



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 362 644**

51 Int. Cl.:
H04B 1/40 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **00964051 .7**

96 Fecha de presentación : **29.08.2000**

97 Número de publicación de la solicitud: **1214795**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **19.06.2002**

54 Título: **Aparato y método para la compensación de interferencias de un transceptor de conversión directa.**

30 Prioridad: **10.09.1999 US 393887**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
08.07.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
08.07.2011

73 Titular/es: **Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ)**
164 83 Stockholm, SE

72 Inventor/es: **Hellmark, Martin**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 362 644 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

Aparato y método para la compensación de interferencias de un transceptor de conversión directa.

5 ANTECEDENTES

La presente invención se refiere en general a un transceptor dúplex completo en sistemas de teléfonos celulares portátiles, sistemas de buscapersonas, etcétera, y más específicamente a una unidad de corrección que compensa varias perturbaciones provocadas en señales que son recibidas en un receptor de conversión directa situado dentro del transceptor.

10 Los receptores en sistemas celulares y otros campos indicados anteriormente son preferentemente pequeños, ligeros y económicos. Para conseguir que un receptor portátil, tal como un teléfono de mano, tenga un tamaño menor y resulte más económico, ha adquirido mucha importancia la integración de las piezas. Los receptores heterodinos presentan habitualmente un coste de producción elevado y tienen muchas piezas, tales como filtros pasabanda, que no pueden ser integrados. Para superar dichos inconvenientes, se ha desarrollado la arquitectura de los receptores de conversión directa en la que la frecuencia del oscilador local es la misma que la frecuencia de la portadora de radiocomunicaciones recibida. Consecuentemente, la señal de radiocomunicaciones recibida se convierte en sentido descendente directamente a banda base en un paso. Puesto que un receptor de conversión directa no tiene ninguna etapa de frecuencia intermedia (IF), se pueden omitir o simplificar muchos filtros.

20 La conversión directa se introdujo para receptores de banda lateral única en la década de los cincuenta, pero la técnica no se limita a dichos sistemas. La conversión directa se puede usar con muchos esquemas de modulación diferentes y resulta especialmente muy adecuada para los esquemas actuales de modulación en cuadratura, tales como la modulación por desplazamiento mínimo (MSK) y la modulación de amplitud en cuadratura (QAM). En la patente U.S. n.º 5.530.929 titulada "Radio Receiver" se describen varios aspectos de receptores de conversión directa.

30 El funcionamiento de un receptor convencional de conversión directa se puede describir de la manera siguiente en referencia a la Figura 1. Una señal de radiofrecuencia (RF) que tiene una frecuencia central f_c y un ancho de banda BW_{rf} es recibida por una antena 10 y a continuación es filtrada por un filtro pasabanda 20. La señal filtrada, producida por el filtro pasabanda, es amplificada por un amplificador 30, que preferentemente es de bajo ruido para mejorar la figura de ruido total del receptor.

35 La señal amplificada y filtrada, producida por el amplificador 30, es convertida entonces en sentido descendente a banda base en un canal en fase (I) y un canal de fase en cuadratura (Q) mediante mezcladores equilibrados 40, 50. Los mezcladores son controlados por señales respectivas de entre seno (I) y coseno (Q) producidas a partir de una señal sinusoidal generada por un oscilador local 60, por un divisor adecuado y un desfasador 70. Según el principio de la conversión directa, la señal del oscilador local tiene también la frecuencia f_c .

40 Los mezcladores 40, 50 multiplican efectivamente la señal del amplificador 30 y las señales I y Q del oscilador local. Cada mezclador produce una señal que tiene frecuencias que son la suma y diferencia de las frecuencias de la señal recibida, filtrada y amplificada, y la señal del oscilador local. Cada una de las señales diferencia (convertidas en sentido descendente) tiene un espectro que se pliega en torno a la frecuencia cero (DC) y que abarca desde DC hasta $1/2BW_{rf}$.

45 Las señales I y Q producidas por los mezcladores 40, 50 son filtradas por filtros pasobajo 80, 90 que eliminan las señales suma (convertidas en sentido ascendente), así como componentes que pudieran ser debidos a señales RF cercanas. Los filtros 80, 90 fijan el ancho de banda del ruido, y por lo tanto, la potencia de ruido total en el receptor. A continuación, las señales I y Q son amplificadas por amplificadores 100, 110, y suministradas a componentes de procesado adicional que producen la señal de salida demodulada. El procesado adicional puede incluir demodulación de fase, demodulación de amplitud, demodulación de frecuencia, o esquemas de demodulación híbridos.

55 Un problema importante con el receptor de conversión directa es que se puede provocar una distorsión de la señal de banda base por una señal DC pura generada por fugas del oscilador local, además de productos de segundo orden de fuentes de interferencia (por ejemplo, señales en los mismos canales de comunicación de RF y canales cercanos) producidas por elementos activos situados cerca del receptor. Las distorsiones, situadas en la banda base, interfieren con la señal de banda base deseada, deteriorando de este modo el rendimiento de un receptor de conversión directa. En algunas situaciones, este problema bloquea totalmente la comunicación en receptores de alto rendimiento para sistemas celulares digitales actuales de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) y de acceso múltiple por división de código de banda ancha (WCDMA).

60 Una no linealidad de segundo orden junto con una fuente de interferencia fuerte de RF, de envolvente constante, provocará un componente de DC dentro de una señal recibida. Dicho componente de DC se puede bloquear, por ejemplo, con un condensador de bloqueo de DC.

No obstante, las fuentes de interferencia Moduladas en Amplitud (AM) presentan un problema mayor puesto que la perturbación en la banda base no será una señal DC pura y, por lo tanto, no se puede eliminar fácilmente. En dispositivos no lineales, tales como un amplificador, una señal de entrada, V_{entrada} , producirá una señal de salida, V_{salida} . Las características de un amplificador situado dentro de un transceptor se pueden definir como $V_{\text{salida}} = c_1 V_{\text{entrada}} + c_2 V_{\text{entrada}}^2 + c_3 V_{\text{entrada}}^3 + \dots$, donde una señal de entrada puede ser $V_{\text{entrada}}(t) = v_1(t) \cdot \cos(\omega_1 t)$. Si la señal de entrada se aplica a la entrada del amplificador, la salida se describe mediante la siguiente ecuación:

$$v_{\text{salida}}(t) = \frac{1}{2} c_2 v_1^2(t) + (c_1 v_1(t) + \frac{3}{4} c_3 v_1^3(t)) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} c_2 v_1^2(t) \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} c_3 v_1^3 \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (1)$$

