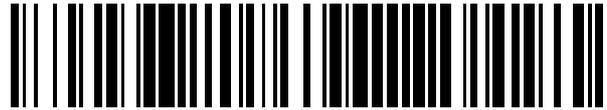


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 565 507**

51 Int. Cl.:

G06K 7/10 (2006.01)

H04B 1/52 (2015.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.04.2014 E 14163487 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.01.2016 EP 2808825**

54 Título: **Cancelación de eco adaptativo para sistemas de RFID**

30 Prioridad:

29.05.2013 CA 2818401

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

05.04.2016

73 Titular/es:

**KAPSCH TRAFFICCOM AG (100.0%)
Am Europlatz 2
1120 Wien, AT**

72 Inventor/es:

MALARKY, ALASTAIR

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 565 507 T3

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

DESCRIPCIÓN

Cancelación de eco adaptativo para sistemas de RFID

5 Campo de la invención

La presente solicitud se refiere a los sistemas de identificación por radio frecuencia (RFID) y, en particular, a la cancelación de eco dentro de tales sistemas.

10 Ejemplos de tales canceladores de eco para los lectores de RFID se divulgan en el documento US 2006/0098765 A1, que se reconoce en el preámbulo de la reivindicación 9 del lector y en el documento US 2006/0183454 A1.

Antecedentes de la invención

15 En un sistema de RFID basado en la retrodispersión, el lector emite una señal de portadora de onda continua. El lector puede modular la señal de portadora de onda continua para enviar una señal de información a los transpondedores (también llamados "etiquetas") en su alcance. Un transpondedor cercano envía una señal de respuesta modulando la impedancia de su antena de recepción. En términos muy generales, la modulación de retrodispersión puede implicar conmutar la antena del transpondedor entre una condición de cortocircuito y una
20 condición de circuito abierto para cambiar la característica de reflexión/absorción de la carga vista por la señal de portadora de onda continua. El lector incluye una antena de recepción (que puede ser la misma que la antena de transmisión en muchos casos), que recibe la señal de portadora de onda continua reflejada.

25 Algunos transpondedores de retrodispersión carecen de una fuente de alimentación interna, como una batería, y se basan en la energía de la señal de portadora recibida para alimentar la circuitería del transpondedor. Estos se denominan, en general, sistemas de RFID "pasivos". La modulación de retrodispersión es común en los sistemas de RFID pasivos, pero también puede usarse en un sistema de RFID "activo" en el que el transpondedor tiene su propia fuente de alimentación, por ejemplo una batería.

30 La figura 1 muestra un diagrama de bloques simplificado de un lector de ejemplo 10 para un sistema de RFID basado en la retrodispersión. El lector 10 incluye una sección de transmisor 12, una sección de receptor 14, un circulador 16, y una antena 18. La sección de transmisor 12 en este ejemplo incluye un generador de señales para generar la onda de portadora a una frecuencia de RF, un amplificador, y, opcionalmente, un modulador para modular la onda de portadora con una señal de información. La onda de portadora (modulada o no modulada) se transmite
35 usando la antena 18. Una onda reflejada desde un transpondedor cercano induce una señal en la antena 18 que se recibe por la sección de receptor 14, en la que se convierte de manera descendente usando la onda de portadora, se amplifica, se filtra, y a continuación, se demodula para recuperar cualquier señal del transpondedor impuesta a la onda de portadora reflejada.

40 Hay una serie de fuentes de pérdidas del transmisor en el receptor en el lector de ejemplo 10. Las señales de pérdidas provocadas por las transmisiones que alcanzan la sección de receptor 14 pueden denominarse como unas señales de "eco", aunque no todos los tipos constituyen unas señales de eco de reflexión reales. Algunas fuentes de ejemplo incluyen (a) pérdidas desde el transmisor al receptor a través del circulador 16, (b) reflexiones debido a desajustes de RF en el trayecto de RF hasta la antena 18 (asumiendo que se usa una antena común para la transmisión/recepción), (c) acoplamiento entre las antenas (en el caso de unas antenas de transmisión y recepción
45 independientes), y (d) reflexiones de objetos a la vista de la antena 18, incluyendo los objetos en movimiento como los vehículos. Cualquiera o todas estas fuentes pueden dar como resultado una señal de nivel de RF no deseada en el receptor resultando desde el transmisor.

50 Se observará que la sección de receptor 14 convierte de manera descendente la señal recibida usando un cambio de frecuencia de onda de portadora, y a continuación se usa un filtro de paso alto para eliminar la señal de frecuencia de onda de portadora que se ha convertido de manera descendente a una banda base, dejando solo la señal de información de transpondedor. Sin embargo, una gran señal de eco no deseada puede ser lo suficientemente grande como para degradar el rendimiento del lector 10. Por ejemplo, la señal de eco puede ser
55 mayor que la que el amplificador o el convertidor descendente puede tolerar. Además, el ruido de fase de la señal de eco no deseada puede ser lo suficientemente grande como para degradar la banda lateral de modulación de la señal de información de transpondedor, provocando que el demodulador falle para recuperar correctamente la información de transpondedor a la potencia necesaria mínima.

60 La patente de Estados Unidos número 6.192.222 de Greef y col. y la patente de Estados Unidos número 7.986.931 de Lin et al., describen ambas los circuitos de cancelación de eco para un lector de RFID que está destinado a eliminar la señal de pérdida de una señal de retrodispersión modulada. El sistema descrito por Greef et al., usa un atenuador variable y un cambiador de fase variable para crear una señal que se resta a continuación de la señal de nivel de RF recibida, con el fin de minimizar el nivel de potencia de la componente de frecuencia de onda de
65 portadora en la señal recibida. El sistema descrito por Lin et al., implica multiplicar la señal de onda de portadora por un factor de ganancia complejo y a continuación restar la señal de RF resultante de la señal de nivel de RF recibida,

con el fin de minimizar el nivel de potencia de la componente de frecuencia de onda de portadora en la señal recibida.

5 Desafortunadamente, tanto los sistemas de Greef et al., como los de Lin et al., emplean algoritmos de búsqueda y requieren muchas iteraciones para converger y no son prácticos para su uso en los sistemas en los que la velocidad es importante.

Breve descripción de los dibujos

10 A continuación, se hará referencia, a modo de ejemplo, a los dibujos adjuntos que muestran las realizaciones de la presente invención, y en los que:

15 La figura 1 muestra, en forma de diagrama de bloques, un ejemplo de un lector para un sistema de RFID basado en la retrodispersión;

La figura 2 muestra, en forma de diagrama de bloques, una realización de ejemplo de un lector con una cancelación de eco; y

20 La figura 3 muestra, en forma de diagrama de bloques, otra realización de ejemplo de un lector con una cancelación de eco.

Los números de referencia similares se usan en diferentes figuras para denotar componentes similares.

Descripción de las realizaciones específicas

25 En un aspecto, la presente solicitud divulga un método para una cancelación de eco en un lector para un sistema de RFID pasivo. El método incluye transmitir una señal de portadora y recibir una señal de retrodispersión modulada; combinar una señal de cancelación con la señal de retrodispersión modulada para obtener una señal corregida; convertir de manera descendente la señal corregida en una señal de banda base usando la señal de portadora; filtrar a paso bajo la señal de banda base para eliminar la información de transpondedor modulada y producir una señal de error; y actualizar la señal de cancelación, en el que la señal de cancelación se basa en la señal de error, la señal de portadora, y una función de transferencia de valor complejo estimada.

