

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 377 707**

51 Int. Cl.:
G01S 19/05 (2010.01)
G01S 19/34 (2010.01)
G01S 19/23 (2010.01)
G01S 19/25 (2010.01)
G01S 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09166968 .9**
96 Fecha de presentación: **08.10.1996**
97 Número de publicación de la solicitud: **2113782**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **04.11.2009**

54 Título: **Unidad GPS móvil que presenta un estado de potencia reducida**

30 Prioridad:
09.10.1995 US 5318 P
08.03.1996 US 612582
08.03.1996 US 612669
08.03.1996 US 613966

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
30.03.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
30.03.2012

73 Titular/es:
Snaptrack, Inc.
5775 Morehouse Drive
San Diego, CA 92121, US

72 Inventor/es:
Krasner, Norman, F.

74 Agente/Representante:
Curell Aguilá, Mireia

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).

ES 2 377 707 T3

DESCRIPCIÓN

Unidad GPS móvil que presenta un estado de potencia reducida.

5 Antecedentes de la invención

I) Campo de la invención

10 La presente invención se refiere a unos receptores capaces de determinar una información de la posición de unos satélites y, en particular, se refiere a aquellos receptores que encuentran aplicación en sistemas de posicionamiento global vía satélite (GPS).

II) Antecedentes de la técnica

15 Los receptores GPS normalmente determinan su posición calculando los instantes relativos de llegada de unas señales transmitidas simultáneamente desde una serie de satélites GPS (o NAVSTAR). Estos satélites transmiten, como parte de su mensaje, tanto los datos de posición del satélite como los datos de sincronización del reloj, los así denominados datos de "las efemérides". El procedimiento de búsqueda y adquisición de señales GPS, leyendo los datos de las efemérides para una serie de satélites y calculando la posición del receptor a partir de estas
20 informaciones requiere mucho tiempo, habitualmente varios minutos. En muchos casos, este tiempo de procesamiento es inaceptable y, adicionalmente, limita en gran medida la duración de la batería en aplicaciones portátiles micro-miniaturizadas.

25 Otra limitación de los receptores GPS actuales es que su funcionamiento está limitado a situaciones en las cuales varios satélites están claramente a la vista, sin obstáculos, y en las que se ha dispuesto una antena de buena calidad de manera apropiada para recibir tales señales. Como tal, normalmente no se pueden utilizar en aplicaciones portátiles montadas sobre un cuerpo sólido; en áreas donde existe mucha vegetación, o una obstaculización de la comunicación producida por la presencia de edificios; y en aplicaciones en interior de edificios.

30 Existen dos funciones principales en los sistemas receptores GPS:

- (1) cálculo de las pseudodistancias a los diferentes satélites GPS, y
- (2) cálculo de la posición de la plataforma receptora utilizando estos datos de las pseudodistancias, de sincronización de los satélites y de las efemérides.

35 Las pseudodistancias son simplemente los retardos de tiempo medidos entre la señal recibida desde cada satélite y el reloj local. Los datos de las efemérides y de sincronización del satélite son extraídos de la señal GPS una vez ésta ha sido adquirida y se ha habilitado su seguimiento continuo. Tal como se ha indicado anteriormente, la recolección de esta información lleva normalmente un tiempo relativamente largo (de 30 segundos a varios minutos) y debe ser
40 realizada con un buen nivel de señal recibida para alcanzar tasas de error bajas.

Casi todos los receptores GPS conocidos utilizan procedimientos de correlación para calcular pseudodistancias. Estos procedimientos de correlación son realizados en tiempo real, a menudo mediante dispositivos hardware "correlacionadores". Las señales GPS contienen unas señales repetitivas de tasa elevada denominadas secuencias pseudoaleatorias (PN). Los códigos disponibles para aplicaciones civiles se denominan códigos C/A, y presentan una tasa de inversión de fase binaria, o tasa de "chipping", de 1,023 MHz y un periodo de repetición de 1.023 chips para un periodo de código de 1 milisegundo. Las secuencias de código pertenecen a una familia denominada
45 códigos Gold. Cada satélite GPS emite una señal con un código Gold unívoco.

50 Para una señal recibida desde un satélite GPS dado, siguiendo un procedimiento de desmodulación a banda base, un receptor de tipo correlador realiza la multiplicación de la señal recibida con una réplica del código Gold adecuado contenido en su memoria local, y a continuación integra, o filtra basa-bajas, el producto para obtener una indicación de la presencia de la señal. Este procedimiento se denomina una operación de "correlación". Mediante el ajuste secuencial de la sincronización relativa de esta réplica almacenada asociada a la señal recibida, y observando la
55 salida de la correlación, el receptor puede determinar el retardo de tiempo entre la señal recibida y un reloj local. La determinación inicial de la presencia de una salida de este tipo se denomina "adquisición". Una vez ha tenido lugar la adquisición, el procedimiento entra en la fase de "seguimiento continuo" en la cual se ajusta la sincronización de la referencia local en pequeñas cantidades para mantener una salida elevada de la correlación.

60 La salida de la correlación durante la fase de seguimiento continuo puede entenderse como la señal GPS con el código pseudoaleatorio eliminado, o, expresado en terminología común, "desexpandida". Esta señal es de banda estrecha, con un ancho de banda proporcional al de una señal de datos binaria de 50 bits/seg modulada por desplazamiento de fase superpuesta a la forma de onda GPS.

El procedimiento de adquisición por correlación requiere mucho tiempo, especialmente si las señales recibidas son de baja intensidad. Para mejorar el tiempo de adquisición, la mayoría de los receptores GPS utilizan una serie de correladores (típicamente hasta 12) que permiten una búsqueda en paralelo de picos de correlación.

Algunos receptores GPS anteriores han utilizado técnicas FFT para determinar la frecuencia Doppler de la señal GPS recibida. Estos receptores utilizan operaciones de "correlación" convencionales para desexpandir la señal GPS y proporcionar una señal de banda estrecha con un ancho de banda típicamente dentro del intervalo de 10 kHz a 30 kHz. A continuación, la señal de banda estrecha resultante experimenta un análisis de Fourier utilizando unos algoritmos FFT para determinar la frecuencia portadora. La determinación de dicha portadora proporciona simultáneamente una indicación de que la referencia PN local está ajustada con la fase correcta de la señal recibida y proporciona una medición precisa de la frecuencia portadora. A continuación, se puede utilizar esta frecuencia en la operación de seguimiento continuo de los receptores.

La patente US nº 5.420.592 de Johnson discute el empleo de unos algoritmos FFT para calcular unas pseudodistancias en un emplazamiento central de procesamiento en lugar de en una unidad móvil. Según ese procedimiento, el receptor GPS recoge una copia instantánea de los datos y a continuación son transmitidos por un enlace de datos hacia un receptor remoto donde experimentan el procesamiento FFT. Sin embargo, el procedimiento que se da a conocer en la misma calcula sólo una única Transformada Rápida de Fourier directa e inversa (correspondiente a cuatro periodos PN) para realizar el conjunto de correlaciones.

Tal como se pondrá claramente de manifiesto a partir de la descripción siguiente, se puede alcanzar una mayor sensibilidad y una mayor velocidad de procesamiento mediante la ejecución de un número elevado de operaciones FFT conjuntamente con unas operaciones especiales de preprocesamiento y de postprocesamiento.

En esta patente, se utilizan con frecuencia los términos correlación, convolución y filtrado adaptado. El término "correlación", cuando se aplica a dos series de números, significa la multiplicación término por término de los miembros correspondientes de las dos series seguida de la suma de las series. Algunas veces ésta se designa como "correlación en serie" y da como resultado una salida de un único número. En algunas circunstancias, se realiza una sucesión de operaciones de correlación sobre grupos sucesivos de datos.

El término "convolución" aplicado a dos series de números es el mismo que el utilizado comúnmente en la técnica y es equivalente a filtrar la segunda serie de longitud m con un filtro, correspondiente a la primera serie, que presenta una respuesta impulsional de longitud n . El resultado es una tercera serie de longitud $m+n-1$. El término "filtrado adaptado" se refiere a una operación de convolución (o de filtrado) en la cual el filtro mencionado anteriormente presenta una respuesta impulsional que es la versión complejo-conjugada e invertida en el tiempo de la primera serie. El término "convolución rápida" se utiliza para indicar una serie de algoritmos que calculan la operación de correlación de una manera eficiente.

Algunos autores utilizan los términos correlación y convolución de forma indistinta; para facilitar la comprensión, sin embargo, en esta patente, el término "correlación" siempre se refiere a la operación de correlación en serie descrita anteriormente.

La patente US nº 5 448 773 da a conocer una función de gestión de potencia para una unidad GPS móvil que presenta un circuito de radiofrecuencia (RF) para recibir señales de posición de una pluralidad de satélites y para proporcionar una señal de frecuencia intermedia (IF) a un circuito correlacionador para generar una pseudodistancia y una medición Doppler para calcular una posición fix. Tras encender la potencia proporcionada al circuito RF, se realiza una prueba para determinar si se dispone de mediciones suficientemente buenas para calcular una posición fix tridimensional. A continuación, se pide a una lógica de parada que apague la potencia RF y calcule una posición fix.

El documento JP 06 123767 da a conocer un dispositivo de radiobúsqueda activo llevado por una persona e n búsqueda. Cuando un cater llama al dispositivo de radiobúsqueda, una sección de interfaz suministra una señal de detección de recepción S_q a una sección de control que enciende un conmutador para accionar un receptor de GPS. El receptor recibe ondas de radio de un satélite GPS y suministra sus propios datos de posición a la sección de control. Entonces, la sección de control apaga el conmutador.

Sumario de la invención

La invención se refiere a una unidad GPS móvil según la reivindicación 1.

Los aspectos ventajosos pero no limitativos de la unidad GPS móvil son los siguientes:

- la unidad GPS móvil comprende asimismo un receptor de comunicaciones y un transmisor de comunicaciones que se acoplan al circuito de gestión de potencia.
- el circuito de gestión de potencia reduce la potencia consumida por el procesador.

- después de que la unidad GPS móvil esté en un estado de potencia reducida, el circuito de gestión de potencia devuelve a la unidad GPS móvil a un estado de consumo de potencia incrementada tras recibir una señal del receptor de comunicaciones.

- la unidad GPS móvil comprende asimismo una batería y una célula solar y un regulador de potencia acoplados a la batería y a la célula solar y al circuito de gestión de potencia, estando destinada la célula solar a cargar la batería, la unidad GPS móvil comprende asimismo:

- una primera interconexión de potencia controlada acoplada al receptor y al circuito de gestión de potencia; y
- una segunda interconexión de potencia controlada acoplada a la memoria y al circuito de gestión de potencia, reduciendo el circuito de gestión de potencia mediante el control de la potencia proporcionada al receptor a través de la interconexión de potencia controlada y mediante

el control de la potencia proporcionada por la memoria a través de la segunda interconexión de potencia controlada.

- el circuito de gestión de potencia comprende un microprocesador y una pluralidad de conmutadores de potencia,

- el circuito de gestión de potencia comprende una lógica de control de potencia en un componente de procesamiento de señales digitales y comprendiendo el procesador el componente de procesamiento de señales digitales.

- el circuito de gestión de potencia comprende asimismo una pluralidad de conmutadores de potencia acoplados a la lógica de control de potencia.

La invención comprende un procedimiento según la reivindicación 10.

Breve descripción de los dibujos

La presente invención está ilustrada, a título de ejemplo y de forma no limitativa, en las figuras de los dibujos adjuntos en los que unas referencias designan partes similares, y en las que:

- La figura 1A es un diagrama de bloques de los componentes principales de un receptor remoto, o sistema receptor GPS móvil, que utiliza el procedimiento de la invención, y representa los enlaces de datos que pueden existir entre una estación base y el receptor remoto.

- La figura 1B es un diagrama de bloques de una unidad GPS móvil alternativa.

- La figura 1C es un diagrama de bloques de otra unidad GPS móvil alternativa.

- Las figuras 2A y 2B proporcionan dos alternativas para las partes de RF y de IF de un receptor que es una forma de realización de la presente invención.

- La figura 3 representa un diagrama de flujo de las operaciones principales (por ejemplo, operaciones de software) realizadas por el procesador DSP programable de acuerdo con los procedimientos de la presente invención.

- La figura 4 representa las formas de onda del procesamiento de señal en diferentes etapas de procesamiento de acuerdo con los procedimientos de la presente invención.

- La figura 5A representa un sistema de estación base en una forma de realización de la presente invención.

- La figura 5B representa un sistema de estación base en una forma de realización alternativa de la presente invención.

- La figura 6 representa una unidad GPS móvil que presenta, de acuerdo con la presente invención, calibración o corrección del oscilador local.

- La figura 7 es un diagrama de flujo que representa un procedimiento de gestión de potencia para una unidad móvil según una forma de realización de la presente invención.

Descripción detallada de la invención

La presente invención se refiere a unos aparatos y unos procedimientos para calcular la posición de un objeto móvil, o remoto, de forma que se obtiene el resultado de que el hardware remoto presenta una disipación de potencia muy baja y se obtiene la capacidad de funcionar con niveles de señal recibida muy bajos. Es decir, que se reduce el

consumo de potencia a la vez que se aumenta la sensibilidad del receptor. Esto es posible mediante la implementación de las funciones de recepción remota, tal como se representa en la figura 1A, así como mediante la transmisión de una información Doppler desde una estación base 10 ubicada separadamente hacia la unidad GPS móvil o remota 20.

Debe tenerse en cuenta que se pueden utilizar las pseudodistancias para calcular la posición geográfica de la unidad remota de varias maneras diferentes. Tres ejemplos son:

i) Procedimiento 1: mediante la retransmisión de los mensajes de datos del satélite hacia la unidad remota 20 desde la estación base 10, la unidad remota 20 combina esta información con las mediciones de la pseudodistancia para calcular su posición. Véase, por ejemplo, la patente US nº 5.365.450, que se incorpora a la presente memoria como referencia. Típicamente, la unidad remota 20 realiza el cálculo de la posición en la unidad remota 20.

ii) Procedimiento 2: la unidad remota 20 puede recoger los datos de las efemérides del satélite a partir de la recepción de señales GPS de la forma normal que se practica comúnmente en la técnica. Estos datos, que típicamente son válidos para una o dos horas, se pueden combinar con las mediciones de la pseudodistancia para completar, típicamente en la unidad remota, el cálculo de la posición.

iii) Procedimiento 3: la unidad remota 20 puede transmitir las pseudodistancias a través de un enlace de comunicaciones 16 hacia la estación base 10 que puede combinar esta información con los datos de las efemérides del satélite para completar el cálculo de la posición. Véase, por ejemplo, la patente US nº 5.225.842, que se incorpora a la presente memoria como referencia.

En las soluciones (o procedimientos) 1 y 3, se supone que la estación base 10 y la unidad remota 20 presentan una visión común de todos los satélites de interés y están ubicadas suficientemente cerca una de la otra como para resolver una ambigüedad temporal asociada con la tasa de repetición de los códigos GPS pseudoaleatorios. Esto se cumplirá para una cobertura de alcance entre la estación base 10 y la unidad remota 20 de la mitad de la velocidad de la luz multiplicado por el periodo de repetición PN (1 milisegundo), o de 150 km aproximadamente.

Para explicar la presente invención, se supone que se utiliza el procedimiento 3 para completar el cálculo de la posición. Sin embargo, después de la revisión de esta memoria, se apreciará por parte de expertos en la materia que los diferentes aspectos y formas de realización de la presente invención se podrían utilizar con cualquiera de los tres procedimientos anteriores así como con otras soluciones. Por ejemplo, en una variación del Procedimiento 1, se pueden transmitir datos de información del satélite tales como datos representativos de las efemérides del satélite mediante una estación base hacia una unidad remota, y se pueden combinar estos datos de información del satélite con las pseudodistancias, calculadas a partir de señales GPS almacenadas, para proporcionar una latitud y una longitud (y en muchos casos además una altitud) de la unidad remota. Se apreciará que la información de posición recibida desde la unidad remota puede estar limitada a la latitud y la longitud o puede ser una información extendida que incluye latitud, longitud, altitud, velocidad y disposición de la unidad remota. Además, en esta variación del Procedimiento 1 se puede utilizar la corrección del oscilador local y/o la gestión de potencia.

Adicionalmente, se puede transmitir la información Doppler a la unidad remota 20 y ser utilizada por la unidad remota 20 de acuerdo con los aspectos de la presente invención.

De acuerdo con el Procedimiento 3, la estación base 10 ordena a la unidad remota 20 la realización de una medición mediante un mensaje transmitido a través de un enlace de comunicaciones de datos 16 tal como se representa en la figura 1A. La estación base 10 envía además dentro de este mensaje una información Doppler para los satélites que están a la vista, la cual es una forma de datos de información del satélite. Esta información Doppler está típicamente en el formato de una información de frecuencia, y el mensaje además especificará típicamente una identificación de los satélites particulares que están a la vista u otros datos de inicio. Este mensaje es recibido por un módem individual 22 que forma parte de la unidad remota 20, y se almacena en una memoria 30 conectada a un microprocesador de baja potencia 26. El microprocesador 26 gestiona la transferencia de datos de información entre los elementos procesadores de la unidad remota 32 a 48 y el módem 22, y controla las funciones de gestión de potencia dentro del receptor remoto 20, tal como se pondrá claramente de manifiesto en la discusión posterior.

