



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 367 924**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/707** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06850241 .8**

96 Fecha de presentación : **06.12.2006**

97 Número de publicación de la solicitud: **1966899**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **10.09.2008**

54 Título: **Cancelación de interferencia usando estimación de potencia y seguimiento para comunicación inalámbrica.**

30 Prioridad: **06.12.2005 US 748062 P**  
**27.09.2006 US 535848**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**10.11.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**10.11.2011**

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

72 Inventor/es: **Banister, Brian, Clarke**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

**ES 2 367 924 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 interferencia usando estimación de potencia y seguimiento para comunicación inalámbrica

**Antecedentes****I. Campo**

- 5 La presente divulgación se refiere en general a comunicación, y más específicamente a técnicas para llevar a cabo la cancelación de interferencia en un sistema de comunicación inalámbrica.

**II. Antecedentes**

- 10 Un sistema de comunicación inalámbrico de acceso múltiple se puede comunicar al mismo tiempo con varios dispositivos inalámbricos, por ejemplo, teléfonos celulares. Ejemplos de estos sistemas de acceso múltiple incluyen sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA), sistemas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), y sistemas de acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA).

- 15 Un sistema inalámbrico de acceso múltiple normalmente incluye muchas estaciones base que proporcionan cobertura de comunicaciones para una gran área geográfica. Cada estación base puede transmitir datos a uno o más dispositivos inalámbricos ubicados dentro de su área de cobertura en un momento dado. Un dispositivo inalámbrico puede recibir una determinada transmisión deseada desde una estación base en servicio así como transmisiones de interferencia de las estaciones base cercanas. Estas transmisiones están destinadas a interferir en otros dispositivos inalámbricos situados en las zonas de cobertura de estas estaciones base cercanas, pero actúan como una interferencia a este dispositivo inalámbrico dado. La interferencia limita la capacidad del dispositivo inalámbrico para desmodular la transmisión deseada y tiene un gran impacto en el rendimiento.

- 20 Por lo tanto, existe una necesidad en la técnica de técnicas para desmodular una transmisión deseada en presencia de transmisiones de interferencia en un sistema de comunicación inalámbrica.

- 25 Se llama la atención al documento EP 1 392 007, que divulga demoduladores de múltiples haces de señales del usuario de baja velocidad y demoduladores de múltiples haces canceladores de interferencias de las señales del usuario de alta velocidad que eliminan las interferencias de las señales de los componentes del haz de salida correspondiente y un valor de decisión suave como resultado de la demodulación. Los demoduladores de adaptación del haces para señales del usuario de baja velocidad y los demoduladores de adaptación de haces de señales del usuario de alta velocidad realizan la demodulación utilizando las señales del haz del cual se ha eliminado los componentes de la interferencia y la salida de un valor de decisión suave como resultado de la demodulación. Los demoduladores de señales del usuario de baja velocidad seleccionadas y la salida de un valor óptimo de decisión suave basado en la estimación del SIR y los demoduladores para las señales del usuario de alta velocidad seleccionadas y la salida de un valor óptimo de decisión suave basado en la estimación del SIR.

- 35 Mayor atención se presta al documento US 6.967.990, que se dirige a un aparato de cancelación de interferencias aplicadas en un sistema de comunicación CDMA. Cuando se conoce la información de la velocidad de transmisión y la calidad de la información necesaria para cada usuario, cada una de las unidades de multiplicadores K (donde K es un número natural y representa el número de usuarios) multiplica la velocidad de transmisión de la información y la calidad de la información necesaria para cada usuario. Un circuito de clasificación estima la potencia de la señal entrante en función de la salida del valor de los multiplicadores, determina el rango de los usuarios en función de la potencia estimada entre los usuarios, y envía la información sobre el rango de los usuarios en la primera etapa. La cancelación de interferencia se ejecuta secuencialmente desde la primera etapa hasta la etapa final en base a la información del rango.

**Sumario**

De acuerdo con la presente invención, se proporcionan un aparato y un procedimiento, tal como se establece en las reivindicaciones 1 y 7. Las realizaciones de la invención se reivindican en las reivindicaciones dependientes.

- 45 Técnicas para realizar la cancelación de la interferencia en un sistema de comunicación inalámbrica (por ejemplo, un sistema CDMA) se describen en este documento. Tal como se usa aquí, "cancelación" y "supresión" son términos sinónimos y se utilizan indistintamente. Las técnicas realizan la cancelación de la interferencia sobre la base de estimaciones de potencia por binarios para varios binarios ortogonales, por ejemplo, binarios de Walsh.

- 50 En un aspecto, las estimaciones de potencia por binario se derivan de la estimación de al menos dos componentes de las estimaciones de potencia. Los componentes pueden incluir, por ejemplo, la ganancia del canal, el ruido y las interferencias, y el aumento de binarios. En una realización, las estimaciones de potencia iniciales  $\hat{\lambda}_{i,0}$  se derivan de

los binarios ortogonales, por ejemplo, sobre la base de símbolos recibidos para estos binarios. Una estimación del ruido y de la interferencia  $\hat{\sigma}_i^2$  entonces puede ser derivada a partir de (1) una estimación inicial de potencia para un binario nulo sin transmisión o (2) la menor estimación inicial de potencia para todos los binarios. Una estimación de ganancia binaria  $\hat{g}_{i,n}$  se pueden derivar para cada binario ortogonal sobre la base de la estimación inicial de potencia  $\hat{\lambda}_{i,n}$  para ese binario y una estimación de potencia piloto. Una estimación de ganancia del canal  $\hat{h}_i$  puede derivarse a partir de un piloto recibido. Las diversas estimaciones pueden derivarse con filtros que tienen constantes de tiempo seleccionadas para ofrecer una buena estimación de rendimiento. La estimación de potencia  $\hat{\lambda}_{i,n}$  para cada binario ortogonal entonces puede ser derivada a partir de la estimación de ganancia del canal  $\hat{h}_i$ , el ruido y la estimación de interferencia  $\hat{\sigma}_i^2$ , y la estimación de ganancia  $\hat{g}_{i,n}$  para ese binario. La cancelación de la interferencia se lleva a cabo utilizando las estimaciones de potencia para los binarios ortogonales, tal como se describe a continuación.

Diversos aspectos y realizaciones de la invención se describen en mayor detalle a continuación. En la siguiente descripción no todos los elementos con nombre de realización son realizaciones tal como se reivindica.

### **Breve descripción de los dibujos**

- La figura 1 muestra un sistema CDMA con múltiples estaciones base.
- 15 La figura 2 muestra un diagrama de bloques de una estación base y un dispositivo inalámbrico.
- La figura 3 muestra un modulador de CDMA en la estación base.
- La figura 4 muestra un cancelador de interferencias de un solo sector.
- La figura 5 muestra un proceso para llevar a cabo la cancelación de interferencia.
- La figura 6A muestra otro proceso para llevar a cabo la cancelación de interferencia.
- 20 La figura 6B muestra un proceso de obtención de datos de potencia.
- La figura 7 muestra un cancelador de interferencias en paralelo de múltiples sectores.
- La figura 8A muestra un cancelador de interferencias en cascada de dos sectores.
- La figura 8B muestra un cancelador de interferencias en cascada de múltiples sectores.
- La figura 9 muestra un cancelador de interferencias en paralelo de dos etapas.
- 25 Las figuras 10A y 10B muestran dos realizaciones de un bloque de cancelación de interferencia casi lineal (QLIC).
- La figura 11 muestra un cancelador de interferencias en cascada con seguimiento acelerado.
- La figura 12A muestra un bloque QLIC para la primera etapa con seguimiento acelerado.
- La figura 12B muestra un bloque QLIC para una etapa posterior.
- La figura 13 muestra un proceso para llevar a cabo la cancelación de interferencia en cascada.

### **Descripción detallada**

Las técnicas de cancelación de interferencia descritas en este documento pueden ser utilizadas para diversos sistemas de comunicación tales como sistemas CDMA, TDMA, FDMA, FDMA ortogonal (OFDMA), y FDMA de un solo portador (SC-FDMA). Un sistema CDMA puede implementar una o más tecnologías de acceso radio CDMA (RATs), tales como cdma2000, Wideband-CDMA (W-CDMA), y así sucesivamente. cdma2000 cubre los estándares de IS-2000, ES-856, y IS-95. Un sistema TDMA puede implementar un RAT, como el GSM. Estas RATs son diferentes y los estándares conocidos en la técnica. W-CDMA y GSM se describen en los documentos de un consorcio llamado "3rd Generation Partnership Project" (3GPP). cdma2000 se describe en los documentos de un consorcio llamado "3rd Generation Partnership Project 2" (3GPP2). Los documentos 3GPP y 3GPP2 están disponibles al público. Un sistema OFDMA utiliza OFDM para transmitir los símbolos en el dominio de la frecuencia de subportadoras ortogonales. Un sistema de SC-FDMA transmite símbolos en el dominio del tiempo de subportadoras ortogonales. Para mayor claridad, se describen a continuación las técnicas de un sistema CDMA, que puede ser un sistema cdma2000 o un sistema W-CDMA.

La figura 1 muestra un sistema de 100 cdma, con múltiples estaciones base. Para simplificar, la figura 1 muestra sólo

tres estaciones base 110a, 110b, 110c, y un dispositivo inalámbrico 120. Una estación base es generalmente una estación fija que se comunica con los dispositivos inalámbricos y también puede ser llamado un Nodo B (3GPP terminología), un punto de acceso, y así sucesivamente. Cada estación base 110 proporciona una cobertura de comunicaciones para una zona geográfica determinada. El término "célula" se puede referir a una estación base y/o su área de cobertura en función del contexto en el que se utiliza el término. Para mejorar la capacidad del sistema, el área de cobertura de la estación base puede ser dividida en varios (por ejemplo, tres) áreas más pequeñas. Cada área más pequeña es atendida por un subsistema de base de transceptor respectivo (BTS). El término "sector" se puede referir a una BTS y/o su área de cobertura en función del contexto en el que se utiliza el término. Para una célula sectorizada, el BTS para todos los sectores de esa célula es generalmente co-ubicado en la estación base para la célula. La descripción siguiente supone que cada célula se divide en múltiples sectores. Para simplificar, el término "estación base" se refiere genéricamente a una estación fija para un celular, así como una estación fija para un sector. Una estación base/sector de servicio es una estación base/sector con el que un dispositivo inalámbrico se comunica.