35 En otro aspecto, la presente solicitud describe un lector de RFID que incluye una antena; una sección de transmisor para generar una señal de portadora; y una sección de receptor acoplada a la antena para recibir una señal de retrodispersión modulada de un transpondedor. La sección de receptor incluye un cancelador de eco que incluye un combinador para combinar la señal de retrodispersión modulada con una señal de cancelación para producir una señal corregida, un convertidor descendente para convertir de manera descendente la señal corregida en una señal de banda base usando la señal de portadora, y un demodulador para demodular la señal de banda base para obtener la información de transpondedor. El cancelador de eco filtra a paso bajo la información de transpondedor modulada fuera de la señal de banda base para obtener una señal de error y genera la señal de cancelación basándose en la señal de error, la señal de portadora, y una función de transferencia de valor complejo estimada.

45 En otro aspecto más, la presente solicitud describe un procedimiento de calibración de un lector para la cancelación de eco en un sistema de RFID, incluyendo el lector una sección de transmisión para generar una señal de portadora y una sección de receptor que incluye un combinador acoplado a una antena a través de un primer interruptor, la sección de receptor incluye además un generador de señal de cancelación para producir una señal de cancelación para introducirse al combinador y un convertidor descendente acoplado a la salida del combinador para producir una señal combinada convertida de manera descendente. El método incluye abrir el primer interruptor para aislar la sección de receptor de la antena; mientras que el primer interruptor está abierto, establecer la señal de cancelación en un nivel predeterminado, filtrar a paso bajo la señal combinada convertida de manera descendente para obtener una señal de error inicial, y determinar una función de transferencia de valor complejo estimada para el generador de señal de cancelación basándose en el nivel predeterminado y en la señal de error inicial; cerrar el primer interruptor; y actualizar la señal de cancelación basándose en una relación de una señal de error medida recientemente con la función de transferencia de valor complejo estimada.

55 En un aspecto adicional más, la presente solicitud describe un lector de RFID que incluye una antena, una sección de transmisor para generar una señal de portadora, y una sección de receptor acoplada a la antena para recibir una señal de retrodispersión modulada de un transpondedor. La sección de receptor incluye un cancelador de eco que incluye un combinador para combinar la señal de retrodispersión modulada con una señal de cancelación para producir una señal corregida, un convertidor descendente para convertir de manera descendente la señal corregida en una señal de banda base usando la señal de portadora, un primer interruptor para acoplar la antena al combinador, y un demodulador para demodular la señal de banda base para obtener la información de transpondedor. El cancelador de eco está configurado para abrir el primer interruptor y, mientras que el primer interruptor está abierto, establecer la señal de cancelación en un nivel predeterminado, filtrar a paso bajo la señal de banda base para obtener una señal de error inicial, y determinar una función de transferencia de valor complejo

estimada basándose en el nivel predeterminado y en la señal de error inicial. El cancelador de eco actualiza la señal de cancelación basándose en una relación de una señal de error medida recientemente con la función de transferencia de valor complejo estimada.

5 Otros aspectos y características de la presente invención serán evidentes para los expertos en la materia a partir de una revisión de la siguiente descripción detallada cuando se considera junto con los dibujos.

10 En la descripción siguiente, se describen unas realizaciones de ejemplo en las que se usan los sistemas de RFID para el cobro de peaje electrónico (ETC). Los métodos y dispositivos descritos en la presente solicitud no se limitan en su aplicación a las implementaciones de ETC o, de hecho, a otros sistemas de transporte inteligentes (ITS), sino que pueden aplicarse a otros sistemas basados en RFID.

15 En algunos sistemas de RFID, existe un tiempo limitado disponible para la comunicación, lo que da mucha importancia a la capacidad del sistema para adaptarse rápidamente. A modo de ejemplo, las implantaciones ITS implican a menudo restricciones de tiempo que hacen una rápida adaptación importante. Las operaciones ITS implican normalmente unos transpondedores montados en los vehículos, que pueden estar en movimiento a velocidades de autopista, y los lectores que son estacionarios, o ambos pueden estar moviéndose pero en direcciones diferentes. En tales situaciones, el transpondedor de RFID solamente puede estar presente en un área de cobertura de lector durante un período muy corto de tiempo, por ejemplo menos de 100 milisegundos. Una única transmisión de RFID puede constituir una fracción relativamente importante del tiempo de comunicación disponible. Por ejemplo, en al menos un protocolo de ejemplo, la ráfaga de información es de aproximadamente 13 milisegundos de larga.

25 Otra complicación en las implementaciones de ETC es que la señal de eco debida a las reflexiones del vehículo puede someterse a un cambio Doppler variable en el tiempo. La señal de eco resultante puede exhibir unos cambios rápidos de amplitud y fase. En un ejemplo, un sistema ETC que usa una frecuencia de portadora cercana a 900 MHz puede experimentar unas señales de eco que se someten a un cambio de fase de 2000 grados y un cambio de intensidad de señal de un factor de 10 durante el tiempo de comunicación disponible. Como otro ejemplo, un sistema de este tipo puede implicar unas señales de eco que se someten a más de 360 grados de cambio de fase en una única ráfaga de información.

30 Tales sistemas también pueden implicar una combinación de unas reflexiones de trayectorias múltiples estáticas y variables en el tiempo, dando lugar a una señal de eco complejo y rápidamente cambiante tanto en magnitud como en fase.

35 La presente solicitud divulga unos métodos y unos lectores para una rápida cancelación de eco adaptativa que puede responder a tales cambios rápidos en la señal de eco.

40 Se hace primero referencia a la figura 2, que muestra un diagrama de bloques simplificado de un lector de ejemplo 100. El lector 100 incluye una sección de transmisor 102, una sección de receptor 106, un circulador 104, y una antena 105. Se entenderá que en algunas otras implementaciones, el circulador 104 puede reemplazarse con un acoplador, un combinador, u otro elemento de este tipo que permita el uso compartido de la antena 105 por la sección de transmisor 102 y la sección de receptor 106. En algunas otras implementaciones, el circulador 104 se omite y el lector 100 incluye unas antenas de transmisión y recepción separadas.

45 La sección de transmisor 102 incluye un generador de señal de onda de portadora, un modulador y uno o más amplificadores. La sección de receptor 106 incluye un convertidor descendente 110, un amplificador de bajo ruido (LNA) 114, un demodulador 112, y un cancelador de eco 120. El cancelador de eco 120 incluye un filtro de paso bajo 122, un módulo de control de cancelación 124, un operador de escalado 126, y un combinador 108.

50 El operador de escalado 126 recibe una señal de onda de portadora $V_L(t)$ desde la sección de transmisor 102 y una señal de control de escalado compleja $V_G(t)$ desde el módulo de control de cancelación 124. El operador de escalado 126 produce una señal de cancelación $V_C(t)$ y se la proporciona al combinador 108. El combinador 108 en esta realización resta la señal de cancelación $V_C(t)$ de la señal de RF recibida $V_R(t)$. La señal recibida $V_R(t)$ es la señal inducida en la antena 105 por un transpondedor y, en este ejemplo, es una señal de retrodispersión modulada. Se denota $V_U(t)$ para que sea la señal de eco o de pérdidas no deseadas presente en la señal recibida $V_R(t)$.

55 El combinador 108 emite una señal corregida $V_D(t)$. La señal corregida $V_D(t)$ es la señal recibida $V_R(t)$ corregida por la señal de cancelación $V_C(t)$, que en este caso implica restar la señal de cancelación $V_C(t)$ de la señal recibida $V_R(t)$. A continuación, la señal corregida $V_D(t)$ puede amplificarse por el LNA 114. También pueden producirse otras operaciones, tal como el filtrado de paso de banda (no ilustrado).