Normalmente, el microprocesador 26 establece la mayor parte o casi todo el hardware de la unidad remota 20 a baja potencia, o estado de potencia desactivada, excepto cuando se realizan el cálculo de la pseudodistancia y/u otros cálculos GPS, o cuando se dispone de una fuente de potencia alternativa. Sin embargo, la parte receptora del módem es activada por lo menos periódicamente (a potencia máxima) para determinar si la estación base 10 ha enviado una orden para determinar la posición de la unidad remota.

Esta información Doppler mencionada anteriormente es muy corta de duración debido a que la precisión requerida para dicha información Doppler no es elevada. Por ejemplo, si se requiere una precisión de 10 Hz y la frecuencia Doppler máxima es de ± 7 kHz aproximadamente, entonces una palabra de 11 bits será suficiente para cada satélite visionado. Si 8 satélites están a la vista, entonces se necesitarán 88 bits para especificar todas las frecuencias

Doppler. El uso de esta información elimina el requisito de que la unidad remota 20 busque dicha frecuencia Doppler, reduciendo así su tiempo de procesamiento por encima de un factor de 10. El uso de la información Doppler permite además que la unidad GPS móvil 20 procese más rápidamente una muestra de señales GPS, y esto tiende a reducir la cantidad de tiempo en el que el procesador 32 debe recibir toda la potencia para calcular una información de posición. Esto por sí mismo reduce la potencia consumida por la unidad remota 20 y contribuye a mejorar la sensibilidad.

Se puede enviar una información adicional hacia la unidad remota 20, comprendiendo las etapas de tiempo de los datos en el mensaje GPS.

La señal recibida del enlace de datos utiliza una frecuencia portadora de precisión. El receptor remoto 20 puede utilizar, tal como se representa en la figura 6, que se describe a continuación, un bucle de control automático de frecuencia (AFC) para engancharse a esta portadora y así calibrar además su propio oscilador de referencia.

Un tiempo de transmisión de mensaje de 10 milisegundos, con una relación de señal recibida/ruido de 20 dB, permitirá normalmente la medición de la frecuencia mediante un AFC hasta una precisión de 10 Hz o más elevada. Típicamente, esto será más que adecuado para los requisitos de la presente invención. Esta característica mejorará además la precisión de los cálculos de la posición que se realizan, o bien de manera convencional, o bien utilizando los procedimientos de convolución rápida de la presente invención.

En una forma de realización de la invención, el enlace de comunicaciones 16 es un medio de comunicación por radiofrecuencia de pequeño ancho de banda comercialmente disponible, tal como un sistema de radiobúsqueda de 2 canales. Este sistema se puede utilizar en formas de realización en las que la cantidad de datos transmitidos entre la unidad remota 20 y la estación base 10 es relativamente pequeña. La cantidad de datos requerida para la transmisión de los datos Doppler y otros datos (por ejemplo, los datos de inicio tales como las identidades de los satélites visionados) es relativamente pequeña y de manera similar la cantidad de datos requerida para la información de posición (por ejemplo, las pseudodistancias) es relativamente pequeña. Esto es diferente de aquellos sistemas que requieren la transmisión de grandes cantidades de datos durante un periodo de tiempo corto; estos sistemas pueden requerir un medio de comunicación por radiofrecuencia con un ancho de banda mayor.

Una vez que la unidad remota 20 recibe una orden (por ejemplo, desde la estación base 10) para el procesamiento GPS conjuntamente con la información Doppler, el microprocesador 26 activa el Conversor de RF a IF 42, el Conversor Analógico a Digital 44, y la Memoria de Copia Instantánea Digital 46 mediante un circuito de Batería y Regulador de Potencia y Conmutadores de Potencia 36 (y unas líneas controladas de potencia 21a, 21b, 21c y 21d), suministrando de este modo toda la potencia a estos componentes.

Esto hace que la señal procedente del satélite GPS que se recibe mediante la antena 40 sea desmodulada a una frecuencia IF, a partir de donde es digitalizada posteriormente. A continuación, se almacena un conjunto contiguo de dichos datos, típicamente correspondiente a una duración de 100 milisegundos a 1 segundo (o incluso mayor), en una Memoria de Copia Instantánea 46. Se puede controlar la cantidad de datos almacenados mediante el microprocesador 26 de tal manera que se pueden almacenar más datos en la memoria 46 (para obtener una mejor sensibilidad) en aquellas situaciones en las que ahorrar potencia no es tan importante como obtener una mejor sensibilidad, y se pueden almacenar menos datos en aquellas situaciones en las que ahorrar potencia es más importante que la sensibilidad. Típicamente, la sensibilidad es más importante cuando las señales GPS se pueden ver parcialmente obstaculizadas, y el ahorro de potencia es menos importante cuando se disponga de una fuente de potencia abundante (por ejemplo, una batería de automóvil). El direccionamiento de esta memoria 46 para almacenar estos datos está controlado por un circuito integrado de Matriz de Puertas Programables In-situ 48. La desmodulación de la señal GPS se realiza utilizando un sintetizador de frecuencia 38 que proporciona una señal de oscilador local 39 al conversor 42 tal como se discute adicionalmente a continuación.

Cabe destacar que todo este tiempo (mientras se llena la memoria de copia instantánea 46 con las señales GPS digitalizadas procedentes de los satélites visionados), se debe mantener al microprocesador 32 en un estado de potencia baja. El Conversor de RF a IF 42 y el Conversor Analógico a Digital 44 sólo son activados típicamente durante un periodo de tiempo corto, suficiente para recoger y almacenar los datos requeridos para el cálculo de la pseudodistancia. Tras finalizar la recolección de los datos, se desactivan estos circuitos conversores o bien se reduce el consumo mediante unas líneas controladas de potencia 21b y 21c (mientras la memoria 46 continúa recibiendo toda la potencia), no contribuyendo de esta manera a una disipación adicional de potencia durante el cálculo de la pseudodistancia real. El cálculo de la pseudodistancia se realiza a continuación, en una forma de realización, utilizando un circuito integrado programable de procesamiento digital de señal (DSP) de propósito general 32, como por ejemplo un circuito integrado TMS320C30 de Texas Instruments. Este DSP 32 es puesto en un estado de potencia activada mediante el microprocesador 26 y el circuito 36, mediante una línea controlada de potencia 21e, antes de realizar dichos cálculos.

Este DSP 32 difiere de otros utilizados en algunas unidades GPS remotas en que es programable y de propósito general, a diferencia de otros circuitos que son circuitos integrados a medida de procesamiento digital de señal especializados. Adicionalmente, el DSP 32 hace posible la utilización de un algoritmo de Transformada Rápida de

Fourier (FFT), que permite un cálculo muy rápido de las pseudodistancias mediante una realización rápida de un gran número de operaciones de correlación entre una referencia generada de forma local y las señales recibidas. Típicamente se requieren 2.046 de dichas correlaciones para completar la búsqueda de las etapas de tiempo para cada señal GPS recibida. El algoritmo de Transformada Rápida de Fourier permite una búsqueda paralela y simultánea de todas dichas posiciones, acelerando de esta manera el procedimiento de cálculo requerido en un factor de 10 a 100 por encima de las soluciones convencionales.

Una vez que el DSP 32 completa su cálculo de las pseudodistancias para cada uno de los satélites visionados, transmite esta información al microprocesador 26 mediante un bus de interconexión 33. En ese momento el microprocesador 26 puede hacer que el DSP 32 y la memoria 46 entren de nuevo en un estado de potencia baja enviando una señal de control adecuada al circuito de Batería y Regulador de Potencia 36. A continuación, el microprocesador 26 utiliza el módem 22 para transmitir los datos de pseudodistancia a través de un enlace de datos 16 hacia la estación base 10 para el cálculo final de la posición. Además de los datos de la pseudodistancia, se puede transmitir simultáneamente una marca de tiempo hacia la estación base 10 que indica el tiempo transcurrido desde la recolección inicial de los datos en la memoria de almacenamiento temporal 46 hasta el instante de transmisión de los datos a través del enlace de datos 16. Esta marca de tiempo mejora la capacidad de la estación base para realizar los cálculos de la posición, debido a que permite el cálculo de las posiciones de los satélites GPS en el instante de la recolección de los datos. Como alternativa, de acuerdo con el Procedimiento 1 anterior, el DSP 32 puede calcular la posición (por ejemplo, latitud y longitud o latitud, longitud y altitud) de la unidad remota y enviar estos datos al microprocesador 26, que de manera similar retransmite estos datos a la estación base 10 mediante el módem 22. En este caso, el DSP simplifica el cálculo de la posición manteniendo el tiempo transcurrido desde la recepción de los mensajes de datos del satélite igual hasta el tiempo en el que comienza la recolección de los datos en la memoria de almacenamiento temporal. Esto mejora la capacidad de la unidad remota para realizar el cálculo de la posición, debido a que permite el cálculo de las posiciones de los satélites GPS en el instante de la recolección de los datos.

Tal como se representa en la figura 1A, en una forma de realización, el módem 22 utiliza una antena individual 24 para transmitir y recibir mensajes a través de un enlace de datos 16. Se apreciará que el módem 22 comprende un receptor de comunicaciones y un transmisor de comunicaciones que están conectados de forma alternada a la antena 24. De manera similar, una estación base 10 puede utilizar una antena individual 14 para transmitir y recibir unos mensajes del enlace de datos, permitiendo de esta manera una recepción continua de las señales GPS mediante la antena GPS 12 de la estación base 10.

Se ha previsto, en un ejemplo típico, que los cálculos de la posición en el DSP 32 requerirán menos de unos pocos segundos de tiempo, dependiendo de la cantidad de datos almacenados en la memoria de copia instantánea digital 46 y de la velocidad del DSP o de los varios DSP.

Debería resultar evidente a partir de la discusión anterior, que la unidad remota 20 sólo necesita activar sus circuitos de consumo elevado de potencia durante una fracción de tiempo pequeña, en el caso de que las órdenes para el cálculo de la posición procedentes de la estación base 10 sean poco frecuentes. Obsérvese a modo de anticipo que, por lo menos en muchas situaciones, dichas órdenes darán como resultado la activación de los dispositivos remotos en su estado de potencia disipada elevada sólo durante aproximadamente el 1% del tiempo o menos.

Esto permite, en consecuencia, que la batería dure 100 veces más tiempo de lo que sería posible de otro modo. Las instrucciones de programa necesarias para la realización de la operación de la gestión de potencia se almacenan en la EEPROM 28 u otros medios de almacenamiento adecuados. Esta estrategia de gestión de potencia se debe poder adaptar a diferentes situaciones de disponibilidad de potencia. Por ejemplo, cuando se dispone de la potencia primaria, la determinación de la posición puede tener lugar de un modo continuado.

Tal como se ha indicado anteriormente, la memoria de copia instantánea digital 46 captura un registro que corresponde a un periodo de tiempo relativamente largo. El procesamiento eficiente de este amplio bloque de datos utilizando procedimientos de convolución rápida facilita el procesamiento de señales a niveles de recepción bajos (por ejemplo, cuando la recepción es débil a causa de una obstaculización parcial provocada por edificios, árboles, etc.). Todas las pseudodistancias de los satélites GPS visibles calculadas utilizan estos mismos datos almacenados temporalmente. Esto proporciona un funcionamiento mejorado comparado con los receptores GPS de seguimiento continuo en situaciones (tales como bajo condiciones de obstaculización urbana) en las cuales la amplitud de la señal cambia rápidamente.

En la figura 1B, se representa una forma de realización ligeramente diferente que prescinde del microprocesador 26 y sus periféricos (RAM 30 y EEPROM 28) y substituye su funcionalidad con circuitos adicionales contenidos dentro de un FPGA (matriz de puertas programables in-situ) 49 más complejo. En este caso el FPGA 49, un dispositivo de baja potencia, sirve para poner en marcha el chip DSP 32a a partir de una actividad de detección realizada desde el módem 22 a través de la interconexión 19. La interconexión 19 conecta el módem al DSP 32a y al FPGA 49. El chip DSP 32a, cuando se ha puesto en marcha, transmite y recibe directamente datos desde el módem. El DSP 32a realiza además unas operaciones de control de la potencia a través de su interconexión 18 que está conectada al circuito de Batería y Regulador de Potencia y Conmutadores de Potencia 36 para enviar unas órdenes de

activación/desactivación al circuito 36. El DSP 32a activa de forma selectiva o reduce la potencia suministrada a diferentes componentes, según un procedimiento de gestión de potencia tal como el representado en la figura 7, mediante las órdenes de activación/desactivación enviadas a través de la interconexión 18 hacia el circuito 36. El circuito 36 recibe estas órdenes y suministra potencia (o reduce potencia), de forma selectiva, a los diferentes componentes. El circuito 36 pone en marcha el DSP 32a a través de la interconexión 17.

El circuito 36 suministra potencia de forma selectiva a los diferentes componentes conmutando la potencia de forma selectiva mediante unas líneas elegidas de entre las líneas controladas de potencia 21a, 21b, 21c, 21d y 21f. De esta manera, por ejemplo, para suministrar potencia al convertidor 42 y al convertidor 44, se suministra la potencia a estos convertidores a través de las líneas 21b y 21c. De manera similar, se suministra potencia al módem a través de la línea controlada de potencia 21f.

Un oscilador de baja frecuencia de cristal 47 está conectado a la memoria y al circuito de gestión de potencia FPGA 49. En una forma de realización, la memoria y el circuito de gestión de potencia FPGA 49 contienen un temporizador de baja potencia que comprende el oscilador de baja frecuencia 47. Cuando el temporizador del FPGA 49 expira, el FPGA 49 envía una señal de puesta en marcha al DSP 32a a través de la interconexión 17, y a continuación el DSP 32a puede poner en marcha otros circuitos enviando unas órdenes de activación/desactivación al circuito de Batería y Regulador de Potencia y Conmutadores de Potencia 36. Se suministra potencia a los otros circuitos a través de las líneas controladas de potencia 21a, 21b, 21c, 21d y 21f bajo el control del circuito 36, para realizar una operación de determinación de la posición (por ejemplo, determinar una información de posición tal como una pseudodistancia o una latitud y longitud). Después de la operación de determinación de la posición, el DSP 32a reestablece el temporizador FPGA y reduce su propia potencia, y el circuito 36 reduce también la potencia suministrada a los otros componentes, según el procedimiento representado en la figura 7. Se apreciará que una batería o una serie de baterías suministrarán potencia a todos los circuitos de potencia controlada a través de todas las líneas controladas de potencia que están controladas por la memoria y el circuito de gestión de potencia FPGA 49 y el DSP 32a. Se apreciará también que, en lugar de reducir directamente la potencia mediante las líneas controladas de potencia (tales como la 21b) suministrada a un componente, la potencia consumida por un componente se puede reducir indicándole al componente (como en el caso del DSP 32a a través de la interconexión 17 de la figura 1B) que reduzca la potencia o que se ponga en marcha a potencia máxima. A menudo esto es posible cuando un componente, tal como un circuito integrado, presenta una entrada para controlar el estado de potencia del componente, y el componente presenta la lógica interna necesaria para controlar el consumo de potencia (por ejemplo, una lógica para reducir la potencia suministrada a varios bloques lógicos del componente). La memoria y el circuito de gestión de potencia FPGA 49 proporcionan control y gestión de la memoria, comprendiendo operaciones de direccionamiento cuando los datos están siendo almacenados en la memoria 46 desde los convertidores 44 o cuando el componente DSP 32a está leyendo datos desde la memoria 46. Además, el FPGA 49 puede controlar otras funciones de la memoria, tales como refresco de la memoria en caso de necesidad.

La figura 1C muestra otra forma de realización según la presente invención de una unidad GPS móvil que contiene muchos de los mismos componentes que las unidades GPS móviles representadas en las figuras 1A y 1B. Además, la unidad GPS móvil representada en la figura 1C comprende unos reguladores de potencia 77 que están conectados para recibir potencia desde una serie de baterías 81 así como una entrada opcional para una fuente de potencia externa 83 y unas células solares 79. El regulador de potencia 77 suministra potencia a todos los circuitos bajo el control de las líneas controladas de potencia que están gestionadas por el chip DSP 32a y la memoria y el circuito de gestión de potencia FPGA 49 representados en la figura 1C. Las células solares 79 pueden recargar dichas baterías utilizando tecnología de recarga convencional. Adicionalmente, las células solares 79 pueden suministrar potencia a la unidad GPS móvil además de recargar las baterías. En la forma de realización representada en la figura 1C, el FPGA 49 proporciona una señal de puesta en marcha a través de la interconexión 75 al chip DSP 32a; esta señal dispone de nuevo al chip DSP al estado de potencia máxima para realizar las diferentes funciones descritas para el chip DSP 32a. Además, se puede activar el chip DSP al estado de potencia máxima a través de una orden externa desde el módem 22 que está conectado directamente al chip DSP a través de la interconexión 19.

La figura 1C representa además una característica que permite que la unidad GPS móvil intercambie sensibilidad a cambio de ahorro de potencia.

Tal como se ha descrito en este caso, se puede aumentar la sensibilidad de la unidad GPS móvil aumentando la cantidad de señales GPS almacenadas que son guardadas en la memoria 46. Esto se realiza mediante la adquisición y la digitalización de más señales GPS y almacenando estos datos en la memoria 46. Aunque este mayor almacenamiento provoca un mayor consumo de potencia, mejora la sensibilidad de la unidad GPS móvil. Se puede seleccionar esta modalidad de sensibilidad mejorada mediante un conmutador de modalidad de potencia 85 sobre la unidad GPS que está conectada al bus 19, para enviar una orden al chip DSP 32a para entrar en una modalidad con sensibilidad mejorada. De forma alternativa, se puede hacer que este conmutador de modalidad de potencia 85 envíe una orden al chip DSP 32a para ahorrar más potencia y proporcionar menos sensibilidad mediante la adquisición de una copia instantánea más reducida de las señales GPS y almacenando así una cantidad inferior de señales GPS en la memoria 46. Se apreciará que esta selección de modalidad de potencia también se

puede producir a través de una señal enviada desde la estación base al módem 22, el cuál comunica a continuación esta orden a través de la interconexión 19 al chip DSP 32a.