Un dispositivo móvil puede ser fijo o móvil y también puede llamarse un equipo de usuario (UE) (terminología 3GPP), una estación móvil (terminología cdma 2000), un terminal de usuario, y así sucesivamente. Un dispositivo móvil puede ser un teléfono móvil, un asistente digital personal (PDA), una tarjeta de módem inalámbrico, y así sucesivamente. Un dispositivo inalámbrico puede comunicarse con cero, una o múltiples estaciones base en los enlaces ascendentes y descendentes en un momento dado. El enlace directo (o descendente) se refiere al enlace de comunicación de las estaciones base a los dispositivos inalámbricos, y el enlace inverso (o ascendente) se refiere al enlace de comunicación de los dispositivos inalámbricos para las estaciones base. Para simplificar, la figura. 1 muestra sólo las transmisiones en el enlace directo. El dispositivo inalámbrico 120 recibe una transmisión deseada desde la estación base de servicio 110a a través de la línea de visión y las trayectorias reflejadas y también recibe transmisiones de interferencia de las estaciones base vecinas 110b y 110c, a través de la línea de visión y las trayectorias reflejadas.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques de la estación base 110i y el dispositivo inalámbrico 120. La estación base 110i, puede ser cualquiera de las estaciones base que se muestran en la figura. 1. Para simplificar, la figura 2 muestra la estación base 110i con una antena de transmisión y el dispositivo inalámbrico 120 que tiene una antena de recepción. En general, la estación base 110i y el dispositivo inalámbrico 120, cada uno puede ser equipado con cualquier número de antenas. Para simplificar, la figura 2 muestra sólo las unidades de procesamiento para la transmisión de datos en el enlace directo.

En la estación base 110i, un procesador 210 de datos de transmisión (TX) recibe datos de tráfico para los dispositivos inalámbricos que se sirven, procesa (por ejemplo, codifica, intercala, y mapea los símbolos) los datos de tráfico para generar símbolos de datos, y proporciona los símbolos de datos a un modulador CDMA 220. Como se usa aquí, un símbolo es un símbolo de modulación de los datos, un símbolo piloto es un símbolo de modulación para el piloto, un símbolo de modulación es un valor complejo para un punto en la constelación de la señal (por ejemplo, para M-PSK o M-QAM), un símbolo es en general un valor complejo, y el piloto es un dato que se conoce a priori tanto por las estaciones base como por los dispositivos inalámbricos. El modulador CDMA 220 procesa los símbolos de datos y los símbolos piloto como se describe a continuación y proporciona un flujo chips de salida a un transmisor (TMTR) 230. El transmisor 230 procesa (por ejemplo, convierte en analógica, amplifica, filtra y eleva la frecuencia) la corriente chips de salida y genera una señal de enlace directo, que se transmite desde una antena de 232.

En el dispositivo inalámbrico 120, una antena 252 recibe las señales de enlace directo transmitidas por la estación base 110i, así como de otras estaciones base. La antena 252 proporciona una señal recibida a un receptor (RCVR) 254. El receptor 254 procesa (por ejemplo, filtra, amplifica, disminuye, y digitaliza la frecuencia) la señal recibida y proporciona muestras recibidas a un cancelador de interferencia 260. El cancelador de interferencia 260 suprime la interferencia de interferir las estaciones base como se describe a continuación y proporciona muestras de interferencias canceladas para la estación base de servicio para un receptor rastrillo 270. La antena 252 puede recibir la señal de enlace directo desde la estación base de servicio a través de una o más rutas de señal como se muestra en la figura. 1, y la señal recibida puede incluir una o más instancias de la señal (o trayectorias múltiples) para la estación base de servicio. El receptor rastrillo 270 procesa todas las trayectorias múltiples de interés y proporciona estimaciones de los símbolos de datos, que son estimaciones de los símbolos de los datos enviados por la estación base de servicio. El receptor rastrillo 270 también puede ser reemplazado con un ecualizador o algún otro tipo de receptor. Una recepción (RX) del procesador 280 de datos procesa (por ejemplo, mapea los símbolos, los intercala, y los decodifica) las estimaciones de símbolo de datos y proporciona los datos decodificados. En general, el procesamiento por el receptor rastrillo 270 y del procesador de datos RX 280 es complementaria al tratamiento por el modulador CDMA 220 y el procesador de datos TX 210, respectivamente, en la estación base 110i.

Los controladores/procesadores 240 y 290 dirigen operaciones en la estación base 110i, y el dispositivo inalámbrico 120, respectivamente. Las memorias 242 y 292 almacenan datos y códigos de programas para la estación base 110i, y el dispositivo inalámbrico 120, respectivamente.

Para CDMA, se pueden obtener múltiples canales ortogonales con diferentes códigos ortogonales. Por ejemplo, varios

canales de tráfico ortogonal se obtienen con diferentes códigos Walsh en cdma2000, y múltiples canales físicos ortogonales se obtienen con diferentes códigos de factores de difusión variables ortogonales (OVSF) en W-CDMA. Los canales ortogonales pueden ser utilizados para enviar diferentes tipos de datos (por ejemplo, datos de tráfico, datos de emisión, datos de control, piloto, etc.) y/o tráfico de datos para diferentes dispositivos inalámbricos. Los canales ortogonales son a escala apropiada, en conjunto, y de espectro extendido en todo el ancho de banda de todo el sistema. La propagación del espectro se realiza con un código de ensanchamiento, que es un número pseudo-aleatorio (PN) en la secuencia cdma2000 y un código de distribución en W-CDMA. En cdma2000, la canalización de los códigos Walsh se llama "cobertura", y a la difusión del espectro se le llama "propagación". En W-CDMA, la canalización con códigos OVSF que se llama "propagación", y la difusión del espectro se denomina "codificación". Para mayor claridad, se utiliza terminología cdma2000 (por ejemplo, el canal de tráfico, cobertura, difusión, etc.) en la siguiente descripción.

La figura 3 muestra un diagrama de bloques del modulador de CDMA 220 en la estación base 110i. Para simplificar, la descripción siguiente supone que N canales de tráfico están disponibles para cada sector, y cada canal de tráfico se le asigna un código Walsh diferente de longitud N, donde N puede ser igual a 4, 8, 16, 32, 64 o 128 para cdma2000. En general, los códigos ortogonales de longitudes diferentes pueden ser utilizados para los canales de tráfico, y N puede corresponder a la longitud de código ortogonal más largo.

El modulador CDMA 220 incluye N procesadores 310a hasta 310n de canal de tráfico N para los canales de tráfico N. Dentro de cada procesador 310 de canal de tráfico, un multiplicador 312 recibe y escala los símbolos de datos para el canal de tráfico n con una ganancia  $g_{i,n}$  para el canal de tráfico n y proporciona los símbolos de escala de los datos. La ganancia  $g_{i,n}$  puede ser cero si el canal n de tráfico no se utiliza. Una unidad de cubierta Walsh 314 canaliza los símbolos de datos a escala con un código Walsh  $w_n$  asignado al canal de tráfico n. La unidad 314 realiza la cobertura repitiendo cada símbolo de datos a escala varias veces para generar N símbolos replicados y multiplicando los símbolos N replicados con los N chips de código Walsh  $w_n$  para generar N fichas de datos para que ese símbolo de datos. Un combinador 320 recibe y agrega las fichas de datos de todos los canales de tráfico N. Un multiplicador 322 multiplica los chips de datos combinados con un código de difusión asignado al sector i y genera chips de salida.

Los chips de salida para el sector i se puede expresar en tiempo discreto, de la siguiente manera:

$$x_i(k) = \sum_{n=1}^N c_i(k) \cdot w_n(\text{mod}(k, N)) \cdot g_{i,n} \cdot s_{i,n}(\lfloor k/N \rfloor), \quad \text{Ec.(1)}$$

en la que k es un índice para el período chip,

n es un índice para el canal de tráfico,

i es un índice para el sector,

$s_{i,n}(\lfloor k/N \rfloor)$  es un símbolo de los datos enviados en el canal de tráfico n en el período chips k,

$w_n(\text{mod}(k, N))$  es un chip Walsh para el canal de tráfico n en el período chips k,

$g_{i,n}$  es la ganancia para el canal de tráfico n en el sector i,

$c_i(k)$  es un chip de código de difusión para el sector i en el período chip k, y

$x_i(k)$  es un chip de salida para el sector i en el período chip k.

Cada símbolo de datos se envían en períodos chips N. Datos símbolo  $S_{i,n}(t)$  para el período de símbolo t se envía en los períodos chips  $k = N \cdot t$  a través de  $N \cdot t + N - 1$ . Por lo tanto,  $t = \lfloor k/N \rfloor$  y  $S_{i,n}(t) = S_{i,n}(\lfloor k/N \rfloor)$ , donde "x  $\lfloor \cdot \rfloor$ " denota un operador de suelo. Para simplificar, los símbolos de datos, chips Walsh, y la difusión de los chips de código se supone que tiene magnitud unitaria para todos los períodos chips k, los periodos de símbolo t, canales de tráfico n, y el sector i, o  $|S_{i,n}(t)| = |w_n(\text{mod}(k, N))| = |c_i(k)| = 1$  para  $\forall k, t, n, i$ . Los códigos de difusión de los distintos sectores no están correlacionados, con  $E\{c_i(k) \cdot c_j^*(k+x)\} = \delta(k) \cdot \Delta(i, j)$ , lo que significa que el valor esperado entre los códigos de difusión de los sectores i y j es igual a uno si  $k = 0$  e  $i = j$ . A diferentes sectores se les asignan diferentes versiones cambiadas de la misma secuencia de PN en cdma2000, en cuyo caso los códigos de difusión para los diferentes sectores no están correlacionados en un rango de compensación de chip.

La ecuación (1) puede ser expresada en forma de matriz, de la siguiente manera:

$$\underline{x}_i(t) = \underline{C}_i(t) \cdot \underline{W} \cdot \underline{G}_i \cdot \underline{s}_i(t), \quad \text{Ec.(2)}$$

en el que  $\underline{s}_i(t) = [s_{i,1}(t) \ s_{i,2}(t) \ \dots \ s_{i,N}(t)]^T$  es un vector  $N \times 1$  que contiene  $N$  símbolos de datos de ser enviados a los  $N$  canales de tráfico en el periodo de símbolo  $t$ ,

$\underline{G}_i$  es una matriz  $N \times N$  diagonal que contiene las ganancias para los canales de tráfico  $N$  a lo largo de la diagonal, o  $\text{diag}(\underline{G}_i) = \{g_{i,1}, g_{i,2}, \dots, g_{i,N}\}$ ,

5  $\underline{W}$  es una matriz Walsh  $N \times N$  que contiene  $N$  códigos Walsh en las columnas  $N$ ,

$\underline{C}_i(t)$  es una matriz diagonal  $N \times N$  que contiene  $N$  chips de difusión del código a lo largo de la diagonal por  $N$  periodos chips en el periodo de símbolo  $t$  o

$\text{diag}(C_i(t)) = \{c_i(N \cdot t), c_i(N \cdot t + 1), \dots, c_i(N \cdot t + N - 1)\}$ ,

10  $\underline{x}_i(t) = [x_i(N \cdot t) \ x_i(N \cdot t + 1) \ \dots \ x_i(N \cdot t + N - 1)]^T$  es un vector  $N \times 1$  que contiene  $N$  chips de salida para el sector  $i$  en el periodo de símbolo  $t$ , y

"T" denota una transposición.

Una matriz diagonal contiene posibles valores distintos de cero a lo largo de la diagonal y ceros en el resto. Si los canales de tráfico tienen diferentes longitudes de código Walsh, entonces  $N$  es igual al código Walsh de mayor longitud para todos los canales de tráfico, y cada código Walsh más corto se repite en la matriz  $\underline{W}$ .

