



(19)



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 292 471**

(51) Int. Cl.:
H04B 7/01 (2006.01)
H04B 7/208 (2006.01)

(12)

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

(86) Número de solicitud europea: **00963290 .2**
(86) Fecha de presentación : **30.08.2000**
(87) Número de publicación de la solicitud: **1208657**
(87) Fecha de publicación de la solicitud: **29.05.2002**

(54) Título: **Aparato para corrección Doppler en un sistema de comunicaciones inalámbricas.**

(30) Prioridad: **31.08.1999 US 151773 P**
30.08.2000 US 651820

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.03.2008

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.03.2008

(73) Titular/es: **QUALCOMM INCORPORATED**
5775 Morehouse Drive
San Diego, California 92121-1714, US

(72) Inventor/es: **Miller, David, S. y**
Lorbeck, Jeffrey, A.

(74) Agente: **Carpintero López, Francisco**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Aparato para corrección Doppler en un sistema de comunicaciones inalámbricas.

5 **Antecedentes de la invención****I. Campo de la invención**

La presente invención se refiere en general a comunicaciones inalámbricas, y más particularmente a la corrección de señales de comunicaciones que se cruzan entre estaciones transmisoras y receptoras que están moviéndose unas con respecto a otras, para compensar efectos Doppler.

II. Técnica relacionada

Hoy en día, se usan sistemas de comunicaciones inalámbricas para una variedad de fines, incluyendo comunicaciones telefónicas locales y globales, emisiones de televisión y posicionamiento terrestre, por mencionar algunos. Un componente de todos estos sistemas es la relación entre una estación transmisora y una estación receptora y, más particularmente, la velocidad relativa entre las dos estaciones. Un ejemplo de esto es en el campo de las comunicaciones tierra a satélite. Dependiendo del sistema particular, los satélites podrían comunicarse con una variedad de estaciones terrestres, desde estaciones en tierra fijas que se diseñan para manejar un alto volumen de tráfico, hasta teléfonos inalámbricos que porta un usuario individual. Los satélites también pueden comunicarse con otros satélites que se mueven en diferentes planos orbitales y/o en diferentes direcciones. Otros ejemplos pueden incluir comunicaciones con y entre aviones de alta velocidad o incluso trenes de alta velocidad, del tipo que se encuentra, por ejemplo, en Europa y Japón.

Los diseñadores de tales sistemas de comunicaciones deben compensar con frecuencia efectos Doppler cuando la estación transmisora está moviéndose con respecto a la(s) estación(es) receptora(s) con la(s) que está comunicándose. El efecto Doppler fue descubierto por Christian Johann Doppler quien estableció el principio por primera vez en 1842. El efecto Doppler es la variación aparente en la frecuencia de una onda emitida, a medida que se mueve la fuente de la onda hacia o alejándose del observador. Sólo la componente radial (de aproximación o alejamiento) del movimiento produce este fenómeno. Si la fuente de una onda se está aproximando a un observador, aumenta la frecuencia aparente y disminuye la longitud de onda aparente. Si la fuente está alejándose de un observador, disminuye la frecuencia aparente y aumenta la longitud de onda aparente. Si hay varios observadores, cada uno moviéndose radialmente a diferentes velocidades con respecto a la fuente de un campo EM, cada observador percibirá una frecuencia y longitud de onda únicas para el campo EM producido por la fuente.

La frecuencia percibida por un observador se determina como sigue. Supongamos que la velocidad de propagación de un campo electromagnético (EM), en metros por segundo (m/s), está representada por c , y la componente de velocidad (radial) del observador (por ejemplo, el satélite) con respecto a la fuente (por ejemplo, el transmisor terrestre), también en metros por segundo, está representada por v . Además, supongamos que la frecuencia aparente (observada) de la onda EM, en hercios (Hz), está representada por f_{app} , y la frecuencia real, también en Hz, by f . Entonces:

$$f_{app} = f(1 \pm v/c)$$

En el espacio libre, el valor de c es de aproximadamente 300.000.000 m/s. Si el transmisor y el receptor se están moviendo (relativamente) el uno hacia el otro, la separación relativa está disminuyendo y la componente de velocidad de la ecuación es negativa. A la inversa, si el transmisor y el receptor se están moviendo (relativamente) alejándose entre sí, la separación relativa está aumentando y la componente de velocidad de la ecuación es positiva.

La fórmula anterior es razonablemente válida para velocidades de hasta aproximadamente el 10 por ciento de la velocidad de la luz. Para velocidades superiores, se produce la dilatación relativista del tiempo, reduciéndose la frecuencia y aumentando la longitud de onda independientemente del efecto Doppler.

El efecto Doppler es significativo en aplicaciones en las que el producto de velocidad y frecuencia es lo suficientemente alto de modo que el ancho de banda se verá afectado significativamente. Tal es el caso con los sistemas de satélite de órbita terrestre baja (LEO), en los que los intervalos de frecuencia son del orden de 1 a 2 GHz para señales de enlace directo (es decir, señales transmitidas desde una estación base a un satélite) y del orden de 5 a 6 GHz para señales de enlace inverso (es decir, señales transmitidas desde un satélite a una estación base). Los satélites LEO normalmente están en continuo movimiento unos con respecto a otros y con respecto a puntos sobre la superficie terrestre. Esto produce variaciones en las frecuencias y las longitudes de onda de las señales recibidas. En sistemas de satélites geoestacionarios, el efecto Doppler no es un factor a menos que el usuario final (transceptor móvil) se esté moviendo a una alta velocidad como cuando se está a bordo de un tren de alta velocidad o un avión de alta velocidad.

El efecto Doppler puede tener una variedad de efectos sobre las comunicaciones por satélite, que dependen, en parte, de los tipos de señales usadas dentro del sistema. Por ejemplo, el efecto Doppler producirá un desplazamiento aparente en la frecuencia portadora para aquellas señales de comunicaciones tierra a satélite que emplean una por-

tadora. Este efecto se denomina como “frecuencia Doppler.” Para aquellas señales que también emplean un código de ensanchamiento, tal como señales de acceso múltiple por división de código (CDMA), el efecto Doppler también producirá un desplazamiento aparente en el periodo del código de ensanchamiento. Este efecto se denomina como “código Doppler.” Aunque la frecuencia Doppler y el código Doppler son dos manifestaciones del mismo efecto Doppler, las implicaciones son bastante diferentes en cuanto a su impacto sobre los sistemas de comunicación por satélite basados en CDMA.

El documento US5640166 describe un sistema de comunicación por satélite en el que un controlador determina un desplazamiento de frecuencia a aplicar a un sintetizador de frecuencia para compensar el efecto Doppler. El controlador recupera un valor de compensación Doppler desde una tabla de memoria.

Por tanto, existe una necesidad de un aparato mejorado que compense efectos Doppler dentro de un sistema de comunicaciones inalámbricas. Esta necesidad es especialmente grave en sistemas de comunicaciones por satélite.

Sumario de la invención

Expuesto brevemente, la presente invención se refiere a un aparato para la corrección Doppler en un sistema de comunicaciones inalámbricas. Un primer sintetizador de frecuencia genera una señal portadora que oscila a un ritmo que responde a una primera entrada. Un contador acoplado a la primera entrada genera una señal de compensación Doppler; el contador tiene una entrada de reloj. Un segundo sintetizador de frecuencia está acoplado a la entrada de reloj para generar una señal de reloj que oscila a un ritmo que responde a una entrada de ritmo. La entrada de ritmo se ajusta en el tiempo según una secuencia predeterminada de modo que la señal de compensación Doppler compensa el efecto Doppler experimentado, por ejemplo, por comunicaciones tierra a satélite en un sistema de comunicaciones por satélite.

Una ventaja de la presente invención es que las transmisiones de tierra a satélite (o satélite a tierra), y otros tipos, se corrigen para compensar efectos Doppler. En un sistema CDMA, por ejemplo, la frecuencia portadora aparente y el ritmo de código de la señal recibida es, por tanto, la frecuencia correcta esperada por el sistema.

Otra ventaja de la presente invención es que la corrección Doppler se consigue en una realización preferida usando una implementación sencilla y barata. La entrada de ritmo controla la señal de compensación Doppler, y sólo es necesario actualizarla rara vez en comparación con la actualización de la señal de compensación Doppler directamente.

Breve descripción de los dibujos

A continuación, se describen en detalle características y ventajas adicionales de la invención, así como la estructura y funcionamiento de diversas realizaciones de la invención, con referencia a los dibujos adjuntos. En los dibujos, los números de referencia iguales indican generalmente elementos idénticos, funcionalmente similares y/o estructuralmente similares. El dibujo en el que aparece por primera vez un elemento se indica con el dígito(s) que está más a la izquierda en el correspondiente número de referencia.