En la figura 2A, se muestra un ejemplo representativo de un conversor de frecuencia RF a IF y de un sistema de digitalización para la unidad GPS móvil. Se pasa la señal de entrada a 1.575,42 MHz a través de un filtro limitador de banda (BPF) 50 y un amplificador poco ruidoso (LNA) 52 y se envía hacia una etapa de conversión de frecuencia. El oscilador local (LO) 56 utilizado en esta etapa está enganchado en fase (a través de un PLL 58) a un oscilador de cristal con compensación de temperatura (TCXO) 60 de 2,048 MHz (o a un armónico de la misma). En una forma de realización preferida, la frecuencia LO sería de 1.531,392 MHz, que es $2.991 \times 0,512$ MHz. La señal IF resultante es centrada a 44,028 MHz. Esta IF es deseable debido a la disponibilidad de componentes de bajo coste que trabajan cerca de los 44 MHz. En particular, los filtros de onda acústica de superficie (SAW), que se utilizan abundantemente en aplicaciones de televisión, están disponibles fácilmente. Por supuesto, se pueden utilizar otros dispositivos de limitación de banda en lugar de los dispositivos SAW.

La señal GPS recibida se mezcla con la señal LO en el mezclador 54 para producir la señal IF. Esta señal IF se pasa a través de un filtro SAW 64 para limitarla en banda de forma precisa a 2 MHz de ancho de banda, y se envía a continuación hacia un desmodulador I/Q 68 que traslada la señal cerca de banda base (nominalmente a 4 kHz de frecuencia central). La frecuencia del oscilador local para este desmodulador 68 se obtiene a partir del TCXO de 2,048 MHz 60 como el armónico número 43 de 1,024 MHz, es decir 44,032 MHz.

El desmodulador I/Q 68 está disponible de forma comercial, por lo general, como componente RF. Típicamente consiste de dos mezcladores y filtros pasabajas. En casos de este tipo, los puertos de entrada de un mezclador reciben la señal IF y la señal LO y los puertos de entrada del otro mezclador reciben la misma señal IF y la señal LO desplazada en fase en 90° . Las salidas de los dos mezcladores son filtradas pasabajas para eliminar acoples y otros productos de distorsión.

Tal como se representa en la figura 2A, los amplificadores 62 y 66 se pueden utilizar antes y después de la operación de limitación de banda según se requiera.

Las dos salidas del desmodulador I/Q 68 son enviadas a los dos conversores A/D adaptados 44 que muestrean las señales a 2,048 MHz. Una forma de realización alternativa substituye los conversores A/D 44 por comparadores (no representados), cada uno de los cuales produce a su salida una secuencia de datos bivaluada (un bit) en función de la polaridad de la señal entrante. Se conoce bien que esta solución produce una pérdida de 1,96 dB aproximadamente en la sensibilidad del receptor respecto a un conversor A/D multinivel. Sin embargo, se puede conseguir un ahorro substancial con el uso de los comparadores respecto a los conversores A/D, así como en el requisito de memoria reducida en la memoria de copia instantánea 46 posterior.

En la figura 2B se muestra una forma de realización alternativa del desmodulador y del sistema A/D que utiliza un procedimiento de muestreo de la banda de paso. El TCXO 70 utilizado trabaja a la frecuencia de 4,096 MHz (o en un armónico de la misma). Se puede utilizar la salida del TCXO a modo de reloj de muestreo para el conversor A/D 44 (o comparador); éste funciona para trasladar la señal a 1,028 MHz. Esta frecuencia es la diferencia entre el armónico número 11 de 4,096 MHz y la frecuencia IF de entrada de 44,028 MHz.

La IF de 1,028 MHz resultante es casi una cuarta parte de la tasa de muestreo, lo que se conoce como casi ideal para minimizar las distorsiones del tipo debidas al muestreo. Comparado con el muestreo I/Q de la figura 2A, este muestreador único proporciona un canal de datos en lugar de dos, pero con tasa doble. Además, los datos están efectivamente a una IF de 1,028 MHz. La conversión de frecuencia I/Q a casi 0 MHz sería implementada a continuación mediante unos medios digitales en el siguiente procesamiento que se va a describir.

Los aparatos de la figura 2A y 2B son competitivos en coste y complejidad; a menudo, la disponibilidad de los componentes determina la solución preferida. Sin embargo, se pondrá claramente de manifiesto para los expertos en la materia que se pueden utilizar otras configuraciones de receptor para obtener resultados similares.

Para simplificar la siguiente discusión, ésta supone que se utiliza el muestreo I/Q de la figura 2A y que la memoria de copia instantánea 46 contiene dos canales de datos digitalizados a 2,048 MHz.

Se pueden apreciar detalles del procesamiento de la señal realizado en el DSP 32 con la ayuda del diagrama de flujo de la figura 3 y de los dibujos de las figuras 4A, 4B, 4C, 4D y 4E. Se pondrá claramente de manifiesto para los expertos en la materia que el código máquina, u otro código adecuado, para realizar el procesamiento de la señal que se va a describir se almacena en la EPROM 34. Se pueden utilizar otros dispositivos de memoria no-volátil. El objetivo del procesamiento es determinar la sincronización de la forma de onda recibida con respecto a la forma de onda generada localmente. Adicionalmente, para obtener una sensibilidad elevada, se procesa una parte muy larga de dicha forma de onda, típicamente de 100 milisegundos a 1 segundo.

Para comprender el procesamiento primero se debe observar que cada señal GPS recibida (modalidad C/A) está compuesta de un patrón pseudoaleatorio repetitivo (PN) de 1.023 símbolos de tasa alta (1 MHz), denominados

comúnmente "chips". Estos "chips" se parecen a la forma de onda representada en la figura 4A. Sobre este patrón se han superpuesto adicionalmente unos datos de tasa baja, transmitidos desde el satélite a 50 baudios. Todos estos datos se reciben con una relación de señal/ruido muy baja ya que esta se mide en un ancho de banda de 2 MHz. Si la frecuencia portadora y todas las tasas de datos son conocidas con una precisión elevada, y no existen datos, entonces se puede mejorar la relación de señal/ruido en gran medida, y la cantidad de datos se puede reducir en gran medida, sumando entre sí tramas sucesivas. Por ejemplo, existen 1.000 tramas PN durante un periodo de 1 segundo. La primera de dichas tramas puede ser sumada de forma coherente a la siguiente trama, el resultado sumado a la siguiente trama, etc. El resultado puede ser una señal que presenta una duración de 1.023 chips. A continuación, la fase de esta secuencia se puede comparar a una secuencia de referencia local para determinar la sincronización relativa entre las dos, estableciendo de esta manera la así denominada pseudodistancia.

El procedimiento anterior se debe realizar por separado para cada satélite visionado a partir del mismo conjunto de datos recibidos almacenados en la memoria de copia instantánea 46, debido a que, en general, las señales GPS procedentes de satélites diferentes presentan frecuencias Doppler diferentes y los patrones PN difieren entre sí.

El procedimiento anterior se complica por el hecho de que la frecuencia portadora puede ser desconocida en un exceso de 5 kHz debido a incertidumbres sobre la señal debida al efecto Doppler. Estas incertidumbres debidas al efecto Doppler son eliminadas mediante la transmisión de esta información desde una estación base 10 que supervisa simultáneamente todas las señales GPS de los satélites visionados. De esta manera, se evita la búsqueda Doppler en la unidad remota 20. Además, la incertidumbre del oscilador local se reduce en gran medida (a quizás 50 Hz) mediante la operación AFC realizada utilizando la señal de comunicación que va de la base hasta la unidad remota, tal como se representa en la figura 6.

La presencia de datos a 50 baudios superpuestos sobre la señal GPS limita aún la suma coherente de las tramas PN a un periodo superior a 20 milisegundos. Es decir, como máximo se pueden sumar de forma coherente 20 tramas antes de que las inversiones de signo de los datos impidan una ganancia de procesamiento adicional. Se puede obtener ganancia de procesamiento adicional mediante el filtrado adaptado y la suma de las magnitudes (o cuadrados de las magnitudes) de las tramas, tal como se detalla en los siguientes párrafos.

El diagrama de flujo de la figura 3 comienza en la etapa 100 con una orden procedente de la estación base 10 para iniciar la operación de procesamiento GPS (etiquetada como "Fix Command", o "orden de determinación de la posición" en la figura 3). Esta orden comprende el envío, a través un enlace de comunicaciones 16, de los desplazamientos Doppler para cada satélite visionado y de la identificación de esos satélites. En la etapa 102, la unidad remota 20 calcula su deriva del oscilador local enganchando en frecuencia con la señal transmitida desde la estación base 10. Una alternativa sería utilizar un oscilador de cristal compensado en temperatura de muy alta calidad en la unidad remota.

Por ejemplo, los TCXOs controlados digitalmente, así denominados DCXOs, pueden alcanzar actualmente una precisión de 0,1 partes por millón aproximadamente, o un error de 150 Hz aproximadamente para la señal GPS L1.

En la etapa 104, el microprocesador 26 de la unidad remota activa el suministro de potencia para la entrada del receptor 42, para los Conversores Analógico a Digital 44 y para la memoria de copia instantánea digital 46, y recoge una copia instantánea de datos de duración K veces una trama PN del código C/A, en la que K está comprendida típicamente entre 100 a 1.000 (correspondiendo a una duración de tiempo de 100 milisegundos a 1 segundo). Cuando ya ha sido recogida una cantidad de datos suficiente, el microprocesador 26 desactiva el conversor de RF a IF 42 y los conversores A/D 44.

Se calcula la pseudodistancia de cada satélite por turnos tal como sigue. En primer lugar, en la etapa 106, para la señal de satélite GPS dada que se debe procesar, se recupera el correspondiente código pseudoaleatorio (PN) desde la EPROM 34. Tal como se discutirá enseguida, el formato preferido de almacenamiento del código PN es realmente la transformada de Fourier de este código PN, muestreada a una tasa de 2.048 muestras para los 1.023 bits del código PN.

Los datos en la memoria de copia instantánea 46 son procesados en bloques de N tramas PN consecutivas, es decir, bloques de 2.048N muestras complejas (N es un entero comprendido típicamente en el intervalo de 5 a 10). Se realizan operaciones similares sobre cada bloque tal como se representa en el bucle inferior (etapas 108 a 124) de la figura 3. Es decir, se realiza este bucle un total de K/N veces para cada señal GPS que se debe procesar.

En la etapa 108, las 2.048N palabras de datos del bloque son multiplicadas por una exponencial compleja que elimina los efectos del efecto Doppler sobre la portadora de señal, así como los efectos de la deriva del oscilador local del receptor. A modo de ejemplo, supóngase que la frecuencia Doppler transmitida desde la estación base 10 más las desviaciones del oscilador local corresponde a f_e Hz. A continuación, la premultiplicación de los datos puede tomar la forma de la función

$$e^{-j2\pi f_e nT}, n = [0, 1, 2, \dots, 2.048N - 1] + (B-1) \times 2.048N,$$

en la que $T = 1/2,048$ MHz es el periodo de muestreo, y el número de bloques B está comprendido en el intervalo de 1 a K/N.

A continuación, en la etapa 110, los grupos adyacentes de N (típicamente 10) tramas de datos dentro del bloque son sumadas de forma coherente entre sí. Es decir, se suman entre sí las muestras 0, 2.048, 4.096,... 2.048(N-1) -1 son sumadas entre sí, a continuación se suman entre sí las muestras 1, 2.049, 4.097,... 2.048(N-1), etc. En este punto, el bloque contiene únicamente 2.048 muestras complejas.

Un ejemplo de la forma de onda producida por una operación de suma de este tipo se representa en la figura 4B para el caso de 4 tramas PN. Se puede considerar esta operación de suma como una operación de preprocesamiento que antecede a las operaciones de convolución rápida.

A continuación, en las etapas 112 a 118, cada una de las tramas promediadas experimenta una operación de filtrado adaptado, cuyo fin es determinar la sincronización relativa entre el código PN recibido contenido dentro del bloque de datos y una señal de referencia PN generada localmente. De manera simultánea, los efectos del efecto Doppler sobre los instantes de muestreo quedan adicionalmente compensados. Estas operaciones se ven aceleradas en gran medida, en una forma de realización, mediante la utilización de unas operaciones de convolución rápida tales como unos algoritmos de Transformada Rápida de Fourier utilizados de una manera tal que se realiza una convolución circular, tal como se describirá a continuación.

Con el fin de simplificar la discusión, la compensación Doppler mencionada anteriormente será ignorada en un principio.

La operación básica que se debe realizar es una comparación de los datos del bloque que se está procesando (2.048 muestras complejas) con un bloque PN de referencia similar almacenado localmente. La comparación se hace realmente mediante la multiplicación (compleja) de cada elemento del bloque de datos por el elemento de referencia correspondiente y sumando los resultados. Esta comparación se denomina una "correlación". Sin embargo, sólo se realiza una correlación individual para un instante de inicio particular del bloque de datos, mientras que existen 2.048 posiciones posibles que pueden producir una coincidencia mayor. El conjunto de todas las operaciones de correlación para todas las posiciones de inicio posibles se denomina una operación "de filtrado adaptado". En una forma de realización preferida se requiere la operación de filtrado adaptado completa.

Los otros instantes del bloque PN se pueden comprobar desplazando circularmente la referencia PN y realizando la misma operación. Es decir, si el código PN se indica como $p(0) p(1) \dots p(2.047)$, entonces un desplazamiento circular de una muestra es $p(1) p(2) \dots p(2.047) p(0)$. Esta secuencia modificada permite realizar una comprobación para determinar si el bloque de datos contiene una señal PN que comience con la muestra $p(1)$. De manera similar, el bloque de datos puede comenzar con las muestras $p(2)$, $p(3)$, etc., y se puede comprobar cada una mediante el desplazamiento circular de la referencia PN y realizando las comprobaciones de nuevo. Se debería poner claramente de manifiesto que un conjunto completo de comprobaciones puede requerir $2.048 \times 2.048 = 4.194.304$ operaciones, requiriendo cada una de ellas una multiplicación compleja y una suma.

Se puede utilizar un procedimiento matemáticamente equivalente más eficiente, empleando la Transformada Rápida de Fourier (FFT), que únicamente requiere 12×2.048 multiplicaciones complejas y el doble de sumas, aproximadamente. En este procedimiento, se toma la FFT del bloque de datos, en la etapa 112, y para el bloque PN.

La FFT del bloque de datos se multiplica por la FFT conjugada compleja de la referencia, en la etapa 114, y a los resultados se les aplica la transformada inversa de Fourier en la etapa 118.

Los datos resultantes obtenidos de ese modo presentan una longitud de 2.048 y contienen el conjunto de correlaciones del bloque de datos y el bloque PN para todas las posibles posiciones. Cada operación FFT directa o inversa requiere $P/2 \log_2 P$ operaciones, expresión en la que P es la longitud de los datos que se han transformado (suponiendo que se utiliza un algoritmo FFT de radio 2). Para el caso de interés, $B = 2.048$, de manera que cada FFT requiere 11×1.024 multiplicaciones complejas. Sin embargo, si la FFT de la secuencia PN se almacena previamente en la EPROM 34, tal como ocurre en una forma de realización preferida, entonces no se necesita calcular su FFT durante el procedimiento de filtrado. De esta manera, el número total de multiplicaciones complejas para la FFT directa, FFT inversa y el producto de las FFTs es $(2 \times 11 + 2) \times 1.024 = 24.576$, lo que representa un ahorro de un factor de 171 con respecto a la correlación directa. La figura 4C representa la forma de onda producida por esta operación de filtrado adaptado.

El procedimiento preferido utiliza una tasa de muestreo tal que se toman 2.048 muestras de datos durante el periodo PN de 1.023 chips. Esto permite la utilización de unos algoritmos FFT de longitud 2.048. Se conoce que los algoritmos FFT que son potencia de 2 ó 4, son normalmente mucho más eficientes que aquellos de otras longitudes (y $2.048 = 2^{11}$). Por lo tanto, la tasa de muestreo escogida de esta manera mejora significativamente la velocidad de procesamiento. Es preferible que el número de muestras de la FFT sea igual al número de muestras de una trama PN, de manera que se pueda obtener una convolución circular adecuada. Es decir, esta condición permite la comparación del bloque de datos frente a todas las versiones desplazadas circularmente del código PN, tal como se

ha discutido anteriormente. Se pueden utilizar un conjunto de procedimientos alternativos conocidos en la técnica como convolución de "ahorro de solapado" o "solapado añadido" si se escoge una longitud de la FFT que produce un número de muestras diferente de la longitud de una trama PN. Estas soluciones requieren aproximadamente el doble de número de cálculos que lo descrito para la puesta en práctica preferida.

