presentar múltiples picos.

Lo anterior supone un caso ideal en el que la salida de modulador es aperiódica (al menos para la duración del retardo de trayecto de ida y vuelta de satélite, normalmente 230-290 ms), lo que lleva a un único pico de correlación (figura 2a). Sin embargo, cuando la salida de modulador presenta una periodicidad más corta (particularmente para datos de alta velocidad, con datos constantes o sin datos), se obtienen como resultado varios picos de correlación en dominios tanto de frecuencia como de tiempo (figura 2b). Esto lleva a una ambigüedad en la selección de un pico para el seguimiento de IC. Más generalmente, puede aparecer ambigüedad cuando la señal transmitida se repite con una periodicidad menor que el retardo de trayecto de ida y vuelta.

La solicitud estadounidense US 2002/197958 da a conocer un sistema de portadora en portadora que aplica cancelación de interferencias de la réplica recibida. La publicación de Seymour Stein: "Algorithms for ambiguity function processing", IEEE Transactions On Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-29, n.º 3, junio de 1981, muestra un método de cómo determinar el retardo y la desviación de frecuencia de tal réplica.

Sumario de la invención

A partir de lo anterior se observará que existe una necesidad en la materia de resolver la ambigüedad anteriormente mencionada de modo que se obtenga una supresión de interferencias adecuada incluso con periodicidades cortas.

Por tanto, un objetivo de la invención es, al menos en algunas formas de realización, proporcionar un procedimiento de adquisición de Doppler/retardo que proporcione resolución de la ambigüedad.

5 Otro objetivo de la invención es, al menos en algunas formas de realización, proporcionar un procedimiento de adquisición de Doppler/retardo que pueda adquirir un retardo incorrecto, pero todavía producir una IC adecuada.

Aún otro objetivo de la invención es, al menos en algunas formas de realización, proporcionar un procedimiento de este tipo que garantice que se detecta la pérdida de sincronización cuando cambia la periodicidad, permitiendo la IC para readquirir.

10 Para lograr los objetivos anteriores y otros, la presente invención se refiere a la cancelación de interferencias en un sistema de comunicación por satélite, que implica una autocorrelación sobre la señal de concentrador para detectar una periodicidad en la señal de concentrador, determinar un intervalo de búsqueda para un retardo en la señal de eco de concentrador según la periodicidad, localizar el retardo en la señal de eco de concentrador (del inglés, *hub echo signal*), y realizar la cancelación de interferencias según el retardo.

15 La resolución de ambigüedad suficiente para una supresión de interferencias adecuada supone una mayor importancia en el contexto de sistemas de reutilización de frecuencia doble que permiten tramas transmitidas de DVB-S2 ligeramente cargadas (por ejemplo, tramas transmitidas de DVB-S2 de 3300 símbolos) (con aleatorizadores sincrónicos). Tales sistemas se encuentran habitualmente en la práctica. La presente invención abarca un diagrama de transición de estado y un método que abordan esta necesidad sin cambiar de ninguna manera las características de funcionamiento cuando se utilizan formas de onda de aleatorizadas convencionales.

25 Se adquiere un retardo (o bien verdadero o bien falso) que proporciona cancelación (siempre que el periodo no cambie). Cuando el periodo cambia, se descubre que la cancelación es mala (debido a que se ha adquirido la señal de un retardo "falso"). Se adquiere otro retardo (que puede ser verdadero o falso) que proporciona una buena cancelación, y así sucesivamente.

30 Cuando se tienen componentes periódicas significativas (en la señal de enlace ascendente), no se sabe si la señal se adquiere para el retardo correcto (debido a la ambigüedad para $n \times$ periodo). Sin embargo, la cancelación se mejora sustancialmente, aunque la señal se adquiriera para un retardo incorrecto.

35 **Breve descripción de los dibujos**

Una forma de realización preferida de la presente invención se expondrá en detalle haciendo referencia a los dibujos, en los que:

40 la figura 1 es un diagrama esquemático que muestra un sistema de SCPC/TDMA con IC;

la figura 2a es un gráfico de la función de ambigüedad de una secuencia aperiódica;

la figura 2b es un gráfico de la función de ambigüedad de una secuencia periódica;

45 la figura 3 es un diagrama de flujo de un procedimiento de función de ambigüedad;

la figura 4 es un diagrama de flujo de las etapas previas a la adquisición para adquirir un retardo ambiguo según la forma de realización preferida;

50 la figura 5 es un diagrama de estado de una máquina de estados que permite la cancelación de interferencias periódica; y

la figura 6 es un gráfico de la variación de retardo para una inclinación orbital de $0,5^\circ$.

55 **Descripción detallada de la forma de realización preferida**

Una forma de realización preferida de la presente invención se expondrá en detalle con referencia a los dibujos. La forma de realización preferida, o cualquier otra forma de realización, puede implementarse utilizando el hardware de la figura 1 o cualquier otro hardware adecuado.

60 La figura 3 muestra bloques de función de ambigüedad con computación basada en transformada de Fourier rápida (FFT) de correlaciones cruzadas entre la señal de concentrador (H) y la señal de eco de concentrador (A) para estimar el retardo diferencial y Doppler simultáneamente para una secuencia de datos de modulador aperiódica. Esta figura muestra etapas para determinar el retardo diferencial y Doppler del canal de satélite utilizando las señales transmitida (H) y recibida (A). Las etapas mostradas en la figura 3 son para implementar una función de ambigüedad adecuada, preferiblemente tal como se da a conocer en S. Stein, "Algorithms for

Ambiguity Function Processing”, IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-29, n.º 3, junio de 1981. Sin embargo, la presente invención ofrece mejoras con respecto a la técnica de Stein en cuanto a la resolución de ambigüedad, tal como se describe en la presente memoria.