15 El dispositivo inalámbrico 120 recibe las señales de enlace directo de la estación base 110i y otras estaciones base. Las muestras recibidas desde el receptor 254 se pueden expresar como:

$$\underline{r}(t) = \sum_i h_i \cdot \underline{x}_i(t) + \underline{n}(t), \quad \text{Ec. (3)}$$

en el que  $h_i$  es una ganancia del canal para el sector  $i$ ,

$\underline{n}(t)$  es un vector  $N \times 1$  de ruido e interferencia no incluido en  $\underline{x}_i(t)$ , y

20  $\underline{r}(t)$  es un vector  $N \times 1$  que contiene  $N$  muestras recibidas para el periodo de símbolo  $t$ .

La ecuación (3) asume que todos los sectores están sincronizados y que no hay una trayectoria de señal única (o no múltiples trayectorias) para cada sector. Para simplificar, el ruido y la interferencia en  $\underline{n}(t)$  se pueden suponer que son ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN) con un vector de media cero y una matriz de covarianza de  $N_0 \cdot \underline{I}$ , donde  $N_0$  es la varianza del ruido y las interferencias, e  $\underline{I}$  es la matriz de identidad con unos a lo largo de la diagonal y ceros en el resto.

25 En la ecuación (3),  $\underline{r}(t)$  es un vector recibido para el periodo de símbolo. Los vectores recibidos por periodos de símbolo diferente no están correlacionados, debido a la utilización de códigos de difusión que están temporalmente correlacionados. Por lo tanto, no hay dependencia, entre los periodos de símbolo diferente. Por claridad, el índice de símbolo  $t$  se omite en gran parte de la descripción a continuación.

30 El dispositivo inalámbrico 120 puede derivar estimaciones de los símbolos de los datos transmitidos por un determinado sector  $j$  en el canal de tráfico  $n$  mediante (1) desextendiendo las muestras recibidas en el código de difusión utilizado por el sector  $j$  y (2) descubriendo las muestras desextendidas con el código Walsh para el tráfico de canal  $n$ , de la siguiente manera:

$$\tilde{s}_{j,n} = \underline{w}_n^T \cdot \underline{C}_j^H \cdot \underline{r}, \quad \text{Ec. (4)}$$

35 en el que  $\underline{C}_j$  es una matriz diagonal  $N \times N$  que contiene los chips de código de difusión para el sector  $j$ ,

$\underline{w}_n$  es un vector  $N \times 1$  que contiene el código Walsh para el tráfico del canal deseado  $n$ ,

$s_{j,n}$  es un símbolo de los datos enviados por el sector  $j$  en el tráfico del canal  $n$ ,

$\tilde{s}_{j,n}$  es una estimación de  $s_{j,n}$  sin cancelación de interferencias, y

"H" denota una transpuesta conjugada.

Para cancelar la interferencia de un sector de interferencia  $\ell$ , el dispositivo inalámbrico 120 puede desextender las muestras recibidas en el código de difusión utilizado por el sector y luego descubierto las muestras desextendidas, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{u}}_{\ell} = \underline{\mathbf{W}}^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\ell}^H \cdot \underline{\mathbf{r}} \quad , \quad \text{Ec. (5)}$$

- 5 en el que  $\underline{\mathbf{u}}_{\ell}$  es un vector  $N \times 1$  que contiene  $N$  símbolos recibidos por  $N$  contenedores Walsh para el sector  $\ell$ . La multiplicación por  $\underline{\mathbf{C}}_{\ell}^H$  desextiende las muestras recibidas para el sector  $\ell$ . La multiplicación por  $\underline{\mathbf{W}}^T$  genera los símbolos recibidos por las cajas  $N$  Walsh. Las cajas  $N$  Walsh son los canales de tráfico de  $N$  si a estos canales de tráfico se asignan  $N$  códigos Walsh de longitud  $N$  diferentes. Las cajas  $N$  Walsh pueden ser vistas como correspondientes a  $N$  canales ortogonales obtenidos a través del descubrimiento con  $\underline{\mathbf{W}}^T$ .
- 10 Una matriz de covarianza  $\underline{\Delta}_{\ell}$  por vector  $\underline{\mathbf{u}}_{\ell}$  se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \underline{\Delta}_{\ell} &= E\{\underline{\mathbf{u}}_{\ell} \cdot \underline{\mathbf{u}}_{\ell}^H\} \quad , \\ &= N^2 \cdot |h_{\ell}|^2 \cdot \underline{\mathbf{G}}_{\ell}^2 + N \cdot \left( \sum_{i \neq \ell} \sum_{n=1}^N |h_i|^2 \cdot g_{i,n}^2 + N_0 \right) \cdot \underline{\mathbf{I}} \quad , \\ &= q_{\ell} \cdot \underline{\mathbf{G}}_{\ell}^2 + N \cdot \sigma_{\ell}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} \quad , \end{aligned} \quad \text{Ec. (6)}$$

en el que  $q_{\ell} = N^2 \cdot |h_{\ell}|^2$  es una ganancia de potencia de canal para el sector  $\ell$ , y  $\sigma_{\ell}^2 = \sum_{i \neq \ell} \sum_{n=1}^N |h_i|^2 \cdot g_{i,n}^2 + N_0$  es el ruido y la interferencia de otros sectores.

- 15 La matriz de covarianza  $\underline{\Delta}_{\ell}$  se puede dar como  $\text{diag}(\underline{\Delta}_{\ell}) = \{\lambda_{\ell, 1}, \lambda_{\ell, 2}, \dots, \lambda_{\ell, N}\}$ . Los elementos diagonales de  $\underline{\Delta}_{\ell}$  son atribuciones de medición (o valores propios) de las cajas  $N$  Walsh.  $\underline{\Delta}_{\ell}$  es equi-diagonal si todos los elementos diagonal  $N$  son iguales, o  $\lambda_{\ell, n} = \lambda_{\ell}$  para  $\forall n$ .

- 20 El dispositivo inalámbrico 120 puede derivar estimaciones de símbolo para el canal de tráfico  $n$  de  $j$  del sector sobre la base de diversas técnicas, tales como una técnica de mínimo error cuadrático lineal (LMMSE), una técnica de mínimos cuadrados (LS), y así sucesivamente. Las estimaciones de símbolo de canal de tráfico  $n$  del sector  $j$  puede ser derivado a partir de la técnica LMMSE, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{s}_{j,n} &= E(s_{j,n}^* \cdot \underline{\mathbf{u}}_{\ell} | \underline{\mathbf{C}}_j, \underline{\mathbf{C}}_{\ell})^H \cdot \underline{\Delta}_{\ell}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{u}}_{\ell} \quad , \\ &= E\left( s_{j,n}^* \cdot \left( \underline{\mathbf{W}}^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\ell}^H \sum_i h_i \cdot \underline{\mathbf{C}}_i \cdot \underline{\mathbf{W}} \cdot \underline{\mathbf{G}}_i \cdot \underline{\mathbf{s}}_i + \underline{\mathbf{W}}^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\ell}^H \cdot \underline{\mathbf{n}} \right) \middle| \underline{\mathbf{C}}_j, \underline{\mathbf{C}}_{\ell} \right)^H \cdot \underline{\Delta}_{\ell}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{u}}_{\ell} \quad , \\ &= h_j^* \cdot g_{j,n} \cdot \underline{\mathbf{W}}_n^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_j^H \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\ell} \cdot \underline{\mathbf{W}} \cdot \underline{\Delta}_{\ell}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{u}}_{\ell} \quad , \end{aligned} \quad \text{Ec. (7)}$$

en el que  $\hat{s}_{j,n}$  es una estimación de LMMSE  $S_{j,n}$ .

La estimación del símbolo LMMSE en la ecuación (7) se puede combinar con la ecuación (5) y luego dividirse en pequeñas ecuaciones, como sigue:

$$\underline{\mathbf{r}}_{\ell} = \frac{1}{\text{tr}(\underline{\Delta}_{\ell}^{-1})} \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\ell} \cdot \underline{\mathbf{W}} \cdot \underline{\Delta}_{\ell}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{W}}^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\ell}^H \cdot \underline{\mathbf{r}} \quad , \quad \text{Ec. (8)}$$

$$\hat{s}_{j,n} = \mathbf{w}_n^T \cdot \mathbf{C}_j^H \cdot \mathbf{r}_\ell, \quad \mathbf{y} \quad \text{Ec. (9)}$$

$$\hat{\hat{s}}_{j,n} = h_j^* \cdot g_{j,n} \cdot \text{tr}(\Delta_\ell^{-1}) \cdot \hat{s}_{j,n}, \quad \text{Ec. (10)}$$

En el que  $\mathbf{r}_\ell$  es un vector  $N \times 1$  que contiene  $N$  muestras de interferencia cancelada que tienen el componente de la señal para el sector  $\ell$  suprimido,  $\Delta_\ell^{-1}$  es una matriz  $N \times N$  diagonal dada como diag

$$(\Delta_\ell^{-1}) = \{ \lambda_{\ell,1}^{-1}, \lambda_{\ell,2}^{-1}, \dots, \lambda_{\ell,N}^{-1} \},$$

5

$\text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$  es la traza de  $\Delta_\ell^{-1}$ , que es la suma de los elementos diagonales de  $\Delta_\ell^{-1}$ ,

$\hat{s}_{j,n}$  es un cálculo LMMSE ponderado de  $s_{j,n}$ , y

$\hat{\hat{s}}_{j,n}$  es un cálculo ponderado de LMMSE  $s_{j,n}$ .

La ecuación (8) representa la cancelación de interferencia de un sector de interferencia  $\ell$ . En la descripción del presente documento, la cancelación de interferencia en la ecuación (8) se conoce como cancelación de interferencia cuasi-lineal (QLIC). El vector  $\mathbf{r}_\ell$  contiene muestras que tienen la interferencia del sector  $\ell$  suprimida. La ecuación (9) indica que el resto de símbolo de estimación LMMSE para  $s_{j,n}$  incluye simples operaciones de desextendido y descubierto que convencionalmente se hacen por un receptor de CDMA, como se muestra en la ecuación (4). En particular, el vector,  $\mathbf{r}_\ell$  es desextendido con el código de difusión para el sector  $j$  deseado y luego decubierto con el código Walsh para el tráfico de canal deseado  $n$ . La ecuación (10) muestra la escala LMMSE para obtener la estimación ponderada para su posterior decodificación.

10

15

Como se muestra en la ecuación (6), los elementos diagonales de  $\Delta_\ell$  están determinados en parte por la matriz de ganancia  $\mathbf{G}_\ell$  por interferir el sector  $\ell$ . Si las ganancias de todos los canales  $N$  de tráfico del sector  $\ell$  son iguales (es decir,  $g_{\ell,n} = g_\ell$  para  $\forall n$ ), Entonces  $\mathbf{G}_\ell = G_\ell \cdot \mathbf{I}$  y  $\Delta_\ell = \eta \cdot \mathbf{I}$ , donde  $\eta$  es una ganancia total de potencia dada como  $\eta = N / \text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$ .