Se pondrá claramente de manifiesto para un experto en la materia la forma en que se puede modificar el procedimiento anterior, mediante la utilización de una variedad de algoritmos FFT de diferentes longitudes conjuntamente con una variedad de tasas de muestreo, para proporcionar operaciones de convolución rápida. Además, existe un conjunto de algoritmos de convolución rápida que presentan además la propiedad de que el número de cálculos requeridos es proporcional a $B \log_2 B$, en lugar de B^2 tal como se requiere en una correlación directa. Muchos de estos algoritmos son enumerados en referencias estándar, por ejemplo, H.J. Nussbaumer, "Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms" ("Transformada Rápida de Fourier y Algoritmos de Convolución"), New York, Springer-Verlag, C1982. Ejemplos importantes de tales algoritmos son el Algoritmo Agarwal-Cooley, el algoritmo de anidado dividido, el algoritmo de anidado polinómico recursivo, y el algoritmo de Winograd-Fourier, los tres primeros de los cuales se utilizan para realizar convoluciones y el último para realizar una transformada de Fourier. Se pueden utilizar estos algoritmos en sustitución del procedimiento preferido presentado anteriormente.

A continuación, se explica el procedimiento de la compensación de tiempo Doppler utilizado en la etapa 116. En la forma de realización preferida, la tasa de muestreo utilizada puede no corresponder exactamente a 2.048 muestras para cada trama PN debido a los efectos Doppler sobre la señal GPS recibida así como debido a inestabilidades del oscilador local. Por ejemplo, se conoce que el desplazamiento Doppler puede contribuir a un error de retardo de ± 2.700 nseg/seg. Con el fin de compensar este efecto, los bloques de datos procesados en la descripción anterior necesitan ser desplazados en el tiempo para compensar este error.

A modo de ejemplo, si la longitud del bloque procesado corresponde a 5 tramas PN (5 milisegundos), entonces el desplazamiento en el tiempo desde un bloque al otro puede ser como mucho de $\pm 13,5$ nseg.

Desplazamientos en el tiempo inferiores producen inestabilidad del oscilador local. Estos desplazamientos pueden ser compensados mediante el desplazamiento en el tiempo de los bloques de datos sucesivos en múltiplos del desplazamiento en el tiempo requerido para un bloque único. Es decir, si el desplazamiento Doppler en el tiempo por bloque es d , entonces los bloques son desplazados en el tiempo según nd , $n = 0, 1, 2, \dots$

En general estos desplazamientos en el tiempo son fracciones de una muestra. Realizar estas operaciones directamente utilizando procedimientos de procesamiento digital de señal implica la utilización de unos procedimientos de interpolación no integral de señal y provocan una carga de cálculo elevada.

Una solución alternativa, que es un procedimiento preferido de la presente invención, es incorporar el procesamiento dentro de las funciones de transformada rápida de Fourier. Se conoce bien que un desplazamiento en el tiempo de d segundos es equivalente a multiplicar la transformada de Fourier de una función por $e^{-j2\pi f d}$, expresión en la que f es la variable de frecuencia. De esta manera, se puede obtener el desplazamiento en el tiempo multiplicando la FFT del bloque de datos

por $e^{-j2\pi n d / T_f}$ para $n = 0, 1, 2, \dots, 1.023$ y
por $e^{-j2\pi (n - 2.048) d / T_f}$ para $n = 1.024, 1.025, \dots, 2.047$,

expresión en la que T_f es la duración de la trama PN (1 milisegundo). Esta compensación añade únicamente un 8% aproximadamente al tiempo de procesamiento asociado al procesamiento FFT.

La compensación se divide en dos mitades para garantizar la continuidad de la compensación de fase sobre 0 Hz.

Después de que termine la operación de filtrado adaptado, en la etapa 120 se calculan las magnitudes, o los cuadrados de las magnitudes, de los números complejos del bloque. Cualquiera de las dos opciones funcionará igual de bien. Esta operación elimina los efectos de las inversiones de fase de 50 Hz de los datos (tal como se representa en la figura 4D) y los errores de la portadora a baja frecuencia que queden. A continuación, se suma el bloque de 2.048 muestras a la suma de los bloques previos procesados en la etapa 122. Se puede considerar la etapa 122 como una operación de postprocesamiento que sigue a la operación de convolución rápida proporcionada por las etapas 112 a 118. Esto sigue hasta que se procesan todos los K/N bloques, tal como se representa con el bloque de decisión en la etapa 124, momento en el que queda un bloque de 2.048 muestras a partir del cual se calcula una pseudodistancia. La figura 4E representa la forma de onda resultante después de la operación de suma.

La determinación de la pseudodistancia se produce en la etapa 126. Se busca un pico por encima de un nivel de ruido calculado localmente. Si se encuentra un pico de este tipo, su instante de aparición con respecto al inicio del bloque representa la pseudodistancia asociada con el código PN particular del satélite GPS asociado.

Se utiliza una rutina de interpolación en la etapa 126 para determinar el emplazamiento del pico con una precisión mucho mayor que la asociada con la tasa de muestreo (2,048 MHz). La rutina de interpolación depende del filtrado

de la banda de paso anterior utilizado en la parte de RF/IF del receptor remoto 20. Un filtro de buena calidad producirá un pico que presenta una forma casi triangular con el ancho de la base igual a 4 muestras. Bajo esta condición, después de la substracción de una amplitud promedio (para eliminar la línea de base de CC), se puede utilizar la mayor de las dos amplitudes para determinar el emplazamiento del pico con mayor precisión. Suponiendo que estas amplitudes se indican con A_p y A_{p+1} , donde $A_p \geq A_{p+1}$, sin perder generalidad, y p es el índice de la amplitud del pico. A continuación, se puede obtener el emplazamiento del pico asociado al A_p correspondiente, mediante la fórmula:

el emplazamiento del pico = $p + A_p / (A_p + A_{p+1})$.

Por ejemplo, si $A_p = A_{p+1}$, entonces se determina que el emplazamiento del pico vale $p + 0,5$, es decir, que está a medio camino entre los índices de las dos muestras. En algunas situaciones, el filtrado de la banda de paso puede redondear el pico y puede ser más adecuada una interpolación polinómica de tres puntos.

En el procesamiento anterior, se puede calcular una señal de ruido local de referencia, utilizada en una operación de comparación con umbrales, promediando todos los datos del bloque promediado final, después de eliminar los varios de dichos picos que son mayores.

Una vez que se ha determinado la pseudodistancia, el procesamiento continúa en la etapa 128 de una forma similar para el siguiente satélite visionado, a no ser que todos los satélites hayan sido procesados. Después de completar el procesamiento de todos los satélites, el procedimiento continua en la etapa 130 en la que se transmite los datos de la pseudodistancia hacia la estación base 10 a través de un enlace de comunicaciones 16, donde se realiza el cálculo final de la posición (suponiendo que se utiliza el Procedimiento 3). Finalmente, en la etapa 132, la mayoría de los circuitos de la unidad remota 20 son dispuestos en un estado de potencia baja, esperando una nueva orden para realizar otra operación de determinación de la posición.

A continuación, se proporciona un resumen del procesamiento de la señal descrito anteriormente y representado en la figura 3. Se reciben las señales GPS procedentes de uno o más satélites GPS visionados en la unidad remota GPS utilizando una antena dispuesta en la unidad remota GPS. Estas señales son digitalizadas y almacenadas en una memoria de almacenamiento temporal en la unidad remota GPS.

Después de almacenar estas señales, un procesador realiza las operaciones de preprocesamiento, procesamiento de convolución rápida y de postprocesamiento. Estas operaciones de procesamiento comprenden:

- a) descomponer los datos almacenados en una serie de bloques contiguos cuyas duraciones son iguales a un múltiplo del periodo de trama de los códigos pseudoaleatorios (PN) contenidos dentro de las señales GPS;
- b) realizar, para cada bloque, una etapa de preprocesamiento que crea un bloque comprimido de datos con longitud igual a la duración de un código pseudoaleatorio mediante la suma coherente de subbloques sucesivos de datos, presentando los subbloques una duración igual a una trama PN; esta etapa sumatoria significará que se sumarán entre sí el número de muestras correspondiente de cada uno de los subbloques;
- c) realizar, para cada bloque comprimido, una operación de filtrado adaptado, que utiliza unas técnicas de convolución rápida, para determinar la sincronización relativa entre el código PN recibido contenido dentro del bloque de datos y una señal de referencia PN generada localmente (por ejemplo, la secuencia pseudoaleatoria del satélite GPS que se está procesando);
- d) determinar una pseudodistancia realizando una operación cuadrática sobre los productos creados a partir de dicha operación de filtrado adaptado y postprocesar esto combinando los datos cuadráticos de todos los bloques en un único bloque de datos mediante la suma conjunta de los bloques de datos cuadráticos para producir un pico; y
- e) encontrar con precisión elevada el emplazamiento del pico de dicho bloque único de datos utilizando procedimientos de interpolación digital, donde la posición es la distancia desde el inicio del bloque de datos hasta dicho pico, y la posición representa una pseudodistancia al satélite GPS que corresponde con la secuencia pseudoaleatoria (PN) que se está procesando.

Típicamente, la técnica de convolución rápida utilizada en el procesamiento de las señales GPS almacenadas es una Transformada Rápida de Fourier (FFT) y se produce el resultado de la convolución calculando el producto de la transformada directa del bloque comprimido y una representación prealmacenada de la transformada directa de la secuencia pseudoaleatoria para producir un primer resultado y a continuación realizar una transformada inversa del primer resultado para recuperar el resultado. Asimismo, los retardos de tiempo inducidos por los efectos del efecto Doppler y los errores de tiempo inducidos por el oscilador local son compensados en cada uno de los bloques de datos comprimidos mediante la inserción, entre las operaciones de transformada rápida de Fourier directa e inversa, de la multiplicación de la FFT directa de los bloques comprimidos por una exponencial compleja cuya relación fase

respecto a número de muestra es ajustada para corresponder con la compensación de retardo requerida para el bloque.

5 En la forma de realización anterior, el procesamiento de las señales GPS procedente de cada satélite se produce de forma secuencial a lo largo del tiempo, en lugar de en paralelo. En una forma de realización alternativa, las señales GPS procedentes de todos los satélites visionados se pueden procesar conjuntamente de modo paralelo en el tiempo.

10 En este caso, se supone que la estación base 10 presenta una visión común de todos los satélites de interés y que está suficientemente dentro de la cobertura de alcance de la unidad remota 20 para evitar ambigüedades asociadas con el periodo de repetición del código C/A PN. Una cobertura de 90 millas cumplirá este criterio. Además, se supone que la estación base 10 presenta un receptor GPS y un excelente emplazamiento geográfico de tal manera que todos los satélites visionados tienen un seguimiento continuo para una mayor precisión.

15 A la vez que las formas de realización descritas de la estación base 10 muestran la utilización de un componente de procesamiento de datos, tal como un ordenador en la estación base, para calcular la información de posición tal como una latitud y una longitud de la unidad GPS móvil, se apreciará que cada estación base 10 puede simplemente retransmitir la información recibida, tal como unas pseudodistancias procedentes de una unidad GPS móvil, a un emplazamiento central o varios emplazamientos centrales que realmente realizan el cálculo de la latitud y la longitud.
20 De esta manera, se puede reducir el coste y la complejidad de estas estaciones base repetidoras mediante la eliminación de una unidad de procesamiento de datos y de sus componentes asociados de cada estación base repetidora. Una estación central puede incluir receptores (por ejemplo, receptores de telecomunicación) y una unidad de procesamiento de datos y unos componentes asociados. Además, en ciertas formas de realización, la estación base puede ser virtual en cuanto puede ser un satélite que transmite una información Doppler a unas
25 unidades remotas, emulando así a una estación base en una célula de transmisión.

Las figuras 5A y 5B representan dos formas de realización de una estación base. En la estación base representada en la figura 5A, un receptor GPS 501 recibe unas señales GPS a través de una antena GPS 501a. El receptor GPS 501, que puede ser un receptor GPS convencional, proporciona una señal referencia sincronizada que está
30 típicamente sincronizada respecto a las señales GPS, y además proporciona una información Doppler asociada a los satélites visionados. El receptor GPS 501 está acoplado a un oscilador local controlado 505 que recibe la señal de referencia de tiempo 510 y por si mismo se engancha en fase a esta referencia. Este oscilador local controlado 505 presenta una salida que es suministrada a un modulador 506. El modulador 506 recibe además unas señales de datos de información Doppler para cada satélite visionado de la unidad GPS móvil y/u otras señales de datos de
35 información del satélite 511. El modulador 506 modula los datos de información Doppler y/o otros datos de información del satélite, sobre la señal de oscilador local recibida desde el oscilador local controlado 505 para proporcionar una señal modulada 513 al transmisor 503. El transmisor 503 está acoplado a la unidad de procesamiento de datos 502 a través de la interconexión 514 de tal manera que la unidad de procesamiento de datos puede controlar el funcionamiento del transmisor 503 para producir la transmisión de los datos de información
40 del satélite, tales como la información Doppler, a la unidad GPS móvil a través de la antena 503a del transmisor. De esta manera, una unidad GPS móvil puede recibir la información Doppler, la fuente de la cual es el receptor GPS 501 y puede recibir además una señal portadora del oscilador local de alta precisión que se puede utilizar para calibrar el oscilador local de la unidad GPS móvil tal como se representa en la figura 6.

45 La estación base tal como se representa en la figura 5A incluye asimismo un receptor 504 que está acoplado para recibir unas señales de comunicación desde la unidad remota o unidad GPS móvil a través de una antena de comunicación 504a. Se apreciará que la antena 504a puede ser la misma antena que la antena 503a del transmisor de manera tal que una única antena sirve tanto para el transmisor como para el receptor del modo convencional.

50 El receptor 504 está acoplado a la unidad de procesamiento de datos 502 que puede ser un sistema de ordenador convencional. La unidad de procesamiento 502 puede incluir además una interconexión 512 para recibir los datos de información Doppler y/o otros datos de información del satélite procedentes del receptor GPS 511. Se puede utilizar esta información para el procesamiento de la información de pseudodistancia u otras informaciones recibidas desde la unidad móvil a través del receptor 504. La unidad de procesamiento de datos 502 está conectada a un dispositivo de visualización 508 que puede ser un tubo de rayos catódicos (CRT) convencional. La unidad de procesamiento de
55 datos 502 está conectada además a un dispositivo de almacenamiento masivo 507 que incluye un software GIS (Geographical Information System, Sistema de Información Geográfica, por ejemplo, Atlas GIS de Strategic Mapping, Inc. de Santa Clara, California) que se utiliza para visualizar mapas sobre el visualizador 508. Utilizando los mapas visualizables, se puede indicar en el visualizador la posición de la unidad GPS móvil en relación a un
60 mapa visualizado.

Una estación base alternativa representada en la figura 5B comprende muchos de los mismos componentes representados en la figura 5A. Sin embargo, en lugar de obtener los datos de información Doppler y/o otros datos de información del satélite desde un receptor GPS, la estación base de la figura 5B comprende una fuente de datos de
65 información Doppler y/o otros datos de información del satélite 552 la cual se obtiene de un enlace de telecomunicación o de un enlace de radio de forma convencional.

Esta información Doppler y/o del satélite son conducidos a través de una interconexión 553 hacia el modulador 506. La otra entrada al modulador 506 representada en la figura 5B es la señal de salida de un oscilador local de referencia de calidad tal como un oscilador local estándar de cesio. Este oscilador local de referencia 551 proporciona una frecuencia portadora de precisión sobre la que se modulan los datos de información Doppler y/o otros datos de información del satélite que a continuación se transmiten a través del transmisor 503 hacia la unidad GPS móvil.

La figura 6 representa una forma de realización de una unidad GPS móvil de la presente invención que utiliza la señal de frecuencia portadora de precisión recibida a través de la antena de canal de comunicación 601 que es similar a la antena 24 representada en la figura 1A. La antena 601 está conectada al módem 602, que es similar al módem 22 de la figura 1A, y este módem 602 está acoplado a un circuito de control automático de frecuencia 603 que se engancha a la señal de frecuencia portadora de precisión enviada por la estación base. El circuito de control automático de frecuencia 603 proporciona una salida 604, que está típicamente enganchada en frecuencia a la frecuencia portadora de precisión. El comparador 605 compara esta señal 604 con la salida del oscilador local GPS 606, a través de la interconexión 608. El resultado de la comparación realizada por el comparador 605 es una señal de corrección de error 610 que es suministrada al sintetizador de frecuencia 609. De esta manera, el sintetizador de frecuencia 609 proporciona al desmodulador GPS 614 una señal de oscilador local calibrada de mayor calidad a través de la interconexión 612. Se apreciará que la señal suministrada a través de la interconexión 612 es similar a la señal de oscilador local suministrada por la interconexión 39 de la figura 1A al convertidor 42; además, el convertidor 42 es similar al desmodulador GPS 614 que está acoplado a la antena GPS 613 para recibir señales GPS. En una forma de realización alternativa, el resultado de la comparación llevada a cabo por el comparador 605 puede transmitirse mediante una interconexión 610A como una corrección de error al componente DSP que es similar al chip DSP 32 representado en la Figura 1A. En este caso, no se proporcionará ninguna señal de corrección de error 610 al sintetizador de frecuencia 609. El circuito de control automático de frecuencia puede ponerse en práctica utilizando una serie de técnicas convencionales que incluyen un bucle de enganche de fase o un bucle de enganche de frecuencia o un estimador de fase de bloque.