A partir de esta ecuación, se puede observar que la señal de entrada generará un componente de distorsión de banda base descrito por:

$$v_{\text{bb}}(t) = \frac{1}{2} c_2 v_1^2(t). \quad (2)$$

donde la constante c_2 depende de un punto de intercepción de segundo orden del amplificador. El punto de intercepción de segundo orden se determina aplicando dos señales a dos frecuencias diferentes, f_1 y f_2 , en el amplificador. La potencia de salida, P_{salida} , se representa a la primera frecuencia, la suma de la primera y la segunda frecuencia con respecto a la potencia de entrada P_{entrada} de o bien f_1 ó bien f_2 . La extrapolación de P_{salida} con respecto a la P_{entrada} de o bien f_1 ó bien f_2 produce el punto de intercepción de segundo orden. Si V_{ilp2} es la entrada de voltaje del amplificador en el punto de intercepción de segundo orden, el voltaje de banda base se puede escribir de la manera siguiente:

$$v_{\text{bb}}(t) = \frac{1}{2} \frac{c_1}{V_{\text{ilp2}}} v_1^2(t). \quad (3)$$

En una aplicación que consta de moduladores tanto I como Q, el problema de la interferencia se puede describir en referencia a la Figura 2. Una señal interferente, IF, es una señal modulada en AM que genera interferencia de banda base en los canales tanto Q como I, donde

$$\begin{aligned} V_{\text{bbI}}(t) &= K_i \cdot v_1^2(t) \\ V_{\text{bbQ}}(t) &= K_q \cdot v_1^2(t), \end{aligned} \quad (4)$$

y K_i y K_q son constantes. No obstante, la perturbación sobre los canales I y Q no es necesariamente igual, debido a los niveles diferentes de las señales interferentes sobre los canales, y los diferentes componentes en el demodulador IQ. La señal resultante es una señal de error que se combina con la señal deseada. La señal de error se puede escribir de la manera siguiente:

$$\begin{aligned} \varepsilon_i(t) &= K_i \cdot v_1^2(t) \\ \varepsilon_q(t) &= K_q \cdot v_1^2(t), \end{aligned} \quad (5)$$

La fuente de interferencia de AM junto con no linealidades de segundo orden en el receptor generan un vector de error de banda base. La fase del vector de error es constante, o varía ligeramente, y la magnitud es proporcional a la envolvente al cuadrado de la fuente de interferencia. Puesto que la perturbación no es necesariamente igual en los canales I y Q, K_i no es necesariamente igual a K_q en el caso general. Por consiguiente, la señal de error se puede escribir de la manera siguiente:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_i(t) + j \varepsilon_q(t) = r_\varepsilon(t) e^{j\gamma}, \quad (6)$$

donde

$$r_e(t) = K_y \cdot v_1^2(t),$$

$$K_y = |K_i + jK_q| \text{ y } \delta = \arg(K_i + jK_q) \quad (7)$$

5 donde y es un desplazamiento de fase arbitrario que es constante o cambia ligeramente, por ejemplo, con una variación de temperatura.

10 Tal como se ha descrito anteriormente, en el caso en el que la entrada presenta una envolvente constante, la interferencia de banda base será un componente de DC puro. La desviación provocada por un componente DC puro se puede compensar, en el caso más sencillo, por medio de un condensador de bloqueo de DC o tal como se describe en la patente U.S. n.º 5.241.702 de Dent. No obstante, la compensación de una interferencia de RF constante es más compleja. Por ejemplo, si el transceptor es del tipo dúplex completo (es decir, transmisión y recepción al mismo tiempo), la señal transmitida puede ser una fuente de interferencia de mucha intensidad del receptor.

15 En general, la amplitud de la señal de entrada será una función del tiempo. Por lo tanto, la interferencia será también una función del tiempo. En la patente U.S. n.º 5.579.347 de Lindquist et al., se describen dos métodos de eliminar interferencias de fuentes de interferencia moduladas en amplitud (AM).

20 En primer lugar, una fuente de interferencia conmutada, tal como una señal GSM, provoca un escalón de DC una vez en cada momento que se enciende o se apaga la alimentación. Para una fuente de interferencia GSM, esto se produce una vez cada intervalo de tiempo (por ejemplo, aproximadamente 600us). El método descrito por Lindquist elimina el escalón de DC provocado por una fuente de interferencia conmutada. No obstante, el método funciona en un sistema en el que el escalón de DC interferente se produce una vez cada intervalo de tiempo, lo cual es una limitación que no hace frente al caso general en el que la fuente de interferencia está modulada en amplitud.

25 Se han utilizado también otras diversas técnicas usadas para gestionar este problema. Por ejemplo, el transceptor puede utilizar filtros dúplex. Estos filtros son voluminosos y presentan requisitos estrictos con respecto a la atenuación del transmisor en el trayecto de recepción. El transmisor y el receptor pueden estar separados además por grandes distancias y se pueden aislar mediante apantallamiento con el fin de reducir la interferencia. Adicionalmente, el transceptor se puede utilizar con amplificadores extremadamente lineales, y por lo tanto que consuman mucha corriente, en el receptor.

30 Estas técnicas reducen la eficacia del transceptor en tal medida que el uso de receptores de conversión directa en un transceptor dúplex completo no se ha considerado práctico. No obstante, los sistemas basados en transceptores con dúplex completo están siendo cada vez más comunes, aumentando la demanda de velocidades de bits elevadas. Por ejemplo, cuando se utiliza el CDMA de banda ancha, dichos transceptores tienen una gran demanda. En el CDMA de banda ancha, la separación de las bandas receptor-transmisor es grande (por ejemplo, 130 MHz) lo cual hace más viable el uso de un receptor de conversión directa. Por lo tanto, lo que se requiere es la capacidad de compensar eficazmente perturbaciones dentro de un receptor de conversión directa en un teléfono dúplex completo.

35 El documento WO 96/15596 da a conocer un transceptor de radiocomunicaciones dúplex completo, en el que la cancelación de señales de transmisión en el trayecto de recepción se logra muestreando las señales de transmisión, y ajustando de manera controlable la ganancia y la fase de la señal muestreada, antes de restar la señal ajustada de las señales recibidas con el fin de minimizar el componente de las señales de transmisión que aparece en las señales recibidas.