20

La escala en un  $1/\text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$  se traduce en  $\mathbf{r}_\ell$  igual a  $\mathbf{r}$  si  $\Delta_\ell$  es equi-diagonal y contiene  $\eta$  lo largo de la diagonal. En este caso, la estimación ponderada símbolo  $\hat{s}_{j,n}$  de la ecuación (9) es igual a la estimación de símbolo  $\hat{s}_{j,n}$  de la ecuación (4) sin cancelación de interferencias. La cancelación de interferencia se logra cuando las ganancias de la matriz  $\mathbf{G}_\ell$  no son iguales, por lo que los canales de tráfico con mayores ganancias son más atenuados por la multiplicación de la matriz de covarianza invertida  $\Delta_\ell^{-1}$  en la ecuación (8). En efecto, la ecuación (8) se aplica una escala de caja estandarizada

25

Walsh de  $\Delta_\ell^{-1} / \text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$ , que logra el ajuste relativo a la supresión de interferencias mientras que proporciona ganancia global de unidad en promedio en las cajas  $N$  Walsh.

La figura 4 muestra un diagrama de bloques de un cancelador de interferencia 260a de un solo sector, que es una realización del cancelador de interferencia 260 en la figura. 2. Dentro del cancelador de interferencia 260a, un

30

multiplicador 412 multiplica las muestras recibidas  $r$  con un código de difusión complejo conjugado  $\mathbf{C}_\ell^*$  del sector  $\ell$  y proporciona muestras de entrada. Un convertidor serie a paralelo (S/P) 414 forma un vector de  $N$  muestras de entrada para cada periodo de símbolo y provee las muestras de entrada  $N$  en paralelo. Una unidad de transformación Hadamard rápida (FHT) 416 realiza un FHT  $N$ -punto de las muestras de entrada  $N$  para cada período de símbolo y proporciona  $N$  símbolos recibidos por  $N$  cajas Walsh.

35

Una unidad 422 calcula la magnitud al cuadrado del símbolo recibido por cada caja Walsh y proporciona un valor de potencia para esa caja Walsh. Un filtro 424 promedia los valores de potencia de los períodos de símbolo múltiple para cada caja Walsh y proporciona una estimación de potencia  $\hat{\lambda}_{\ell,n}$  para esa caja Walsh. El filtro 424 proporciona estimaciones de los elementos de la diagonal de  $\Delta_\ell$ . El filtro 424 se puede implementar con un filtro de respuesta de impulso finito (FIR), un filtro de respuesta al impulso infinito (IIR), o algún otro tipo de filtro. El filtro 424 puede tener una constante de tiempo que se selecciona como se describe a continuación. Una unidad 426 calcula la inversa de la estimación de potencia para cada caja Walsh y proporciona estimaciones de potencia inversa  $N$ , que son las estimaciones de los elementos diagonales de  $\Delta_\ell^{-1}$ . Un sumador 432 resume las estimaciones de potencia inversa  $N$  y

40

calcula la traza de  $\Delta_\ell^{-1}$ . Una unidad 434 calcula la inversa de la traza de  $\Delta_\ell^{-1}$  y proporciona el factor de escala  $1/\text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$ . Un multiplicador 436 multiplica cada una de las estimaciones de potencia inversa N de la unidad 426 con el factor de escala  $1/\text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$  y proporciona la potencia inversa N estandarizado estimaciones de las cajas N Walsh. El multiplicador 436 también se puede encontrar después del multiplicador 446, como lo indica la ecuación (8).

- 5 Un multiplicador 440 obtiene N símbolos recibidos por las cajas N Walsh en cada período de símbolo, multiplica el símbolo recibido por cada caja Walsh con la estimación de potencia inversa estandarizada para esa caja Walsh, y proporciona N símbolos a escala para las cajas N Walsh. Las unidades 422 a 440 realizan el procesamiento en una base por caja de Walsh. Una unidad FHT inversa (IFHT) 442 realiza una IFHT N-punto de los símbolos N a escala para cada período de símbolo y proporciona muestras de salida N para ese período de símbolo. Un convertor de paralelo a serie (P/S) serializa las muestras de salida N para cada período de símbolo. Un multiplicador 446 multiplica las muestras de salida con el código de difusión para el sector  $\ell$  y proporciona las muestras de interferencia cancelada  $r_\ell$  para el sector  $\ell$ .

- 15 En la figura 4, el multiplicador 412 realiza el desextendiendo para el sector  $\ell$ , que es la multiplicación con  $\underline{C}_\ell^H$  en la ecuación (8). El convertidor de serie a paralelo 414 vectoriza las muestras de entrada para cada periodo de símbolo. La unidad FHT 416 realiza el descubrimiento para los canales de tráfico N, que es la multiplicación con  $\underline{W}^T$  en la ecuación (8). La unidad FHT 416 proyecta de manera eficiente las muestras vectorizadas en cajas ortogonales utilizando los códigos Walsh y diagonaliza la matriz de covarianza  $\underline{\Lambda}_\ell$ . El multiplicador 412, el convertidor 414, y la unidad FHT 416 aplican la ecuación (5) y proporcionan  $\underline{u}_\ell$ . La unidad 422, el filtro 424, y la unidad 426 realizan una estimación de  $\Delta_\ell^{-1}$ . El sumador 432 y la unidad 434 calculan el factor de escala  $1/\text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$ . El multiplicador 436 estandariza los inversos de las estimaciones de potencia, que es la multiplicación con  $1/\text{tr}(\Delta_\ell^{-1})$  en la ecuación (8). El multiplicador 440 escala las cajas Walsh N sobre la base de las estimaciones de potencia inversa estandarizada para estas cajas Walsh, que es la multiplicación con  $\Delta_\ell^{-1}$  en la ecuación (8). Por lo tanto, las cajas Walsh con grandes potencias se atenúan más, lo que reduce las contribuciones de interferencia de estas cajas Walsh. La unidad IFHT 442 realiza el cubrimiento de las cajas de Walsh N, que es la multiplicación con  $\underline{W}$  en la ecuación (8). El multiplicador 446 realiza la difusión (o reextendido) para el sector  $\ell$ , que es la multiplicación con  $\underline{C}_\ell$  en la ecuación (8).

25 La cancelación de interferencia se lleva a cabo sobre la base de la matriz de covarianza  $\underline{\Lambda}_\ell$ , que tiene la forma mostrada en la ecuación (6). El rendimiento de cancelación de interferencia depende de la capacidad de estimar con precisión  $\underline{\Lambda}_\ell$ . En el contexto de la cancelación de interferencias, el seguimiento se refiere a la capacidad de estimar con precisión la matriz  $\underline{\Lambda}_\ell$ , en el entorno de funcionamiento variable.

- 30 La matriz  $\underline{\Lambda}_\ell$  puede estimarse de varias maneras. En una realización que se muestra en la figura. 4, la matriz  $\underline{\Lambda}_\ell$  se calcula promediando los valores de potencia de los símbolos recibidos en el vector  $\underline{u}_\ell$  a través de períodos de símbolo múltiple. En esta realización, el filtro 424 puede ser diseñado para proporcionar un promedio adecuado para el entorno operativo de espera. En otra realización que se describe a continuación, la matriz  $\underline{\Lambda}_\ell$  se calcula sobre la base de los componentes de  $\underline{\Lambda}_\ell$ .

- 35 De la ecuación (6), los elementos diagonales de  $\underline{\Lambda}_\ell$  se puede expresar como:

$$\lambda_{\ell,n} = N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot g_{\ell,n}^2 + N \cdot \sigma_\ell^2, \quad \text{for } n = 1, \dots, N. \quad \text{Ec. (11)}$$

- La ecuación (11) indica que la potencia  $\lambda_{\ell,n}$  de la caja Walsh n para el sector  $\ell$  está determinada por la ganancia del canal  $h_\ell$ , para el sector  $\ell$ , la ganancia  $g_{\ell,n}$  para el canal de tráfico n en el sector de  $\ell$ , y el ruido y la interferencia  $\sigma_\ell^2$  para el sector  $\ell$ . La ganancia  $g_{\ell,n}$  también se conoce como la ganancia de caja Walsh N. La ganancia del canal  $h_\ell$  y el ruido y la interferencia  $\sigma_\ell^2$  son comunes para todas las cajas Walsh N. La ganancia del canal  $h_\ell$  se puede estimar sobre la base de un piloto de transmisión por sector  $\ell$  utilizando cualquier sistema de estimación de canal conocido en la técnica. La estimación de ganancia del canal para el sector  $\ell$  se denota como  $\hat{h}_\ell$ .

- 40 En una realización, el ruido y la interferencia  $\sigma_\ell^2$  para el sector  $\ell$  se calcula sobre la base de un cálculo de potencia para una caja Walsh que corresponde a un canal de tráfico no utilizado. Un canal de tráfico sin usar tiene una ganancia de cero, o  $g_{\ell,n} = 0$ . En este caso, la potencia de la correspondiente caja Walsh nula contiene sólo el ruido y la

interferencia, o  $\lambda_{\ell,\text{null}} = N \cdot \sigma_\ell^2$ , donde  $\lambda_{\ell,\text{null}}$  es la potencia de la caja Walsh nula. El ruido y la estimación de la

interferencia puede ser igual a la estimación de la potencia de la caja Walsh nula, de la siguiente manera:

$$N \cdot \hat{\sigma}_\ell^2 = \hat{\lambda}_{\ell, \text{null}} \quad \text{Ec. (12)}$$

donde  $\hat{\lambda}_{\ell, \text{null}}$  es una estimación de  $\lambda_{\ell, \text{null}}$  (por ejemplo, del filtro 424 en la figura. 4) y  $\hat{\sigma}_\ell^2$  es una estimación de  $\sigma_\ell^2$ . Un canal de tráfico no utilizado podrá ser identificado con base en la señalización de un sector, la estructura de los canales de tráfico, y así sucesivamente. Por ejemplo, si el proceso de cancelación de interferencia se lleva a cabo en intervalos de varios símbolos (por ejemplo, 2N o 4N) y si el piloto se transmite con un código Walsh de todos ceros, entonces un canal de tráfico no utilizado correspondiente a una sub-rama del código piloto Walsh puede ser utilizada para el ruido y la estimación de la interferencia.

En otra realización, el ruido y la interferencia  $\sigma_\ell^2$  para el sector  $\ell$  se calcula sobre la base de la estimación más pequeña de potencia para todas las cajas Walsh para el sector de  $\ell$ , de la siguiente manera:

$$N \cdot \hat{\sigma}_\ell^2 = \min_n \{ \hat{\lambda}_{\ell, n} \} \quad \text{Ec. (13)}$$

La estimación de menor potencia se puede suponer que es para un canal de tráfico no utilizado. Dado que  $\lambda_{\ell, n}$  es una variable aleatoria, el establecimiento de  $\hat{\sigma}_\ell^2$  a los resultados de estimación de menor potencia resulta en que  $\hat{\sigma}_\ell^2$  tiene un sesgo negativo y subestima el ruido y las interferencias. Un factor de escala se puede utilizar para dar cuenta del sesgo negativo.

En otra realización, el ruido y la interferencia  $\sigma_\ell^2$  para el sector  $\ell$  se estima sobre la base de un promedio de un número predeterminado de las estimaciones de menor potencia para todas las cajas Walsh para el sector  $\ell$ . El ruido y la interferencia pueden ser estimados en otras maneras.