- 5 Para un IC de alto ancho de banda, correlaciones cruzadas por encima de una extensión de 60 ms (230 ms – 290 ms, siendo este intervalo adecuado para satélites geosíncronos con inclinación orbital pequeña, ya que es el retardo de propagación de canal de satélite nominal obtenido en función de la latitud y la longitud de la Tierra) para obtener tanto retardo fino como Doppler fino simultáneamente requerirá un tamaño de FFT (transformada de Fourier rápida) inaceptablemente grande. Para superar esto en la práctica, las correlaciones se realizan
- 10 primero a una frecuencia de muestreo más baja para obtener un Doppler fino y un retardo grueso. El retardo estimado se refina adicionalmente repitiendo el procedimiento para dos frecuencias de muestreo más, la siguiente a una frecuencia de muestreo intermedia y la final a una frecuencia de muestreo más alta que el ancho de banda de señal.
- 15 Más específicamente, en la etapa 302, se aplica un retardo de 230 ms a la banda base H . El valor de 230 ms se selecciona en esta forma de realización particular debido a que es el retardo mínimo en el intervalo de retardos indicado anteriormente; el procedimiento de adquisición en el IC puede buscarse entonces por encima del intervalo de 60 ms para el retardo restante. En la etapa 304, se añaden $N/2$ ceros a $N/2$ muestras para proporcionar N puntos. En la etapa 306, se realiza una transformada de Fourier rápida (FFT) compleja de N
- 20 puntos. En la etapa 308, esta transformada se desplaza L grupos, y en la etapa 310, se toma el conjugado complejo. Mientras tanto, en la etapa 312, se realiza una FFT de N puntos de la banda base A . Las dos se correlacionan en la etapa 314. En la etapa 316, se toma la transformada de Fourier rápida inversa (IFFT) de N puntos, y en la etapa 318 se toma su valor absoluto. En la etapa 320, se deriva el umbral a partir del ruido mínimo de la función de ambigüedad. En la etapa 322, se aplica una prueba de umbral. Esto se realiza porque la
- 25 componente correlacionada es un procedimiento blanco; la prueba de umbral de etapa 322 determina si la componente correlacionada presenta un pico y, por tanto, puede considerarse válida. En la etapa 324, se produce una lista ordenada por rangos de picos de función de ambigüedad, y si existe una meseta de Doppler, entonces se toma la media de la meseta de Doppler. Para tener en cuenta el Doppler que varía debido al movimiento de satélite, se obtienen picos de Doppler dentro de 3,5 dB desde el pico máximo en el retardo
- 30 adquirido. Si se encuentran tales picos y forman una vecindad, entonces se trata como una meseta, y el promedio de la meseta se decide como el Doppler estimado. Los valores de L y N son elecciones de diseño dependientes del sistema y dentro de la habilidad de los expertos en la materia que han revisado la presente divulgación.
- 35 Cuando la periodicidad de la señal H es mucho menor que el retardo de trayecto de ida y vuelta de satélite (por ejemplo, cuando un aleatorizador síncrono del modulador de DVB-S2 se acciona por datos periódicos o sin datos), habrá varios picos de correlación de retardo en la periodicidad de la señal H (τ_p) y picos de correlación de Doppler en la inversa de la periodicidad de la señal H ($1/\tau_p$). Para el intervalo anteriormente indicado de retardos de 230-290 ms, se considera que una periodicidad menor de 60 ms es mucho menor. En esta condición, es poco
- 40 probable que la comprobación del orden de adquisición encuentre un pico correcto con el mejor rango. Ya que la señal H es periódica, la adquisición puede centrarse en uno cualquiera de los picos de correlación de retardo. Sin embargo, solo uno de los muchos picos de retardo y Doppler es el pico de retardo y Doppler verdadero.
- 45 La ambigüedad de retardo se resuelve de la siguiente manera, que se explicará con referencia a la figura 4. La etapa 402 es una etapa previa a la adquisición de computación de la autocorrelación de la señal H para determinar la velocidad a la que se presentan los picos de correlación periódicos, que es la recíproca de la periodicidad. Si se encuentra periodicidad (es decir, la autocorrelación de H da como resultado más de un pico), entonces en la etapa 404, el intervalo para una búsqueda de retardo adicional se limita a esta periodicidad durante la adquisición. La ambigüedad de Doppler se resuelve adquiriendo una desviación de frecuencia gruesa
- 50 en una etapa de decimación más alta y limitando entonces el intervalo de búsqueda a la inversa de la periodicidad de retardo durante la adquisición de Doppler fina. Si no se encuentra periodicidad, entonces en la etapa 406, los intervalos de búsqueda de retardo y Doppler se establecen a sus valores por defecto. El intervalo de búsqueda de retardo y Doppler diferencial por defecto en la presente forma de realización son 60 ms y ± 8 kHz respectivamente, tal como son en la figura 3. De cualquier manera, la adquisición comienza en la etapa 408, en
- 55 la que se lleva a cabo un procedimiento tal como el de la figura 3.
- Como ejemplo, un modulador de DVB configurado para 47 Mbd, QPSK, tasa de FEC de $-1/2$, RS-188/204, datos externos (pero sin datos, la entrada son todo ceros), provocará que la función de ambigüedad presente picos de correlación cruzada con una ambigüedad de retardo de 277,79 μ s y una ambigüedad de Doppler de 3599,87 Hz.
- 60 Estos parámetros de ambigüedad, obtenidos examinando la autocorrelación de H , se utilizan entonces para limitar los intervalos de búsqueda de retardo/ Doppler (véase la figura 4). El intervalo de búsqueda de retardo es de 278 μ s, y el intervalo de búsqueda de Doppler es 3600 Hz. Ya que el pico adquirido es ambiguo, un cambio en la carga (o periodicidad) podría provocar una mala cancelación. En el presente ejemplo, los valores de 278 μ s y 3600 Hz se eligen porque son números enteros; la resolución de grupos de FFT/IFFT elegirá (redondeará hacia
- 65 arriba) el siguiente número entero más alto basándose en la frecuencia de muestreo.