La figura 7 representa una secuencia particular de gestión de potencia. Se apreciará que existen abundantes maneras conocidas en la técnica para reducir la potencia. Éstas comprenden la ralentización del reloj proporcionado a un componente síncrono temporizado, así como la desactivación completa del suministro de potencia a un componente particular o la desactivación de ciertos circuitos pero no de otros de un componente. Se apreciará, por ejemplo, que los bucles de enganche de fase y los circuitos osciladores requieren unos tiempos de inicio y estabilización y, por lo tanto, un diseñador puede decidir no desactivar completamente (o del todo) estos componentes. El ejemplo representado en la figura 7 comienza en la etapa 701 en la cual se ponen en marcha los diferentes componentes del sistema y se disponen en un estado de potencia reducida. Ya sea de forma periódica o bien después de un periodo de tiempo predeterminado, se dispone de nuevo al receptor de comunicaciones del módem 22 a potencia máxima para determinar si se están enviando órdenes desde la estación base 10. Esto se produce en la etapa 703. Si en la etapa 705 se recibe una petición de información de posición desde una unidad base, el módem 22 avisa al circuito de gestión de potencia en la etapa 707. En ese instante concreto se puede desactivar el receptor de comunicaciones del módem 22 durante un periodo de tiempo predeterminado, o bien desactivarlo para activarlo de nuevo de forma periódica en un instante posterior; esto está representado como la etapa 709. Se apreciará que se puede mantener el receptor de comunicaciones en un estado de potencia máxima en lugar de desactivarlo en este instante de tiempo. A continuación, en la etapa 711, el circuito de gestión de potencia dispone de nuevo a la parte de receptor GPS de la unidad móvil a potencia máxima mediante la activación del convertidor 42 y de los convertidores analógico a digital 44; si además el oscilador de frecuencia 38 está desactivado, en este instante se activa este componente y se le dispone de nuevo a potencia máxima y se le permite algo de tiempo para que se estabilice. A continuación, en la etapa 713, el receptor GPS, que comprende los componentes 38, 42 y 44, recibe la señal GPS. Esta señal GPS es almacenada provisionalmente en la memoria 46 que adicionalmente fue dispuesta de nuevo a potencia máxima en el momento en el que el receptor GPS fue dispuesto de nuevo a potencia máxima en la etapa 711. Tras completar la recolección de la información de copia instantánea, a continuación el receptor GPS se dispone de nuevo a un estado de potencia reducida en la etapa 717; esto comprende típicamente la reducción del suministro de potencia para el convertidor 42 y 44 mientras se mantiene la memoria 46 a potencia máxima. A continuación, en la etapa 719, se dispone de nuevo al sistema de procesamiento a potencia máxima; en una forma de realización, esto implica el suministro de potencia máxima al chip DSP 32; se apreciará sin embargo que si el chip DSP 32 está ofreciendo además funciones de gestión de potencia como en el caso de la forma de realización representada en la figura 1C, entonces típicamente se dispone de nuevo al chip DSP 32a a potencia máxima en la etapa 707. En la forma de realización representada en la figura 1A, en la que el microprocesador 26 realiza una función de gestión de potencia, se puede disponer de nuevo al sistema de procesamiento, tal como un chip DSP 32, a potencia máxima en la etapa 719. En la etapa 721, se procesa la señal GPS tal como se representa en la figura 3. A continuación, después de que se complete el procesamiento de la señal GPS, se dispone al sistema de procesamiento en un estado de potencia reducida tal como se representa en la etapa 23 (a no ser que el sistema de procesamiento controle además la gestión de potencia tal como se ha apuntado anteriormente). A continuación, en la etapa 725, se dispone de nuevo al transmisor de comunicaciones del módem 22 a potencia máxima para transmitir en la etapa 727 la señal GPS procesada de regreso hacia la estación base 10. Después de que se complete la transmisión de la señal GPS

procesada, tal como una información de pseudodistancia o una información de latitud y longitud, se dispone de nuevo al transmisor de comunicaciones a un estado de potencia reducida en la etapa 729 y el sistema de gestión de potencia espera durante un retardo de un periodo de tiempo tal como un periodo de tiempo predeterminado en la etapa 731. Después de este retardo, se dispone de nuevo al receptor de comunicaciones del módem 22 a potencia máxima para determinar si se ha enviado una petición desde una estación base.

Aunque se han descrito los procedimientos y los aparatos de la presente invención en relación a unos satélites GPS, se apreciará que las enseñanzas son del mismo modo aplicables a los sistemas de posicionamiento que utilizan pseudosatélites o una combinación de satélites y pseudosatélites. Los pseudosatélites son transmisores terrestres que emiten un código PN (similar a una señal GPS) modulado sobre una señal portadora en banda L, sincronizada generalmente con un tiempo GPS. Se puede asignar un código PN unívoco a cada transmisor para permitir su identificación por parte de un receptor remoto. Los pseudosatélites son útiles en situaciones en las que las señales GPS procedentes de un satélite en órbita pueden no estar disponibles, tales como túneles, minas, edificios u otras zonas cerradas. El término "satélite", tal como se ha utilizado en este caso, está previsto para comprender el término pseudosatélite o equivalentes de los pseudosatélites, y el término señales GPS, tal como se ha utilizado en este caso, está previsto para comprender las señales de tipo GPS procedentes de pseudosatélites o equivalentes de pseudosatélites.

En la discusión anterior, se ha descrito la invención en relación a su aplicación en el Sistema de Posicionamiento Global Vía Satélite (GPS) de EE.UU.

Debería ponerse claramente de manifiesto, sin embargo, que estos procedimientos son del mismo modo aplicables a sistemas de posicionamiento vía satélite similares, y, en particular, al sistema ruso Glonass. El sistema Glonass difiere básicamente del sistema GPS en que las emisiones desde satélites diferentes se diferencian entre sí mediante la utilización de frecuencias portadoras ligeramente diferentes, en lugar de utilizar códigos pseudoaleatorios diferentes. En esta situación, se pueden aplicar substancialmente todos los circuitos y algoritmos descritos anteriormente con la excepción de que cuando se procesa una nueva emisión de un satélite se utiliza un multiplicador exponencial diferente para el preprocesamiento de los datos. Se puede combinar esta operación con la operación de corrección Doppler del recuadro 108 de la figura 3, sin requerir ninguna operación de procesamiento adicional. En esta situación, únicamente se requiere un código PN, eliminando de esta manera el bloque 106. El término "GPS" utilizado en este caso comprende dichos sistemas de posicionamiento vía satélite alternativos, incluyendo el sistema ruso Glonass.

Aunque las figuras 1A, 1B y 1C representan una pluralidad de bloques lógicos que procesan unas señales digitales (por ejemplo 46, 32, 34, 26, 30, 28 en la figura 1A), se debería poner claramente de manifiesto que varios o todos estos bloques se pueden integrar conjuntamente en un único circuito integrado, sin dejar de mantener la naturaleza programable de la parte de DSP de un circuito de este tipo. Una forma de realización de este tipo puede ser muy importante para aplicaciones de baja potencia y sensibles al coste.

Adicionalmente, se debería poner claramente de manifiesto que una o varias de las operaciones de la figura 3 se pueden realizar mediante lógica cableada para aumentar la velocidad global de procesamiento, sin dejar de conservar la naturaleza programable del procesador DSP. Por ejemplo, la capacidad de corrección Doppler del bloque 108 puede ser realizada por un hardware dedicado que puede estar dispuesto entre la memoria de copia instantánea digital 46 y el IC DSP 32. Todas las otras funciones de software de la figura 3 se pueden realizar en dichos casos mediante el procesador DSP. Además, se pueden utilizar varios DSP conjuntamente en una unidad remota para suministrar una potencia de procesamiento mayor. Adicionalmente se apreciará que es posible recoger (muestrear) múltiples conjuntos de tramas de señales de datos GPS y procesar cada conjunto tal como se representa en la figura 3 mientras se recuenta el tiempo entre la recolección de cada conjunto de tramas.

Se ha construido un sistema de demostración que ha verificado el funcionamiento de los procedimientos y los algoritmos descritos en este caso así como ha puesto de manifiesto la sensibilidad mejorada que se hace posible mediante la utilización de estos procedimientos y algoritmos. El sistema de demostración consistía en una antena GPS y un desmodulador RF de GEC Plessey Semiconductors seguidos de un circuito de almacenamiento temporal digitalizador de Gage Applied Sciences, Inc. La antena y el desmodulador realizan las funciones 38, 40, 42 y 44 de la figura 1A y la memoria de almacenamiento temporal digitalizadora realiza las funciones 44, 46 y 48 de la figura 1A. El procesamiento de la señal se realizó sobre un ordenador compatible IBM PC utilizando un microprocesador Pentium, siendo ejecutado sobre el sistema operativo Windows 95. Esto emuló las funciones del chip DSP 32 y de los periféricos de memoria 34. La información Doppler de los satélites visionados fue suministrada al software de procesamiento de la señal como entradas a las rutinas de procesamiento de la señal para emular las funciones del módem y el microprocesador 22, 24, 25, 26.

Los algoritmos para este sistema de demostración se desarrollaron utilizando el lenguaje de programación MATLAB. Se realizaron un gran número de pruebas sobre unas señales GPS útiles obtenidas en diferentes situaciones de obstaculización. Estas pruebas han verificado que la eficacia de la sensibilidad del sistema de demostración es substancialmente superior a la de varios receptores GPS comerciales que se probaron en ese mismo momento. El

apéndice A proporciona una lista detallada del código máquina MATLAB que se utilizó en estas pruebas y es un ejemplo de las operaciones de convolución rápida de la presente invención (por ejemplo, la figura 3).

- 5 En la memoria anterior, se ha descrito la invención haciendo referencia a sus formas de realización ejemplificativas específicas. Sin embargo, resultará evidente que se pueden realizar diversas modificaciones y cambios en la misma sin apartarse, por ello, del espíritu y del alcance más amplio de la invención tal como se establece en las reivindicaciones dependientes. Por lo tanto, la memoria y los dibujos deben considerarse a título ilustrativo y no limitativo.

10

APÉNDICE A

```

function [sv,prange,snrin,snrout,svdoppler,outdata]=
    gps(filename,srate,codes,doppler, no_pred,samplerange)
%
%function
%[sv,prange,snrin,snrout,svdoppler,outdata]=gps(filename,srate,codes,doppler,
%no_pred,samplerange)
%
% N. Krasner Feb. 20, 1996.
% ©Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
%
%This function processes digitized data and provides pseudoranges as outputs
%together with other statistical quantities, as described below.
%
%Data to be processed is stored in a file named 'filename'.
%
%This function works on data from Gage digitizer at either sample rate
%3X2.048 MHz (if srate==0) or at sample rate 6X2.048 MHz (if srate==1).
%where it is assumed that IF is 35.42 -(1400/45)=4.308889 MHz.
%The following are definitions of inputs and outputs of the routine:
%
%Codes are the SV numbers; if codes=0, then all codes will be used;
%
%Doppler = [doppler(1) doppler(2) ... doppler(n) span], specifies the mean
%doppler of each of the n satellite plus a span to be searched over; if span
%is missing or=0, then search is only done at the specified dopplers.
%An algorithm is used to select the quantization size of doppler steps.
%In some cases even if span is nonzero, only one doppler frequency per
%satellite will be used. The search range is =span relative to each doppler.
%
%no_pred is number of predetection frames
%
%All data in the file is processed if samplerange is deleted. However, if
%it is present it is two value and has the notation:
%    samplerange=[lower_index, upper_index];
%If these indices are not within range of that provided in the gage file,
%then an error message is provided.
%
%Defaults are: if doppler has only one value, then doppler_span will be zero
%               if no_postd is not specified, then all data will be used
%               if no_pred is not specified, then pred will be set to 9
%               if no_pred is specified, then no_postd must be specified
%
%Outputs are codenumbers, pseudoranges, snrs and best doppler
%with the pseudoranges expressed in nsec and snrs in dB.
%A signal peak must exceed 15 dB threshold for detection. An
%interpolation algorithm is used to determine signal peak location.
%If no codes are found, the the returned function will be all zeros.
%
%Outdata is a vector of size 2048 that represents the output signal plus
%noise after postdetection integration for each detected satellite vehicle,
%for the best doppler. This data was used to find pseudoranges
%
%~~~~~
%First open the file and find the buffersize and indices to

```

```

%process, which may be all data if not specified in input arguments

[filevals,rate]=gagopen(filename);
buffsize=filevals(3); %total number of samples in file
if nargin==6,
    lower_index=samplerange(1);upper_index=samplerange(2);
    if upper_index>buffsize-1,
        error('Samplerange is out of bounds');
    end
else,
    lower_index=0;upper_index=buffsize-1;
end

%%%-----%%

%Now find number of doppler bins; the center of these bins are
%called dopps and they are referenced to the center of the input dopplers

if length(doppler)==length(codes), span==0;
elseif length(doppler)==length(codes)+1,
    span=doppler(length(codes)+1);
else,
    error('Length of doppler vector must equal length of codes, or 1 more');
end
if span<0, error('Span must be greater than zero');end

if srates==0, s_per_frame=6;else, s_per_frame=12;end

if nargin==3, no_pred=min(9,fix(buffsize/(1024*s_per_frame)));end
no_postd=fix(buffsize/(no_pred*1024*s_per_frame));
if no_pred<1, error('Number of predetection frames must be at least 1');end
if no_postd<1, error('Number of postdetection frames must be at least 1');end

deltaf=(1/3)*1000/no_pred; %yields about 1.5 dB loss which is made up
                           %worst case by two independent detections for
                           %when true freq is midway between bins

if span<deltaf,
    dopps=0; %no need to quantize doppler
else,
    dopps=[0:-deltaf:-span];
    dopps=sort([dopps deltaf:deltaf:span]);
end

%%%-----%%

%Now get the FFT of codes and put them in a matrix of size length(codes)X2048

if codes==0, codes=1:28;end %search all codes in this case
codearray=zeros(length(codes),2048);
for k=1:length(codes),
    codearray(k,:)=gps_resampled(codes(k));
end

%%%-----%%

%In the following we input data in blocks equal to a number of PN
%frames equal to no_pred. For example if no_pred=7, the the number
%of samples from the gage is 2048*3*7=43008, so that in this case

```

```

%a full 4 Mbyte collection would take about 93 iterations. Each
%iteration then performs the pred summation, cross-correlation, mag-
%squared operation and summation with previous blocks for all dopplers
%and all satellite vehicles specified.

blocksize=1024*s_per_frame*no_pred;

start=lower_index-blocksize;
lc=length(codes);ld=length(dopps);
prdata=zeros(lc*ld,2048);
no_blocks=fix((buffsize-10*s_per_frame)/blocksize); %extra 60 or 120
samples

%for overlap-save allows impulse response to
%60 or 120; see if_2_base m-file

for n=1:no_blocks,
    start=start+blocksize;
    [data,count]=gageread(filevals,start,blocksize+10*s_per_frame);
    data=if_2_base(data,srate); %Converts data to baseband and decimates to
    %2.048 MHz
    data=data(21:20+2048*no_pred); %reject edge effect data (overlaps save)
    for k=1:lc, %Iterate over SV
        ref=codearray(k,:); %code to be used for SV code(k)
        for d=1:ld, %Iterate over dopplers
            df=doppler(k)+dopps(d);
            rdata=data.*exp(-j*2*pi*df*(0:2048*no_pred-1)/2.048e6);
            rdata=sum(reshape(rdata,2048,no_pred)); %does pred summation
            rdata=fft(rdata).*ref; %does matched filter
            %compensate for time slip per block which is fdopp/fo times time
            %noting that fdopp/fo is doppler time slip per second
            timeslip=1e-3*no_pred*df/1575.42e6;
            phase=exp(-j*2*pi*timeslip*(n-1)*(0:1024)*1e3);
            rdata(1:1025)=rdata(1:1025).*phase;
            rdata(1026:2048)=rdata(1026:2048).*conj(phase(1024:-1:2));
            rdata=ifft(rdata);
            rdata=real(rdata).^2+imag(rdata).^2; %magnitude
            prdata((k-1)*ld+d,:)=prdata((k-1)*ld+d,:)+rdata;
        end
    end
end

%%% -----%%%

sv=[];prange=[];snrin=[];snrout=[];svdopper=[];outdata=[];
%Now we look for peaks exceeding threshold

for k=1:lc, %look at all SV's and dopps
    z=prdata((k-1)*ld+(1:ld),:); %data matrix for sv#k and all dopplers
    z=z-mean(mean(z));
    noise=sqrt(mean(mean(z.^2))); %coarse noise rms
    threshold=5.7*noise;
    %yields Pfa less than 1e-4 per using all
    %28 sv's and 10 dopplers per SV

    indt=find(z<threshold);
    noise=sqrt(mean(mean(z(indt).^2))); %refined noise getting rid of signal
    d=z+0.2*max(mrotate(z,-1),mrotate(z,1)); %detection stat. eliminating
    %picket fence problem
    [maxd,indd]=max(d'); %finds max and location for each doppler
end