La figura 1 representa un entorno de comunicaciones por satélite dentro del que se usa la presente invención;

La figura 2 representa un transmisor que incluye un módulo de corrección previa acoplado a un modulador y una antena según la presente invención;

La figura 3A representa la desviación de frecuencia Doppler de una transmisión de señal de tierra a satélite como se recibe por un satélite en movimiento, y la señal de compensación Doppler ideal para compensar los efectos Doppler;

La figura 3B representa una señal de compensación Doppler de ejemplo generada según una realización preferida de la presente invención;

La figura 4 ilustra el módulo de corrección previa y el modulador en mayor detalle;

La figura 5 representa una realización de un módulo de corrección previa que tiene un único oscilador y dos multiplicadores de frecuencia;

La figura 6 muestra la relación para el impacto del desplazamiento Doppler (kHz) sobre señales para un satélite que pasa directamente por encima, con una frecuencia portadora de transmisión de 5,125 GHz frente al tiempo de vuelo(s);

La figura 7 muestra acumuladores de frecuencia y fase para la corrección previa de la frecuencia Doppler; y

La figura 8 muestra un acumulador de alcance de corrección previa de sincronización.

Descripción detallada de las realizaciones preferidas

I. Visión general del entorno

5 Expuesto brevemente, la presente invención se refiere a un aparato para la corrección Doppler en un sistema de comunicaciones inalámbricas. La invención incluye un primer sintetizador de frecuencia para generar una señal portadora que oscila a un ritmo que responde a una primera entrada, un contador acoplado a la primera entrada para generar una señal de compensación Doppler, teniendo el contador una entrada de reloj, y un segundo sintetizador de frecuencia acoplado a la entrada de reloj para generar una señal de reloj que oscila a un ritmo que responde a una
10 entrada de ritmo. La entrada de ritmo se ajusta en el tiempo según una secuencia predeterminada de modo que la señal de compensación Doppler compensa el efecto Doppler experimentado por estaciones transmisoras y receptoras a medida que se mueven unas con respecto a otras.

Un tipo de sistema de comunicaciones inalámbricas ejemplar que se ve afectado por Doppler es un sistema de
15 comunicaciones por satélite. Se presenta la siguiente descripción en cuanto a un sistema de comunicaciones tierra a satélite a tierra. Sin embargo, será evidente para los expertos en las técnicas pertinentes que esta invención es aplicable igualmente a sistemas de comunicaciones terrestres o sistemas de comunicaciones satélite a satélite en los que es probable que el Doppler afecte a la recepción de señales inalámbricas. En sistemas de comunicaciones por satélite en particular, se transmiten señales desde una pasarela terrestre (o estación base) a un satélite y desde el satélite a un
20 terminal de usuario. Normalmente, los terminales de usuario (o UT) son de tres tipos: portátiles (de mano), móviles (montados en vehículo) o estacionarios. Las señales transmitidas a o que llegan a cada tipo de UT son sensibles a Doppler. En un sistema ejemplar, el satélite actúa principalmente como un repetidor (o "satélite transparente") para retransmitir las señales transmitidas por la pasarela al UT o desde el UT a la pasarela. Normalmente, con el fin de minimizar el coste y la complejidad del UT, no tiene lugar corrección en el UT. La señal de enlace directo transmitida
25 desde la pasarela al UT a través del satélite se corrige previamente en la pasarela y se corrige posteriormente en el satélite. Más específicamente, un modulador de pasarela (GMOD) corrige previamente la señal de enlace directo de manera que la frecuencia portadora de la transmisión desde la pasarela parece, en el satélite, no verse afectada por el desplazamiento Doppler debido al movimiento relativo del satélite y la pasarela. Será evidente para los expertos en las técnicas pertinentes que esta invención es aplicable a cualquier o ambas de las señales de corrección previa y de
30 corrección posterior. Por conveniencia, se presenta la siguiente descripción en cuanto a la corrección previa.

La figura 1 representa un entorno 100 de comunicaciones por satélite dentro del que se usa la presente invención. Una estación 104 terrestre transmite una señal 106 de tierra a satélite a un satélite 102 en órbita alrededor de la Tierra. El satélite 102 se desplaza a una velocidad orbital v' y a una velocidad radial $v(t)$ con respecto a una estación 104
35 terrestre. La señal 106 experimenta efectos Doppler debido al movimiento relativo entre el satélite 102 y la estación 104 terrestre. El efecto Doppler se manifiesta como un desplazamiento aparente en la señal recibida por el satélite 102, incluyendo, pero sin limitarse a, efectos Doppler de frecuencia y efectos Doppler de código.

El satélite 102 representa cualquier satélite útil en la transferencia de señales de comunicación o información.
40 Por ejemplo, el satélite 102 podría enviar y recibir señales de televisión, señales de teléfonos móviles o señales de geolocalización. Los expertos en la técnica reconocerán que se usan satélites en una amplia variedad de aplicaciones. Generalmente, sólo aquellos satélites que no están en una órbita geoestacionaria (tal como un satélite LEO) experimentan efectos Doppler con respecto a puntos sobre la superficie terrestre.

45 De manera similar, la estación 104 terrestre puede representar cualquier dispositivo que puede proporcionar comunicaciones tierra a satélite. Por ejemplo, la estación 104 terrestre puede representar una pasarela (o estación base) diseñada para manejar un gran volumen de tráfico de señales de tierra a satélite, un dispositivo de geolocalización tal como un receptor GPS, o un teléfono por satélite inalámbrico portátil o móvil.

50 La señal 106 de tierra a satélite representa las transmisiones de señales apropiadas para el satélite 102 y la estación 104 terrestre particulares en un sistema. La señal 106 experimenta efectos Doppler debido al movimiento radial relativo entre el satélite 102 y la estación 104 terrestre. La señal 106 puede representar, por ejemplo, una emisión de televisión, una señal GPS, o una llamada de teléfono móvil.

55 II. Visión general de la invención

La figura 2 representa un transmisor 200 según la presente invención que incluye un módulo 202 de corrección previa, un modulador 204, y una antena 206. Preferiblemente, la estación 104 terrestre emplea el transmisor 200 para transmisiones de tierra a satélite corregidas previamente. Sin embargo, los expertos en la técnica reconocerán que el
60 satélite 102 puede emplear también el transmisor 200 para transmisiones de satélite a tierra corregidas previamente.

El módulo 202 de corrección previa genera una señal 210 portadora corregida previamente. El modulador 204 usa la señal 210 portadora corregida previamente y una señal 212 de datos para generar una señal 214 de transmisión corregida previamente que entonces se transmite a través de la antena 206. A continuación, se describen en detalle el
65 módulo 202 de corrección previa y el modulador 204.

III. Efectos Doppler sobre transmisiones de tierra a satélite

La figura 3A representa una desviación 302 de frecuencia de ejemplo producida por el efecto Doppler sobre una transmisión de tierra a satélite. El eje x representa el tiempo, y el eje y representa la desviación de frecuencia producida por el efecto Doppler, donde la desviación de frecuencia cero representa la presencia de una señal a la frecuencia transmitida por la estación 104 terrestre. Los expertos en la técnica reconocerán que esta desviación de frecuencia se manifestará de modo diferente dependiendo de la señal 106 particular. Por ejemplo, las señales CDMA experimentarán tanto efectos de Doppler de frecuencia y como efectos Doppler de código.

En este ejemplo, el satélite 102 se está aproximando a la estación 104 terrestre en un tiempo t_0 . Dado que el satélite 102 se está moviendo hacia la estación 104 terrestre, la frecuencia aparente de la señal 106 recibida en el satélite 102 es superior a la frecuencia transmitida, indicado por una desviación de frecuencia positiva. A medida que el satélite 102 se acerca más a la estación 104 terrestre, disminuye el movimiento radial relativo al igual que lo hace el efecto Doppler producido por el movimiento. La componente radial de la señal 106 es cero cuando el satélite 102 está directamente encima en un tiempo t_1 . Por tanto, la señal 106 no experimenta efecto Doppler en un tiempo t_1 , como está indicado por una desviación de frecuencia cero. A medida que el satélite 102 pasa por encima y empieza a moverse alejándose de la estación 104 terrestre, la señal 106 empieza a experimentar un desplazamiento Doppler negativo, tal como está indicado por una desviación de frecuencia negativa en un tiempo t_2 . Claramente, el efecto Doppler produce una desviación de frecuencia no lineal en el tiempo.

La figura 3A también representa una señal 304 de compensación Doppler ideal, que si se aplicara a la señal 106 antes de la transmisión por la estación 104 terrestre, compensaría los efectos Doppler representados por la desviación 302 de frecuencia. Esto se denomina en el presente documento como corrección Doppler previa. Por ejemplo, en un tiempo t_0 , la señal 106 se corrige previamente mediante un desplazamiento descendente de frecuencia proporcionado por la señal 304 de compensación ideal. Esta corrección previa cancela el desplazamiento de frecuencia positivo producido por el efecto Doppler, de modo que la señal 106 parece tener para el satélite 102 la frecuencia nominal. De manera similar, en un tiempo t_2 , la señal 106 se corrige previamente mediante un desplazamiento ascendente de frecuencia proporcionado por la señal 304 de compensación ideal que cancela el desplazamiento de frecuencia Doppler negativo.