40 El documento US 5444864 da a conocer un método y un sistema de aparato para cancelar un componente de señal filtrada, generado por un transmisor interferente a partir de una señal recibida/filtrada, que comprende un multiplicador para multiplicar la señal recibida/filtrada por una señal de referencia proporcionada desde el transmisor interferente. El sistema incluye además un integrador para integrar la salida del multiplicador con el fin de generar una estimación de la ganancia y la fase del componente de la señal filtrada. Se incluye también un regulador de ganancia y fase, sensible a las estimaciones generadas de la ganancia y la fase, para ajustar la ganancia y la fase de la señal de referencia con el fin de generar una señal de cancelación que es una estimación, sustancialmente adaptada en ganancia y fase, de la señal filtrada. A continuación, la señal de cancelación generada se resta de la señal recibida/filtrada para cancelar sustancialmente el componente de la señal filtrada.

SUMARIO

45 Para solucionar los problemas asociados a la perturbación provocada por fuentes de interferencia AM y no linealidades en un receptor de conversión directa dentro de un transceptor, se utiliza una unidad de corrección para reducir errores inducidos en la banda base de la señal recibida. El conocimiento de que el transmisor dentro del transceptor es la fuente de interferencia de mayor intensidad para señales que son recibidas por ese transceptor puede ser usado por la unidad de corrección para restar la fuente de interferencia provocada por el transmisor de la

señal recibida. Adicionalmente, esto se puede conseguir aun cuando la interferencia sobre los canales I y Q del receptor no sea igual.

En realizaciones ejemplificativas de la presente invención, se describen métodos y aparatos de conversión directa, que incluyen: transmitir señales a través del transceptor, recibir señales de entrada en el transceptor, en donde las señales de entrada incluyen señales deseadas en combinación con señales interferentes, determinar un retardo de tiempo asociado a las señales interferentes y corregir, después del retardo de tiempo, las señales de entrada para compensar las señales interferentes.

En otras realizaciones ejemplificativas de la presente invención, se describe la corrección de una interferencia entre un transmisor y un receptor, en un transceptor, que incluye: una unidad de cálculo para determinar una señal de envolvente al cuadrado transmitida por el transmisor, una unidad de sincronización para determinar un retardo de tiempo asociado a la recepción de la envolvente al cuadrado por parte del receptor, una unidad de retardo para aplicar un retardo de tiempo a la envolvente al cuadrado, y un estimador y una unidad de escalado para determinar un valor de compensación a aplicar en el receptor sobre la base de la envolvente al cuadrado, retardada en el tiempo.

Todavía en otras realizaciones ejemplificativas, se describen transceptores usados para la transmisión y la recepción de señales, que incluyen: un receptor de conversión directa para recibir una señal entrante y convertir en sentido descendente la señal a una señal de banda base, un transmisor que recibe datos a transmitir y modula los datos para su transmisión hacia un destino y un dispositivo de corrección de errores para utilizar los datos modulados del transmisor y un retardo de tiempo que indica la cantidad de tiempo necesaria para que una señal transmitida interfiera con el receptor, con el fin de compensar el receptor.

DIBUJOS

Se pondrán más claramente de manifiesto otros objetivos y ventajas de la presente invención, a partir de la siguiente descripción detallada cuando la misma se lea en combinación con los dibujos adjuntos, en los que los elementos iguales se han representado mediante las mismas referencias numéricas y en los que:

- la Figura 1 ilustra un diagrama de bloques de un receptor de conversión directa;
- la Figura 2 ilustra el efecto de la interferencia sobre un receptor de conversión directa;
- la Figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un transceptor y una unidad de corrección de acuerdo con una realización ejemplificativa de la presente invención;
- la Figura 4 ilustra un diagrama de bloques de una vista parcial del transceptor de la presente invención;
- la Figura 5 ilustra un diagrama de bloques detallado de la unidad de corrección según una realización ejemplificativa de la presente invención; y
- la Figura 6 ilustra un diagrama de flujo de la rutina de compensación de corrección de errores de acuerdo con la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

En la siguiente descripción, con fines explicativos y no limitativos, se exponen detalles específicos, tales como circuitos particulares, componentes de circuitos, técnicas, etcétera, para proporcionar una comprensión minuciosa de la presente invención. No obstante, resultará evidente para los expertos en la materia que la presente invención se puede llevar a la práctica en otras realizaciones que se desvían con respecto a estos detalles específicos. En otros casos, se omiten descripciones detalladas de métodos, dispositivos, y circuitos bien conocidos con el fin de no obstaculizar la descripción de la presente invención.

Los sistemas ejemplificativos de radiocomunicaciones expuestos en el presente documento se describen de manera que usan el protocolo de acceso múltiple por división de código (CDMA), en el que la comunicación entre la estación base y los terminales móviles se realiza a través de varios intervalos de tiempo. No obstante, aquellos expertos en la materia apreciarán que los conceptos dados a conocer en el presente documento encuentran uso en otros protocolos, incluyendo, entre otros, el acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), el acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), o algún híbrido de cualquiera de los protocolos anteriores. De modo similar, algunas de las realizaciones ejemplificativas proporcionan ejemplos ilustrativos referentes al sistema GSM, aunque las técnicas descritas en el presente documento son aplicables también a estaciones base y móviles que funcionen en cualquier sistema.

En la Figura 3 se ilustra un diagrama de bloques detallado de un transceptor 490 de acuerdo con una realización ejemplificativa de la presente invención. El receptor 410 del transceptor 490 recibe una señal a través de una antena (no mostrada) y la misma es filtrada mediante un filtro pasabanda (no mostrado). La señal filtrada producida por el filtro pasabanda es amplificada por un amplificador 412, que preferentemente es de bajo ruido para mejorar la relación señal/ruido del receptor 410.

La señal amplificada y filtrada, producida por el amplificador 412, se convierte en sentido descendente a los canales de banda base en fase (I) y en fase de cuadratura (Q) por medio de mezcladores equilibrados 414 y 416. Los

mezcladores son controlados por señales respectivas de entre seno (I) y coseno (Q) producidas a partir de una señal sinusoidal generada por un oscilador local 417 mediante un divisor adecuado y un desfasador 418. Los mezcladores 414, 416 multiplican efectivamente la señal del amplificador 412 y las señales I y Q del oscilador local. Cada mezclador produce una señal que tiene frecuencias que son la suma y la diferencia de las frecuencias de la señal recibida, filtrada, y amplificada, y la señal del oscilador local.