```

```

(maxsv,indsv)=max(maxd); %find global peak for this sv
if maxsv>threshold, %then we detect this sv!
    r=(maxsv/noise)^2; %peak to noise away from peak
    snin=sqrt(r/(no_pred^2*no_postd)); %snrin via N.K analysis
    snrin=[snrin 10*log10(snin)];
    %now find snrout at peak
    snout=(no_pred^2*no_postd)*snin^2/(1+2*no_pred*snin); %via N.K anal.
    snrout=[snrout 10*log10(snout)];

    sv=[sv codes(k)];
    d=z(indsv,:); %data for best doppler
    outdata=[outdata d];
    svdoppler=[svdoppler doppler(k)+dopps(indsv)]; %best doppler
    ind0=indd(indsv); %best sample for best
    inds0=[ind0-4:ind0+4]; %block of 9 data samples about ind0;
    ninds=find(inds0<=0);
    pinds=find(inds0>2048);
    if length(ninds)>0, %keep data to interpolate within range
        inds0(ninds)=inds0(ninds)+2048;
    elseif length(pinds)>0,
        inds0(pinds)=inds0(pinds)-2048;
    end
    dint=interp(d(inds0),10); %go to rate 20 MHz
    dint=interp(dint,10); %go to rate 200 MHz
    dint=interp(dint,5); %go to rate 1 GHz
    [amax,imax]=max(dint); %find max
    indmax=min(find(dint>0.8*amax)); %max above 80%
    tmax=ind0+(indmax-2001)/500; %pseudorange in samples
    if tmax>=2048,
        tmax=tmax-2048;
    elseif tmax<0,
        tmax=tmax+2048;
    end
    tmax=tmax*500; %pseudorange in units of nsec
    prange=[prange tmax];
end
end

if length(sv)==0, %then there were no detections
    sv=0;prange=0;snrin=0;snrout=0;svdoppler=0;outdata=0;
end

fclose('all');

```

```

function y=gpscodes(num)
%y=gpscodes(num)
%
% N. Krasner Jan. 22, 1996.
% CPrecision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
%
%Returns all 1023 bit codes associated with satellite in an
%array y of size 37X1023. Each row is the code associated
%with the satellite having the corresponding ID number. That
%is row 1 is the PN (Gold) code of satellite 1, etc.
%
%If num is specified then only one code with that number is

```

```

%returned

y1=pngen([3,10],1023,ones(1,10));
y2=pngen([2,3,6,8,9,10],1023,ones(1,10));

delays=[5,6 7,8,17,18,139,140,141,251,252,254,255,256,257,258];
delays=[delays,469,470,471,472,473,474,509 512,513,514,515,516];
delays=[delays, 859 860 861 862 863 950 947 948 950];

if nargin==0,
    for k=1:length(delays),
        y(k,:)=xor(y1,rotate(y2,delays(k)));
    end
else,
    y=xor(y1,rotate(y2,delays(num)));
end

function r=gps_ramp(codenum)
%
% N. Kraemer Feb. 16, 1996.
% ©Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
%
%Returns the resampled Fourier transform of specified 1023 bit
%GPS code, resampled to at rate 2048 kHz and weighted
%with a "sinc" function to emulate the transform of the
%sequences consisting of a set of square pulses, which
%is ideally bandpass filtered to the first nulls (=1023 kHz).
%
%If codenum is 0, then all gps codes are returned in a matrix
%of size 37X2048.
%
%The transformed data contains real and imaginary components
%each of which is rounded to 4 bit signed integers in the range
%[-7,7]. This is the form stored in EPROM. This quantization
%minimizes required storage, but results in negligible loss of
%performance.
%
%As in the function gpscodes, the returned value contains 37
%rows each corresponding to the corresponding GPS code (row 1
%contains code 1, etc.) if all codes are requested.Each row is
%of length 2048 and, as stated above contains complex words whose
%components are integers in the range [-15,15].
%
%Note that this function calls the function gpscodes to create
%the various Gold codes.

if codenum==0,
    y=gpscodes;
else,
    y=gpscodes(codenum);
end

%returns matrix 37X1023 of GPS codes
y=2*y-1; %convert. to -1

if codenum==0,
    z=zeros(37,2048);

```

```

for k=1:37,
    fyl=fft(stretch(y(k,:),2));
    fyl1=[fyl(1:1024).*sinc([0:1023]/1023) 0 0];
    fyl1=[fyl1 fyl(1025:2046).*sinc([1022:-1:1]/1023)];
    z(k,:)=conj(fyl1); %need conjugate for matched filter
end
else,
    fyl=fft(stretch(y,2));
    fyl1=[fyl(1:1024).*sinc([0:1023]/1023) 0 0];
    fyl1=[fyl1 fyl(1025:2046).*sinc([1022:-1:1]/1023)];
    z=conj(fyl1); %need conjugate for matched filter
end
end

z=round(z/20); %since max is 171.9 but few values are above 140
rz=min(real(z),7);rz=max(rz,-7); %limit range
iz=min(imag(z),7);iz=max(iz,-7); %limit range
z=rz+j*iz;

function data_out=if_2_base(data_in,rate)
%data_out=if_2_base(data_in)
%
% N. Krasner Feb. 20, 1996.
% ©Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
%
% If rate is missing or equals 0, then the input rate is assumed
% to be 3*2048 kHz. If rate equals 1, then it is 6*2048 kHz.
%
% Converts data from GAGE digitizer sampled at either 3*2048 kHz
% or 6*2048 kHz with IF 6.144 MHz (3*2.048) centered at
% 35.42 - (1400/45)=4.308889 MHz to a complex (I,Q) stream
% of data with sample rate 2.048 MHz centered at 0
% frequency (nominally). This routine does not compensate for
% any doppler shifts on SV's, nor any LO drifts. Note that the output
% data length is either 1/3 or 2/3 that of the input.

if nargin==1, rate=0;end
ifreq = 35.42 - (1400/45); %in MHz

if rate==0, %case where sample rate is 3*2048 kHz
    sr=3*2.048; %in MHz %sample rate for GAGE
    [u,v]=size(data_in);if u>v,data_in=data_in';end;ld=length(data_in);
    c=exp(-j*2*pi*[0:ld-1]*ifreq/sr); %LO
    data_out=data_in.*c; clear data_in c %convert to 0
    h=fir1(50,.9/3.072);
    data_out=filter(h,1,data_out); %filter to ±1 MHz
    data_out=data_out(1:3:ld); %decimate to yield 2.048 MHz sr
else, %case where sample rate is 6*2048 kHz
    sr=6*2.048; %in MHz
    [u,v]=size(data_in);if u>v,data_in=data_in';end;ld=length(data_in);
    c=exp(-j*2*pi*[0:ld-1]*ifreq/sr); %LO
    data_out=data_in.*c; clear data_in c %convert to 0
    h=fir1(100,.9/6.144);
    data_out=filter(h,1,data_out); %filter to ±1 MHz
    data_out=data_out(1:6:ld); %decimate to yield 2.048 MHz sr
end

```

end

```
function y=rotate(x,m)
%rotate(x,m);    matrix rotation by m units
%
% N. Krasner Feb. 20, 1996.
% OPrecision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
m=round(m);
m=rem(m,1x);
if m>0,
    y=[x(:,1x-m+1:1x) x(:,1:1x-m)];
elseif m<0,
    y=[x(:,1-m:1x) x(:,1:-m)];
else,
    y=x;
end
```

```
function y=pngen(taps,npts,fill)
%pgen(taps,npts,fill)
%
% N. Krasner Feb. 13, 1995.
% Norman F. Krasner, San Carlos, CA. 94070
%
% PGEN generates "npts" number of points of the psuedo random
% sequence defined by a shift register of length n with feedback
% taps
%
% 'taps' and initial fill 'fill'. PN(npts, taps,
% fill) returns a
% vector of length npts containing this sequence.
%
% A typical example [1,6,8,14] for R14, fill=[1
% zeros(1,13)]
%
% If a single number is given in "taps" it is interpreted as
% the octal value specifying the taps, as in Peterson and Weldon.
For
% example a code 2767 (octal) = 010 111 110 111. We delete the
% leading 0
% to get the polynomial 10 111 110 111. The feedback taps for this
% case
% are found by ignoring the first one and choosing the remaining
% "ones"
% to get position. For this case the taps are thus 2 3 4 5 6 8 9 10.

if length(taps)==1,
    taps=sprintf('%0f',taps);ntaps=[];

    if taps(1)=='1', ntaps=[1] ;
    elseif taps(1)=='2', ntaps=[1 0] ;
    elseif taps(1)=='3', ntaps=[1 1] ;
    elseif taps(1)=='4', ntaps=[1 0 0] ;
    elseif taps(1)=='5', ntaps=[1 0 1] ;
    elseif taps(1)=='6', ntaps=[1 1 0] ;
    elseif taps(1)=='7', ntaps=[1 1 1] ;
end
```

```

    for k=2:length(taps)
        if taps(k)=='0', ntaps=[ntaps 0 0 0];
        elseif taps(k)=='1', ntaps=[ntaps 0 0 1];
        elseif taps(k)=='2', ntaps=[ntaps 0 1 0];
        elseif taps(k)=='3', ntaps=[ntaps 0 1 1];
        elseif taps(k)=='4', ntaps=[ntaps 1 0 0];
        elseif taps(k)=='5', ntaps=[ntaps 1 0 1];
        elseif taps(k)=='6', ntaps=[ntaps 1 1 0];
        elseif taps(k)=='7', ntaps=[ntaps 1 1 1];
        end
    end
    ntaps(1)=[];
    taps=find(ntaps);
end

n=max(taps);

if nargin<=2, fill=[1 zeros(1,n-1)];end
if nargin==1, npts=(2^n)-1;end
y = zeros(1,npts);
x = zeros(1,n);
x = fill(length(fill):-1:1);
for i=1:npts
    y(i) = x(n);
    x=[rem(sum(x(taps)),2), x(1:n-1)];
end

function [file_vals, sample_rate] = gageopen(filename)
% Read gage formatted file, with particular number of samples
% function [file_vals, sample_rate] = gageopen(filename)
%
% B. Wilson Jan. 13, 1996.
% ©Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117

file_vals(1) = fopen(filename,'r');

(sample_rate, sample_depth, head_vals, operation_mode) =
rdgghead(file_vals(1));

file_vals(2) = operation_mode;
file_vals(3) = sample_depth;
file_vals(4:6) = head_vals(1:3)

function [buf, count] = gageread(file_vals,start,numsamples)
% Read gage formatted file, with particular number of samples
% function [buf, count] = gageread(file_vals,start,numsamples)
% B. Wilson Jan. 13, 1996.
% ©Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117

% files_vals
% 1 - file id
% 2 - operation_mode - if =1; file is memory image interleave
sample_depth long; =2 memory image
% 3 - sample_depth

```

```

%
ns2 = numsamples/2;
fid = file_vals(1);
if (file_vals(2) == 2)
    buf = zeros(numsamples,1);
    fresult = fseek(fid,512+start,-1); % move to requested point in
data portion of file
    [buf, count] = fread(fid, numsamples, 'uchar');
else
    buf = zeros(ns2,2);
    fresult = fseek(fid,512+(start/2),-1); % move to requested
point in data portion of file
    [buf(:,1), c1] = fread(fid, ns2, 'uchar');
    fresult = fseek(fid,512+(start/2)+file_vals(3),-1); % move to
BANK B, portion of memory image
    [buf(:,2), c2] = fread(fid, ns2, 'uchar');
    count = c1 + c2;
    buf = reshape(buf',numsamples,1);
end
%
buf = buf - 128;

function [sample_rate, sample_depth, head_vals, operation_mode] =
rdgghead(fid)
% Read gage formatted header
% B. Wilson Jan. 13, 1996.
% OPrecision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
%
%
%
%sample_rate =
{1,2,5,10,20,50,100,200,500,1000,2000,5000,10000,20000,50000};
sample_rate_table =
{1,2,4,5,10,12.5,20,25,30,40,50,60,100,120,125,150,200,250};
%
fresult = fseek(fid,0,-1); % rewind the file
%
tmp = fread(fid,14,'char');
s = setstr(tmp');
%
fresult = fseek(fid,16,-1); % move to name variable
tmp = fread(fid,9,'char');
sname = setstr(tmp');
%
fresult = fseek(fid,287,-1); % move to index to sample rate table
variable
sample_rate_index = fread(fid,1,'int16');
if (sample_rate_index == 42) % 42 is 'external'
    sample_rate = -1;
else
    sample_rate = sample_rate_table(sample_rate_index - 17);
end
%
fresult = fseek(fid,289,-1); % move to index to operation mode variable
operation_mode = fread(fid,1,'int16')
%% if(operation_mode == 1)

```

```

%%      sample_rate = sample_rate / 2;
%% end
%
fresult = fseek(fid,301,-1); % move to sample_depth variable
sample_depth = fread(fid,1,'int32')
if(operation_mode == 1)
    sample_depth = sample_depth / 2 % seems like a 'bug' to me
    if (sample_depth == 4194304)
        sample_depth = sample_depth / 2
    end
end;
%
fresult = fseek(fid,313,-1); % move to starting_address
head_vals = fread(fid,3,'int32');
%
fresult = fseek(fid,339,-1); % move to sample_depth variable
resolution_12_bits = fread(fid,1,'int16');
%
fresult = fseek(fid,345,-1); % move to sample_depth variable
sample_offset = fread(fid,1,'int16');
%
fresult = fseek(fid,349,-1); % move to sample_depth variable
sample_bits = fread(fid,1,'int16');

function y=rotate(x,q)
%y=rotate(x,q)
%Rotates vector by q places
% N. Krasner Nov. 28, 1995.
% ONorman Krasner, San Carlos, CA. 94070

%If q is deleted this rotates a vector by interchanging the first and
last half
%of the vector. If the vector is odd in length the mid point is
%placed at the beginning of the new vector.
%
%If q is present and >0 this rotates the vector x right by q positions;
e.g.
%if x=[1 1 0 1 0], then rotate(x,2) yields y=[1 0 1 1 0]. If q is <0
then
%this rotates x to the left.

[m,n]=size(x);mn=max(m,n);
if nargin>1,q=rem(q,mn);end

if m>1 & n>1, error('This function works only for vectors, not
matrices.');

```

```

        else y=x;
        end
    end
    if m>1,y=y';end

function z=sinc(x)
%z=sinc(x)
% N. Krasner April 21, 1991
% ©Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070
%
%Definition:   sinc(x) = sin(pi*x)/(pi*x), where x is a vector/matrix.
% sinc(x)=1 if x=0

ind1=find(x==0);
ind2=find(x~=0);
z=x;
x(ind1)=ones(1,length(ind1));
x(ind2)=sin(pi*x(ind2))./(pi*x(ind2));
z(:)=x;

function z=stretch(signal,period)
%function z=stretch(signal,period)
%
% N. Krasner March 12, 1995
% ©Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070
%
%This function stretches a signal by replacing each element
%with m identical elements; m is specified by "period."

[u,v]=size(signal);
if u>1 & v>1 error('This function works only for vector inputs.');
```

```

end
if u>1, signal=signal';end
a=ones(period,1)*signal;
z=a(:)';z=conj(z);
if u>1, z=conj(z');end

function y=xor(a,b);
%function y=xor(a,b);
%Exclusive or, term by term, of two vectors
% N. Krasner June 13, 1994
% ©Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070

y=(a&-b.)|(b&-a);
```

REIVINDICACIONES

1. Unidad GPS móvil que presenta un estado de potencia reducida, comprendiendo la unidad GPS móvil:
 - 5 - un receptor (38, 42, 44) para recibir señales GPS procedentes de satélites visionados;
 - una memoria (46) acoplada al receptor para almacenar muestras GPS IF;
 - 10 - un procesador (32) acoplado a la memoria, procesando el procesador las muestras GPS IF para proporcionar por lo menos una información de pseudodistancia a partir de las muestras GPS IF, caracterizada porque la unidad GPS móvil comprende asimismo
 - 15 - un circuito de gestión de potencia (49) acoplado a una sección de recepción GPS del receptor, reduciendo el circuito de gestión de potencia la potencia consumida por la sección de recepción GPS del receptor de la unidad GPS móvil de un estado de potencia máxima, al tiempo que recibe las señales GPS en un estado de potencia reducida tras almacenar las muestras GPS IF, desmodulando la sección de recepción GPS las señales de radiofrecuencia GPS en una frecuencia intermedia y aumentando el circuito de gestión de potencia la potencia consumida por el procesador de un estado de potencia reducida consumida, al tiempo que recibe las señales GPS en un estado de potencia máxima tras haber almacenado las muestras GPS IF en la memoria para procesar las señales GPS.
 - 20
2. Unidad GPS móvil según la reivindicación 1, que comprende además un receptor de comunicaciones y un transmisor de comunicaciones que están acoplados al circuito de gestión de potencia.
- 25 3. Unidad GPS móvil según la reivindicación 1, en la que el circuito de gestión de potencia reduce la potencia consumida por el procesador.
4. Unidad GPS móvil según la reivindicación 2, en la que después de que la unidad GPS móvil se encuentre en un estado de potencia reducida, el circuito de gestión de potencia devuelve a la unidad GPS móvil a un estado de consumo de potencia incrementada tras recibir una señal del receptor de comunicaciones.
- 30 5. Unidad GPS móvil según una de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende asimismo una batería y una célula solar (79) y un regulador de potencia (36) acoplado a la batería y a la célula solar y al circuito de gestión de potencia, estando destinada la célula solar a cargar la batería.
- 35 6. Unidad GPS móvil según una de las reivindicaciones 1 a 5, que comprende asimismo:
 - una primera interconexión de potencia controlada acoplada al receptor y al circuito de gestión de potencia; y
 - 40 - una segunda interconexión de potencia controlada acoplada a la memoria y al circuito de gestión de potencia, reduciendo el circuito de gestión de potencia la potencia controlando la potencia proporcionada al receptor a través de la primera interconexión de potencia controlada y controlando la potencia proporcionada a la memoria a través de la segunda interconexión de potencia controlada.
- 45 7. Unidad GPS móvil según una de las reivindicaciones 1 a 6, en la que el circuito de gestión de potencia comprende un microprocesador y una pluralidad de conmutadores de potencia.
8. Unidad GPS móvil según una de las reivindicaciones 1 a 6, en la que el circuito de gestión de potencia comprende una lógica de control de potencia en un componente de procesamiento de señales digitales y en la que el procesador comprende el componente de procesamiento de señales digitales.
- 50 9. Unidad GPS móvil según la reivindicación 8, en la que el circuito de gestión de potencia comprende asimismo una pluralidad de conmutadores de potencia acoplados a la lógica de control de potencia.
- 55 10. Procedimiento de funcionamiento de una unidad GPS móvil con un estado de potencia reducida, comprendiendo el procedimiento:
 - recibir señales GPS de satélites visionados en un receptor,
 - almacenar muestras GPS IF en una memoria acoplada al receptor,
 - 60 - procesar las muestras GPS IF para proporcionar por lo menos una información de pseudodistancia procedente de las muestras GPS IF utilizando un procesador acoplado a la memoria;
 - caracterizado porque el procedimiento comprende asimismo reducir, utilizando un circuito de gestión de potencia (49) acoplado a una sección de recepción GPS del receptor, la potencia consumida por la sección de recepción del receptor de la unidad GPS móvil de un estado de potencia máxima, al tiempo que recibe las señales GPS en un estado de potencia reducida tras almacenar las muestras GPS IF, desmodulando la sección de recepción GPS señales de radiofrecuencia GPS en una frecuencia intermedia, y aumentando,
 - 65

mediante la utilización del circuito de gestión de potencia, la potencia consumida por el procesador de un estado de potencia reducida consumida, al tiempo que recibe las señales GPS en un estado de potencia máxima tras haber almacenado las muestras GPS IF en la memoria para procesar las señales GPS.