IV. Transmisor con corrección Doppler previa

La figura 4 representa el transmisor 200 en mayor detalle según una realización preferida de la presente invención. El módulo 202 de corrección previa incluye un primer sintetizador 402A de frecuencia, un segundo sintetizador 402B de frecuencia, y un contador 404. El modulador 204 incluye un divisor 406 de frecuencia, un codificador 408 de datos y un mezclador 410.

El sintetizador 402A de frecuencia genera una señal 210 portadora corregida previamente que tiene una frecuencia determinada por una señal 426 de compensación Doppler. La frecuencia de la señal 210 portadora corregida previamente está centrada en la frecuencia portadora nominal del sistema de comunicación, y desviada una cantidad determinada por la señal 426 de compensación Doppler. Por ejemplo, la frecuencia portadora nominal podría ser de 5 GHz, variando la señal de compensación Doppler entre -1 KHz y +1 KHz, dando como resultado que la señal 210 portadora corregida previamente tenga una frecuencia portadora de $5 \text{ GHz} \pm 1 \text{ KHz}$. Los expertos en la técnica reconocerán que el sintetizador 402A de frecuencia podría implementarse usando uno cualquiera de una variedad de sintetizadores de frecuencia ajustables conocidos en la técnica pertinente. La elección de un sintetizador de frecuencia particular dependerá, en parte, de los intervalos de frecuencia de interés particulares y otras limitaciones tales como el espacio disponible y el gasto.

El contador 404 representa preferiblemente un contador digital bien conocido en la técnica pertinente. El contador 404 genera una salida de N bits (señal 426 de compensación Doppler) que empieza con un valor 424 inicial y cuenta a un ritmo determinado por una señal 420 de reloj. De nuevo, la elección de un contador digital particular dependerá, en parte, de las frecuencias a las que debe operar el contador y otras limitaciones tales como el espacio disponible y el gasto.

La señal de reloj del contador la proporciona el segundo sintetizador 402B de frecuencia, que opera de forma similar al sintetizador 402A de frecuencia. La frecuencia de la señal 420 de reloj está fijada por una entrada 422 de ritmo. La entrada 422 de ritmo varía en el tiempo, y preferiblemente se caracteriza por una secuencia predeterminada de valores, como se describe a continuación.

La figura 3B representa una señal 426 de compensación Doppler de ejemplo generada por el funcionamiento combinado del contador 404 y el sintetizador 402B de frecuencia. La señal 426 de compensación Doppler se aproxima de manera ideal a la señal de 304 compensación ideal. Sin embargo, se requeriría un hardware relativamente sofisticado para generar una señal de compensación Doppler que coincidiese exactamente con la ideal. Por ejemplo, los valores de la señal de 304 compensación ideal podrían almacenarse en una memoria y proporcionarse al sintetizador 402A de frecuencia en el tiempo, en vez de usar el contador 404. Esta implementación requeriría una memoria que pudiera suministrar datos a un ritmo muy elevado con el fin conseguir una alta resolución.

En una realización preferida de la presente invención, la velocidad de reloj del contador 404 varía según la entrada 422 de ritmo para producir una señal 426 de compensación Doppler. La frecuencia de la señal 420 de reloj determina el ritmo al que el contador 404 incrementa su salida de N bits (señal 426 de compensación Doppler). Suponiendo que el valor en el que se incrementa el contador 404 permanece constante, variar el ritmo al que se incrementa el contador tiene el efecto de variar la pendiente de la señal 426 de compensación Doppler, representada en la figura 3B como la pendiente 306. El aumento de la frecuencia de la señal 420 de reloj aumenta la pendiente de la señal 426 de compensación Doppler, y viceversa con la disminución de la frecuencia de reloj. A medida que cambia el valor de la entrada 422 de ritmo, cambia la pendiente. Esto explica el aspecto segmentado de la señal 426 de compensación Doppler mostrada en la figura 3B. Cada punto mostrado en la curva corresponde a un tiempo en el que se proporciona un nuevo valor 422 de entrada de ritmo al sintetizador 402B de frecuencia.

Para el ejemplo mostrado en la figura 3B, la señal 426 de compensación Doppler se genera preferiblemente fijando el valor 424 inicial para que sea igual al punto en el que la señal se encuentra con el eje y, y se fija la entrada 422 de ritmo para producir la pendiente deseada. Cierta tiempo después, se actualiza la entrada 422 de ritmo para producir la pendiente del segundo segmento mostrado en la figura 3B. De esta manera, puede controlarse la forma de la señal 426 de compensación Doppler para que coincida de la manera más próxima necesaria o deseada para el sistema particular con la forma de la señal de 304 compensación ideal.

Los expertos en la técnica reconocerán que pueden alterarse los diversos parámetros para conseguir una mejor o peor aproximación a lo ideal. Por ejemplo, el aumento de la frecuencia con que se actualiza la entrada 422 de ritmo aumentará la granularidad de la señal 426 de compensación Doppler, y permitirá una coincidencia más próxima a lo ideal. El aumento del ritmo al que se incrementa el reloj (con un factor a escala correspondiente para garantizar que se mantiene la pendiente apropiada) también proporciona una aproximación más granular. Aunque la figura 3B representa un ritmo de actualización periódico para el valor de la entrada 422 de ritmo, esto no es necesario. En una realización alternativa, la entrada 422 de ritmo es aperiódica, con una actualización más rápida durante periodos de cambio más rápido de la señal 426 de compensación Doppler, y una actualización más lenta durante los periodos de cambio lento. Los expertos en la técnica reconocerán que pueden obtenerse otras ventajas de este tipo alterando el ritmo de actualización de la entrada 422 de ritmo y la frecuencia de la señal 420 de reloj.

La figura 5 representa una implementación preferida del módulo 202 de corrección previa y los sintetizadores 402A y 402B de frecuencia. En el presente documento, un único sintetizador 502 de frecuencia y los multiplicadores 504A y 504B de frecuencia sustituyen a los sintetizadores 402A y 402B de frecuencia. Esta implementación opera de la misma manera que se describió anteriormente con respecto a la figura 4. El sintetizador 502 emite una señal 510 que se proporciona como entrada a cada uno de los multiplicadores de frecuencia que entonces proporcionan las señales 210 y 420 apropiadas. Además, se usa una memoria 506 para suministrar la secuencia deseada de valores para la entrada 422 de ritmo y el valor 424 inicial.

Volviendo a la figura 4, una realización de ejemplo para el modulador 204 también está representada para un esquema de modulación CDMA. Tal como se trató anteriormente, el efecto Doppler tal como se aplica a una señal CDMA da como resultado tanto efectos Doppler de frecuencia como efectos Doppler de código. Con el fin de proporcionar una corrección previa apropiada, deben compensarse tanto la frecuencia portadora como el ritmo de código porque ambos están sujetos al efecto Doppler. La realización representada en la figura 4 supone que el ritmo de código es un múltiplo de la frecuencia portadora, que a menudo es el caso en la práctica. Tal como se muestra, la señal 210 portadora corregida previamente se introduce en el divisor 406 de frecuencia que realiza la conversión necesaria de la frecuencia portadora al ritmo de código, formando la señal 429 de reloj de codificación. El codificador 408 de datos modula la señal 212 de datos usando la señal 428 de reloj de codificación, dando como resultado la señal 430 de datos codificada. El mezclador 410 modula la señal 430 de datos codificada mediante la señal 210 portadora corregida previamente para formar la señal 214 de transmisión corregida previamente. Obsérvese que para el caso en el que la frecuencia portadora no es un múltiplo del ritmo de código, puede usarse una segunda modulación de corrección previa para generar independientemente una señal de reloj de codificación corregida previamente.

Los expertos en la técnica reconocerán que el modulador 204 puede adoptar muchas formas, dependiendo del esquema de modulación particular. Además, los diferentes tipos de modulación van a presentar diversos efectos a partir del efecto Doppler, siendo los más comunes los efectos Doppler de frecuencia y Doppler de código.

La siguiente parte de esta descripción describe el procedimiento o los algoritmos usados para proporcionar los circuitos o elementos del modulador de pasarela (GMOD), generalmente implementados en la forma de ASIC, con actualizaciones periódicas de la información Doppler requerida por los GMOD para corregir previamente la transmisión de enlace directo para efectos Doppler de frecuencia y código. También se describen los circuitos digitales en los GMOD que procesan las actualizaciones periódicas de la información Doppler y los efectos de punto fijo de este procesamiento digital.

Una consideración fundamental en esta discusión es que los efectos Doppler cambian demasiado rápido para que el controlador de pasarela (GC) comunique en tiempo real a cada tarjeta de modulador (MC) tras la que se sitúa una serie de GMOD (en este ejemplo hay ocho). El GC proporcionará en su lugar a cada MC actualizaciones periódicas de la información Doppler. Las MC retransmiten esta información a cada GMOD que entonces calcula la información Doppler requerida entre actualizaciones periódicas.