En una realización, la ganancia de la caja  $g_{\ell, n}$  se calcula sobre la base de la estimación de la potencia para la caja Walsh n y una estimación de potencia piloto, de la siguiente manera:

$$\hat{g}_{\ell, n} = \frac{\hat{\lambda}_{\ell, n} - N \cdot \hat{\sigma}_\ell^2}{\hat{\lambda}_{\ell, \text{pilot}} - N \cdot \hat{\sigma}_\ell^2} \quad \text{Ec. (14)}$$

En el que  $\lambda_{\ell, n}$  es una estimación de la potencia de la caja Walsh n

$\lambda_{\ell, \text{pilot}}$  es una estimación de la potencia de la caja Walsh para el piloto, y

$g_{\ell, n}$  es una estimación de la ganancia caja  $g_{\ell, n}$

La ecuación (14) proporciona una estimación de ganancia de la caja con respecto a (o estandarizado por) la ganancia del canal piloto. Para la cancelación de interferencia, es suficiente para tener las estimaciones de aumento de caja proporcionalmente correctas.

La estimación de ganancia del canal  $h_{\ell}$ , el ruido y la interferencia estimada  $\hat{\sigma}_\ell^2$ , y la estimación de la ganancia de caja  $g_{\ell, n}$  se pueden derivar con los filtros seleccionados para proporcionar una buena estimación de rendimiento. Cada componente se puede derivar de un filtro respectivo que tiene una constante de tiempo que se ha seleccionado para proporcionar una estimación precisa de ese componente. En general, una constante de tiempo más larga proporciona un mejor promedio de más fluctuaciones aleatorias de los errores de estimación, pero tiene menor capacidad para seguir los cambios rápidos en el medio ambiente. Lo contrario es cierto para una constante de tiempo más corta. Una constante de tiempo más corta puede ser utilizada para la estimación de ganancia del canal  $h_{\ell}$  con el fin de acomodar el debilitamiento rápidamente. Una constante de tiempo más larga puede ser utilizada para la estimación de ganancia de caja  $g_{\ell, n}$  y pueden ser seleccionada para seguir los cambios en el aumento de tráfico del canal debido al control de potencia, que puede ser de 0,5 decibelios (dB) por 1,25 milisegundos (ms) en cdma2000. Una constante de tiempo más corta también puede ser utilizada para el ruido y la estimación de la interferencia  $\hat{\sigma}_\ell^2$  con el fin de adaptarse a los rápidos cambios en las ganancias del canal  $h_{\ell}$  para los demás sectores, debido al rápido debilitamiento. Las constantes

de tiempo para los diferentes componentes pueden ser seleccionadas en base a simulación por ordenador, las mediciones empíricas, y así sucesivamente.

Los elementos de la matriz  $\underline{\Lambda}_\ell$  pueden ser derivados a partir de la estimación de ganancia del canal, el ruido y la estimación de la interferencia, y las estimaciones de aumento de caja, de la siguiente manera:

$$\hat{\lambda}_{\ell,n} = N^2 \cdot |\hat{h}_\ell|^2 \cdot \hat{g}_{\ell,n}^2 + N \cdot \hat{\sigma}_\ell^2, \quad \text{Ec. (15)}$$

5 En el que  $\lambda_{\ell,n}$  es una estimación de potencia mejorada de caja Walsh n del sector  $\ell$ , que se obtiene sobre la base de estimaciones de los componentes de  $\lambda_{\ell,n}$ . Una matriz  $\hat{\underline{\Lambda}}_\ell$  se pueden formar con las estimaciones de potencia  $N \hat{\lambda}_{\ell,n}$ , Para  $n = 1, \dots, N$ , para las N cajas Walsh y puede ser utilizada para la cancelación de interferencias.

10 La figura 5 muestra una realización de un proceso 500 para llevar a cabo la cancelación de interferencia. El dominio del tiempo recibe las muestras (por ejemplo, para CDMA) o muestras recibidas de frecuencia de dominio (por ejemplo, para OFDM) son obtenidas inicialmente. Las muestras recibidas son procesadas para aislar la señal de un transmisor de interferencia  $\ell$  (bloque 512). El tratamiento en el bloque 512 puede ser una operación tal como el desextendido para cdma2000, decodificación de W-CDMA, y así sucesivamente. La descomposición se realiza a continuación para obtener varias cajas ortogonales para el transmisor  $\ell$  (bloque 516). Las cajas ortogonales también se pueden denominar como canales ortogonales, cajas Walsh, modos propios, modos, canales de tráfico, canales físicos, y así sucesivamente. Cajas ortogonales se obtienen de diferentes códigos Walsh en cdma2000 y de diferentes códigos OVSF en W-CDMA. La descomposición se puede lograr con una FHT para cdma2000 y W-CDMA, una transformada Fourier rápida (FFT) para OFDM y sistemas de FDMA, y con otros tipos de transformación para otros sistemas.

15 La cancelación de interferencias se puede lograr mediante la realización de escalado LMMSE para cada caja ortogonal. En este caso, se estima la potencia de cada caja ortogonal para el transmisor  $\ell$  (bloque 522). Se calcula la inversa de la estimación de potencia para cada caja ortogonal (bloque 526). Cada caja ortogonal se escala entonces mediante la estimación de la potencia inversa para que esa caja ortogonal, de manera que las cajas ortogonales con las estimaciones de potencia más grandes se atenúan más (bloque 540). Las cajas ortogonales se transforman de nuevo en tiempo discreto utilizando la inversa de la transformada utilizada para la descomposición (bloque 542). El proceso de aislar el transmisor  $\ell$  se deshace entonces (bloque 546). El procesamiento en el bloque 546 puede ser una operación como la extensión de cdma2000, mezclando para W-CDMA, y así sucesivamente.

20 La figura 6A muestra una realización de un proceso 600 para realizar la cancelación de interferencia. Las estimaciones de potencia para varias cajas ortogonales se derivan mediante la estimación de al menos dos componentes de las estimaciones de potencia, tal como se describe a continuación (bloque 610). La cancelación de interferencias se realiza entonces utilizando las estimaciones de potencia para las múltiples cajas ortogonales (bloque 620). El bloque 610 puede corresponder al bloque 522 en la figura 5, y el bloque 620 puede incluir los bloques restantes en la figura 5.

25 La figura 6B muestra una realización del bloque 610 en la figura 6A. Una estimación de ganancia del canal  $h_\ell$  se deriva de un canal de comunicación, por ejemplo, sobre la base de un piloto recibido (bloque 632). Las estimaciones iniciales de potencia  $\lambda_{\ell,n}$  se derivan de las cajas ortogonales, por ejemplo, sobre la base de los símbolos recibidos para estas cajas (bloque 634). Una estimación del ruido y la interferencia  $\hat{\sigma}_\ell^2$  puede obtenerse basándose en la estimación de potencia inicial  $\lambda_{\ell,null}$  para un caja nula ortogonal, la menor estimación inicial de potencia para todas las cajas ortogonales, y así sucesivamente (bloque 636). Una estimación de la ganancia de la caja  $g_{\ell,n}$  se puede derivar para cada caja ortogonal, por ejemplo, sobre la base de la estimación inicial de la potencia  $\lambda_{\ell,n}$  para esa caja ortogonal, una estimación de potencia piloto  $\lambda_{\ell,piloto}$ , y la estimación del ruido y de la interferencia  $\hat{\sigma}_\ell^2$ , tal como se muestra en la ecuación (14) (bloque 638). Los filtros con las constantes de tiempo iguales o diferentes pueden ser utilizados para los tres componentes  $h_\ell$ ,  $\hat{\sigma}_\ell^2$  y  $g_{\ell,n}$ . La estimación de ganancia del canal  $h_\ell$  y la estimación de ruido y de interferencia  $\hat{\sigma}_\ell^2$  son comunes para todas las cajas ortogonales. Una estimación de potencia  $\hat{\lambda}_{\ell,n}$  entonces se puede derivar para cada caja ortogonal sobre la base de la estimación de la ganancia del canal y la estimación del ruido y de la interferencia  $\hat{\sigma}_\ell^2$ , y la estimación de la ganancia de la caja  $g_{\ell,n}$  para esa caja ortogonal, por ejemplo, tal como se muestra en la ecuación (15) (bloque 640).

En la realización mostrada en la figura 6, la ganancia del canal, el ruido y las interferencias, y las ganancias de la caja son tres componentes que se estiman por separado y luego se combinan para calcular las estimaciones de potencia

para las cajas ortogonales. En otras realizaciones, se puede estimar otra combinación de componentes por separado y se utiliza para calcular las estimaciones de potencia. Por ejemplo, la ganancia del canal y las ganancias de la caja se puede estimar juntas.

5 Las figuras 4 a 6B muestran la cancelación de interferencias de un sector de interferencia  $\ell$ . La interferencia de múltiples sectores también puede ser estimada y cancelada antes de la demodulación de un sector que se desee.

Un término de cancelación  $\underline{e}_\ell$  para cada sector  $\ell$  se puede definir como:

$$\underline{e}_\ell = \underline{r} - \underline{r}_\ell \quad \text{Ec. (16)}$$

10 El vector  $\underline{e}_\ell$  contiene el componente de la señal para el sector  $\ell$ , así como el ruido de distorsión debido al término  $\sigma_\ell^2$  de la ecuación (6). El vector  $\underline{e}_\ell$  representa un componente de la interferencia de otros sectores y es igual a cero si  $\underline{\Lambda}_\ell$  es equi-diagonal. Los vectores  $\underline{e}_\ell$  para los diferentes sectores no están correlacionados, debido a la utilización de diferentes códigos de extensión de los diferentes sectores. El vector  $\underline{e}_\ell$  para un sector interferencia  $\ell$  está también correlacionado con el vector transmitido  $\underline{x}_j$  para un sector  $j$  deseado, otra vez debido a la utilización de diferentes

códigos de extensión. El factor de escala  $1/\text{tr}(\underline{\Lambda}_\ell^{-1})$  en la ecuación (8) para  $\underline{r}_\ell$  resulta en una ponderación óptima de las contribuciones de interferencia de los diferentes sectores de interferencia.

15 Una estimación del vector transmitido  $\underline{x}_j$  para el sector deseado  $j$  se puede expresar como:

$$\hat{\underline{x}}_j = \underline{r} - \sum_{\ell \neq j} \underline{e}_\ell = \underline{r} - \underline{e}_{os,j} \quad \text{Ec. (17)}$$

20 En el que  $\underline{x}_j$  es una estimación de  $\underline{x}_j$ , y  $\underline{e}_{os,j}$  es la suma de las señales de cancelación de los otros sectores. El vector  $\underline{x}_j$  incluye el componente de la señal del sector deseado  $j$  y tiene los componentes de interferencia de los otros sectores cancelados. Las ecuaciones (16) y (17) maximizan la relación de señal-ruido e interferencia (SINR) del vector  $\underline{x}_j$  bajo el supuesto de que los símbolos de datos de cada sector son independientes y de promedio cero.