Tal como se describió anteriormente, el IC puede adquirir un retardo ambiguo cuando la señal H es periódica. El IC continúa cancelando la interferencia siempre y cuando no se cambien la carga de datos y la periodicidad del modulador H . Sin embargo, a medida que la carga de datos aleatoria aumenta, la componente periódica en la señal H disminuye, y la componente aperiódica aumenta. Si el IC adquirió un retardo ambiguo (que no es el retardo verdadero), la cancelación se degrada a medida que la componente aperiódica aumenta. Cuando la cancelación es inaceptablemente alta, el detector de pérdida de sincronización del IC debe activarse, permitiendo a la misma readquirir un nuevo retardo ambiguo/único mejor. Cuando el cambio en la razón aperiódica con respecto a periódica de la señal H es grande, el IC detecta automáticamente la pérdida de cancelación, permitiendo la readquisición de un retardo mejor. Sin embargo, cuando esta razón cambia gradualmente, el error cuadrático medio (MSE) entre la función de autocorrelación de H durante el seguimiento y la función de autocorrelación de H obtenida en el momento de adquisición se monitoriza para detectar la pérdida de sincronización. La función de autocorrelación de H se normaliza al pico de la función para tener en cuenta variaciones en el nivel de señal H durante el seguimiento con respecto al de adquisición, obteniendo de ese modo un MSE normalizado (a continuación, debe entenderse que MSE significa este MSE normalizado).

La figura 5 muestra una máquina de estados que permite la cancelación de interferencias periódica. En el momento del encendido, la máquina de estados entra en un estado de autoprueba 502. Una vez que la máquina de estados pasa la autoprueba, pasa a un estado de derivación 504 hasta que se determina que H está presente, después de lo cual entra en un estado de adquisición 506. Una vez que se adquiere el retardo, la máquina de estados entra en el estado 508, en el que adapta y monitoriza la autocorrelación de H .

Si hay supresión de H inadecuada, o si la autocorrelación de H ha cambiado con respecto al momento de adquisición, la máquina de estados vuelve al estado de derivación 504. Por otra parte, si H simplemente ya no está presente, la máquina de estados pasa del estado 508 al estado 510 en el que determina si H vuelve dentro de un tiempo dado (en el ejemplo ilustrativo, 0,5 ms) y A está presente. Si no, la máquina de estados vuelve al estado de derivación 504. Si H vuelve dentro del tiempo dado, la máquina de estados entra en un estado de readquisición rápida 512. Si H está ausente o la readquisición falla, la máquina de estados vuelve al estado de derivación 504. De lo contrario, vuelve al estado de adaptación y monitorización 508.

El cambio en el MSE depende de la razón de componente periódica con respecto a aperiódica de la señal (si esta última es predominante, entonces incluso un pequeño cambio de periodicidad produce un gran cambio de MSE) y/o el factor de cresta de la función de autocorrelación. Sin embargo, se supone que la componente aperiódica no domina con respecto a la componente periódica (si lo hace, entonces no se necesitará este detector de pérdida de sincronización) y que la autocorrelación disminuye a lo largo de un intervalo de símbolo 1 (ligeramente más que la duración de 1 muestra compleja).

Normalmente, el MSE cuando cambia la carga es de aproximadamente 2×10^{-2} (para un cambio del 10% en la periodicidad o carga de datos) en comparación con un MSE de 5×10^{-4} en condiciones de periodicidad/carga constantes. Un MSE significativo (por ejemplo, de más de un umbral de 5×10^{-3}) activa la pérdida de sincronización y readquisición (para estimar un retardo exacto o un nuevo retardo ambiguo). El umbral se deriva basándose en probabilidades aceptables de falsa alarma y de detección omitida. A expensas del tiempo necesario para tomar una decisión, la primera probabilidad puede reducirse adicionalmente requiriendo que N hipótesis/pruebas secuenciales (se elige $N=8$) indiquen todas que el retardo y/o Doppler son/es inválidos/inválido.

En sistemas de TDMA, la estación de concentrador transmite a diversos sistemas remotos en ranuras de paquete. Dependiendo del número de sistemas remotos que están activos en un instante dado, el tráfico de la estación de concentrador tiende a ser periódico para sistemas remotos inactivos y aleatorio para sistemas remotos activos, provocando una carga de datos parcial. Si la periodicidad debida a tal carga parcial es mayor que el intervalo de retardo de trayecto de ida y vuelta de satélite (τ_e) de una estación terrestre, es decir, $\tau_p > \Delta\tau_e$, entonces puede elegirse el propio retardo real en lugar de uno ambiguo. La distancia entre una estación terrestre y un satélite es $R = [R_e^2 + (R_o + R_e)^2 - 2R_e(R_o + R_e)\cos(\theta - \phi)]^{1/2}$, donde θ =latitud de estación terrestre, ϕ =desplazamiento longitudinal de satélite con respecto a la latitud de la estación terrestre, i =inclinación, $R_o=35.786$ km y $R_e=6.378$ km. Por tanto, $\tau_e = 2 \cdot R/c$, donde c es 300.000 km/s. Por ejemplo, suponiendo hasta $\pm 0,5^\circ$ de desplazamiento en la inclinación de un satélite a lo largo de un día, los retardos de trayecto de ida y vuelta mínimo y máximo observados por una estación terrestre con $\theta=19,2^\circ$ y $\phi=37,0322^\circ$ son 250,022 ms y 250,244 ms, es decir, $\tau_e=250,111$ ms. Para esta estación terrestre si $\tau_p > 111 \mu s$, el retardo exacto se estima automáticamente modificando el intervalo de búsqueda de retardo a $\tau_e - \tau_p/2 : \tau_e + \tau_p/2$. La figura 6 muestra la variación de retardo debida a la ubicación de la estación terrestre y la inclinación orbital de satélite de $0,5^\circ$. A partir de los datos se puede deducir que también puede adquirirse un retardo exacto para estaciones de concentrador de TDMA con al menos 2 ms de periodicidad generalizando el intervalo de búsqueda a $\tau_e - 1$ ms : $\tau_e + 1$ ms. Además, cuando se adquiere un retardo preciso en tales condiciones de carga parcial, la máquina de estados para la detección de cambio en la periodicidad descrita en la sección anterior debe deshabilitarse, para evitar la falsa readquisición debida a cambios en la carga de datos.