ES 2 292 471 T3

Los GMOD corrigen previamente la señal de enlace directo de tal manera que la frecuencia portadora de la transmisión desde la pasarela parece, en el satélite, no verse afectada por el desplazamiento Doppler debido al movimiento relativo del satélite y la pasarela. La corrección previa se efectúa mediante la rotación compleja de la corriente de muestra I y Q en el dominio digital. En la figura 6 se muestra el desplazamiento Doppler en función del tiempo, que indica el resultado para un satélite que pasa directamente por encima y para una frecuencia portadora de transmisión de pasarela de 5,125 GHz.

El ritmo de cambio máximo del desplazamiento Doppler se produce cuando pasa un satélite directamente por encima y es de aproximadamente 0,1 ppm/s veces la frecuencia portadora, o de aproximadamente 512,5 Hz/s con una portadora de 5,125 GHz. No es factible para el GC calcular el desplazamiento Doppler y transmitir esta información a cada MC en tiempo real. El GC proporcionará en su lugar a cada MC información Doppler de forma periódica (por ejemplo, una vez por segundo, u otro periodo deseado). Las MC retransmitirán esta información a los GMOD que realizan cálculos Doppler en tiempo real en el hardware.

La información Doppler proporcionada por el GC a las MC es la frecuencia de rotación y el ritmo de tiempo de cambio de la frecuencia de rotación a intervalos periódicos. Sin embargo, de hecho, tras proporcionarse una frecuencia inicial a cada GMOD al comienzo del primer intervalo de tiempo, sólo se usará el ritmo de cambio de la frecuencia al comienzo de los intervalos posteriores. La frecuencia de la rotación compleja, f_r , es la suma de una frecuencia de canalización fina y la frecuencia requerida para compensar el desplazamiento Doppler tal como se observa mediante la relación:

$$f_r = f_{can} - f_c \left(\frac{v(t)/c}{1 - v(t)/c} \right)$$

en la que

f_{can} = frecuencia de canalización fina,

f_c = frecuencia portadora deseada,

$v(t)$ = velocidad relativa satélite a pasarela, y

c = velocidad de la luz.

Para un $v(t)/c$ pequeño, el denominador del segundo término en la ecuación anterior puede aproximarse a la unidad (pero NO debería aproximarse en los cálculos reales). Por tanto, la corrección Doppler es casi igual al desplazamiento Doppler. Sería casi igual al valor negativo del desplazamiento Doppler si no fuera por una inversión espectral que se produce en los convertidores ascendentes analógicos tras los GMOD.

En la figura 7 se muestran los acumuladores de frecuencia y fase para la corrección previa de frecuencia Doppler. Los anchos de bit indicados son representativos. Se elegirán los valores reales basándose en los errores de frecuencia que se introducen por los efectos de punto fijo. La acumulación de frecuencia se efectúa en la parte inferior del circuito. Al comienzo del primer intervalo de 1 s, se cargará la frecuencia inicial en un registro 702 de incremento de fase (PIR_0). Para aumentar la resolución de este valor de frecuencia, se cargan bits fraccionales adicionales de la frecuencia inicial en un registro 704 de Δ_{PIR} . Se carga el ritmo inicial de cambio de la frecuencia en un registro 706 de δ_{PIR} . El valor en el registro 702 y los bits en números enteros más significativos (MSB) del valor en el registro 704 (en la primera etapa de tiempo, los bits en números enteros son todos cero) se suman juntos utilizando un elemento de suma o sumador 712 para formar el valor de frecuencia en un registro 708 de incremento de fase (PIR). Se determina el valor en un registro 710 de acumulación de fase (PAR) mediante la suma, en cada ciclo del reloj de acumulación de fase, del incremento de fase en el registro 708 usando un elemento de suma o sumador 714. Los MSB del valor en el registro 710 se convierten luego en el valor de fase usado por un CORDIC (no mostrado) para rotar los canales I y Q de entrada. El CORDIC es un ordenador digital de rotación de coordenadas. Es esencialmente un algoritmo para calcular senos y cosenos, basado en un procedimiento que es sencillo y eficaz para implementarse en hardware digital. Sólo se usan los MSB del registro 710 para reducir la cantidad de hardware requerido en el CORDIC. El número de MSB determina el nivel de trazas de modulación de fase (PM) en la salida del CORDIC.

El valor en el registro 704 aumenta o disminuye durante el primer intervalo de 1 s mediante la suma, en cada ciclo del reloj de acumulación de frecuencia, del valor cargado en el registro 706, usando un elemento de suma o sumador 716. La velocidad de reloj de la acumulación de fase (9,8304 MHz en la figura 7) y la acumulación de frecuencia (1,2288 MHz) no son necesariamente iguales. Se determina un nuevo valor para el registro 708 mediante la suma del valor en el registro 702 y los MSB del registro 704 (salida del sumador 712) a la velocidad de reloj de acumulación de frecuencia.

Al final de un primer intervalo δt , se almacena el valor del registro 708 en el registro 702, se fijan a cero los bits en números enteros (MSB) del registro 704, y se somete a extensión de signo el valor fraccional en el registro 704.

ES 2 292 471 T3

En otras palabras, el valor fraccional restante debe tener el mismo signo que el valor antes de eliminarse el valor en número entero. Se carga un nuevo valor del registro 706 desde la MC. Por tanto, sólo la información adicional requerida generalmente por los acumuladores de frecuencia y fase tras el primer intervalo es el valor que va a cargarse en el registro 706, que es proporcional a la aceleración del satélite.

Se eligen los tamaños de los registros y las velocidades de reloj de la acumulación de frecuencia y fase tras una consideración de los efectos de punto fijo. Si la velocidad de reloj del acumulador de fase se indica como f_{p_clk} y se supone un registro de acumulador de fase de N bits, la resolución de la frecuencia Δf de la rotación compleja viene dada como:

$$\Delta f = \frac{f_{p_clk}}{2^N}.$$

Con $f_{p_clk} = 9,8304$ MHz y $N = 24$, por ejemplo, se obtiene una resolución de la frecuencia de $\Delta f = 0,5859$ Hz. Aunque una resolución de la frecuencia inferior a Hz parece bastante pequeña, se supone que la frecuencia deseada es constante en un intervalo de 1 s y que está situada exactamente entre dos valores de frecuencia cuantificados. Tras un intervalo Δt , el error de fase integrado total Φ_{err} en radianes debido a la diferencia entre las frecuencias deseada y cuantificada vendrá dado por la relación:

$$\Phi_{err} = 2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t.$$

El uso de los valores supuestos anteriormente con $\Delta t = 2$ s da $\Phi_{err} = 211^\circ$. Este nivel de error de fase es inaceptable para la técnica de cuenta Doppler (el error de fase integrado total que surge del error de frecuencia debido a los efectos de punto fijo en el satélite debería ser inferior a aproximadamente 10°) que estima la desviación y la deriva lineal del oscilador del dispositivo inalámbrico, por ejemplo un oscilador de cristal de transmisor telefónico (TCXO). Se combinarán la desviación y la deriva lineal de la frecuencia portadora de enlace directo en el satélite con los valores obtenidos para el error de frecuencia del TCXO telefónico. Sin embargo, si la pasarela está transmitiendo a través de múltiples canales al mismo teléfono, el error de frecuencia debido a los efectos de punto fijo (por ejemplo, cuantificación de frecuencia) diferirá de un canal a otro.

Los GMOD corrigen previamente la señal de enlace directo de tal manera que la sincronización de código de la transmisión desde la pasarela parece, en el satélite, no verse afectada por el movimiento relativo del satélite y la pasarela. El movimiento da como resultado un retardo de la trayectoria de cambio que conduce a un ritmo de tiempo de cambio de la sincronización de código conocido simplemente como Doppler de código.

El tiempo se corrige previamente integrando la velocidad relativa del satélite con respecto a la pasarela en intervalos de tiempo δt (elegidos por conveniencia para que sean de la misma duración que los intervalos de actualización de la frecuencia) y adelantando o retrasando la sincronización en los elementos de procesamiento de circuito de GMOD, lógicos, o ASIC en $1/8$ del periodo de elementos de código (*chip*) PN (que es de 101,73 ns en el ejemplo anterior) siempre que aumenta o disminuye el alcance relativo del satélite con respecto a la pasarela en una cantidad igual a $1/8$ elementos de código PN (para la tasa de transmisión de elementos de código que se está utilizando) multiplicado por la velocidad de la luz, es decir, $(101,73 \text{ ns})(0,29979 \text{ m/ns}) = 30,496 \text{ m}$. (El error en la posición del satélite debido al error en las efemérides orbitales proporcionado por el centro de mando de operaciones terrestres u otra fuente de información o mando central varía lentamente en el tiempo y tendrá un efecto pequeño sobre los cálculos de la velocidad del satélite).

La corrección previa del tiempo se discretiza de manera más aproximada que la corrección previa de frecuencia aun cuando el Doppler de código da como resultado un ritmo de tiempo de cambio de la sincronización de código de 20 ppm y el Doppler de frecuencia da como resultado desplazamientos de frecuencia de 20 ppm también. La cuantificación de la corrección previa del tiempo puede dar como resultado un error de sincronización máximo de $1/16$ elementos de código PN (en el presente documento de 50,86 ns). Este error afecta a la determinación de la posición móvil (MPD) que se basa en mediciones del retardo de ida y vuelta (RTD)]. Estos métodos no requieren que se corrija previamente la sincronización usando un tamaño de paso relativo tan fino como la corrección previa de frecuencia en la que el mecanismo de error de MPD basado en la cuenta Doppler es el principal impulsor en los requisitos de precisión.