- 5 11. Procedimiento según la reivindicación 10, en el que una cantidad de datos GPS recibidos por la sección de recepción del receptor GPS móvil y almacenados en la memoria se determina basándose en una sensibilidad deseada de los datos GPS y en un estado de potencia del receptor GPS móvil.

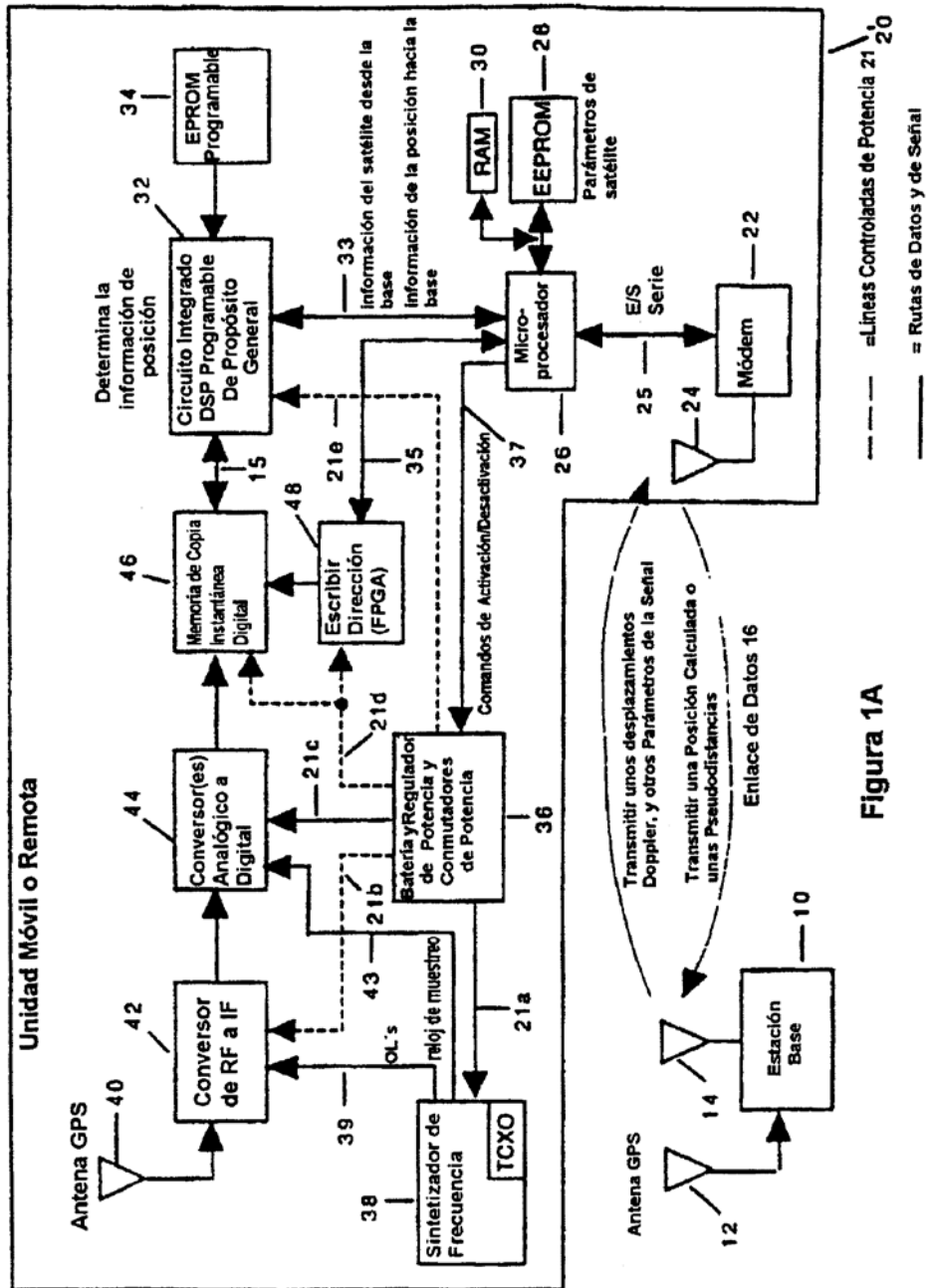
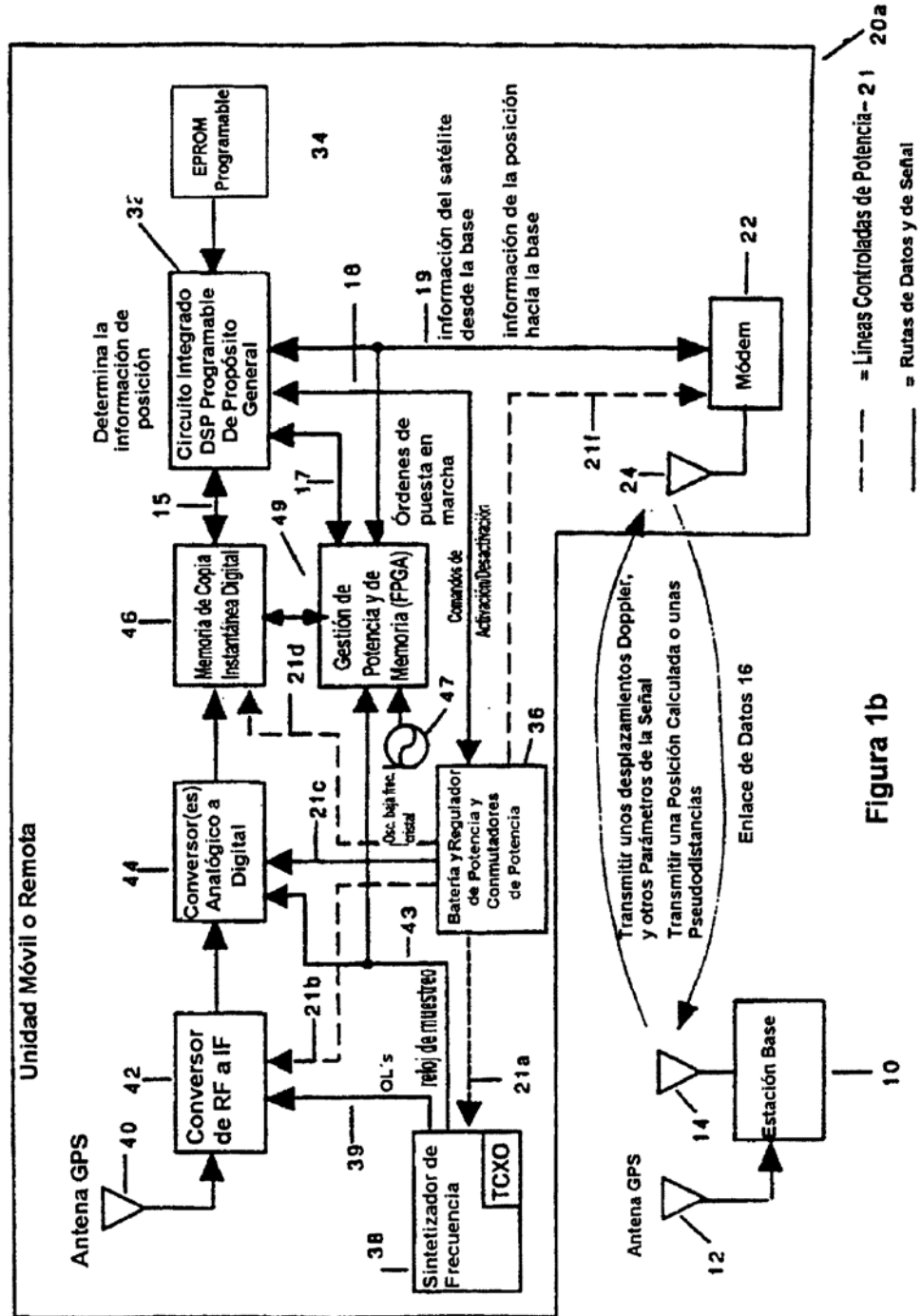