5 Aunque anteriormente se ha expuesto una forma de realización preferida en detalle, los expertos en la materia que han revisado la presente divulgación apreciarán fácilmente que pueden realizarse otras formas de realización dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, los valores numéricos son ilustrativos en lugar de limitativos, al igual que las menciones de tecnologías específicas. Por tanto, la presente invención debe interpretarse como limitada solo por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Método para cancelación de interferencias en un sistema de comunicación por satélite, comprendiendo el método:
 - (a) transmitir una señal de concentrador desde una primera estación hasta una segunda estación por satélite;
 - (b) recibir una señal de eco de concentrador en la primera estación;
 - (c) en un dispositivo de computación, realizar una autocorrelación sobre la señal de concentrador para detectar una periodicidad en la señal de concentrador;
 - (d) si se detecta la periodicidad, determinar, en el dispositivo de computación, un intervalo de búsqueda para un retardo en la señal de eco de concentrador según la periodicidad;
 - (e) localizar el retardo en la señal de eco de concentrador, utilizando el dispositivo de computación; y
 - (f) en el dispositivo de computación, realizar la cancelación de interferencias según el retardo localizado en la etapa (e).
2. Método según la reivindicación 1, en el que la etapa (d) comprende determinar el intervalo de búsqueda para el retardo según la periodicidad detectada en la etapa (c) y un retardo de trayecto de ida y vuelta de satélite estimado de la primera estación.
3. Método según la reivindicación 1, en el que, si no se detecta la periodicidad, el intervalo de búsqueda para el retardo se establece a un intervalo por defecto.
4. Método según la reivindicación 1, en el que el retardo se localiza una pluralidad de veces para una pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas.
5. Método según la reivindicación 4, en el que la pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas comprende una frecuencia de muestreo que es más alta que un ancho de banda de señal de la señal de concentrador.
6. Método según la reivindicación 1, que además comprende determinar un valor de Doppler, y en el que la etapa (d) comprende determinar un intervalo de búsqueda para el valor de Doppler según la periodicidad.
7. Método según la reivindicación 6, en el que:

el retardo se localiza una pluralidad de veces para una pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas; y para la más baja de las frecuencias de muestreo, se determinan un valor de Doppler fino y retardo grueso.
8. Método según la reivindicación 7, en el que la pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas comprende una frecuencia de muestreo que es más alta que un ancho de banda de señal de la señal de concentrador.
9. Método según la reivindicación 1, que además comprende:
 - (g) monitorizar la autocorrelación realizada en la etapa (c);
 - (h) a partir de la monitorización realizada en la etapa (g), detectar un cambio o bien en la periodicidad, o bien en una razón periódica con respecto a aperiódica de la señal de concentrador; y
 - (h) cuando el cambio supera un umbral, readquirir la señal de concentrador y realizar las etapas (c)-(f) según la señal de concentrador readquirida.
10. Sistema para cancelación de interferencias en un sistema de comunicación por satélite, comprendiendo el sistema:

un componente de comunicación para transmitir una señal de concentrador a una estación remota por satélite y para recibir una señal de eco de concentrador; y

un dispositivo de computación, en comunicación con el componente de comunicación, estando el dispositivo de computación configurado para:

realizar una autocorrelación sobre la señal de concentrador para detectar una periodicidad en la señal de concentrador;

5 si se detecta la periodicidad, determinar un intervalo de búsqueda para un retardo en la señal de eco de concentrador según la periodicidad;

localizar el retardo en la señal de eco de concentrador; y

10 realizar la cancelación de interferencias según el retardo.

11. Sistema según la reivindicación 10, en el que el dispositivo de computación está configurado para determinar el intervalo de búsqueda para el retardo según la periodicidad y un retardo de trayecto de ida y vuelta de satélite estimado.

15 12. Sistema según la reivindicación 10, en el que el dispositivo de computación está configurado de manera que, si no se detecta la periodicidad, el intervalo de búsqueda para el retardo se establezca a un intervalo por defecto.

20 13. Sistema según la reivindicación 10, en el que el dispositivo de computación está configurado de manera que el retardo se localice una pluralidad de veces para una pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas.

25 14. Sistema según la reivindicación 13, en el que el dispositivo de computación está configurado de manera que la pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas comprenda una frecuencia de muestreo que es más alta que un ancho de banda de señal de la señal de concentrador.

30 15. Sistema según la reivindicación 10, en el que el dispositivo de computación está además configurado para determinar un valor de Doppler y para determinar un intervalo de búsqueda para el valor de Doppler según la periodicidad.

16. Sistema según la reivindicación 15, en el que el dispositivo de computación está configurado de manera que:

35 el retardo se localiza una pluralidad de veces para una pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas; y para la más baja de las frecuencias de muestreo, se determinan un valor de Doppler fino y retardo grueso.

40 17. Sistema según la reivindicación 16, en el que el dispositivo de computación está configurado de manera que la pluralidad de frecuencias de muestreo sucesivamente más altas comprende una frecuencia de muestreo que es más alta que un ancho de banda de señal de la señal de concentrador.

18. Sistema según la reivindicación 10, en el que el dispositivo de computación está configurado además para:

monitorizar la autocorrelación;

45 a partir de la monitorización, detectar un cambio o bien en la periodicidad, o bien en una razón periódica con respecto a aperiódica de la señal de concentrador; y

50 cuando el cambio supera un umbral, readquirir la señal de concentrador y realizar las operaciones desde la realización de la autocorrelación hasta la realización de la cancelación de interferencias según la señal de concentrador readquirida.