60 A continuación, el convertidor descendente 110 convierte de manera descendente la señal corregida $V_D(t)$ en una señal de banda base $V_B(t)$ usando la señal de onda de portadora $V_L(t)$ de la sección de transmisor 102. El demodulador 112 demodula la señal de banda base $V_B(t)$. La demodulación puede incluir un filtrado de paso alto de la señal de banda base $V_B(t)$ para tratar de eliminar cualquier señal de eco o de pérdidas residual en o cerca de la

banda base (después de la conversión descendente). A continuación, la señal de banda base filtrada se demodula de acuerdo con el esquema de modulación que se usa por el sistema de RFID.

5 El cancelador de eco 120 recibe la señal de banda base $V_B(t)$ y la filtra a paso bajo usando el filtro de paso bajo 122 para eliminar la información de transpondedor modulada en la banda lateral. La señal de error resultante $V_E(t)$ es representativa de la señal de eco o de pérdidas convertida descendente.

10 Basándose en la señal de error $V_E(t)$, el módulo de control de cancelación 124 actualiza su señal de control de escalado $V_G(t)$. En particular, el módulo de control de cancelación 124 genera la señal de control de escalado $V_G(t)$ basándose, al menos en parte, en una función de transferencia de valor complejo estimada, denotada por $\hat{\beta}$. La función de transferencia de valor complejo estimada $\hat{\beta}$ representa una relación de retroalimentación de valor complejo entre la señal de error $V_E(t)$ y la señal de control de escalado $V_G(t)$.

15 La aplicación de la señal de cancelación $V_C(t)$ produce una señal corregida de limpiador $V_D(t)$, que da como resultado una señal de error más pequeña $V_E(t)$, que a continuación se usa a su vez para actualizar la señal de control de escalado $V_G(t)$. Bajo condiciones constantes, el lector 100 alcanza rápidamente un estado de equilibrio en el que la señal de control de escalado $V_G(t)$ da como resultado una señal de cancelación $V_C(t)$ que reduce la señal de error $V_E(t)$ a cero. Por otra parte, en el caso de cambios en la señal de eco o de pérdidas $V_U(t)$, incluso de cambios de fase y de amplitud rápidos, la señal de error resultante $V_E(t)$ lleva rápidamente a unos ajustes de la señal de control de escalado $V_G(t)$ que provocan que la señal de cancelación $V_C(t)$ responda a y realice un seguimiento de los cambios en la señal de eco/pérdidas $V_U(t)$.

25 El módulo de control de cancelación puede muestrear la señal de error $V_E(t)$ y generar la señal de control de escalado $V_G(t)$ a intervalos de tiempo discretos. Cada nueva muestra de $V_E(t)$ contendrá el error residual después de la aplicación de la $V_G(t)$ anterior. Como alternativa, el módulo de control de cancelación puede integrar la $V_E(t)$ a lo largo del tiempo y generar una $V_G(t)$ con un factor de escalado apropiado para tener en cuenta la integración. En términos generales, la señal de control de escalado $V_G(t)$ es proporcional a la suma acumulativa de las muestras de las señales de error $V_E(t)$, por ejemplo, la integral de $V_E(t)$. Como la señal de error $V_E(t)$ converge a cero no se hacen nuevos ajustes en la señal de control de escalado $V_G(t)$, y si hay un cambio rápido en la señal de pérdidas o de eco, el cambio rápido correspondiente en la señal de error $V_E(t)$ lleva a un cambio igualmente rápido en la señal de control de escalado $V_G(t)$. La ventana sobre la que se realiza la suma/integral acumulativa puede depender de la implementación.

35 El lector 100 puede incluir un procesador 150 u otro controlador configurado para controlar las diversas partes del lector 100 para implementar el esquema de modulación deseado.

40 El ejemplo anterior presupone que el lector 100 se ha pre-configurado con una función de transferencia de valor complejo estimada $\hat{\beta}$. En algunas implementaciones, un lector de ejemplo puede estar configurado para conducir una fase de calibración breve con el fin de determinar la función de transferencia de valor complejo estimada $\hat{\beta}$. En algunas implementaciones, la fase de calibración puede realizarse una vez durante la configuración inicial del lector. En algunos ejemplos, la fase de calibración puede volverse a realizarse de manera periódica para actualizar o corregir la función de transferencia de valor complejo estimada $\hat{\beta}$, ya que, con el tiempo, la función de transferencia de valor complejo estimada $\hat{\beta}$ puede cambiar debido a la oscilación o a los cambios a largo plazo de los componentes del circuito.

45 En una implementación, la relación entre la señal de error $V_E(t)$ y la señal de control de escalado $V_G(t)$ viene dada por:

$$V_G(t) = -\frac{1}{\hat{\beta}} \left(\sum_{t=0}^{n-1} V_E(t) \right)$$

50 en la que cada valor de t representa una muestra de tiempo en la que $V_E(t)$ es el residual después de que haya tomado efecto el valor anterior de $V_G(t)$.

55 Se apreciará que la ecuación anterior puede expresarse de forma de integral en otra realización. Por ejemplo, puede expresarse como:

$$V_G(t) = -\frac{K_I}{\hat{\beta}} \left(\int_{t=0}^T V_E(t) \right)$$

en la que K_I es un factor de escalado de integración.

En una implementación, la señal de cancelación $V_C(t)$ se genera por el operador de escalado 126 de la siguiente manera (el índice de tiempo se ha omitido por razones de brevedad):

$$V_C = K_C \times V_G \times V_L$$

5 En la expresión anterior, V_L es la señal de onda de portadora de la sección de transmisión 102 y K_C es una característica de transferencia de circuito compleja que incorpora de manera parcial la función de escalado o ganancia básica del operador de escalado 126 e incorpora algún término de retardo.

10 En algunas realizaciones, el lector puede estar configurado para permitir una rápida calibración del cancelador de eco. Se hace referencia ahora a la figura 3, que muestra, en forma de diagrama de bloques, una realización de ejemplo de un lector 200.

15 El lector 200 incluye un primer interruptor 202 entre el circulador 104 y el combinador 108. En esta realización de ejemplo, se proporciona también un segundo interruptor 204 entre el operador de escalado 126 y el combinador 108. También se muestra en este ejemplo un filtro de paso de banda 115 antes del amplificador de bajo ruido 114. Los interruptores 202 y 204 pueden denotarse como SW1 y SW2, respectivamente.

20 La sección de transmisor 102 se ilustra como que incluye un oscilador local 160 para generar la señal de onda de portadora $V_L(t)$, uno o más divisores 162 para encaminar la señal de onda de portadora $V_L(t)$ a diversos puntos en el lector 200, y un modulador 164. El modulador 164 funciona bajo el control del procesador 150 en esta realización. El procesador 15 puede suministrar una señal de información o de activación al modulador 164 para la modulación de la señal de onda de portadora $V_L(t)$.

25 El primer interruptor 202 y el segundo interruptor 204 se muestran para funcionar bajo el control del módulo de control de cancelación 124, aunque en otras realizaciones pueden funcionar bajo el control de algún otro elemento del lector 200 tal como el procesador 150. Los interruptores 202, 204 se usan durante una fase de calibración. En algunos casos, los interruptores 202, 204 pueden estar localizados en otro lugar en el circuito. En algunas realizaciones, las funciones de los interruptores 202, 204 durante la calibración pueden implementarse usando otros dispositivos eléctricos o mecánicos.