El acumulador de alcance es menos complejo que los acumuladores de frecuencia y fase descritos anteriormente. El acumulador integra valores constantes de velocidad en intervalos de tiempo δt con el fin de obtener el alcance de módulo 30,496 m, o un periodo de $1/8$ elementos de código PN cuando se expresa en unidades de tiempo. Esto es similar al registro de acumulación de fase que integra la frecuencia de módulo 2π radianes. El circuito lógico tras el acumulador de alcance detecta una puesta a cero (*roll-over*) en el registro de alcance. Una puesta a cero indica que se requiere una corrección de la sincronización, mientras que el signo de la velocidad determina si la sincronización del GMOD debe adelantarse o retrasarse.

Se carga inicialmente un registro 802 de alcance, de tamaño P, hasta la mitad de su valor terminal de 2^P-1 . El registro se pone a cero cuando el alcance integrado, medido en unidades de tiempo, cambia en más de 1/16 elementos de código PN, lo que se detecta por el circuito 804 lógico de detección de puesta a cero. Tras la primera corrección de tiempo, el alcance debe cambiar en 1/8 elementos de código PN antes de que se detecte una puesta a cero que conduce a un error de sincronización. Un acumulador 806 integra valores constantes de velocidad en intervalos de tiempo δt con el fin de obtener el alcance de módulo periodo de 1/8 de elementos de código PN. Este valor se suma al alcance usando un elemento de suma o sumador 808. Los bucles de seguimiento de tiempo en los dedos de un receptor de rastrillo en un dispositivo inalámbrico no podrán hacer un seguimiento de los saltos instantáneos en la sincronización. Esto conducirá a una desviación de la sincronización que disminuye la energía de la muestra “en tiempo” y aumenta la interferencia entre elementos de código.

La resolución del alcance, Δr , se expresa mediante la relación:

$$\Delta r = \frac{c \cdot (1/8 \text{ elementos de código PN})}{2^P} \cong \frac{30,496 \text{ m}}{2^P}.$$

Con un registro 802 de alcance (RR) de tamaño P = 18, por ejemplo, se obtiene una resolución de alcance de 0,1 mm. Este nivel de resolución puede parecer excesivo, aunque tiene un impacto sobre la precisión con que puede hacerse un seguimiento del alcance de intervalo a intervalo. Si el acumulador de alcance está ejecutándose a un ritmo de f_{r_clk} , entonces la menor variación distinta de cero en el alcance en un intervalo es:

$$\delta t \cdot f_{r_clk} \cdot \Delta r$$

El uso de $\delta t = 1 \text{ s}$ y $f_{r_clk} = 1,2288/32 \text{ MHz}$ conduce a una variación de alcance mínimo de 4,5 m equivalente a una variación del retardo de la trayectoria de 15 ns. La variación de alcance mínimo puede volverse bastante grande incluso para una resolución de alcance Δr pequeña (de varios mm).

V. Conclusión

Aunque se han descrito anteriormente diversas realizaciones de la presente invención, debe entenderse que se presentan a modo de ejemplo únicamente y no de limitación. Por tanto, la amplitud y el alcance de la presente invención no deben estar limitados por ninguna de las realizaciones de ejemplo descritas anteriormente, sino que sólo deben definirse según las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato para la corrección de frecuencia en un sistema (100) de comunicaciones inalámbricas, en el que las transmisiones dentro del sistema experimentan un efecto Doppler, comprendiendo el aparato:

(i) un contador (404) acoplado a una primera entrada (424) para generar una señal (426) de compensación Doppler, teniendo dicho contador (404) una entrada de reloj;

(ii) un primer sintetizador (402a) de frecuencia acoplado a dicho contador para generar una señal (210) portadora, oscilando dicha señal portadora a un ritmo que responde a dicha primera entrada (424); y

(iii) un segundo sintetizador (402B) de frecuencia acoplado a dicha entrada de reloj para generar una señal (420) de reloj que oscila a un ritmo que responde a una entrada (422) de ritmo;

en el que dicha entrada (422) de ritmo se ajusta en el tiempo según una secuencia predeterminada de modo que dicha señal (426) de compensación Doppler compensa dicho efecto Doppler.

2. Un sistema para transmisiones de corrección de frecuencia entre transceptores primero y segundo en un sistema de comunicaciones inalámbricas para minimizar los efectos de frecuencia Doppler, que comprende:

(i) medios (404) de compensación Doppler acoplados a una primera entrada (424) para generar una señal (424) de compensación Doppler; y

(ii) medios (402A) de generación de portadora en el primer transceptor acoplados a dichos medios (404) de compensación Doppler para generar una señal (210) portadora, oscilando dicha señal portadora a un ritmo que responde a dicha primera entrada (426); y

(iii) medios (402B) de generación de reloj acoplados a una entrada de reloj de dichos medios (404) de compensación Doppler para generar una señal (420) de reloj que oscila a un ritmo que responde a un ritmo predeterminado; y

(iv) medios (422) de entrada de ritmo acoplados a dichos medios (402B) de generación de reloj y que pueden ajustarse en el tiempo según una secuencia predeterminada de modo que dicha señal de compensación Doppler compensa dicho efecto Doppler.

3. El sistema según la reivindicación 2, en el que el sistema de comunicaciones inalámbricas comprende un sistema de comunicaciones por satélite que incluye una pasarela terrestre que incorpora el primer transceptor, un satélite que incorpora el segundo transceptor, y un terminal de usuario.

4. Un procedimiento para la corrección de frecuencia de efectos Doppler en un sistema de comunicaciones inalámbricas, que comprende:

(i) generar una señal (420) de reloj que oscila a un ritmo que responde a una entrada (422) de ritmo; y

(ii) generar una señal (426) de compensación Doppler que responde a una primera entrada (424) y dicha señal (420) de reloj; y

(iii) generar una señal (210) portadora oscilando dicha señal portadora a un ritmo que responde a dicha primera entrada (424); y

(iv) ajustar dicha entrada (422) de ritmo en el tiempo según una secuencia predeterminada de modo que dicha señal (426) de compensación Doppler compensa dicho efecto Doppler.