El vector  $\underline{x}_j$  puede desextenderse y descubrirse para obtener estimaciones de datos de símbolos para un canal de tráfico deseado  $n$  del sector deseado  $j$ , de la siguiente manera:

$$\hat{s}_{j,n} = \underline{w}_n^T \cdot \underline{C}_j^H \cdot \hat{\underline{x}}_j \quad \text{Ec. (18)}$$

25 La figura 7 muestra un diagrama de bloques de un cancelador 260b de interferencias de múltiples sectores en paralelo, que es otra realización del cancelador de interferencias 260 en la figura 2. El cancelador de interferencias 260b realiza la cancelación de interferencias de múltiples sectores ( $L$ ) y proporciona estimaciones de las señales transmitidas por estos  $L$  sectores.

30 Dentro del cancelador de interferencias 260b, la señal recibida  $r$  (que corresponde a las muestras recibidas desde el receptor 254) se proporciona a los  $L$  bloques QLIC 710a a 710l para los  $L$  sectores. Cada bloque QLIC 710 deriva una señal de cancelación de su sector asignado y puede ser implementada tal como se describe a continuación. Un combinador 720 suma las señales de cancelación  $e_1$  a  $e_L$  para todos los  $L$  sectores, y proporciona una señal de cancelación total  $e_{total}$ . Para cada sector  $j$ , un sumador 712 resta la señal de cancelación  $e_j$  de ese sector de la señal de cancelación total  $e_{total}$  y proporciona una señal de cancelación de otro sector  $e_{os,j}$ , que se corresponde con el término  $\sum_{\ell \neq j} \underline{e}_\ell$

35 en la ecuación (17). Para cada sector  $j$ , un sumador 714 resta la señal de cancelación de otro sector  $e_{os,j}$  de ese sector de la señal recibida  $r$  y proporciona una estimación de la señal  $\hat{x}_j$  para el sector. La estimación de la señal  $\hat{x}_j$  para cada sector tiene las señales de la cancelación de los otros  $L-1$  sectores retirados. Los sumadores 714a a 714l proporcionan las estimaciones de la señal  $\hat{x}_1$  a  $\hat{x}_L$  para los  $L$  sectores a los  $L$  procesadores finger 750a a 750l, respectivamente, en el receptor de barrido 270. Cada procesador finger 750 puede realizar una demodulación tal como se muestra en la ecuación (18) para su sector asignado.

40 La figura 7 muestra una realización de la cancelación de interferencias para múltiples sectores en paralelo. Las señales

de cancelación de los L sectores se derivan de forma paralela sobre la base de la señal recibida r. La precisión de la señal de cancelación de cada sector se ve afectada por la interferencia de los demás sectores. La estimación de la señal  $x_j$  para cada sector se deriva, según la señal de cancelación  $e_j$  para ese sector, la señal de cancelación total  $e_{total}$  para todos los L sectores y la señal recibida r.

5 La cancelación de interferencias para los múltiples sectores también se puede realizar en forma sucesiva, es decir, de una manera secuencial o en cascada. La cancelación de interferencias sucesiva para los L sectores se puede realizar en L etapas sucesivas, con cada etapa cancelando las interferencias de un sector. La cancelación de interferencias en cada etapa se puede realizar sobre la base de la salida de una etapa anterior, que puede tener las interferencias de todas las etapas anteriores retiradas y, por lo tanto puede, ser "más limpia" que la señal recibida. La cancelación de las interferencias sucesivas puede mejorar el rendimiento. Por ejemplo, si los diferentes sectores causan diferentes cantidades de interferencias, entonces se puede realizar primero la cancelación de interferencias para un fuerte sector para suprimir los componentes de la señal de este sector y luego se puede realizar para un sector más débil. La cancelación de interferencias para el sector más débil puede mejorarse debido a las contribuciones de la señal del sector fuerte que se ha atenuado. La cancelación del sector fuerte reduce el término  $\sigma_\epsilon^2$  de la ecuación (6) para el sector más débil, lo que hace que la matriz de ganancia  $G_i$  para el sector más débil más importante y mejora las características de la matriz de covarianza  $\Delta_i$  para el sector más débil. Por lo tanto, la cancelación del sector más fuerte puede mejorar la cancelación de interferencias para el sector más débil.

La figura 8A muestra un diagrama de bloques de un cancelador 260c de interferencias de dos sectores en cascada, que es otra realización del cancelador de interferencias 260 en la figura 2. En esta realización, la interferencia del sector a se canceló primero, y la interferencia del sector b se canceló a continuación para generar una estimación de la señal para que el sector deseado j.

Dentro del cancelador de interferencias 260c, la señal recibida r se proporciona a un bloque QLIC 810a, que deriva una señal de cancelación  $e_a^1$  para el sector a. El exponente '1' en  $e_a^1$  es para el número de la etapa, y el subíndice de a es para el sector que se procesa mediante la etapa. Un sumador 812a resta la señal de cancelación  $e_a^1$  de la señal recibida r y proporciona una señal intermedia  $r^1$  que tiene el componente de la señal y el ruido de distorsión para el sector a suprimido. Un bloque QLIC 810b recibe la señal intermedia  $r^1$  y obtiene una señal de cancelación  $e_b^2$  para el sector b. Un sumador 812b resta la señal de cancelación  $e_b^2$  de la señal recibida r y proporciona una estimación de la señal  $x_j$  que contiene el componente de la señal para el sector deseado j pero que tiene la interferencia de los sectores a y b suprimidos. Un procesador finger 750j en el receptor de barrido 270 realiza la demodulación de la estimación de la señal  $x_j$  para el sector deseado j.

El sector a puede ser sector j deseado u otro sector. Si el sector a es que el sector j deseado, entonces el componente de la señal para el sector deseado primero se cancela, lo cual puede mejorar la cancelación de las interferencias del sector b en la segunda etapa.

La figura 8B muestra un diagrama de bloques de una cancelador 260d de interferencias de múltiples sectores en cascada, que es otra realización del cancelador de interferencias 260 en la figura 2. En esta realización, los componentes de la señal para los L sectores son sucesivamente suprimidos en L etapas.

Dentro del cancelador de interferencias 260d, la señal recibida r se proporciona al bloque QLIC 810a, que deriva una señal de cancelación  $e_a^1$  para el sector a. El sumador 812a resta la señal de cancelación  $e_a^1$  de la señal recibida r y proporciona una señal intermedia  $r^1$  que tiene el componente de la señal para el sector a suprimido. El bloque QLIC 810b recibe la señal intermedia  $r^1$  y obtiene una señal de cancelación  $e_b^2$  para el sector b. Un sumador 812b resta la señal de cancelación  $e_b^2$  de la señal intermedia  $r^1$  y proporciona una señal intermedia  $r^2$  que tiene los componentes de la señal para ambos sectores a y b suprimidos.

Cada fase subsiguiente i opera de manera similar a la etapa 2. El bloque QLIC 810 de la etapa i recibe la señal intermedia  $r^{i-1}$  de la etapa previa i-1 y deriva una señal de cancelación  $e_i^i$  para el sector i asignado a la etapa i. El sumador 812 para la etapa i resta la señal de cancelación  $e_i^i$  de la señal intermedia  $r^{i-1}$  y proporciona a la siguiente fase una señal intermedia  $r^i$  que tiene los componentes de la señal para todos los sectores asignados a las etapas actuales y anteriores suprimidas.

El sumador 8121 para la última etapa proporciona una señal intermedia  $r^L$  que tiene los componentes de la señal de todos los L sectores suprimidos. Para cada sector i, para  $i = 1, \dots, L-1$ , un sumador 814 añade la señal de cancelación

5  $e_i^i$  para el sector i con la señal intermedia  $r^L$  y proporciona una estimación de la señal  $x_i^L$ , para ese sector. La señal intermedia  $r^{L-1}$  tiene la interferencia de los sectores 1 a L-1 suprimidos y se proporciona como la estimación de la señal  $x_i^L$  para el sector L.

En una realización, los sectores son asignados a las etapas en función de su intensidad de la señal. Por ejemplo, el sector más fuerte recibido puede ser asignado a la etapa 1, el próximo sector más fuerte recibido puede ser asignado a la etapa 2, y así sucesivamente. En otra realización, el sector con la primera señal que llega puede ser asignado a la etapa 1, el sector con la siguiente señal que llega puede ser asignado a la etapa 2, y así sucesivamente. Los sectores también pueden ser asignados a las etapas de otras maneras.

La figura 9 muestra un diagrama de bloques de un cancelador 260e de interferencias de dos etapas en paralelo, que es otra realización del cancelador de interferencias 260 en la figura 2. El cancelador de interferencias 260e es una combinación del cancelador de interferencias 260b en la figura 7 y el cancelador de interferencias 260c en la figura 8A.

En la primera etapa, la señal recibida r se proporciona a los L bloques QLIC 910a a 9101 para L sectores. Cada bloque QLIC 910 deriva una señal de cancelación de su sector asignado sobre la base de la señal recibida. Un combinador

15 920a suma las señales de cancelación  $e_1^1$  a través de  $e_L^1$  de todos los L bloques QLIC 910a a 9101 y proporciona una señal de cancelación total  $e_{total}^1$  para la primera etapa. Para cada sector j, un sumador 912 resta la señal de cancelación

$e_j^1$  de ese sector de la señal de cancelación total  $e_{total}^1$  y proporciona una señal de cancelación de otro sector  $e_{os,j}^1$  para el sector. Para cada sector j, un sumador 914 resta la señal de cancelación de otro sector  $e_{os,j}^1$  de

20 la señal recibida r y proporciona una estimación inicial de la señal  $\hat{x}_j^1$  para el sector. La estimación de la señal inicial para cada sector tiene las señales de la cancelación de los otros sectores L -1 eliminadas. Los sumadores 914a a 9141 proporcionan las estimaciones iniciales de la señal  $\hat{x}_1^1$  a través de  $\hat{x}_L^1$  para los L sectores L.

Para la segunda etapa, los bloques QLIC 930a a 9301 reciben las estimaciones de la señal iniciales  $\hat{x}_1^1$  a través de  $\hat{x}_L^1$ , respectivamente. Cada bloque QLIC 930 deriva una señal de cancelación  $e_j^2$  para su sector asignado j sobre la

25 base de su estimación inicial de la señal  $\hat{x}_j^1$ . Para cada sector j, la señal de cancelación  $e_j^2$  a partir de la segunda etapa es generalmente una mejor estimación de la componente de la señal para el sector j que la señal de cancelación  $e_j^1$  de la primera etapa, porque  $e_j^2$  se obtiene sobre la base de la estimación inicial de la señal  $\hat{x}_j^1$  que tiene la

interferencia de los otros sectores L -1 suprimidos. Un combinador 920b suma las señales de cancelación  $e_1^2$  a través de  $e_L^2$  de todos los bloques L QLIC 930a a 9301 y proporciona una señal de cancelación total  $e_{total}^2$  para la segunda

30 etapa. Para cada sector j, un sumador 932 resta la señal de cancelación  $e_j^2$  de ese sector de la señal de cancelación total  $e_{total}^2$  y proporciona una señal de cancelación de otro sector  $e_{os,j}^2$  para el sector. Para cada sector j, un sumador

934 resta la señal de cancelación de otro sector  $e_{os,j}^2$  de la señal recibida r y proporciona una estimación de señal final  $x_j^L$  para el sector. La estimación de la señal final  $x_j^L$  para cada sector tiene las componentes de la señal de los otros sectores L-1 suprimidos. Los sumadores 934a a 9341 proporcionan las estimaciones finales de la señal  $x_1^L$  a  $x_L^L$

35 para los L sectores a los L procesadores L 750a a 7501, respectivamente, en el receptor de barrido 270.