30 En este ejemplo, el combinador 102 está configurado como un sumador, sin embargo, se apreciará que el combinador 102 puede configurarse para realizar otra operación con respecto a la combinación de la señal recibida $V_R(t)$ y la señal de cancelación $V_C(t)$, tal como una resta. En la presente realización, la señal corregida $V_D(t)$ se define como (el índice de tiempo se ha omitido por razones de brevedad):

$$V_D = V_R + V_C$$

35 La señal de error resultante, V_E , puede expresarse como:

$$V_E = K_D \times V_D \times V_L^*$$

40 En la expresión anterior, K_D es una característica de transferencia de circuito compleja que incluye los efectos del filtro de paso de banda 115 y del amplificador de bajo ruido 114, y V_L^* es el conjugado de la señal de onda de portadora usado en la conversión descendente. Conectando las expresiones para V_D y V_C , se obtiene:

$$V_E = (K_D \times V_R \times V_L^*) + (K_D \times K_C \times V_G \times V_L \times V_L^*)$$

45 La función de escalado de transferencia interna de V_G a V_E se denota como β como se ha tratado anteriormente. La cantidad β puede darse por:

$$\beta = K_D \times K_C \times |V_L|^2$$

50 Por consiguiente, la expresión para V_E puede reescribirse como:

$$V_E = (K_D \times V_R \times V_L^*) + (\beta \times V_G)$$

55 Con el fin de calibrar el lector 200 y obtener una estimación inicial de la función de transferencia β , el lector 200 usa un proceso de calibración de dos etapas. En la primera etapa, el primer interruptor 202 está abierto de tal manera que la señal de RF recibida V_R es cero. Bajo esta condición, la señal de control de escalado V_G se establece a un valor conocido C_G y la señal de error V_E se mide para obtener una estimación β de la función de transferencia β . La estimación puede expresarse de la siguiente manera:

$$\hat{\beta} = \frac{V_E}{C_G}, \text{ interruptor SW1 abierto, } V_G = C_G$$

Tras esta operación de calibración, V_G no se actualiza basándose en V_E , sino que se mantiene en el valor conocido C_G mientras que V_E se mide con el fin de estimar la función de transferencia.

La segunda etapa de la fase de calibración es cerrar el primer interruptor 202 y establecer la señal de control de escalado V_G en cero. A continuación, se mide la señal de error V_E bajo esa condición que a su vez lleva a un valor de partida para la señal de control de escalado V_G . Esto puede expresarse como:

$$V_E(0) = V_E, \text{ interruptor SW1 cerrado, } V_G = 0$$

$$V_G(1) = - \frac{V_E(0)}{\hat{\beta}}$$

La inicialización de $V_G(1)$ basada en la $V_E(0)$ medida, llevará a una señal de error de $V_E(1)$ dada por:

$$V_E(1) = (K_D \times V_R \times V_L^*) + \beta \times \left(- \frac{V_E(0)}{\hat{\beta}} \right)$$

$$V_E(1) = K_D \times V_R \times V_L^* \times \left(1 - \frac{\beta}{\hat{\beta}} \right)$$

Se apreciará que cuanto más cerca esté la función de transferencia estimada $\hat{\beta}$ de la función de transferencia real β , más rápidamente se aproxima la señal de error $V_E(t)$ a cero. Con una coincidencia exacta, la calibración daría como resultado una solución exacta para $V_G(t)$ para cualquier señal recibida $V_R(t)$. También debería observarse que, aparte de los efectos debidos al movimiento del vehículo (intensidad de señal, cambio de fase, reflexiones cambiadas), la señal de eco o de pérdidas $V_U(t)$ es esencialmente estática a lo largo de un intervalo de comunicación. Obsérvese que la presente descripción caracteriza el proceso como un enfoque iterativo y los corchetes, por ejemplo, (0) y (1), están destinados a indicar las etapas iterativas secuenciales. Esto es, sin embargo, para el fin de la presente descripción. El proceso de cancelación de eco presente puede implementarse como un proceso continuo en lugar de uno estrictamente iterativo. También se apreciará que, al menos en algunas realizaciones, la fase de calibración de la operación y los cálculos y la determinación descritos en el presente documento se realizan por el módulo de control de cancelación 124. En muchas realizaciones, la fase de cancelación de eco de la operación (en la que la señal de control de escalado V_G se ajusta continuamente basándose en la señal de error V_E) también se realiza por el módulo de control de cancelación 124.

En algunas realizaciones, la fase de calibración puede tener en cuenta diversas desviaciones que pueden estar presentes en la circuitería del lector. Los desviaciones pueden dar como resultado una señal de error $V_E(t)$ que no sea cero, incluso en ausencia de cualquier estímulo, es decir, cuando $V_C = 0$ y $V_R = 0$. Esto puede expresarse como:

$$V_E = (K_D \times V_R \times V_L^*) + \beta \times V_G + \delta$$

En esta expresión, δ es la tensión de desviación presente en la salida del filtro de paso bajo 122 cuando tanto V_G como V_R son cero. Esta tensión de desviación puede evaluarse durante la fase de calibración abriendo el primer interruptor 202 y estableciendo V_G a cero, lo que proporciona una desviación estimada $\hat{\delta}$. Usando esta estimación, la función de transferencia estimada $\hat{\beta}$ puede estimarse mejor por el módulo de control de cancelación 124 como:

$$\hat{\beta} = \frac{V_E - \hat{\delta}}{C_G}$$

Del mismo modo, se ajusta también la determinación de $V_G(1)$ para eliminar la componente de desviación:

$$V_G(1) = - \frac{V_E(0) - \hat{\delta}}{\hat{\beta}}$$

En otra implementación, el módulo de control de cancelación 124 puede tener en cuenta la no linealidad en el circuito, por ejemplo, K_D y K_C pueden depender de los niveles de señal, denotando un término de error residual ε . El

error residual después de la primera iteración puede expresarse de la siguiente manera:

$$V_E(1) = (K_D \times V_R \times V_L^*) + \beta \times V_G(1) + \delta = \varepsilon(1) + \delta$$

5

$$\varepsilon(1) = K_D \times V_R \times V_L^* \times \left(1 - \frac{\beta}{\hat{\beta}}\right)$$

Se apreciará también que la señal de eco o de pérdidas V_U puede contener elementos no estáticos debido al movimiento del vehículo. Los cambios en V_U pueden denotarse como $dV_U(t)$. En otras palabras, la señal recibida puede expresarse como:

10

$$V_R(n) = V_U(0) + dV_U(n) + V_S$$

En el presente documento, el índice n se usa para reflejar la descripción del proceso presente como un proceso iterativo. Como se ha observado anteriormente, el proceso no se implementa necesariamente como un proceso iterativo. La señal de información V_S se elimina por el filtro de paso bajo, lo que significa que la señal de error V_E en la primera iteración está dada por:

15

$$V_E(1) = K_D \times dV_U(n) \times V_L^* + \varepsilon(1) + \delta$$

Usando una aproximación sucesiva, puede reducirse de manera continua el contenido en V_E debido a V_U . Por ejemplo, en la siguiente iteración se suma la señal de error actual $V_E(1)$ a la señal de error anterior, $V_E(0)$, para proporcionar una señal de control de escalado $V_G(2)$ expresada como:

20

$$V_G(2) = - \frac{V_E(0) + V_E(1) - \hat{\delta}}{\hat{\beta}}$$

25

La señal de error resultante $V_E(2)$ será entonces:

$$V_E(2) = (K_D \times V_R \times V_L^*) + \beta \times V_G(2) + \delta$$

$$V_E(2) = (K_D \times V_R \times V_L^*) + \beta \times \left(-\frac{V_E(0) + V_E(1) - \hat{\delta}}{\hat{\beta}}\right) + \delta$$

30

$$V_E(2) = [(K_D \times dV_U(1) \times V_L^*) + \varepsilon(1)] \times \left(1 - \frac{\beta}{\hat{\beta}}\right) + (K_D \times (dV_U(2) - dV_U(1)) \times V_L^*) + \delta$$

$$V_E(2) = r(dV_U) + \varepsilon(2) + \delta$$

35

En esta expresión, $r()$ indica el error residual debido a los cambios en V_U . El error residual se reducirá de manera rápida y hará un seguimiento de los cambios en V_U siempre que $(1-\beta/\hat{\beta})$ sea menor que uno.