Figura 1A



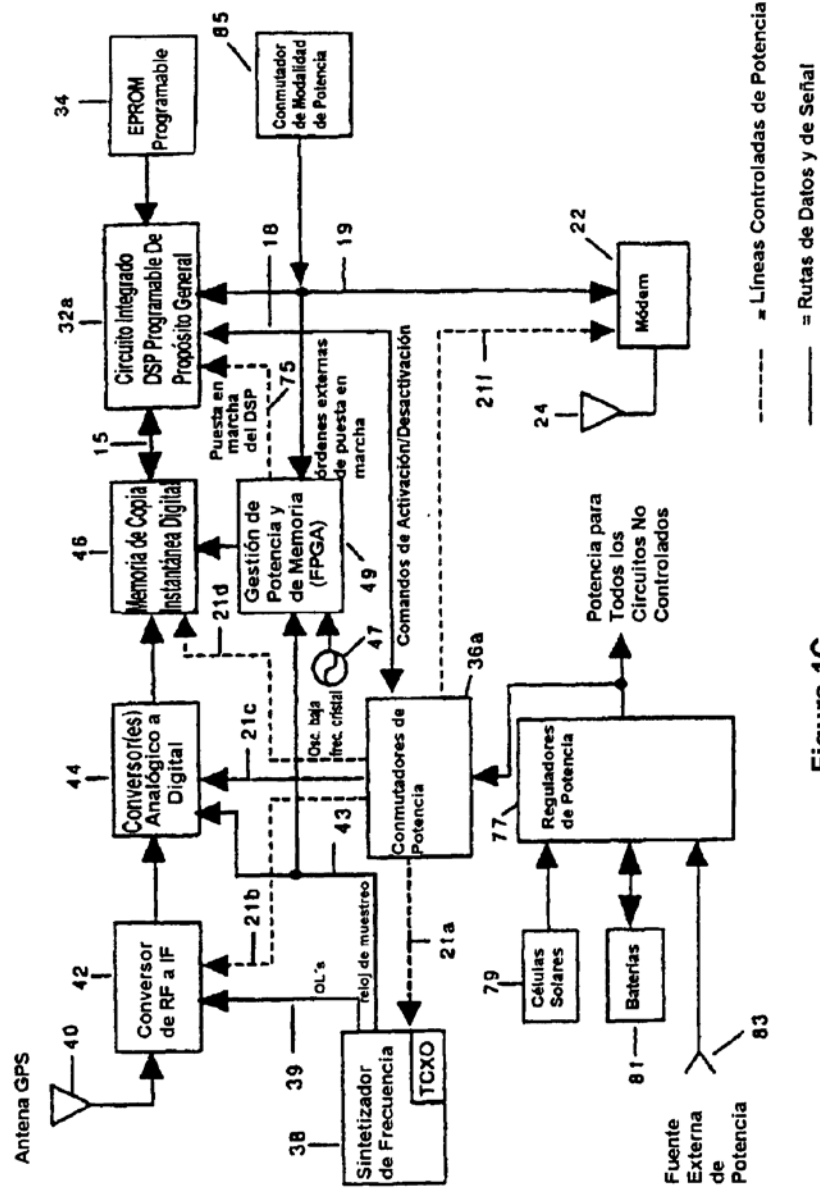


Figura 1C

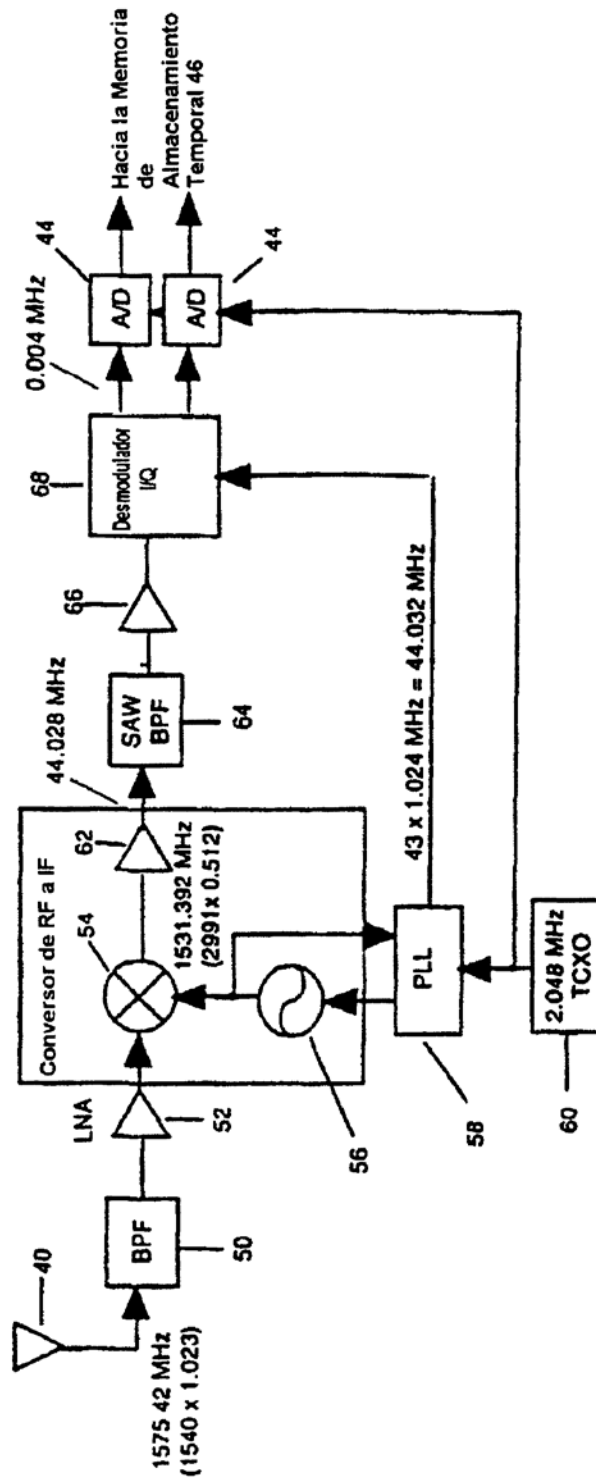


Figura 2A

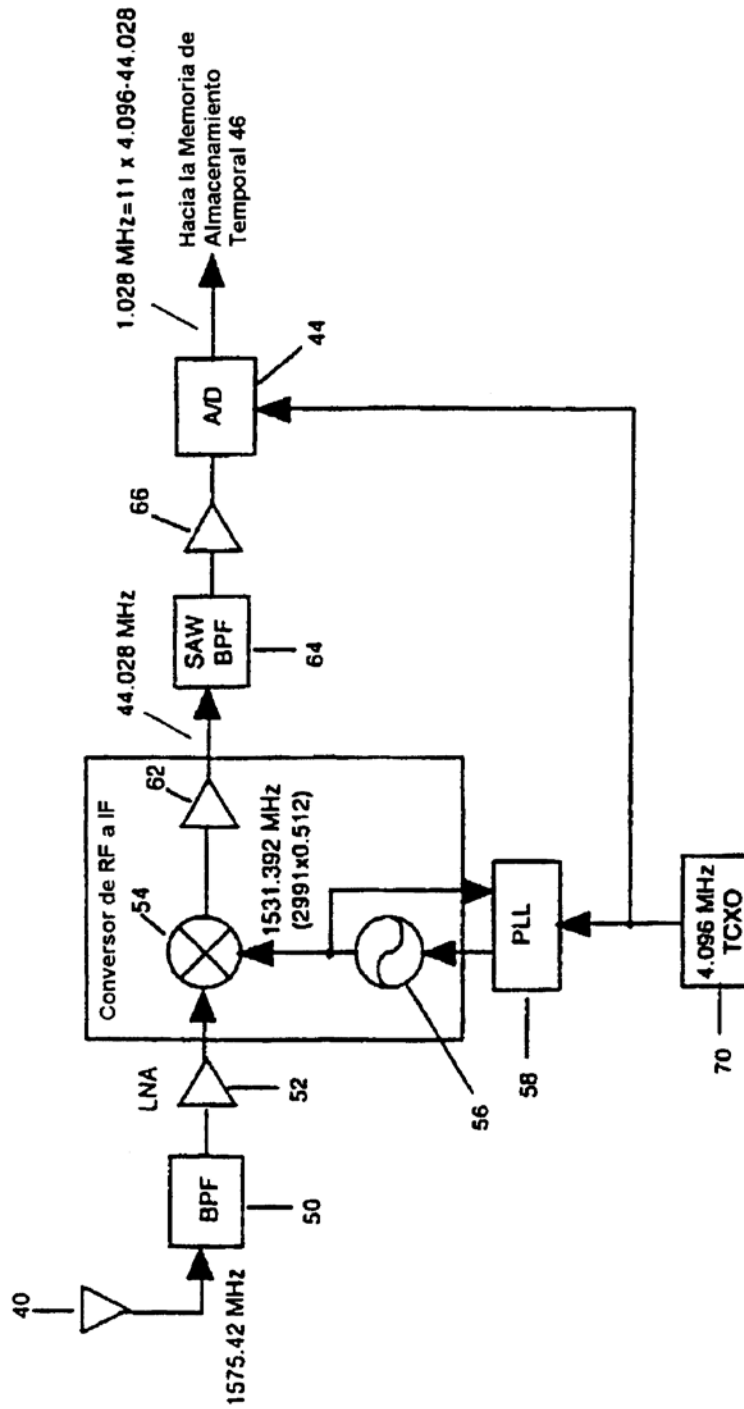


Figura 2B

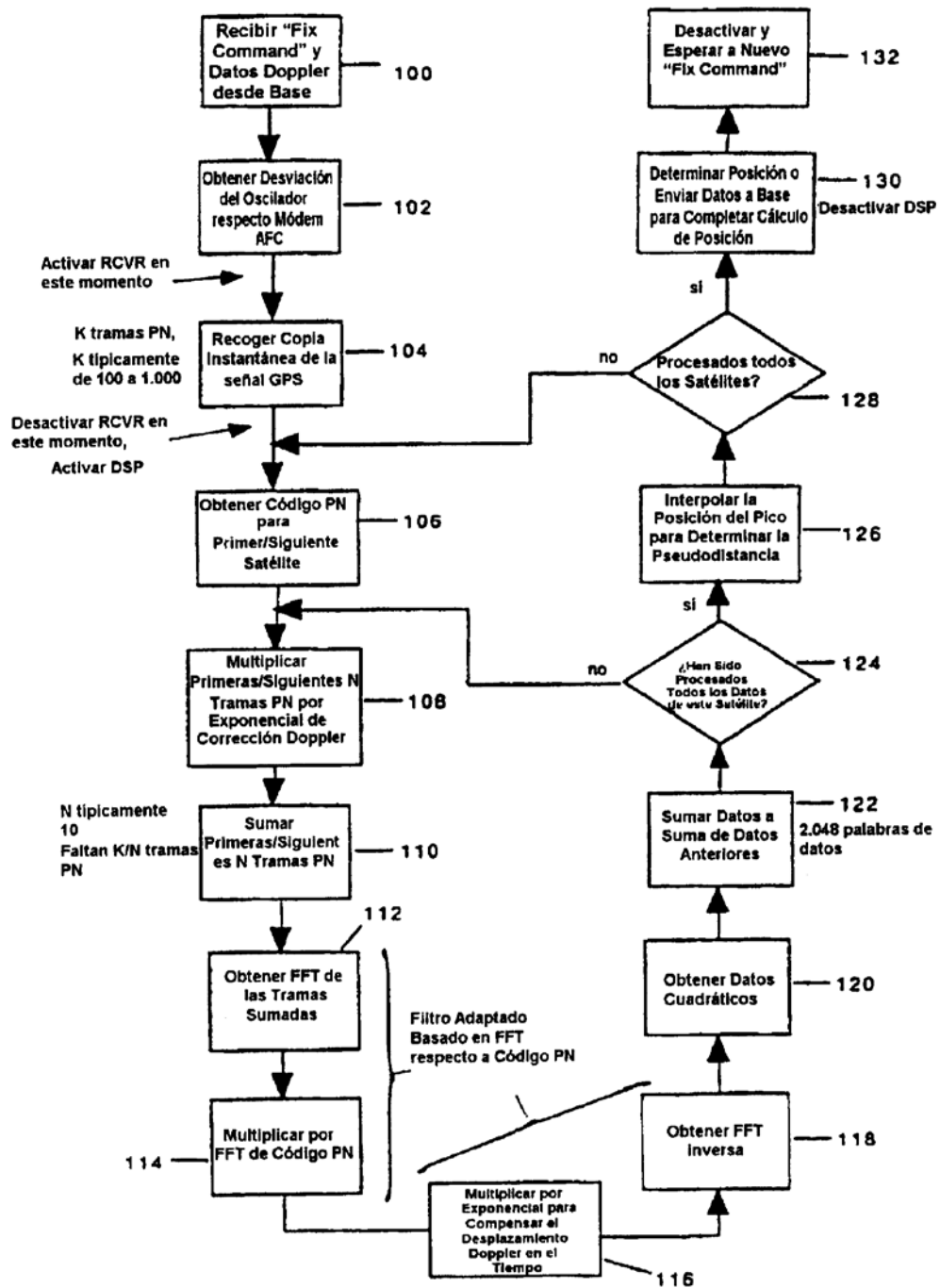
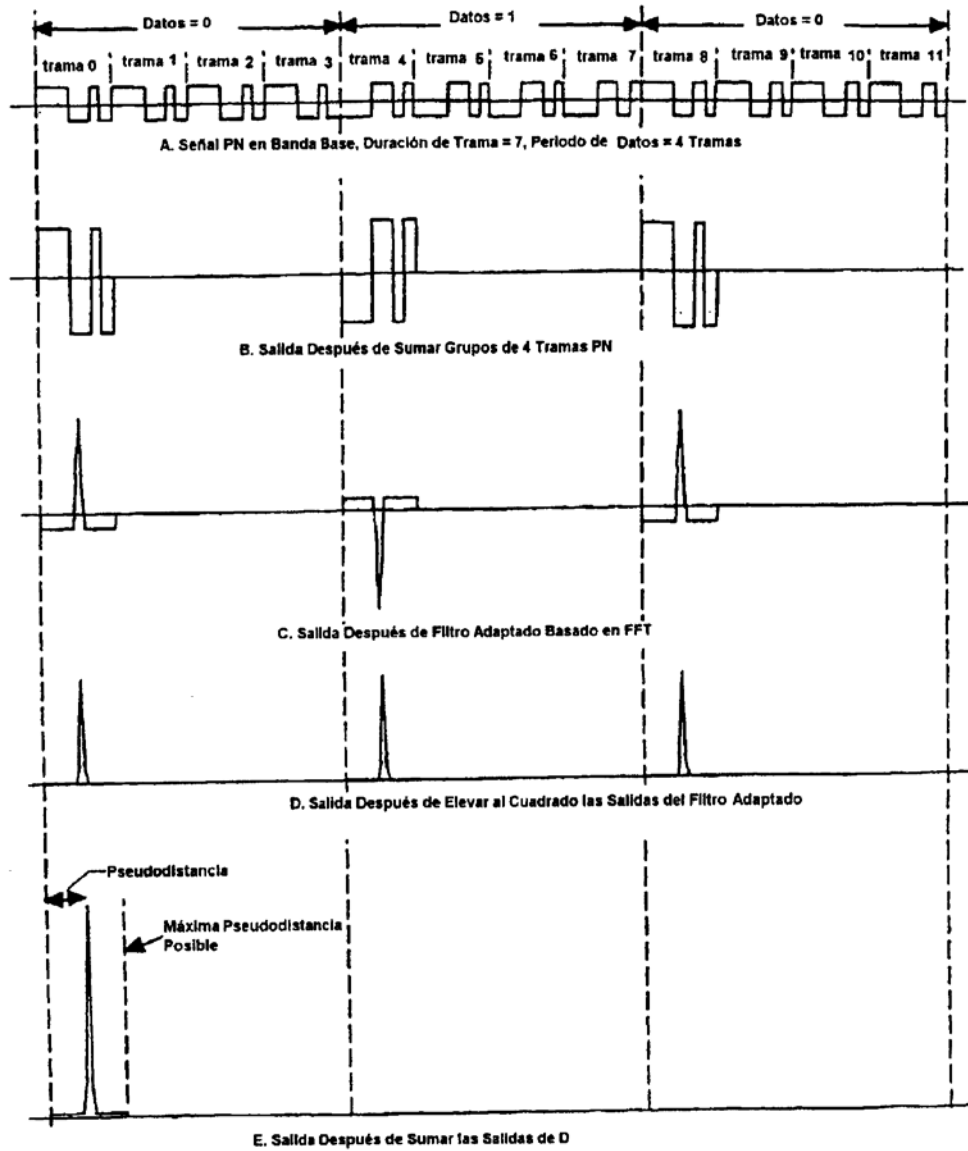


Figura 3



Figuras 4A, 4B, 4C, 4D, 4E

FIGURA 5A

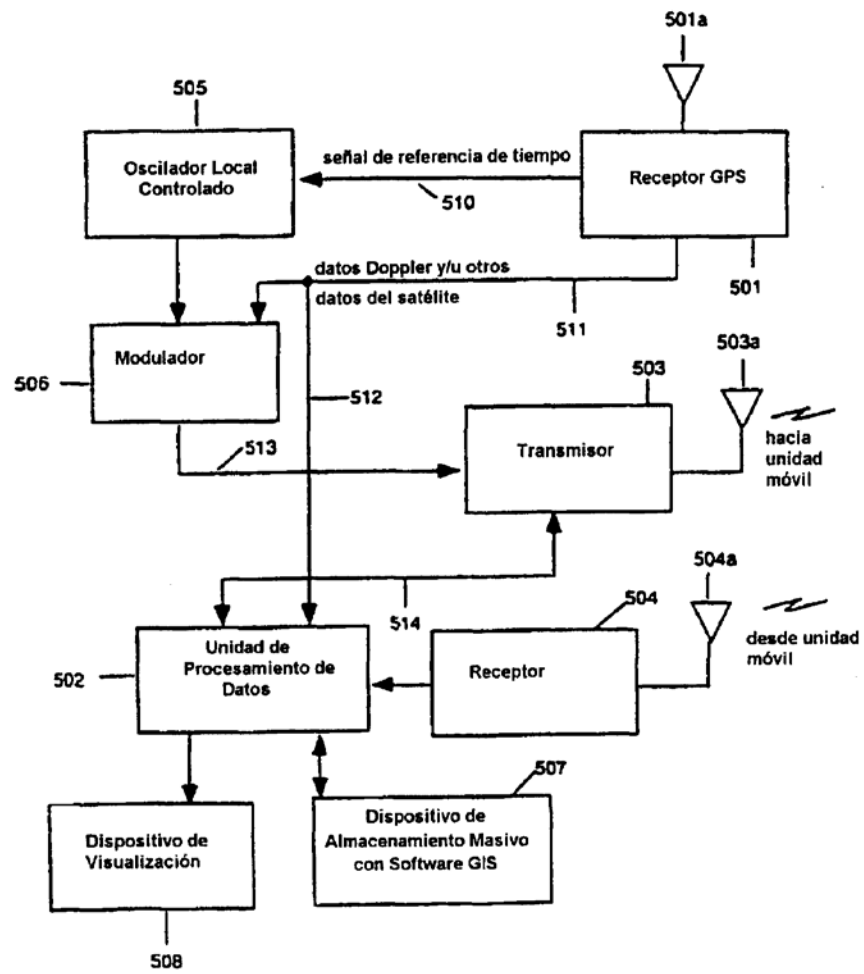


FIGURA 5B

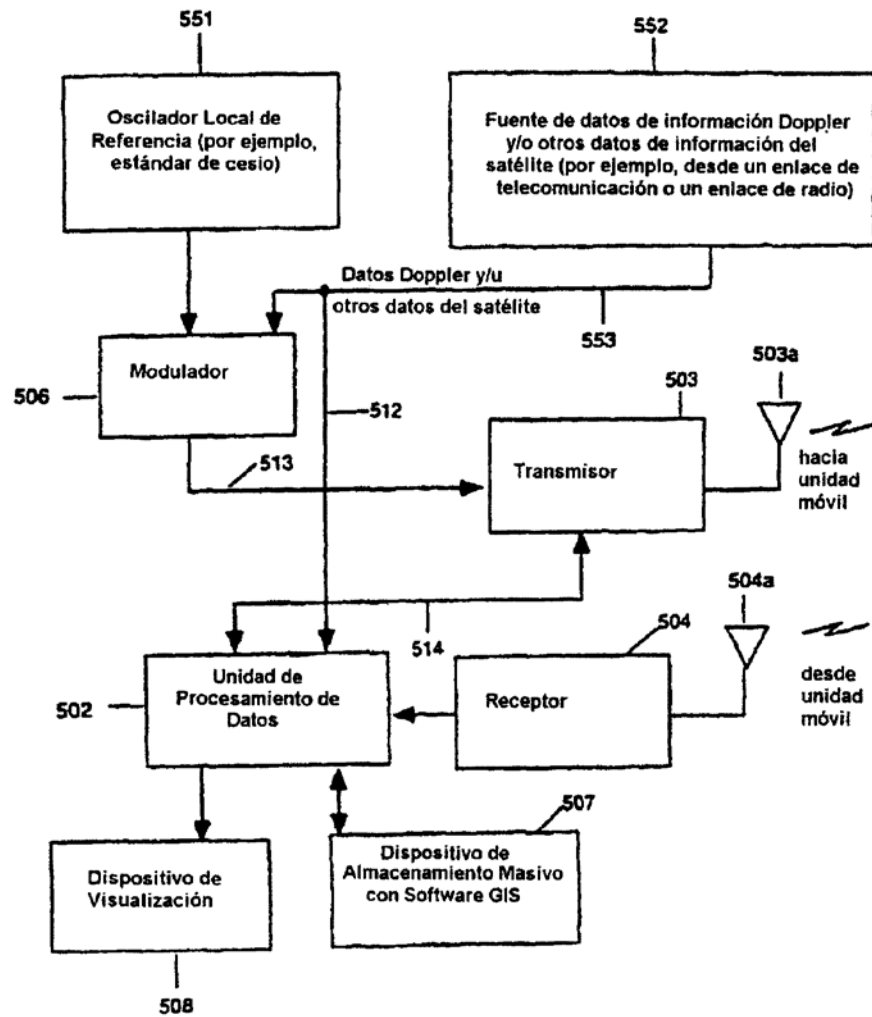


FIGURA 6

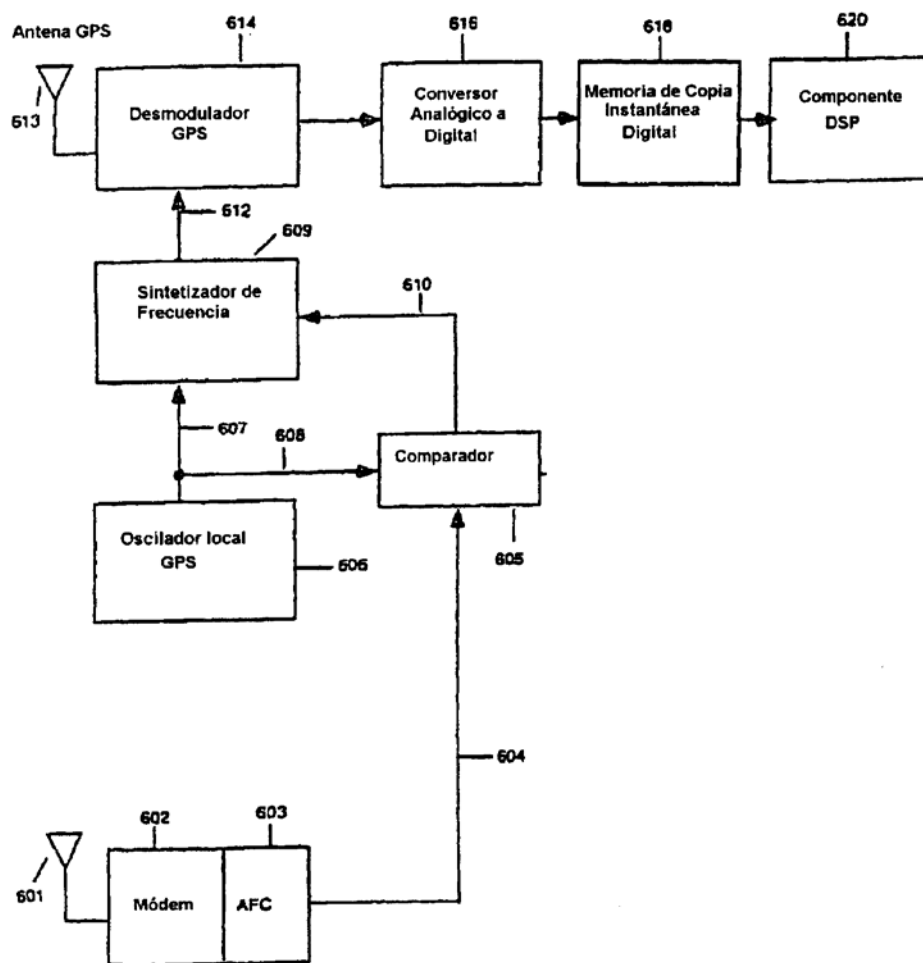


FIGURA 7