19. Artículo de fabricación para cancelación de interferencias en un sistema de comunicación por satélite, comprendiendo el artículo de fabricación:

55 un medio de almacenamiento persistente tangible legible por máquina; y

un código almacenado en el medio, controlando el código, cuando se ejecuta en un dispositivo de computación, al dispositivo de computación para:

60 (a) transmitir una señal de concentrador desde una primera estación hasta una segunda estación por satélite;

(b) recibir una señal de eco de concentrador en la primera estación;

65 (c) realizar una autocorrelación sobre la señal de concentrador para detectar una periodicidad en la señal de concentrador;

- (d) si se detecta la periodicidad, determinar un intervalo de búsqueda para un retardo en la señal de eco de concentrador según la periodicidad;
- 5 (e) localizar el retardo en la señal de eco de concentrador; y
- (f) realizar la cancelación de interferencias según el retardo localizado en la etapa (e).

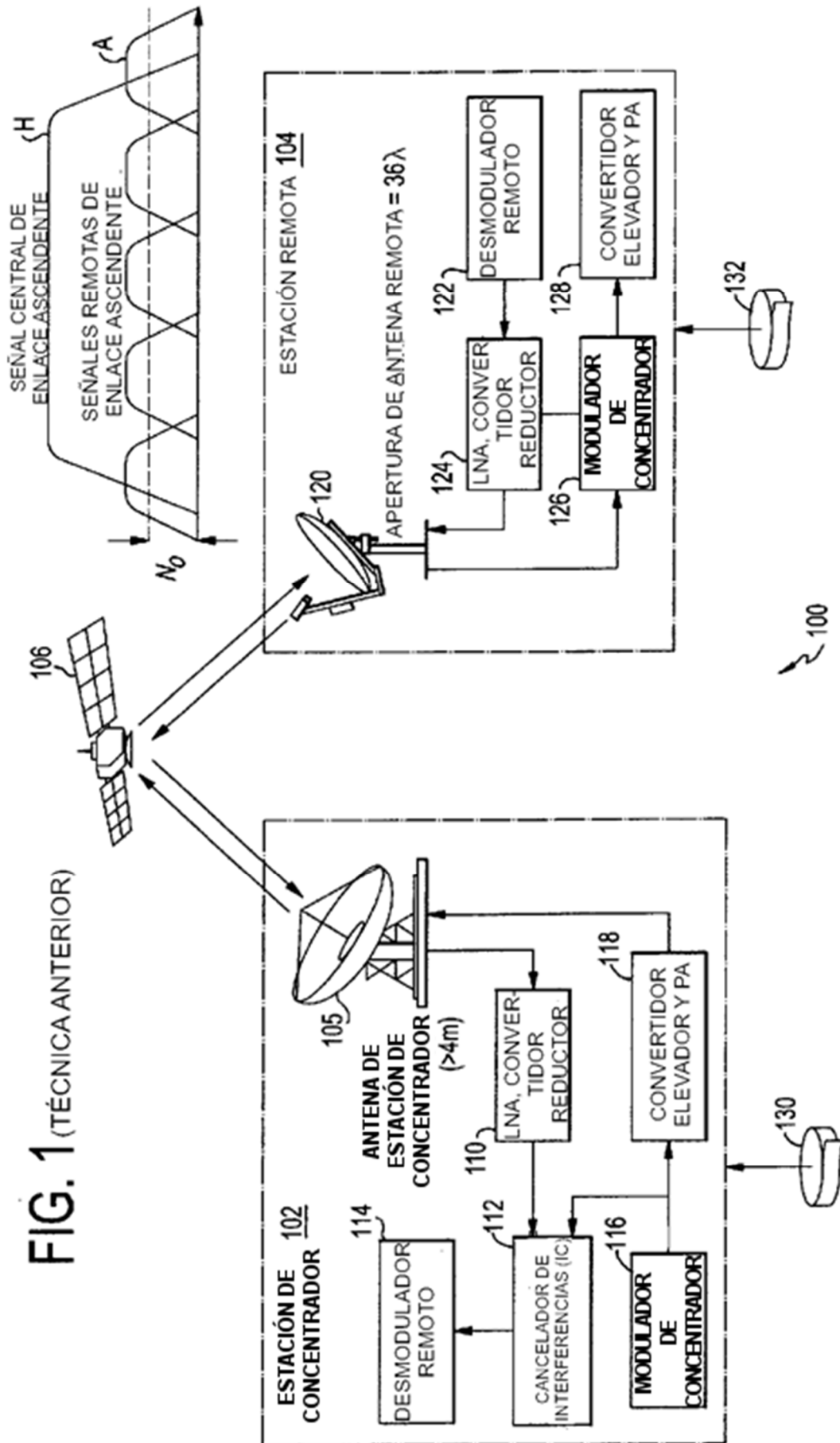


Figura 2a Técnica anterior

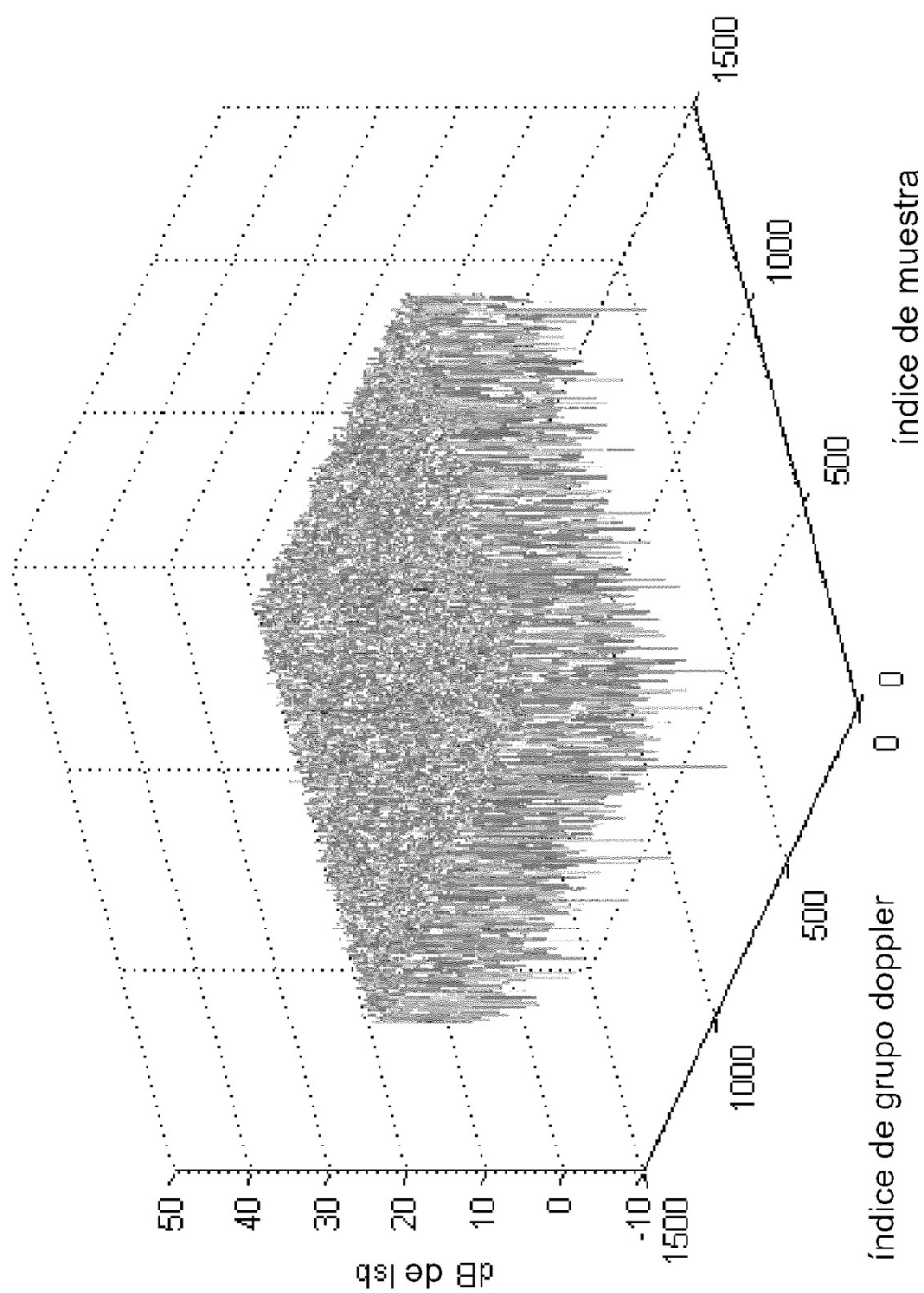


Figura 2b Técnica anterior

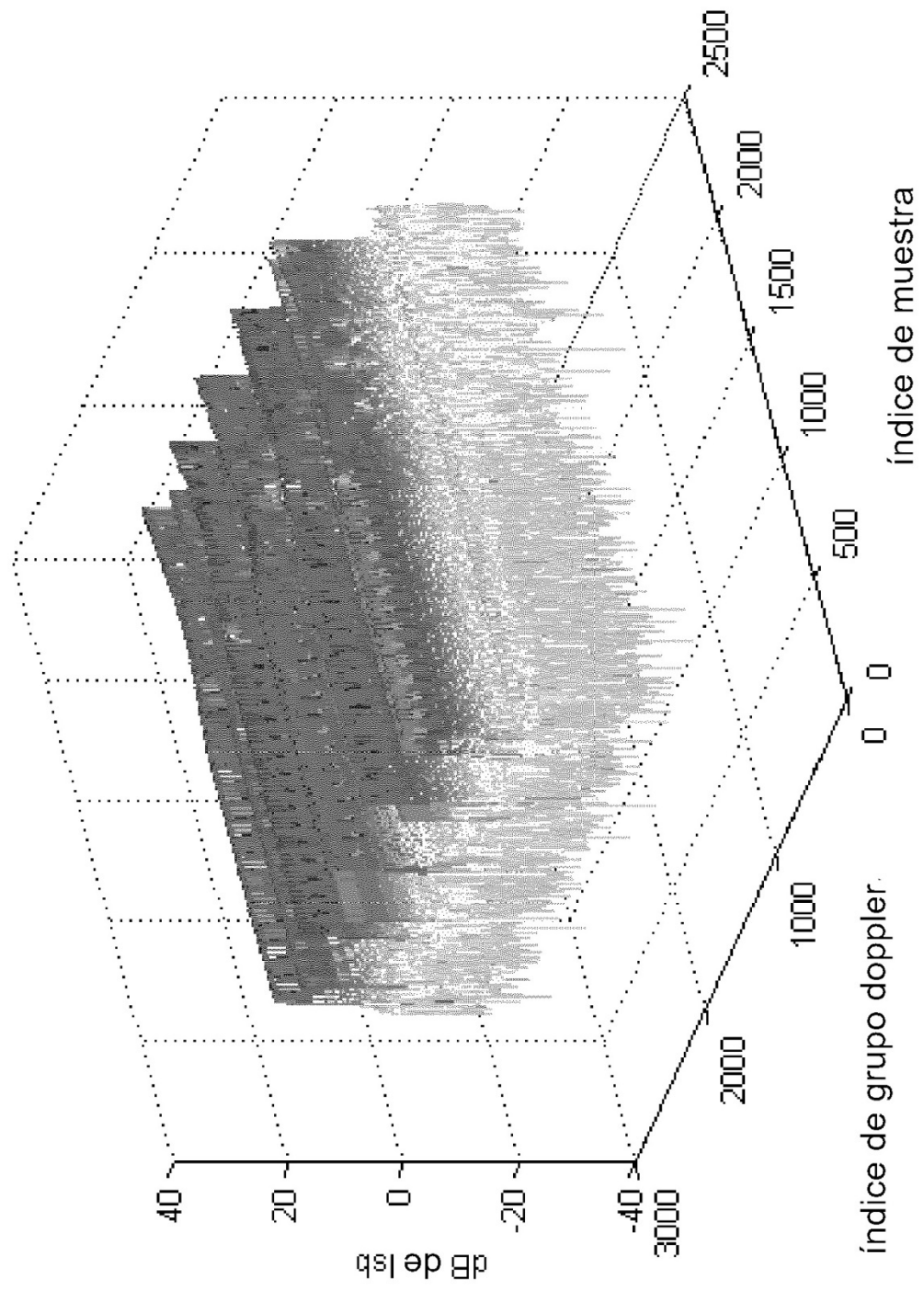


Figura 3

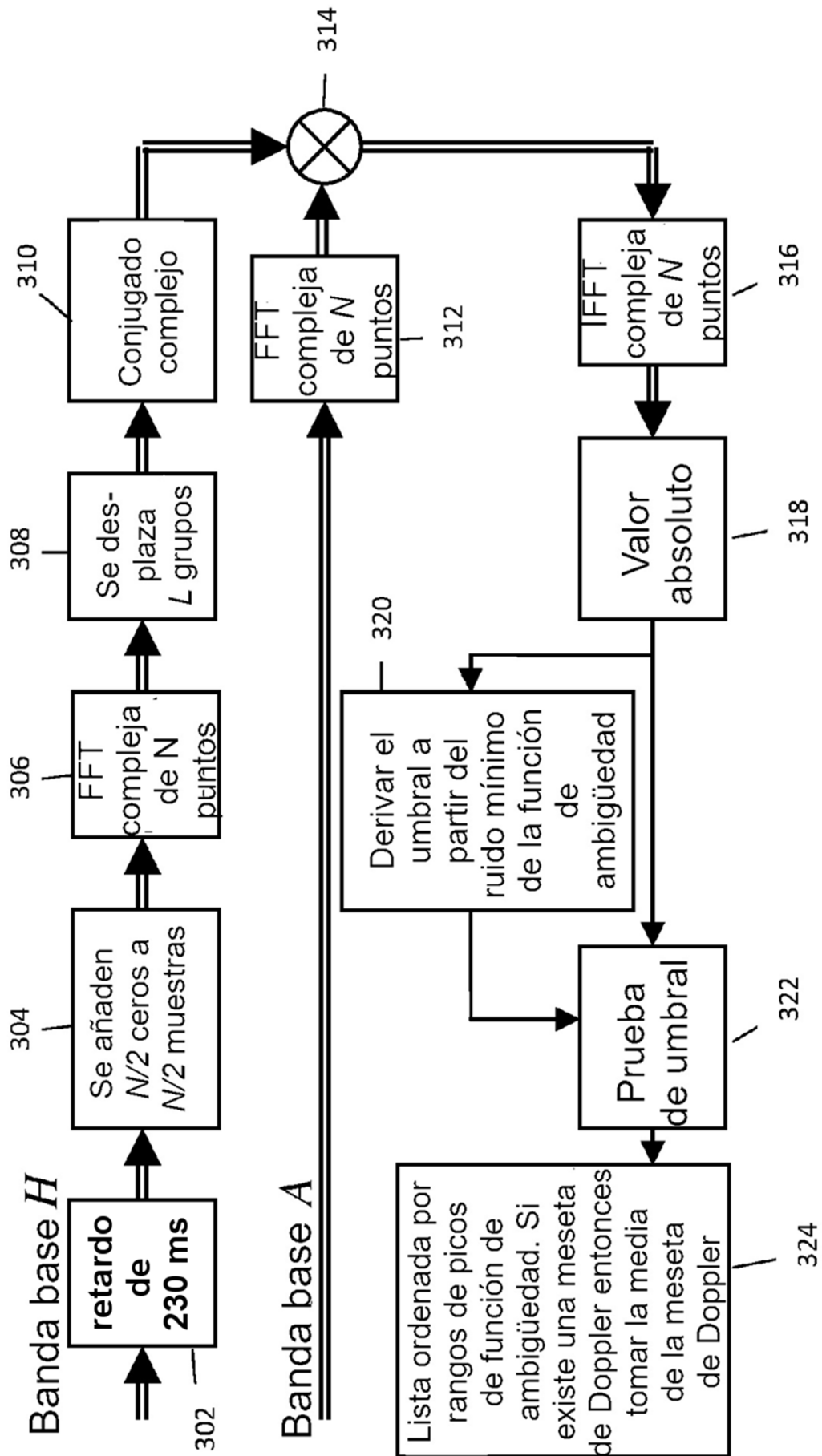


Figura 4

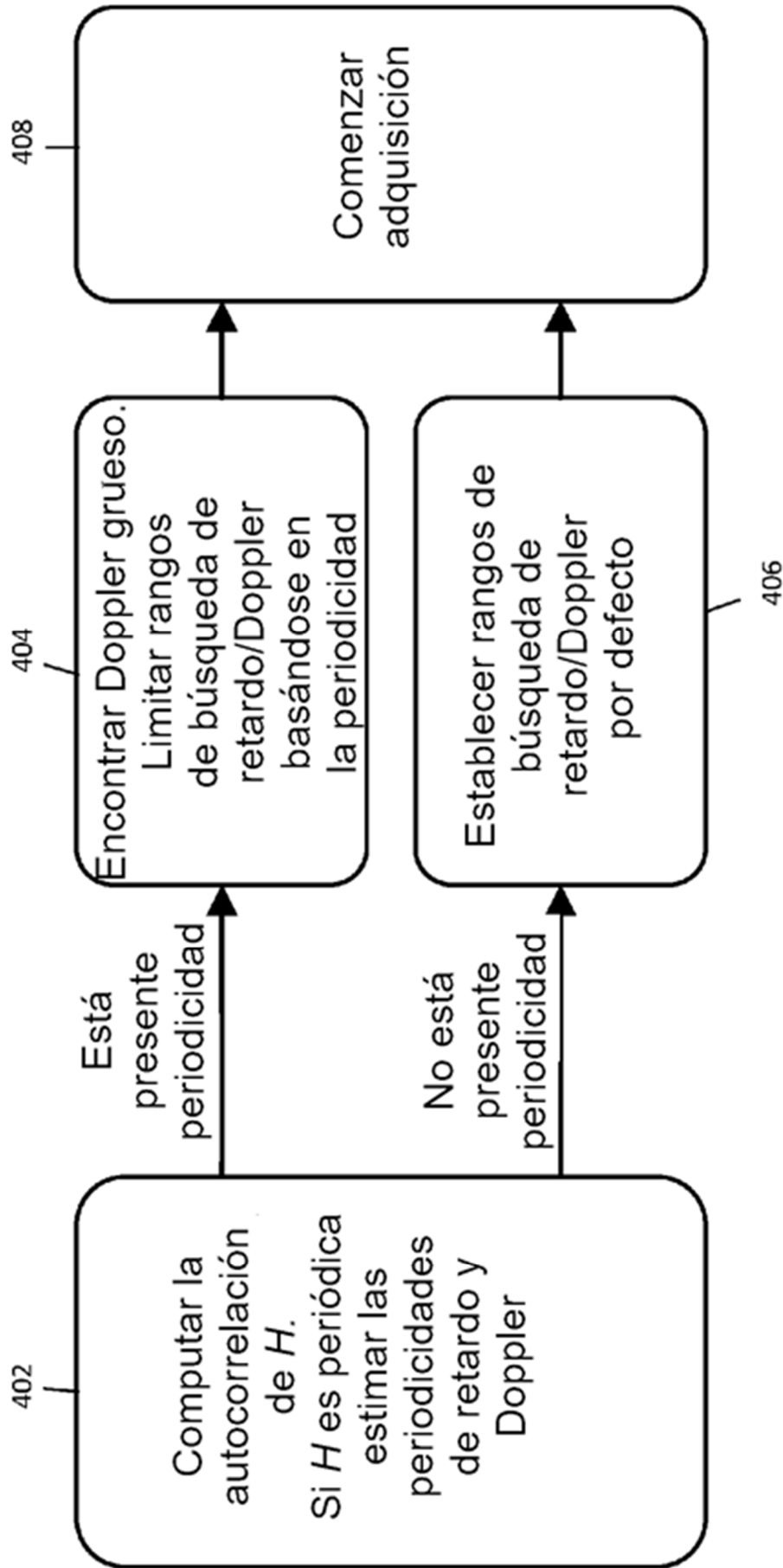


Figura 5

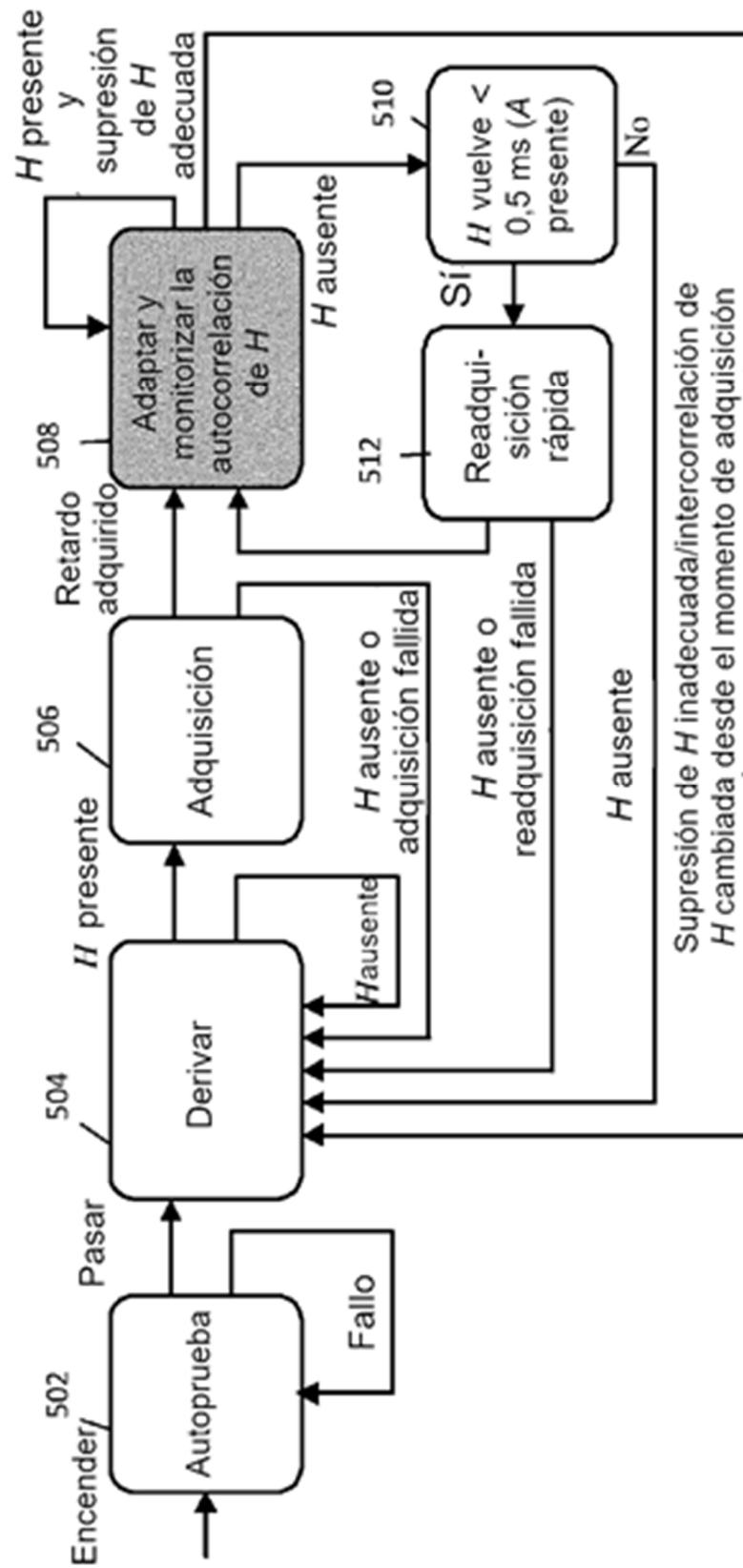


Figura 6