En otra realización más, el módulo de control de escalado 124 puede tener en cuenta una desviación en el circuito de escalado de cancelación. Es decir, la señal de cancelación V_C no puede ser cero cuando la señal de control de escalado V_G es cero. Esta desviación adicional puede denotarse como γ . La condición puede representarse como:

40

$$V_E = (K_D \times V_R \times V_L^*) + \beta \times V_G + \delta + \gamma$$

Durante la calibración, puede obtenerse algo indirectamente una estimación $\hat{\gamma}$ para esta desviación adicional usando los interruptores y estableciendo la señal de control de escalado V_G a cero, de la siguiente manera:

45

$$\hat{\delta} = V_E |_{SW1 \text{ abierto}, SW2 \text{ abierto}, V_G=0}$$

$$(\widehat{\gamma + \delta}) = V_E |_{SW1 \text{ abierto}, SW2 \text{ cerrado}, V_G=0}$$

$$\hat{\gamma} = [(\widehat{\gamma + \delta}) - \hat{\delta}]$$

La determinación de fase de calibración de la función de transferencia estimada β puede entonces formularse como:

$$\hat{\beta} = \frac{V_E |_{SW1 \text{ abierto, } SW2 \text{ cerrado, } V_G=C_G} - V_E |_{SW1 \text{ abierto, } SW2 \text{ cerrado, } V_G=0}}{C_G}$$

$$\hat{\beta} = \frac{(K_D \times K_C \times C_G \times V_L \times V_L^* + \gamma + \delta) - (\widehat{\gamma + \delta})}{C_G}$$

Con ambos interruptores (SW1 y SW2) cerrados, la señal de error $V_E(0)$ puede entonces expresarse como:

$$V_E(0) = V_E |_{SW1 \text{ cerrado, } SW2 \text{ cerrado, } V_G=0} = K_D \times V_R \times V_L^* + \gamma + \delta$$

Esta señal de error entonces da como resultado una señal de control de escalado $V_G(1)$ de:

$$\begin{aligned} V_G(1) &= -\frac{V_E(0) - \hat{\delta}}{\hat{\beta}} = -\left(\frac{V_E(0) - (\widehat{\gamma + \delta})}{\hat{\beta}} + \frac{\hat{\gamma}}{\hat{\beta}}\right) \\ &= -\left(\frac{K_D \times V_R \times V_L^* + \gamma + \delta - (\widehat{\gamma + \delta})}{\hat{\beta}} + \frac{\hat{\gamma}}{\hat{\beta}}\right) \\ &\cong -\frac{K_D \times V_R \times V_L^* + \gamma}{\beta} \end{aligned}$$

La señal de eco o de pérdidas no deseada V_U puede ser al menos en parte proporcional a la potencia de salida del transmisor. En la potencia de transmisión operacional, la señal de eco o de pérdidas puede saturar los umbrales de entrada que recibe. Los umbrales de entrada que recibe se accionan al menos en parte por las limitaciones del amplificador de bajo ruido 114 que aparece después del combinador 108. Si la señal de eco o de pérdidas es demasiado grande, puede saturar el amplificador de bajo ruido 114 e introducir una degradación en otras partes de la señal.

En una realización, la fase de calibración puede ajustarse para garantizar una calibración y una cancelación de eco eficaces evitando al mismo tiempo las señales de pérdidas por encima del umbral de entrada del receptor. En esta realización, la potencia del receptor de transmisión puede reducirse por un factor de X^2 durante la medición de calibración inicial de $V_E(0)$, en cuyo caso, las mediciones dan como resultado lo siguiente:

$$V_E(0) = V_E |_{SW1 \text{ cerrado, } SW2 \text{ cerrado, } V_G=0, TX=1/X} = \frac{K_D \times V_R \times V_L^*}{X} + \gamma + \delta$$

En la expresión anterior, TX se refiere a la tensión del transmisor. Obsérvese que se ha reducido por un factor de X con el fin de realizar esta medición. Una vez que se ha obtenido un valor de $V_E(0)$, el lector establece la potencia del transmisor de nuevo a normal y establece $V_G(1)$ en el valor siguiente:

$$V_G(1) = -\frac{1}{\hat{\beta}} (\hat{X} \times (V_E(0) - (\widehat{\gamma + \delta})) + \hat{\gamma})$$

$$\begin{aligned} V_G(1) &= -\frac{1}{\hat{\beta}} \left(\frac{\hat{X}}{X} \times K_D \times V_R \times V_L^* + \hat{X} \times [\gamma + \delta - (\widehat{\gamma + \delta})] + \hat{\gamma} \right) \\ &\cong -\frac{K_D \times V_R \times V_L^* + \gamma}{\beta} \end{aligned}$$

En estas expresiones, \hat{X} es una estimada de X. El seguimiento aún de iteraciones/pasos posterior cambia en la señal de pérdidas o de eco y converge en una señal de cancelación óptima. La siguiente iteración de la señal de control de escalado está dada por:

$$V_G(2) = -\frac{1}{\hat{\beta}} (V_E(1) + \hat{X} \times (V_E(0) - (\widehat{\gamma + \delta})) + \hat{\gamma})$$

Se apreciará que aunque el ejemplo anterior sugiere revertir a una potencia de transmisión no escalada después de la primera iteración, es decir, tan pronto como $V_E(0)$ se ha medido, la reversión a una potencia de transmisión no escalada también puede retrasarse hasta una iteración posterior j cuando V_E sea lo suficientemente pequeña y la cancelación de eco lo suficientemente eficaz como para permitir que se aumente la potencia de transmisión sin saturar la entrada de recepción.

Combinando todas las realizaciones descritas anteriormente, puede usarse el siguiente conjunto de ecuaciones para determinar los parámetros de calibración:

$$\hat{\delta} = V_E |_{SW1 \text{ abierto}, SW2 \text{ abierto}, V_G=0}$$

$$(\widehat{\gamma + \delta}) = V_E |_{SW1 \text{ abierto}, SW2 \text{ cerrado}, V_G=0}$$

$$\hat{\gamma} = [(\widehat{\gamma + \delta}) - \hat{\delta}]$$

$$\hat{\beta} = \frac{V_E |_{SW1 \text{ abierto}, SW2 \text{ cerrado}, V_G=C_G} - V_E |_{SW1 \text{ abierto}, SW2 \text{ cerrado}, V_G=0}}{C_G}$$

Las muestras iniciales j usan una señal de transmisor atenuada:

$$V_E(j-1) = V_E |_{SW1 \text{ cerrado}, SW2 \text{ cerrado}, V_G=0, TX=1/X}$$

A continuación, la señal de transmisor se desatenua: $V_E(j) = V_E |_{SW1 \text{ cerrado}, SW2 \text{ cerrado}, V_G=0, TX=1}$.