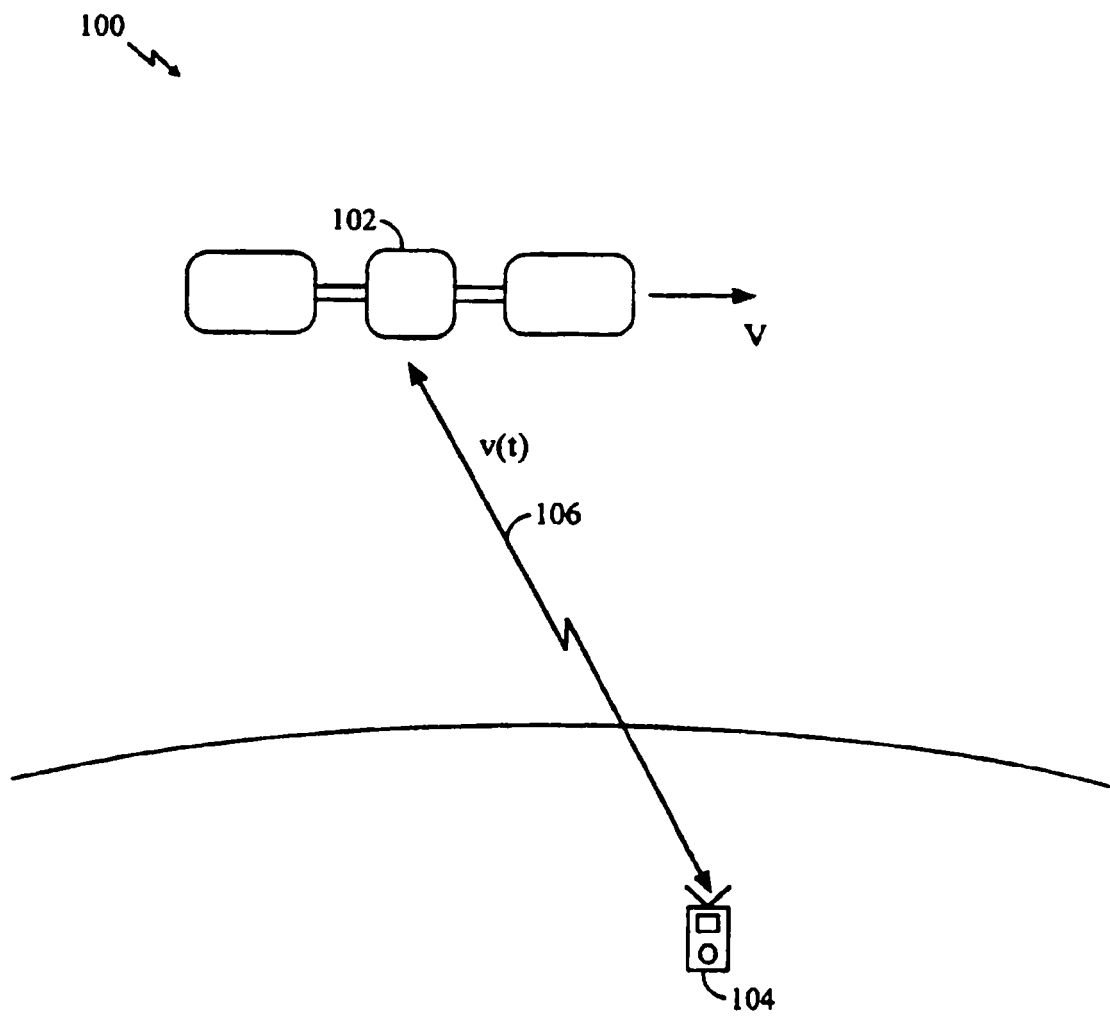


FIG. 1

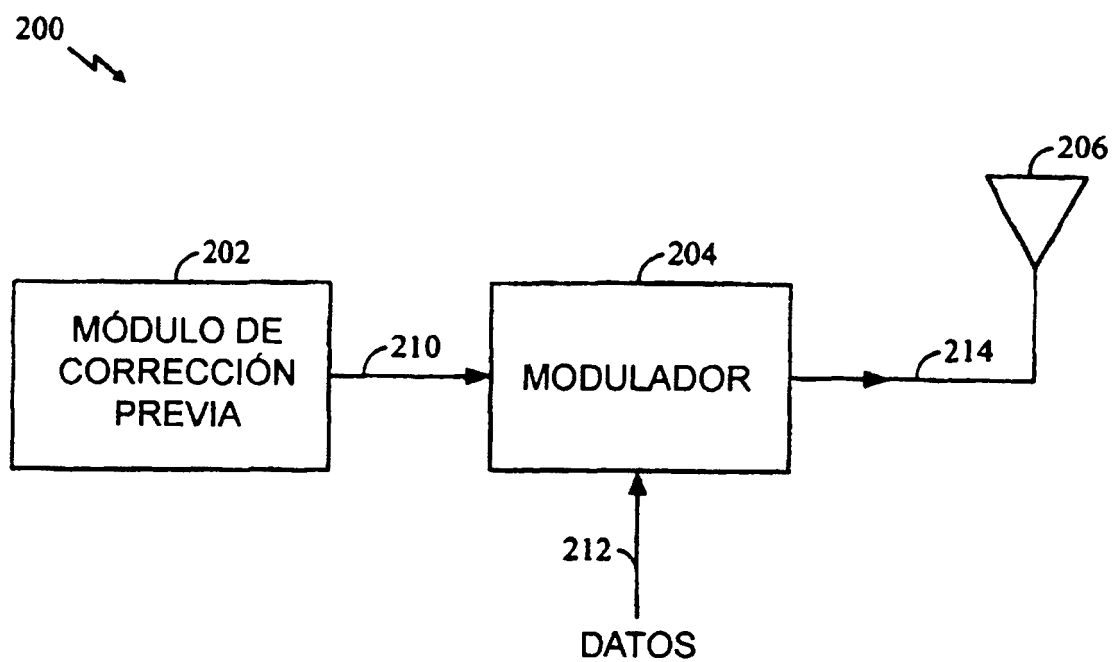
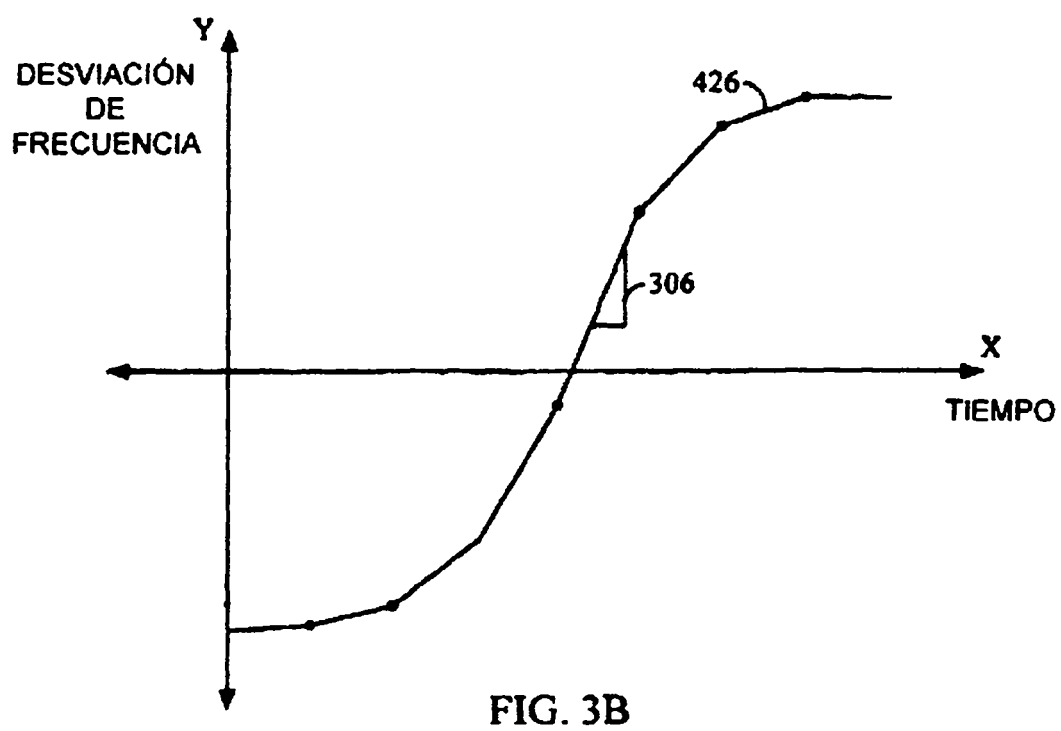
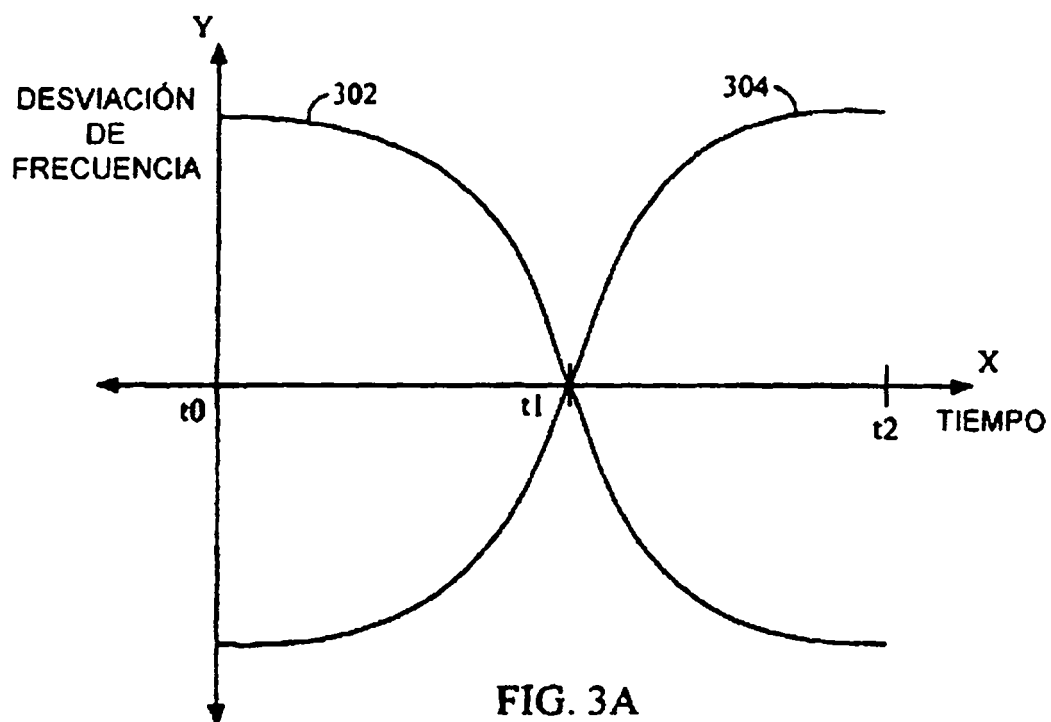