Las figuras 7 a 9 muestran algunos supresores de interferencias que realizan la cancelación de interferencias para uno o varios sectores. Cada bloque QLIC en las figuras 7 a 9 pueden derivar una señal de cancelación para una trayectoria de señal de un sector (por trayectoria de procesamiento), para múltiples trayectorias de señales de un sector (por sector de procesamiento), o para múltiples trayectorias de señales de múltiples sectores (procesamiento de múltiples sectores). Las múltiples trayectorias de la señal procesadas por un bloque QLIC dado pueden ser una o varias antenas de recepción. Otros canceladores de interferencias también pueden ser diseñados en base a la descripción proporcionada en este documento. Por ejemplo, la realización de la figura 9 puede ampliarse para incluir más de dos

etapas en cascada de cancelación de interferencias.

La figura 10A muestra un diagrama de bloques de un bloque QLIC 1010a, que se puede utilizar para cada bloque QLIC en canceladores de interferencias 260b a 260e en las figuras 7 a 9. Para mayor claridad, la figura 10a muestra el bloque QLIC 1010a que está siendo utilizado en la primera etapa, de modo que las muestras de entrada son las muestras recibidas para la señal recibida  $r$ . El bloque QLIC 1010a incluye todas las unidades canceladores de interferencias 260a en la figura 4. El bloque QLIC 1010a también incluye un sumador 448 que resta de las muestras de interferencias canceladas  $r_\ell$ , de las muestras recibidas  $r$  y proporciona las muestras de cancelación  $e_\ell$  para el sector  $\ell$ .

La figura 10B muestra un diagrama de bloques de un bloque QLIC 1010b, que también se puede utilizar para cada bloque QLIC en canceladores de interferencias 260ba 260e. El bloque QLIC 1010b realiza el muestreo de las muestras de entrada al momento de chip adecuado. Por lo tanto, el bloque QLIC 1010b puede ser utilizado en los canceladores de interferencias 260b a 260e, incluso si los sectores no están sincronizados y las señales de estos sectores son recibidos que no coinciden en el tiempo en el dispositivo inalámbrico. El bloque QLIC 1010b incluye las unidades 410 y 450, además de todas las unidades del cancelador de interferencias 260a en la figura 4. La unidad 410 realiza un muestreo (por ejemplo, interpolación) en las muestras de entrada basado en la sincronización del sector para sincronizarse con el calendario de chips. La unidad 410 puede obtener las muestras recibidas en el doble de la velocidad de chip (o chip x2) y puede generar muestras interpoladas a una velocidad de chip (o chip x1) y con el tiempo del sector  $\ell$ . La unidad 450 realiza una extrapolación de las muestras del sumador 448 y se proporcionan ejemplos de cancelación a la misma velocidad y con el mismo tiempo que las muestras de entrada.

En las figuras 7 a 9, cada bloque QLIC puede operar con base al momento del sector asignado a ese bloque QLIC. La extrapolación de la unidad 450 alinea el momento de la cancelación de las muestras de todos los sectores a fin de que estas muestras se puedan sumar mediante los combinadores 720, 920a y 920b.

La cancelación de interferencias en cada bloque QLIC se realiza sobre la base de la matriz de covarianza  $\underline{\Lambda}_\ell$ , que se puede estimar (1) sobre la base de los símbolos recibidos en el vector  $\underline{u}_\ell$  tal como se muestra en las figuras 4, 10A y 10B, o (2) mediante la estimación de los componentes de  $\underline{\Lambda}_\ell$  tal como se describió anteriormente. La estimación de la matriz  $\underline{\Lambda}_\ell$  puede realizarse con uno o más filtros que tengan una o más constantes de tiempo seleccionadas para proporcionar un rendimiento y una buena estimación para seguir los cambios en el entorno operativo. Estos cambios pueden incluir cambios en respuesta del canal inalámbrico  $h_i$ , cambios en la ganancia del canal de tráfico  $g_{i,n}$  debido al control de potencia (por ejemplo, 0,5 dB por 1,25 ms en cdma2000), cambios instantáneos de los canales de tráfico en los límites del marco debido a los cambios en las velocidades de datos y/o asignación de canales de tráfico, y/u otros cambios. Es deseable obtener una estimación precisa de  $\underline{\Lambda}_\ell$  mientras que se adaptan rápidamente a los cambios en el medio ambiente. Tal capacidad de seguimiento robusto puede mejorar el rendimiento de cancelación de interferencias.

El seguimiento es más difícil para un cancelador de interferencias en cascada con múltiples etapas debido a la latencia introducida por cada etapa. El seguimiento del rendimiento de un cancelador de interferencias en cascada se puede mejorar tal como se describe a continuación.

Por un cancelador de interferencias en cascada con  $M$  etapas, donde  $M \geq 2$ , la señal de interferencia cancelada para cada sector en cada etapa se puede expresar como:

$$\underline{r}_\ell^m = \frac{1}{\text{tr}(\underline{\Lambda}_{\ell,m}^{-1})} \cdot \underline{C}_\ell \cdot \underline{W} \cdot \underline{\Lambda}_{\ell,m}^{-1} \cdot \underline{W}^T \cdot \underline{C}_\ell^H \cdot \hat{\underline{x}}_\ell^{m-1}, \quad \text{para } m = 1, \dots, M, \quad \text{Ec. (19)}$$

En el que  $\hat{\underline{x}}_\ell^{m-1}$  es la señal de entrada para el sector  $\ell$  en la etapa  $m$ ,

$\underline{r}_\ell^m$  es la señal de interferencia cancelada por el sector  $\ell$  en la etapa  $m$ , y

$\underline{\Lambda}_{\ell,m}$  es la matriz de covarianza para el sector  $\ell$  en la etapa  $m$ .

Tal como se muestra en la figura 9, la señal de entrada es igual a la señal recibida para la primera etapa, o  $\hat{\underline{x}}_\ell^0 = \underline{r}$ , y es igual a la salida de la etapa previa para cada etapa posterior.

De la ecuación (19), los símbolos recibidos para cada sector en cada etapa se puede expresar como:

$$\underline{\mathbf{u}}_\ell^m = \underline{\mathbf{W}}^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_\ell^H \cdot \hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^{m-1}, \quad \text{para } m = 1, \dots, M, \quad \text{Ec. (20)}$$

En el que  $\underline{\mathbf{u}}_\ell^m$  son los símbolos recibidos del sector  $\ell$  en la etapa  $m$ .

La señal de cancelación de cada sector en cada etapa se puede expresar como:

$$\underline{\mathbf{e}}_\ell^m = \hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^{m-1} - \underline{\mathbf{r}}_\ell^m, \quad \text{para } m = 1, \dots, M, \quad \text{Ec. (21)}$$

5 En el que  $\underline{\mathbf{e}}_\ell^m$  es la señal de cancelación del sector  $\ell$  en la etapa  $m$ .

La estimación de la señal de cada sector en cada etapa se puede expresar como:

$$\hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^m = \underline{\mathbf{r}} - \sum_{i \neq \ell} \underline{\mathbf{e}}_i^m = \underline{\mathbf{r}} - \underline{\mathbf{e}}_{os,\ell}^m, \quad \text{para } m = 1, \dots, M, \quad \text{Ec. (22)}$$

En el que  $\hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^m$  es la estimación de la señal para el sector en la etapa  $m$ , y

$\underline{\mathbf{e}}_{os,\ell}^m$  es la señal de cancelación de otro sector para el sector  $\ell$  en la etapa  $m$ .

10 La matriz de covarianza  $\Delta_{\ell,m}$  para cada sector en cada etapa se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \Delta_{\ell,m} &= E\{\underline{\mathbf{u}}_\ell^m \cdot (\underline{\mathbf{u}}_\ell^m)^H\}, \\ &= E\{\underline{\mathbf{W}}^T \cdot \underline{\mathbf{C}}_\ell^H \cdot \hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^{m-1} \cdot (\hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^{m-1})^H \cdot \underline{\mathbf{C}}_\ell \cdot \underline{\mathbf{W}}\}, \quad \text{Ec. (23)} \\ &= N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot \underline{\mathbf{G}}_\ell^2 + N \cdot \sigma_{\ell,m}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}, \end{aligned}$$

donde  $\sigma_{\ell,m}^2$  es el ruido y la interferencia para el sector  $\ell$  en la etapa  $m$ .

En la primera etapa, la interferencia en la señal de entrada no se ha suprimido, y  $\sigma_{\ell,m}^2$  puede ser la siguiente:

$$\sigma_{\ell,1}^2 = \sum_{i \neq \ell} \sum_{n=1}^N |h_i|^2 \cdot g_{i,n}^2 + N_0. \quad \text{Ec. (24)}$$

15 En la ecuación (24),  $N_0$  es la componente de ruido y la suma doble es para los componentes de la interferencia de otros sectores. En cada etapa posterior, los componentes de la interferencia en  $\sigma_{\ell,m}^2$  se reducen por la cancelación de interferencia en la(s) etapa(s) anterior(es).

Las ecuaciones (23) y (24) indican que  $\sigma_{\ell,m}^2$  y por lo tanto  $\Delta_{\ell,m}$  dependen de la operación QLIC en las etapas anteriores. Cada etapa puede estimar  $\Delta_{\ell,m}$  con un filtro, por ejemplo, tal como se muestra en la figura 10A o 10B, y

20 puede utilizar la estimación de  $\Delta_{\ell,m}$  para obtener la señal de cancelación  $\underline{\mathbf{e}}_\ell^m$  para esa etapa. El filtro en cada etapa introduce latencia. Como la salida  $\hat{\underline{\mathbf{x}}}_\ell^m$  de una etapa se presenta como la entrada de la siguiente etapa, la latencia de filtro en cada etapa se ondula en la siguiente etapa. La latencia total en cualquier momento dado es igual a la latencia

acumulada para todas las etapas desde la primera etapa a esa etapa. La latencia puede ser problemática para un cancelador de interferencias en cascada.

El seguimiento acelerado para las etapas posteriores se puede lograr mediante la explotación de la estructura de la matriz de covarianza  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$ . La ecuación (23) indica que  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  es una suma de dos términos: un primer término  $N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot \underline{\mathbf{G}}_\ell^2$  que es común para todas las etapas y un segundo término  $N \cdot \sigma_{\ell,m}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}$  que es diferente para las diferentes etapas (normalmente más pequeñas para las etapas posteriores). Una estimación exacta de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  puede obtenerse en cada etapa mediante la explotación de esta estructura.