Las señales I y Q producidas por los mezcladores son filtradas por filtros pasobajo 420 y 422 que eliminan señales convertidas en sentido ascendente, así como componentes debidos a señales de RF cercanas. Los filtros 420 y 422 fijan el ancho de banda de ruido y, por lo tanto, la potencia de ruido total en el receptor 410. A continuación, las señales I y Q son amplificadas por amplificadores variables 424 y 426, y enviadas a conversores analógicos-a-digitales 428 y 430. La ganancia de los amplificadores variables 424 y 426 queda determinada por el nivel total de la señal de entrada del receptor 410. Según la presente invención, la salida de los conversores analógicos-a-digitales (A/D) 428 y 430 se envía, a través de combinadores 432 y 434 (que combinan las salidas de los conversores A/D con una salida de una unidad 400 de corrección), hacia un procesador 445 de señal digital para realizar un procesamiento adicional. El procesador 445 de señal digital puede ejecutar una ecualización de Viterbi, un procesamiento RAKE de la señal, una demodulación de amplitud y fase, etcétera. Adicionalmente, la salida de los conversores A/D 428 y 430 se envía a un controlador automático de ganancia 440 (AGC) y a la unidad 400 de corrección. El AGC 440 se usa para determinar la ganancia de los amplificadores 424 y 426.

El transmisor 450 del transceptor 490 recibe datos I y datos Q sobre canales independientes y filtra los datos a través de filtros 468 y 470 de modulación. La salida de los filtros 468 y 470 de modulación se introduce directamente en la unidad 400 de corrección y en conversores digitales-a-analógicos (D/A) 464, 466 en el transmisor. Los datos se envían a través de filtros 460, 462 y a través de mezcladores 454, 456. Los mezcladores son controlados por componentes respectivos de entre seno (I) y coseno (Q) producidos a partir de una señal sinusoidal generada por un oscilador local 457 en combinación con un divisor adecuado y un desfasador 458. A continuación, las señales mezcladas se combinan a través del combinador 452 y se transmiten a través de una antena (no mostrada) a un destino.

Cuando se utiliza un transceptor en una estación móvil, tal como se muestra en la Figura 3, la distorsión de señal correspondiente a señales recibidas es provocada por señales que son transmitidas por el mismo transceptor. La Figura 4 muestra una vista parcial del transceptor 490 mostrado en la Figura 3, la cual detalla la interacción de las señales entre el receptor 410 y el transmisor 450 del transceptor 490. La señal $y_{rx}(t)$, recibida en el receptor 410, es la señal deseada que se recibirá, por ejemplo, desde una estación base. La señal $s_{tx}(t)$ representa la señal transmitida en el transmisor 450, mientras que $v_{tx}(t)$ representa la señal interferente en el receptor 410 provocada por la transmisión de la señal $v_{rx}(t)$. La señal de banda base deseada es $Z_{rx}(t)$, $\underline{g}(t)$ representa el vector de error de banda base provocado por la señal interferente, $\underline{V}_{tx}$, y $Z_{tx}(t)$ representa su suma. La señal $x_{tx}(t)$ representa la señal de banda base a transmitir por el transmisor 450. Las constantes K , K_1 y K_2 mostradas en las ecuaciones son valores de proporcionalidad, y τ es el retardo de tiempo desde el generador de formas de onda de banda base (no mostrado) hacia el receptor 410.

La unidad 400 de corrección de la presente invención, ilustrada detalladamente en el diagrama de bloques de la Figura 5, se basa en el hecho de que la salida de la señal en el transmisor 450 es la señal interferente de mayor intensidad. Puesto que se determina que la señal transmitida es la señal interferente de mayor intensidad, se puede restar de la señal recibida una señal de error obtenida a partir de la forma de onda transmitida. Tal como se ha descrito en respecto a la Figura 3, la unidad 400 de corrección usa una pluralidad de entradas tanto del receptor 410 como del transmisor 450 del transceptor 490 con el fin de compensar la distorsión en la banda base del receptor. Es necesario determinar las constantes K_i y K_q con el fin de calcular los valores de error ε_1 y ε_q tal como se ha mostrado anteriormente en la ecuación 5. Puesto que las constantes K_i y K_q cambian lentamente, es posible recalcular continuamente los valores de error con el fin de reducir el error en la señal recibida. Los valores de error se determinan y se restan de la señal recibida en los combinadores 432 y 434.

Tal como se muestra en la Figura 5, la unidad 400 de corrección recibe la salida de los filtros 468 y 470 de modulación sobre los canales I y Q del transmisor 450. Las salidas se reciben en la unidad 510 de cálculo, a continuación se elevan al cuadrado y se suman para determinar una envolvente al cuadrado del transmisor 450, $r_{tx}^2(t)$. Aquellos expertos en la materia apreciarán que la envolvente al cuadrado se puede calcular, o se puede realizar una aproximación de la misma, usando otras técnicas. Puesto que existirá cierto retardo entre el instante de tiempo en el que el transmisor genera las señales que crean perturbaciones, y el instante de tiempo en el que las mismas se propagan hacia la cadena de recepción, este valor se envía a una unidad 520 de sincronización para determinar el retardo, en la transmisión de la señal que crea perturbaciones, hacia el receptor 410. El retardo de tiempo, τ , a aplicar en la señal envolvente al cuadrado, se determina en la unidad 520 de sincronización mediante la correlación de $r_{tx}^2(t)$ con el componente o bien I ó bien Q de la señal de banda base recibida $Z_{i(tot)}(t)$. En referencia nuevamente a la Figura 3, las señales de banda base del canal I se muestran de manera que son usadas por el estimador 400 de errores. No obstante, aquellos con conocimientos habituales en la materia reconocerán que también se podrían usar las señales de banda base del canal Q.

Una vez que se determina el retardo de tiempo, τ , a través de la correlación, el mismo se aplica a la envolvente al cuadrado del transmisor, $r_{tx}^2(t)$, por medio de la unidad 530 de retardo. A continuación, la señal retardada se aplica al estimador 540, que determina los valores de ε_i y ε_q . Los valores de K_i y K_q se determinan en primer lugar antes de determinar las señales de error. No obstante, debido al hecho de que K_i y K_q son constantes que varían lentamente, es posible recalcular estas constantes sin afectar a la salida de la unidad 400 de corrección.

La Figura 6 representa un método ejemplificativo para compensar un transceptor de acuerdo con la presente invención. En primer lugar, en la etapa 620, se determinan los valores de K_i y K_q . Esto se puede lograr, por ejemplo, tal como se describe a continuación con respecto a las ecuaciones (8) a (12). Considérese que la señal de entrada total recibida por el receptor 410 se puede describir como:

$$\underline{Z}_{tot} = \underline{Z}_{rx} + K_r r_{tx}^2(t - \tau) e^{i\gamma} \quad (8)$$

Como consecuencia, el componente I (parte imaginaria) de la señal de entrada total recibida por el receptor 410 es:

$$Z_{i(tot)}(t) = Z_{irx} + K_i r_{tx}^2(t - \tau) \quad (9)$$

donde $Z_{i(tot)}(t)$ es la señal de entrada real conocida, recibida por el receptor, y es la señal transmitida conocida que se ha desplazado en el tiempo. Por consiguiente, el conocimiento de Z_{irx} (componente imaginario de la señal de banda base deseada) posibilitaría la resolución de K_i .