FIG. 2



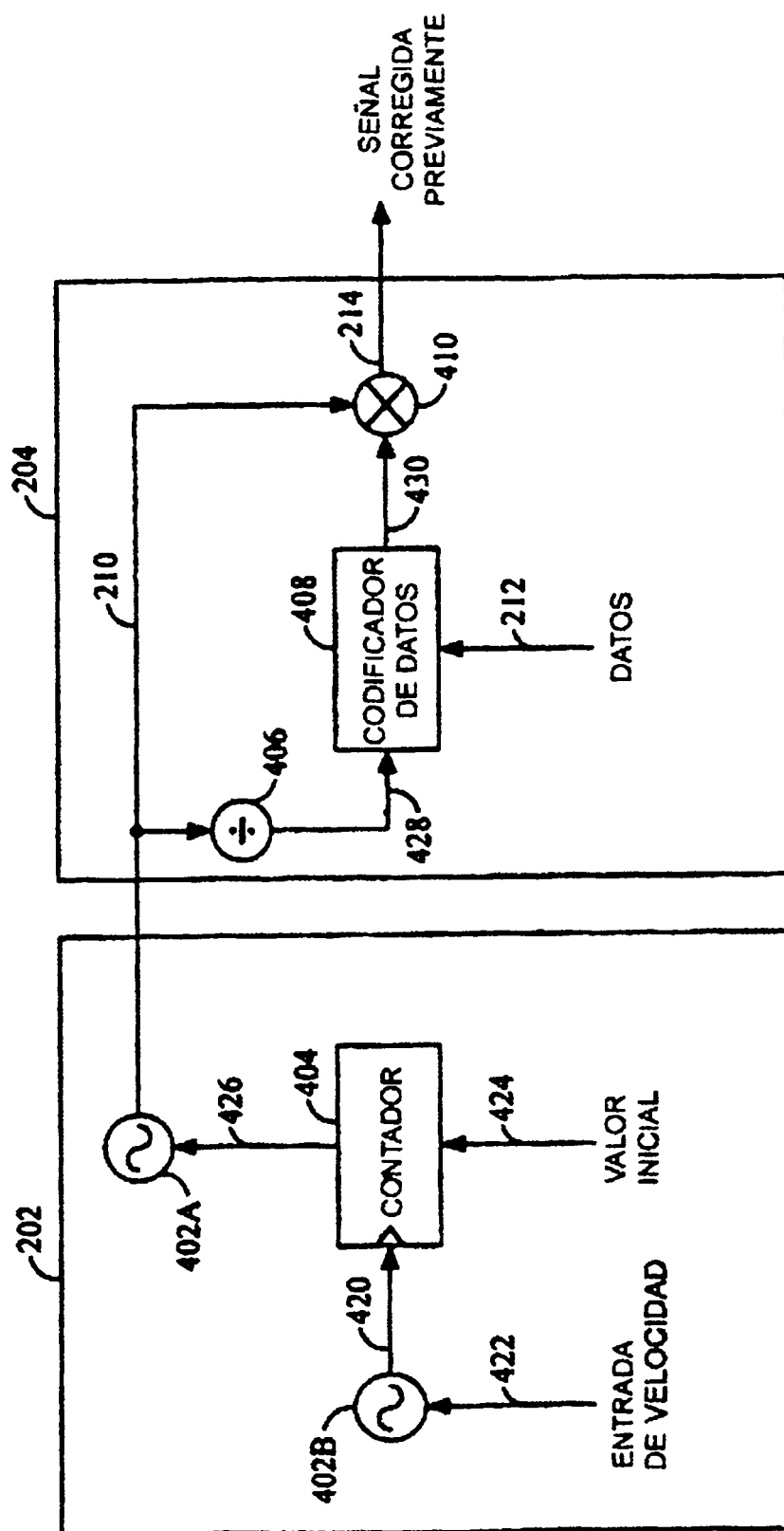


FIG. 4

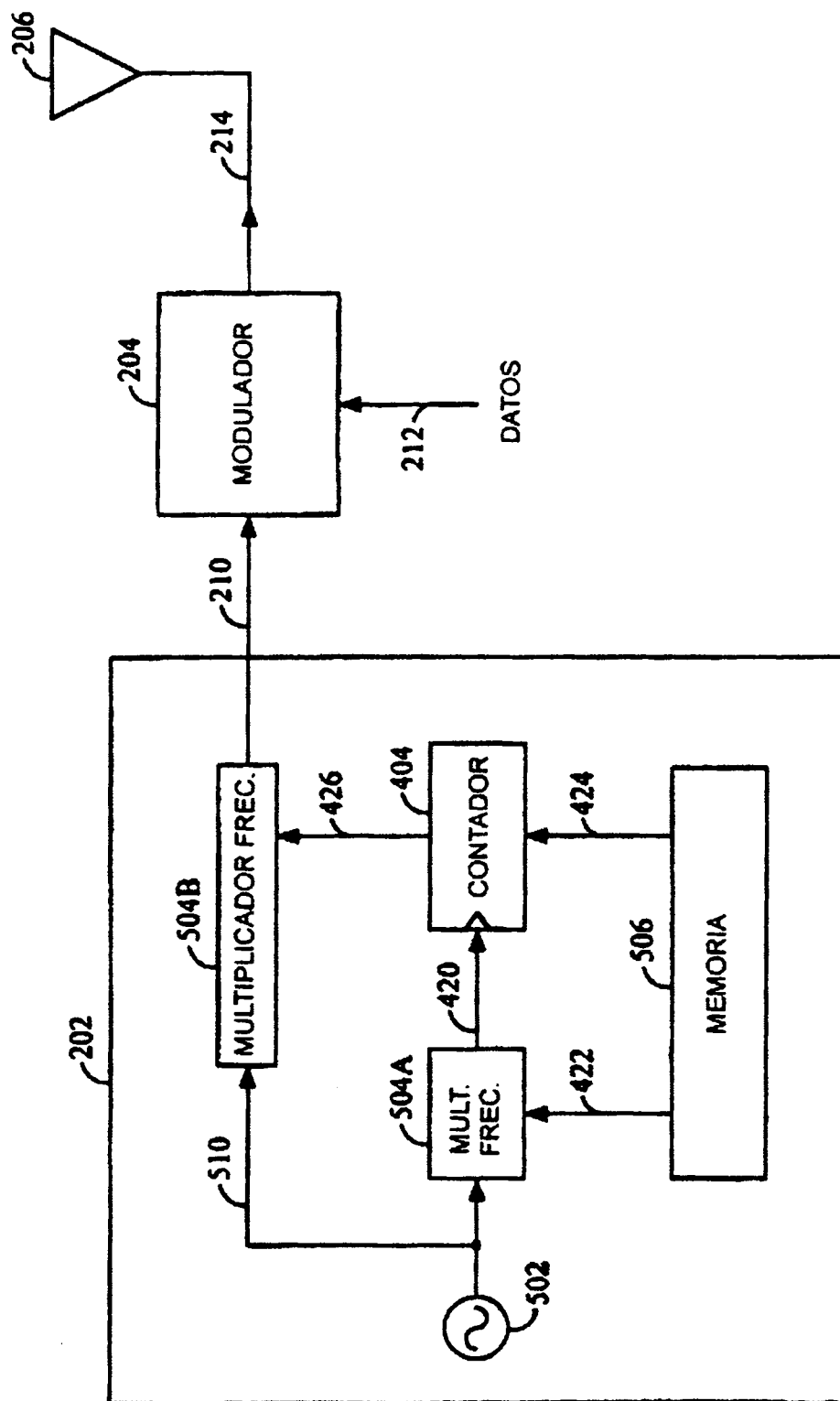


FIG. 5