La señal de control de escalado en la iteración n (o el tiempo t en una realización de señal continua), viene dada por:

$$V_G(n) = -\frac{1}{\hat{\beta}} \left(\sum_{k=j}^{n-1} V_E(k) \Big|_{TX=1} + \hat{X} \times \sum_{k=0}^{j-1} V_E(k) \Big|_{TX=1/X} - \hat{X} \times (\widehat{\gamma + \delta}) + \hat{\gamma} \right)$$

$$V_E(n) = K_D \times V_R \times V^*_L + \beta \times V_G(n) + \gamma + \delta \quad f3 = K_D \times K_C \times V_L \times V^*_L$$

El módulo de control de cancelación 124, el operador de escalado 126, o ambos, pueden implementarse por medio de unos componentes de circuitos integrados programables, unos circuitos específicos de aplicación integrados, unos dispositivos analógicos, o combinaciones de estos componentes.

El lector 100, 200 puede implementarse usando una combinación de componentes digitales y de RF, incluyendo uno o más microprocesadores o microcontroladores adecuadamente programados. El procesador 150 y varios otros componentes pueden implementarse usando un ASIC en algunas realizaciones.

La presente invención puede realizarse en otras formas específicas sin alejarse de las características esenciales de la misma. Ciertas adaptaciones y modificaciones de la invención serán obvias para los expertos en la materia. Por lo tanto, las realizaciones anteriormente tratadas se consideran ilustrativas y no restrictivas, el alcance de la invención está definido por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un método de calibración de un lector para la cancelación de eco en un sistema de RFID, incluyendo el lector una sección de transmisor (102) para generar una señal de portadora y una sección de receptor (106) acoplada a una antena (105) a través de un primer interruptor (202) para recibir una señal de retrodispersión modulada, incluyendo la sección de receptor (106) un cancelador de eco (120) que incluye un combinador (108) para combinar la señal de retrodispersión modulada con una señal de cancelación para producir una señal corregida, y un convertidor descendente (110) acoplado a la salida del combinador (108) para producir una señal combinada convertida descendente usando la señal de portadora, comprendiendo el método:
- 5 abrir el primer interruptor (202) para aislar la sección de receptor (106) de la antena (105);
10 mientras que el primer interruptor (202) está abierto,
- establecer la señal de cancelación en un nivel predeterminado,
15 filtrar a paso bajo la señal combinada convertida descendente para obtener una señal de error inicial, y
 determinar una función de transferencia de valor complejo estimada para el cancelador de eco basándose en el nivel predeterminado y en la señal de error inicial;
- cerrar el primer interruptor (202); y
20 actualizar la señal de cancelación basándose en una relación de una señal de error medida recientemente con la función de transferencia de valor complejo estimada,
 en donde la función de transferencia de valor complejo estimada se define por que la señal de cancelación es proporcional a una integral de la señal de error sobre el tiempo dividida por la función de transferencia de valor complejo estimada o la señal de cancelación es proporcional a una suma acumulativa de la señal de error sobre
25 una ventana de muestras, dividido por la función de transferencia de valor complejo estimada.
2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el cancelador de eco (120) incluye un módulo de control de escalado para generar una señal de control de escalado basándose en la señal de error e incluye un operador de escalado para generar la señal de cancelación basándose en la señal de portadora y en la señal de control de escalado, en donde establecer la señal de cancelación en un nivel predeterminado comprende establecer un valor de señal de control de escalado fijo, y en donde determinar la función de transferencia de valor complejo estimada incluye calcular la relación de la señal de error inicial con el valor de señal de control de escalado fijo.
3. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que actualizar la señal de cancelación comprende:
- 35 establecer la señal de control de escalado en cero;
 medir una señal de error resultante; y
 establecer la señal de control de escalado en la relación negativa de la señal de error resultante con la función de transferencia de valor complejo estimada.
4. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que actualizar la señal de cancelación comprende establecer la señal de control de escalado basándose en una relación negativa de la suma acumulativa de señales de error dividido por la función de transferencia de valor complejo estimada.
- 45 5. El método de acuerdo con la reivindicación 2, que comprende además:
- estimar un primer valor de desviación, cuando el primer interruptor (202) está abierto,
- estableciendo la señal de control de escalado en cero, midiendo una señal de error resultante y
50 estableciendo el valor de desviación para la primera la señal de error resultante; y
- en donde determinar la función de transferencia de valor complejo estimada incluye restar el primer valor de desviación de la señal de error inicial, y en donde actualizar la señal de cancelación incluye restar el primer valor de desviación de la señal de error medida recientemente.
- 55 6. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la sección de receptor (106) incluye además un segundo interruptor (204) para alimentar de manera selectiva la señal de cancelación al combinador (108), y en donde el método comprende además:
- 60 estimar un primer valor de desviación midiendo la señal de error tanto con el primer interruptor (202) como con el segundo interruptor (204) abiertos; y
 en donde determinar la función de transferencia de valor complejo estimada incluye restar el primer valor de desviación de la señal de error inicial, y
 en donde actualizar la señal de cancelación incluye restar el primer valor de desviación de la señal de error
65 medida recientemente.

7. El método de acuerdo con la reivindicación 6, en el que el cancelador de eco (120) genera la señal de cancelación proporcional a una señal de control de escalado, y en donde el método comprende además:

5 estimar un segundo valor de desviación cerrando el segundo interruptor (204), establecer la señal de control de escalado en cero, medir una señal de error resultante y restar el primer valor de desviación de la señal de error resultante para obtener el segundo valor de desviación; y
 en donde actualizar la señal de cancelación incluye basar la señal de control de escalado, en parte, en el primer valor de desviación, el segundo valor de desviación y la función de transferencia de valor complejo estimada.

10 8. El método de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además atenuar la señal de portadora en la sección de transmisor (102) por un factor de al menos algunas mediciones de señal de error, y en donde actualizar la señal de cancelación comprende generar la señal de cancelación proporcional a una suma de mediciones de señal de error acumulativo dividido por la función de transferencia de valor complejo estimada, y en donde las mediciones de señal de error basadas en la señal de portadora atenuada se escalan por el factor.

15 9. Un lector de RFID, que comprende:

 una antena (105);
 una sección de transmisión (102) para generar una señal de portadora; y
 20 una sección de receptor (106) acoplada a la antena (105) para recibir una señal de retrodispersión modulada de un transpondedor, incluyendo la sección de receptor (106):

 un cancelador de eco (120) que incluye un combinador (108) para combinar la señal de retrodispersión modulada con una señal de cancelación para producir una señal corregida,
 25 un convertidor descendente (110) para convertir de manera descendente la señal corregida en una señal de banda base usando la señal de portadora, y
 un demodulador para demodular la señal de banda base para obtener la información de transpondedor;

caracterizado por
 un primer interruptor (202) para acoplar la antena (105) al combinador (108),
 30 en donde el cancelador de eco (120) está configurado para abrir el primer interruptor (202) y, mientras que el primer interruptor (202) está abierto,

 establecer la señal de cancelación en un nivel predeterminado,
 filtrar a paso bajo la señal de banda base para obtener una señal de error inicial, y
 35 determinar una función de transferencia de valor complejo estimada basándose en el nivel predeterminado y en la señal de error inicial,

 y en donde el cancelador de eco (120) está configurado para actualizar la señal de cancelación basándose en una relación de una señal de error medida recientemente con la función de transferencia de valor complejo estimada,
 40 en donde la función de transferencia de valor complejo estimada se define por que la señal de cancelación es proporcional a una integral de la señal de error sobre el tiempo dividida por la función de transferencia de valor complejo estimada o la señal de cancelación es proporcional a una suma acumulativa de la señal de error sobre una ventana de muestras, dividido por la función de transferencia de valor complejo estimada.