Puesto que cualquier fuente de información de datos se puede describir como un proceso aleatorio, todos los símbolos tienen la misma probabilidad. Si se promedia el valor o bien imaginario o bien real, el resultado será cero puesto que la distribución de probabilidad es simétrica. Por consiguiente, la siguiente ecuación refleja que el valor medio de los componentes I y Q de las señales recibidas deseadas es cero:

$$\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Z_{irx}(k) = 0 \quad (10)$$

Las ecuaciones (9) y (10) mostradas anteriormente para la parte imaginaria de la señal de entrada recibida se pueden calcular también para la parte real de la señal de entrada recibida. A continuación, se puede realizar una estimación de las constantes K_i y K_q aplicando un promedio sobre un número suficiente de muestras N de tal manera que se puede suponer que Z_{irx} y Z_{qrx} son cero, tal como se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$K_i = \frac{\sum_{k=1}^N Z_{i(tot)}(k)}{\sum_{k=1}^N r_{tx}^2(k - n)} \quad (11)$$

$$K_q = \frac{\sum_{k=1}^N Z_{q(tot)}(k)}{\sum_{k=1}^N r_{tx}^2(k - n)}, \quad (12)$$

Es importante que la potencia de salida sea constante durante el cálculo de K_i y K_q . Volviendo a continuación al diagrama de flujo de la Figura 6, en la etapa 630, una vez que se han hallado K_i y K_q , se pueden estimar los valores de compensación de error. No obstante, antes de ser usado para compensar la señal recibida, el nivel de potencia de salida se usa para escalar los valores ε_i y ε_q a través del uso de una unidad 550 de escalado (mostrado en la Figura 5).

En la etapa 640, se compensa el transceptor a través del uso de los valores de error estimados, obtenidos en la etapa 630. Por ejemplo, una vez que se han determinado K_i y K_q , se puede compensar cada muestra de señal recibida posteriormente, mediante:

$$\underline{Z}_{rx}(k) = \underline{Z}_{tot}(k) - \underline{\varepsilon}(k). \quad (13)$$

REIVINDICACIONES

1. Método para compensar perturbaciones en una señal recibida por un transceptor (490), provocadas por transmisiones generadas por dicho transceptor (490), que comprende las etapas de:
 - transmitir señales a través de dicho transceptor (490);
 - recibir señales de entrada en dicho transceptor (490), en donde dichas señales de entrada incluyen señales deseadas en combinación con señales interferentes;
 - determinar un retardo de tiempo asociado a dichas señales interferentes; y
 - corregir, después de dicho retardo de tiempo, dichas señales de entrada para compensar las señales interferentes.
2. Método de la reivindicación 1, en el que dicho retardo de tiempo se determina de acuerdo con un espacio de tiempo que tarda en ser transmitida una señal desde un transmisor (450) en dicho transceptor (490) hacia un receptor (410) en dicho transceptor (490).
3. Método de la reivindicación 1, en el que dicha corrección comprende restar un error estimado de dicha señal de entrada recibida.
4. Método de la reivindicación 1, en el que dicha etapa de determinar un retardo de tiempo comprende además la etapa de:
 - sincronizar por lo menos una secuencia de señales transmitida por un transmisor (450) en dicho transceptor (490) con una secuencia de señales recibida por un receptor (410) en dicho transceptor (490).
5. Método de la reivindicación 1, en el que dichas señales interferentes incluyen dichas señales transmitidas, de un transmisor (450) en dicho transceptor (490).
6. Aparato para compensar perturbaciones en una señal recibida por un transceptor (490), provocadas por transmisiones generadas por dicho transceptor (490), comprendiendo dicho transceptor (490):
 - medios transmisores (450) para transmitir señales;
 - medios (410) de recepción para recibir señales de entrada, en donde dichas señales de entrada incluyen señales deseadas en combinación con señales interferentes,
 - medios de determinación para determinar un retardo de tiempo asociado a dichas señales interferentes; y
 - medios (400) de corrección para corregir, después de dicho retardo de tiempo, dichas señales de entrada con el fin de compensar las señales interferentes.
7. Aparato de la reivindicación 6, en el que dicho retardo de tiempo se determina de acuerdo con un espacio de tiempo que tarda en ser transmitida una señal desde dicho transmisor (450) hacia dicho receptor (410).
8. Aparato de la reivindicación 6, en el que dichos medios (400) de corrección comprenden además:
 - medios (432, 434) de resta para restar un error estimado de dicha señal de entrada recibida.
9. Aparato de la reivindicación 6, en el que dichos medios de determinación comprenden además:
 - medios (520) de sincronización para sincronizar por lo menos una secuencia de señales transmitida por dicho transmisor (450) con una secuencia de señales recibida por el receptor (410).
10. Aparato de la reivindicación 6, en el que dichas señales interferentes incluyen dichas señales transmitidas, desde dicho transmisor (450).
11. Unidad (400) de corrección para corregir una interferencia entre un transmisor (450) y un receptor (410), en un transceptor (490), comprendiendo dicha unidad (400) de corrección:
 - una unidad (510) de cálculo para determinar una envolvente al cuadrado ($r_{tx}^2(t)$) de señales transmitidas por dicho transmisor (450);
 - una unidad (520) de sincronización para determinar un retardo de tiempo asociado a la recepción de dicha envolvente al cuadrado por parte de dicho receptor (410);
 - una unidad (530) de retardo para aplicar dicho retardo de tiempo a la envolvente al cuadrado; y
 - un estimador (540) y una unidad (550) de escalado para determinar un valor de compensación a aplicar en dicho receptor (410) sobre la base de dicha envolvente al cuadrado, retardada en el tiempo.
12. Unidad (400) de corrección de la reivindicación 11, en la que dicha unidad (520) de sincronización recibe una

señal de banda base desde dicho receptor (410) y dicha señal envolvente al cuadrado de dicho transmisor (450) y ejecuta una rutina de correlación.

13. Transceptor (490) usado para transmisión y recepción de señales, que comprende:

un receptor (410) de conversión directa para recibir una señal entrante y convertir en sentido descendente dicha señal a una señal de banda base;
un transmisor (450) que recibe datos a transmitir y modula dichos datos para su transmisión hacia un destino;
y
una unidad (400) de corrección para utilizar dichos datos modulados de dicho transmisor y un retardo de tiempo que indica la cantidad de tiempo necesaria para que una señal transmitida interfiera con dicho receptor (410), con el fin de compensar dicho receptor (410).