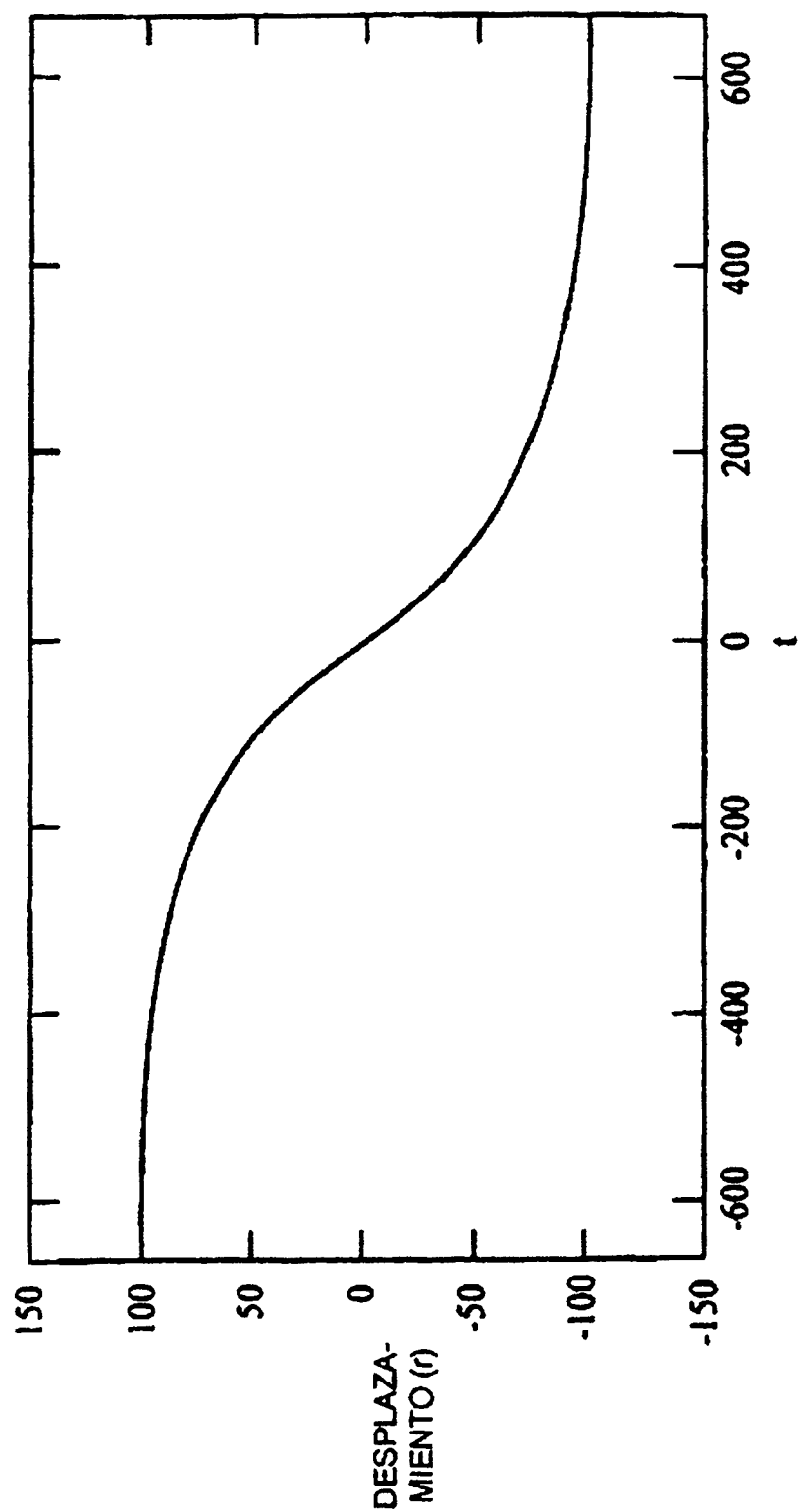


FIG. 6

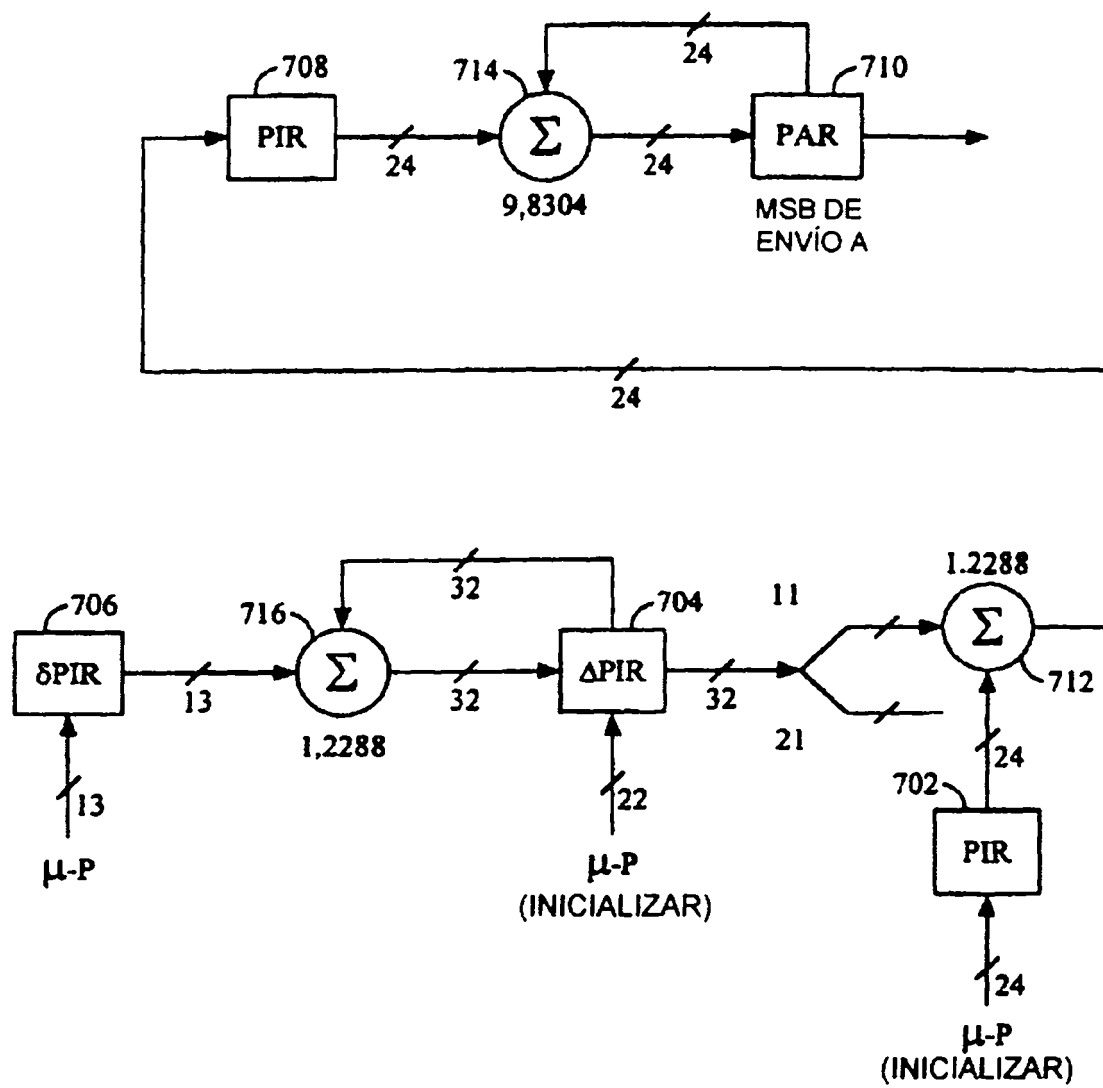


FIG. 7

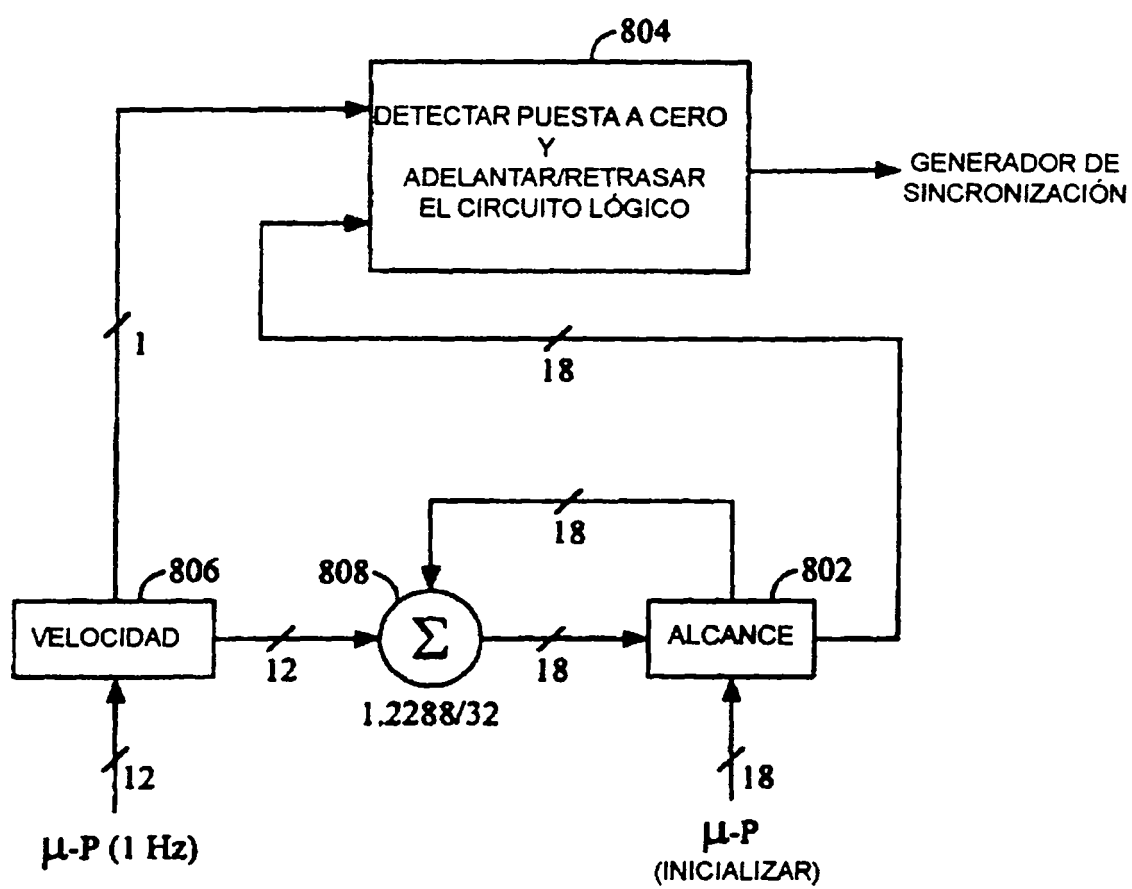


FIG. 8