45 10. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 9, en el que el cancelador de eco (120) comprende un módulo de control de escalado para generar una señal de control de escalado basándose en la señal de error y un operador de escalado para generar la señal de cancelación basándose en la señal de portadora y en la señal de control de escalado, en donde la señal de cancelación se establece en un nivel predeterminado estableciendo un valor de señal de control de escalado fijo, y en donde la función de transferencia de valor complejo estimada se determina calculando la relación de la señal de error inicial con el valor de señal de control de escalado fijo.

11. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 9, en el que el cancelador de eco (120) está configurado para:

55 establecer la señal de control de escalado en cero;
 medir una señal de error resultante; y
 establecer la señal de control de escalado en la relación negativa de la señal de error resultante con la función de transferencia de valor complejo estimada.

60 12. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 9, en el que el cancelador de eco (120) está configurado para actualizar la señal de cancelación estableciendo la señal de control de escalado basándose en una relación negativa de la suma acumulativa de las señales de error dividido por la función de transferencia de valor complejo estimada.

65 13. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 10, en el que el cancelador de eco (120) está configurado además para estimar un primer valor de desviación, cuando el primer interruptor (202) está abierto, estableciendo la señal de control de escalado en cero, midiendo una señal de error resultante, y estableciendo el primer valor de

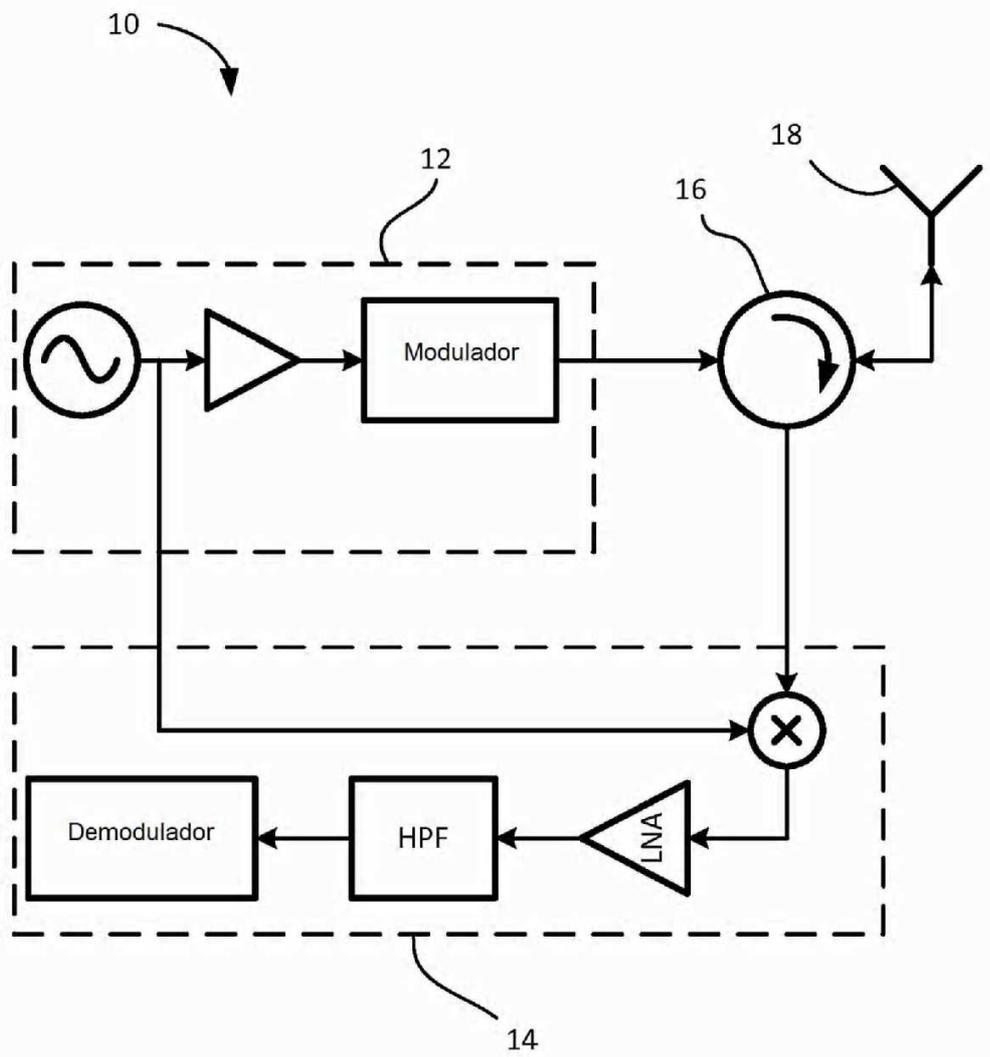
desviación para la señal de error resultante; y el cancelador de eco (120) está configurado para determinar la función de transferencia de valor complejo estimada restando el primer valor de desviación de la señal de error inicial, y para actualizar la señal de cancelación restando el primer valor de desviación de la señal de error medida recientemente.

5 14. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 9, en el que la sección de receptor (106) incluye además un
segundo interruptor (204) para alimentar de manera selectiva la señal de cancelación al combinador (108), y en
donde el cancelador de eco (120) está configurado además para estimar un primer valor de desviación midiendo la
señal de error tanto con el primer interruptor (202) como con el segundo interruptor (204) abiertos, y en donde el
cancelador de eco (120) está para determinar la función de transferencia de valor complejo estimada restando el
10 primer valor de desviación de la señal de error inicial, y para actualizar la señal de cancelación restando el primer
valor de desviación de la señal de error medida recientemente.

15 15. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 14, en el que el cancelador de eco (120) incluye un módulo de
control de escalado para generar una señal de control de escalado y un operador de escalado para generar la señal
de cancelación proporcional a la señal de control de escalado, y en donde el cancelador de eco (120) está
configurado además para:

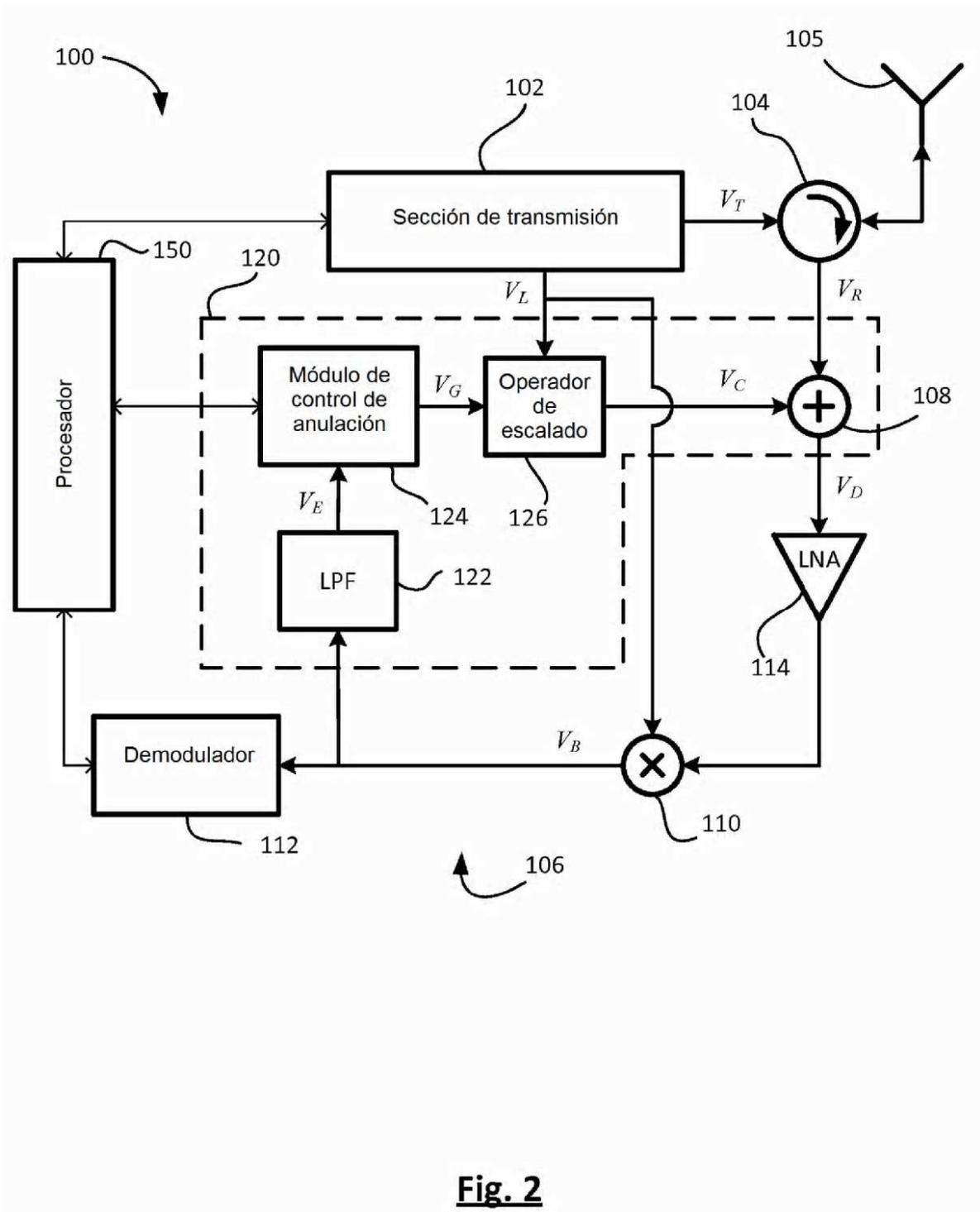
20 estimar un segundo valor de desviación cerrando el segundo interruptor (204), establecer la señal de control de
escalado en cero, medir una señal de error resultante y restar el primer valor de desviación de la señal de error
resultante para obtener el segundo valor de desviación; y
actualizar la señal de control de escalado basándose, en parte, en el primer valor de desviación, el segundo valor
de desviación y la función de transferencia de valor complejo estimada.

25 16. El lector de RFID de acuerdo con la reivindicación 9, en el que la sección de transmisor (102) está configurada
para atenuar la señal de portadora por un factor de al menos algunas mediciones de señal de error, y en donde el
cancelador de eco (120) está configurado para actualizar la señal de cancelación generando la señal de cancelación
proporcional a una suma de mediciones de señal de error acumulativas dividido por la función de transferencia de
valor complejo estimada, y en donde las mediciones de señal de error basándose en la señal de portadora atenuada
se escalan mediante el factor.
30



TÉCNICA ANTERIOR

Fig. 1



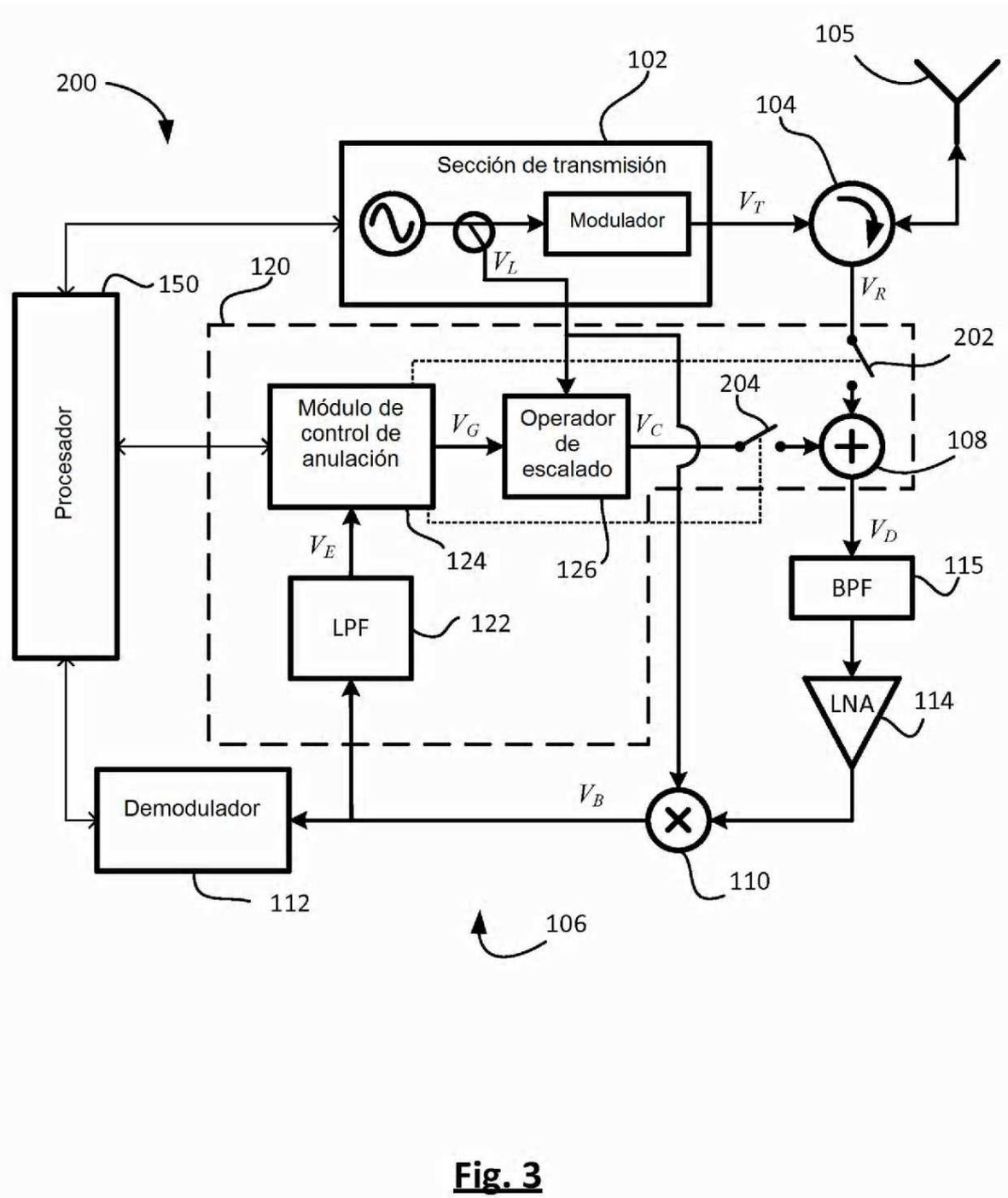


Fig. 3