14. Transceptor (490) de la reivindicación 13, en el que dicha unidad (400) de corrección comprende además:

una unidad (510) de cálculo que usa dichos datos modulados de dicho transmisor (450) para calcular y dar salida a una señal que representa una envolvente al cuadrado ($r_{tx}^2(t)$) del transmisor (450).

15. Transceptor (490) de la reivindicación 14, en el que dicha unidad (400) de corrección comprende además:

una unidad (520) de sincronización que recibe la salida de dicha unidad (510) de cálculo y determina y da salida a dicho retardo de tiempo hacia una unidad (530) de retardo.

16. Transceptor (490) de la reivindicación 15, en el que dicha unidad (530) de retardo aplica dicho retardo de tiempo a la señal que representa la envolvente al cuadrado del transmisor (450).

17. Transceptor (490) de la reivindicación 16, en el que dicha unidad (400) de corrección comprende además:

un estimador (540) que determina un conjunto de constantes de la manera siguiente:

$$K_i = \frac{\sum_{k=1}^N z_{i(tot)}(k)}{\sum_{k=1}^N r_{tx}^2(k-n)}$$

$$K_q = \frac{\sum_{k=1}^N z_{q(tot)}(k)}{\sum_{k=1}^N r_{tx}^2(k-n)}$$

Donde $z_{trx}(k)$ y $z_{qrx}(k)$ son vectores de banda base deseados, $r_{tx}^2(k-n)$ es la envolvente al cuadrado de dicho transmisor (450) y n es el retardo de tiempo, y en donde dicho estimador (540) determina valores de error para compensar dicho receptor (410) basándose en dicho conjunto de constantes.

18. Transceptor (490) de la reivindicación 17, en el que dicha unidad (400) de corrección comprende además:

una unidad (550) de escalado que, utilizando un nivel de potencia de salida de dicho transceptor (490), escala dichos valores de error antes de ser usados para compensar dicho receptor (410).

FIG. 1

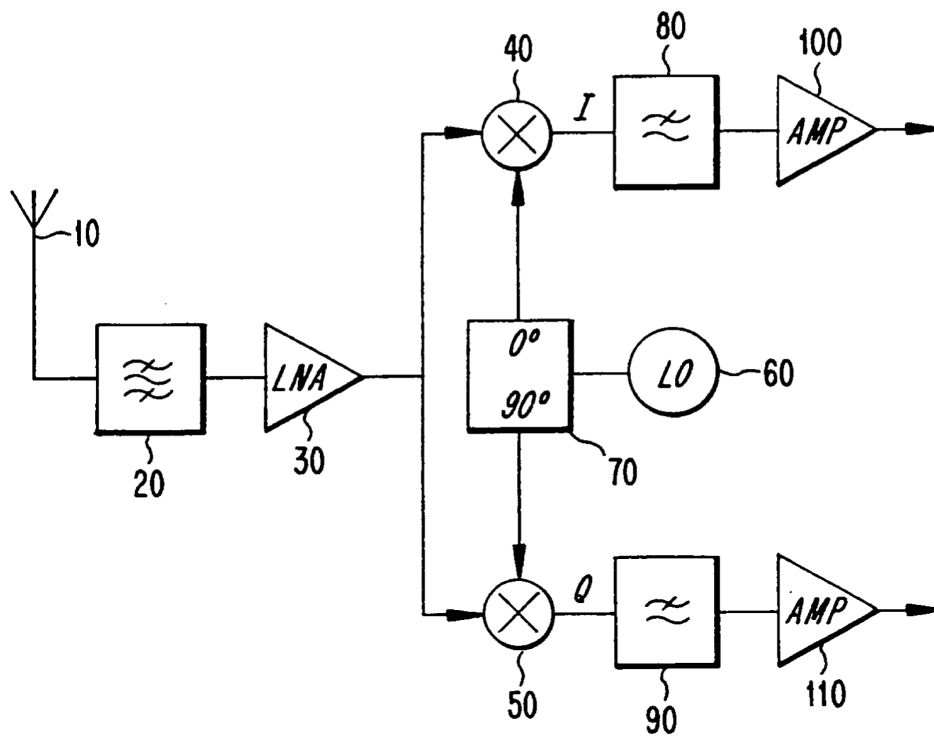


FIG. 2

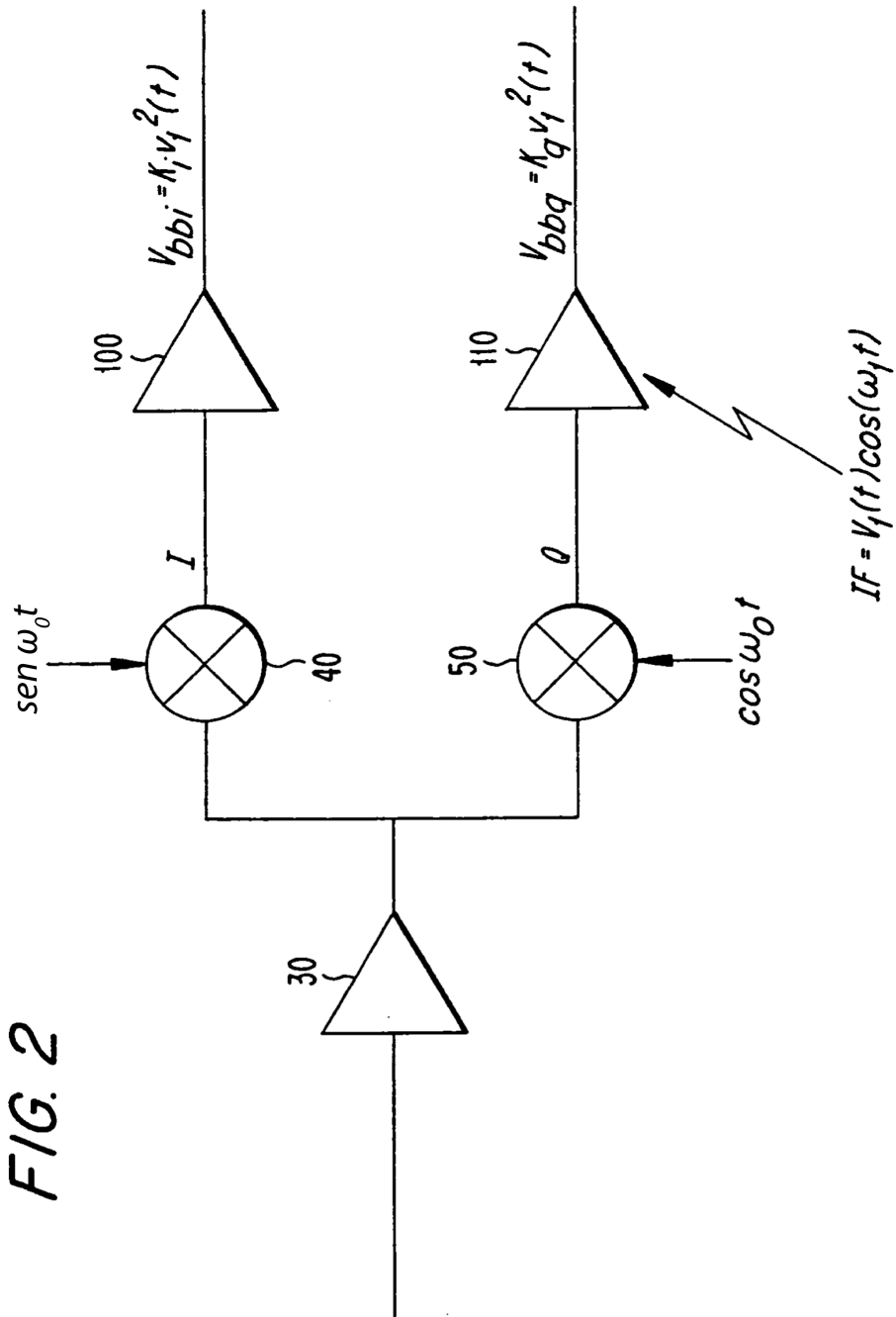
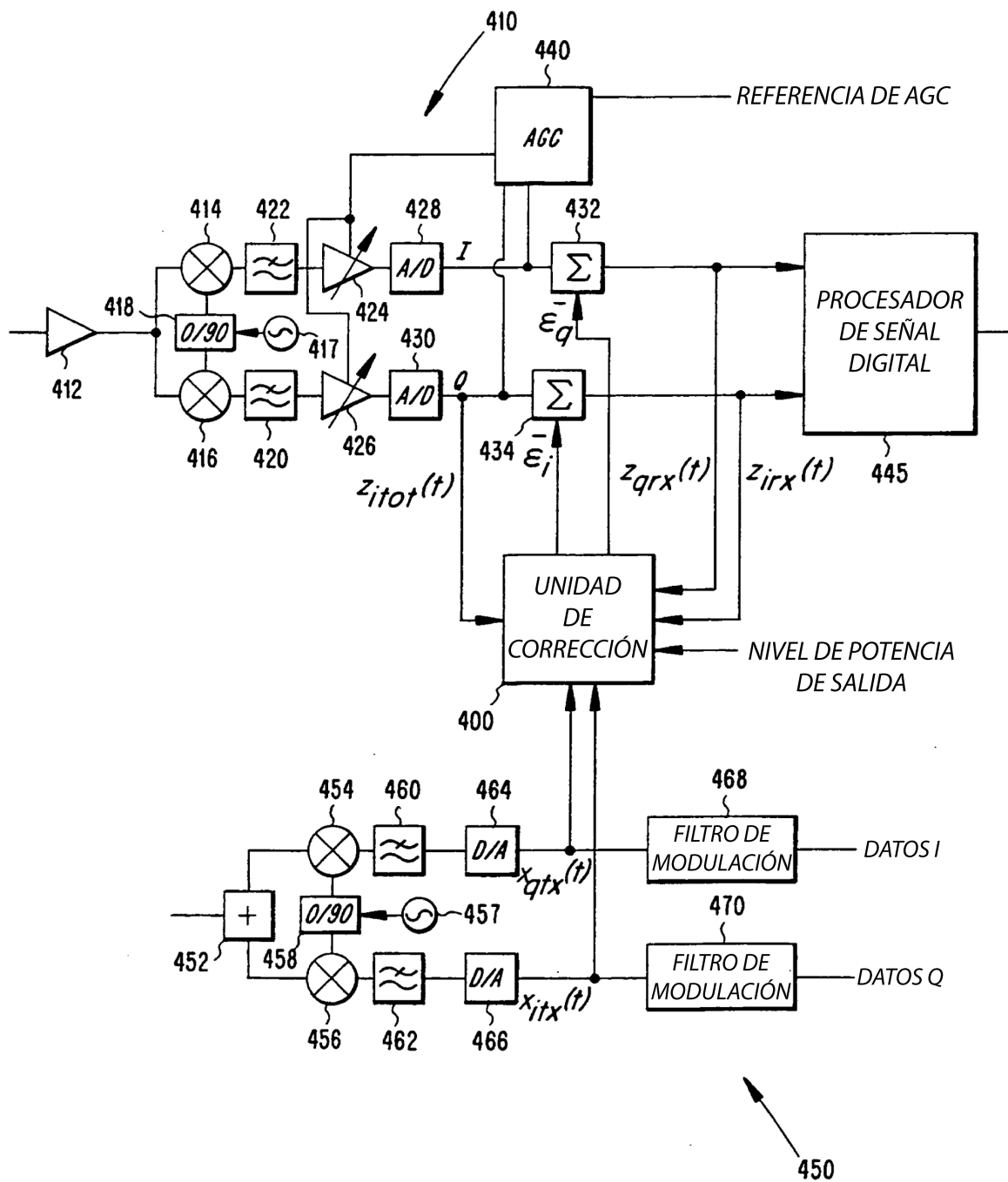


FIG. 3



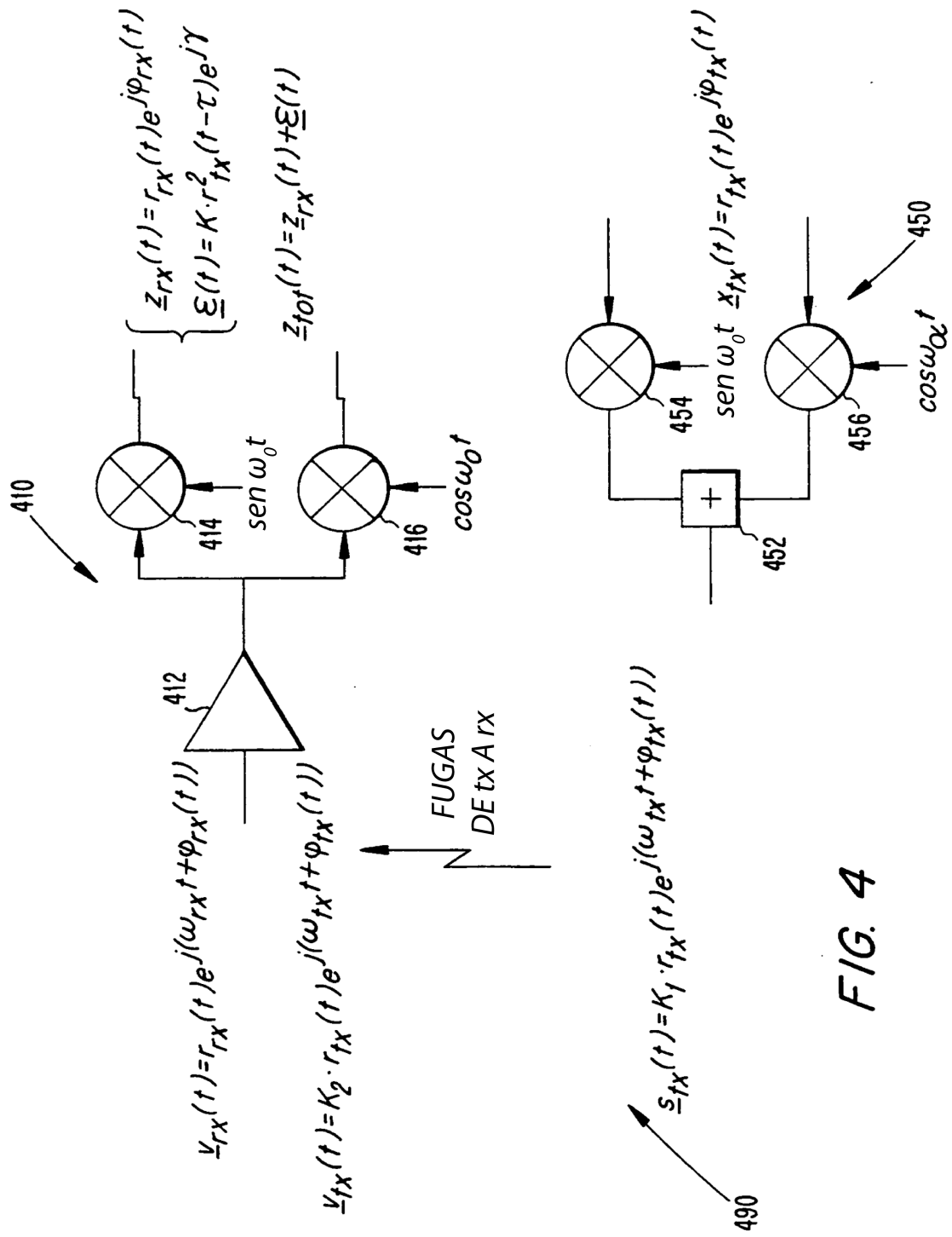


FIG. 5

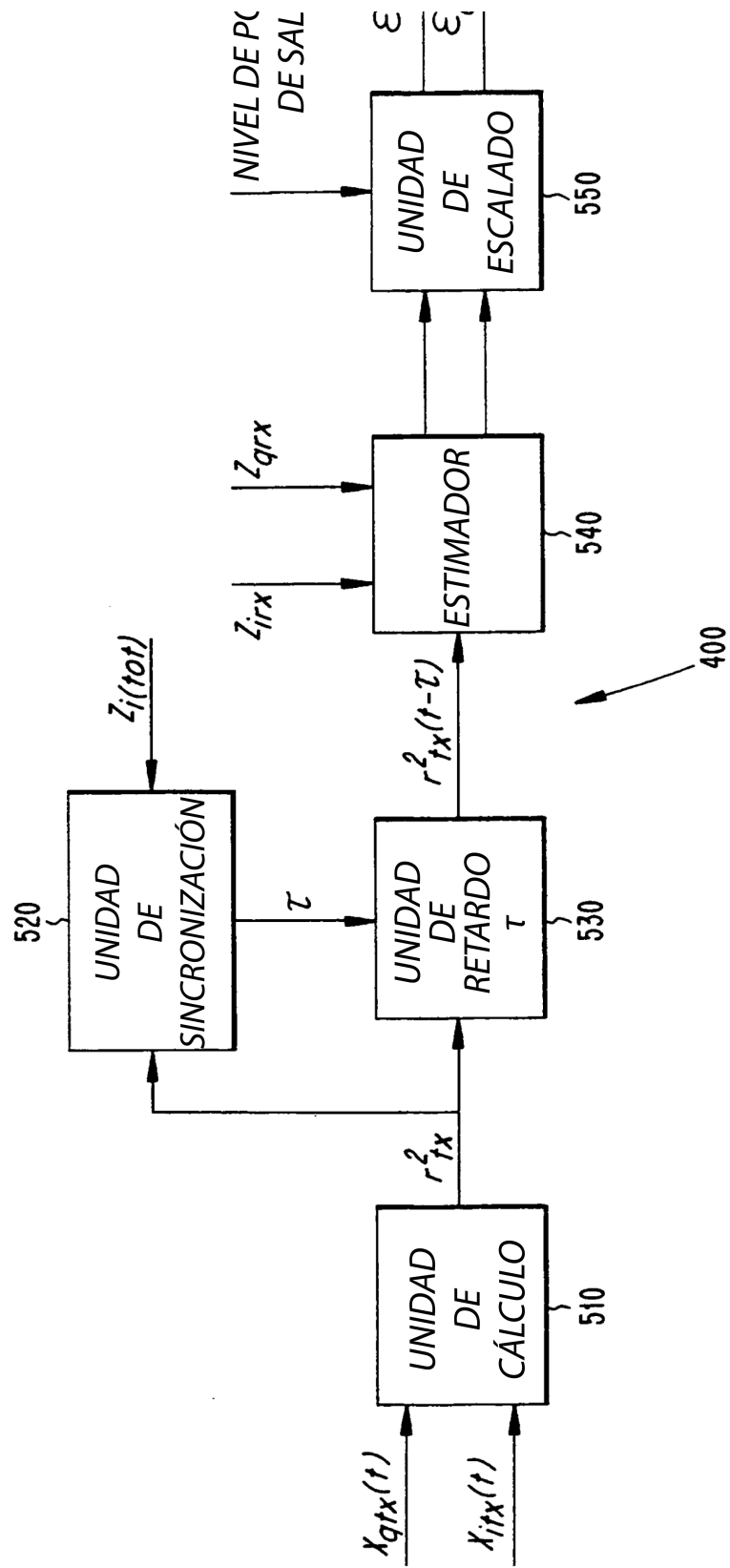


FIG. 6