Las matrices de covarianza para las etapas 1 y m se pueden expresar como:

$$\underline{\Delta}_{\ell,1} = N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot \underline{\mathbf{G}}_\ell^2 + N \cdot \sigma_{\ell,1}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}, \quad \mathbf{y} \quad \text{Ec. (25)}$$

$$\underline{\Delta}_{\ell,m} = N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot \underline{\mathbf{G}}_\ell^2 + N \cdot \sigma_{\ell,m}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}. \quad \text{Ec. (26)}$$

Las dos matrices de covarianza se pueden combinar de la siguiente manera:

$$\underline{\Delta}_{\ell,m} - \underline{\Delta}_{\ell,1} = N \cdot \sigma_{\ell,m}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} - N \cdot \sigma_{\ell,1}^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}. \quad \text{Ec. (27)}$$

Reordenando los términos de la ecuación (26),  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  se puede expresar como:

$$\underline{\Delta}_{\ell,m} = \underline{\Delta}_{\ell,1} + (\sigma_{\ell,m}^2 - \sigma_{\ell,1}^2) \cdot N \cdot \underline{\mathbf{I}}. \quad \text{Ec. (28)}$$

La ecuación (28) indica que  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  para la etapa m puede ser obtenido sobre la base de  $\underline{\Delta}_{\ell,1}$  para la etapa 1 y un escalar indicativo de la diferencia entre  $\sigma_{\ell,m}^2$  y  $\sigma_{\ell,1}^2$ .

Los N elementos de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  para cada etapa se pueden resumir de la siguiente manera:

$$\text{tr}(\underline{\Delta}_{\ell,m}) = N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot \text{tr}(\underline{\mathbf{G}}_\ell^2) + N^2 \cdot \sigma_{\ell,m}^2. \quad \text{Ec. (29)}$$

Reordenando los términos de la ecuación (29),  $\sigma_{\ell,m}^2$  se puede expresar como:

$$\sigma_{\ell,m}^2 = \frac{\text{tr}(\underline{\Delta}_{\ell,m}) - N^2 \cdot |h_\ell|^2 \cdot \text{tr}(\underline{\mathbf{G}}_\ell^2)}{N^2}. \quad \text{Ec. (30)}$$

Sustituyendo la ecuación (30) en la ecuación (28),  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  se puede expresar como:

$$\underline{\Delta}_{\ell,m} = \underline{\Delta}_{\ell,1} + \frac{\text{tr}(\underline{\Delta}_{\ell,m}) - \text{tr}(\underline{\Delta}_{\ell,1})}{N} \cdot \underline{\mathbf{I}}. \quad \text{Ec. (31)}$$

La ecuación (31) indica que  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  se puede obtener sobre la base de  $\underline{\Delta}_{\ell,1}$  y las trazas de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  y  $\underline{\Delta}_{\ell,1}$ . La traza de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  se puede estimar mucho más rápida que  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  puede ser estimado por el hecho de que la traza es una suma de N cajas Walsh, que mejora la fiabilidad debido a la media sobre las N cajas Walsh. Por ejemplo, si  $N = 128$ , entonces la traza de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  se puede estimar 128 veces más rápido que  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  para una precisión de estimación dada.

Una estimación de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  puede ser obtenida en cada etapa después de la primera etapa, de la siguiente manera:

$$\hat{\underline{\Delta}}_{\ell,m} = \hat{\underline{\Delta}}_{\ell,1} + \frac{\hat{S}_{\ell,m} - \hat{S}_{\ell,1}}{N} \cdot \mathbf{I} , \quad \text{Ec. (32)}$$

donde  $S_{\ell,m} = \text{tr}(\underline{\Delta}_{\ell,m})$  es la potencia total para todas las N cajas Walsh para el sector  $\ell$  en la etapa m,

$S^{\wedge}_{\ell,m}$  es una estimación de  $S^{\wedge}_{\ell,m}$ , y

5  $\underline{\Delta}^{\wedge}_{\ell,m}$  es una estimación de  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$ .

En la ecuación (32),  $\underline{\Delta}_{\ell,m}$  puede ser cero si la cantidad en el lado derecho es menor que cero, ya que el ruido más la interferencia no puede ser menor que cero.

La figura 11 muestra un diagrama de bloques de un cancelador 260f de interferencia de múltiples etapas, que es otra realización del cancelador de interferencias 260 en la figura 2. El cancelador de interferencias 260f realiza la cancelación de las interferencias para uno o más sectores en las M etapas, donde  $M \geq 2$ . Para simplificar, sólo las unidades pertinentes para la cancelación de interferencias para un sector se muestran en la figura 11 y se describen a continuación.

En la primera etapa, a un bloque QLIC 1110 deriva una señal de cancelación  $e^1_{\ell}$  para el sector  $\ell$  sobre la base de la señal recibida r. El bloque QLIC 1110 también deriva y proporciona una estimación de la potencia total  $S^{\wedge}_{\ell,1}$  y las estimaciones de potencia por caja  $\Lambda^{\wedge}_{\ell,1}$  para la primera etapa. Un combinador 1120a suma las señales de cancelación de todos los bloques QLIC en la primera etapa y proporciona una señal de cancelación total  $e^1_{total}$  para la primera etapa. Un combinador 1112 deriva una estimación de la señal  $\hat{x}^1_{\ell}$  para el sector  $\ell$  sobre la base de la señal recibida r, la señal de cancelación  $e^1_{\ell}$  para el sector  $\ell$ , y la señal de cancelación total  $e^1_{total}$ . El combinador 1112 puede implementarse con sumadores 912 y 914 en la figura 9.

20 En cada etapa posterior m, donde  $1 < m \leq M$ , un bloque QLIC 1130 deriva una señal de cancelación  $e^m_{\ell}$  para el sector  $\ell$  basado en una señal de entrada  $\hat{x}^{m-1}_{\ell}$  (que es la salida de la etapa anterior m -1) y las estimaciones de potencia  $S^{\wedge}_{\ell,1}$  y  $\underline{\Delta}^{\wedge}_{\ell,1}$  del bloque QLIC 1110 en la primera etapa. Un combinador 1120 suma las señales de cancelación de todos los bloques QLIC en la etapa m y proporciona una señal de cancelación total  $e^m_{total}$  para la etapa m. Un combinador 1132 deriva una estimación de la señal  $\hat{x}^m_{\ell}$  para el sector  $\ell$  sobre la base de la señal recibida r, la señal de cancelación  $e^m_{\ell}$  del sector  $\ell$ , y la señal de cancelación total  $e^m_{total}$ . Un combinador 1132m para la última etapa proporciona una estimación de señal final  $\hat{x}^M_{\ell}$  para el sector  $\ell$  al procesador finger 7501 en el receptor de barrido 270.

La figura 12A muestra un diagrama de bloques de una realización del bloque QLIC 1110, que puede ser utilizado en la primera etapa de un cancelador de interferencias en cascada como la que se muestra en la figura 11. El bloque QLIC 1110 incluye un sumador 462 y un filtro 464, además de todas las unidades en el bloque QLIC 1010a en la figura 10A.

30 En cada periodo de símbolo, la unidad 422 proporciona N valores de potencia que son la magnitud al cuadrado de los símbolos recibidos por las N cajas Walsh. El sumador 462 suma los N valores de potencia de la unidad 422 en cada periodo de símbolo y proporciona un valor de potencia total para ese periodo de símbolo. El filtro 464 filtra la salida del sumador 462, con una constante de tiempo rápida y proporciona la estimación de la potencia total  $S^{\wedge}_{\ell,1}$  para la primera etapa. El filtro 424 filtra los N valores de potencia de la unidad 422 con una constante de tiempo lenta y proporciona N estimaciones de potencia por caja  $\Lambda^{\wedge}_{\ell,1,1}$  a través de  $\Lambda^{\wedge}_{\ell,N,1}$  para las N cajas Walsh, que son los N elementos en diagonal de la matriz  $\underline{\Delta}^{\wedge}_{\ell,1}$  para la primera etapa. Las otras unidades dentro del bloque QLIC 1110 funcionan como se describe más arriba para las figuras 4 y 10A.

La figura 12B muestra un diagrama de bloques de una realización del bloque QLIC 1130, que se puede utilizar en cada etapa después de la primera etapa de un cancelador de interferencias en cascada. El bloque QLIC 1130 incluye todas las unidades en el bloque QLIC 1110, excepto el filtro 424. El bloque QLIC 1130 incluye, además, los sumadores 466 y 470 y un divisor 468.

Dentro del bloque QLIC 1130, el sumador 462 y el filtro 464 obtienen una estimación total de potencia  $S_{t,m}^{\wedge}$  para la etapa m, tal como se describe más arriba para la figura 12A. El sumador 466 recibe la estimación de la potencia total  $S_{t,1}^{\wedge}$  para la primera etapa y resta  $S_{t,1}^{\wedge}$  de  $S_{t,m}^{\wedge}$ . El divisor 468 divide la salida del sumador 466 por N y proporciona la cantidad  $(S_{t,m}^{\wedge} - S_{t,1}^{\wedge})/N$ . El sumador 470 recibe las estimaciones de potencia por caja  $\lambda_{t,1,1}^{\wedge}$  a través de  $\lambda_{t,N,1}^{\wedge}$  en la matriz  $\underline{\Lambda}_{t,1}^{\wedge}$  del bloque QLIC 1110 para la primera etapa, suma cada estimación de potencia por caja  $\lambda_{t,N,1}^{\wedge}$  con la salida del divisor 468, y proporciona N estimaciones de potencia por caja  $\lambda_{t,1,m}^{\wedge}$  a través de  $\lambda_{t,N,m}^{\wedge}$  para las N cajas Walsh, que son los N elementos en diagonal de la matriz  $\underline{\Lambda}_{t,m}^{\wedge}$  para la etapa m. Como se muestra en la figura 12B, las estimaciones de potencia por caja para las etapas posteriores se pueden derivar con un solo filtro 464, y el filtro 424 no es necesario. Las unidades 426 a 440 operan en las estimaciones de potencia por caja para la etapa m descrita anteriormente para las figuras 4 y 10A.

Para lograr el seguimiento acelerado y un buen rendimiento de estimación, una constante de tiempo más corta puede ser seleccionada para el filtro "rápido" 464 utilizado para derivar  $S_{t,1}^{\wedge}$  y  $S_{t,m}^{\wedge}$ , y una constante de tiempo más larga puede ser seleccionada para el filtro "lento" 424 utilizado para derivar  $\underline{\Lambda}_{t,1}^{\wedge}$ . En una realización, la constante de tiempo para el filtro lento puede ser aproximadamente de 64 símbolos de duración, que corresponde a 6,7 ms para fichas símbolos de 128 chips con una tasa de chip de 1.2288 Mcps en cdma2000. En una realización, la constante de tiempo para el filtro rápido puede ser de 0 a 4 símbolos de duración, que corresponde a 0-416 microsegundos (ms) de símbolos de 128 chips con una tasa de chips de 1.2288 Mcps. Una constante de tiempo de 0 corresponde a ningún tipo de filtro, en cuyo caso se proporciona la salida de sumador 462 como  $S_{t,1}^{\wedge}$  o  $S_{t,m}^{\wedge}$ . Otros valores también pueden ser utilizados para las constantes de tiempo de los filtros rápidos y lentos.

La figura 13 muestra una realización de un proceso 1300 para realizar la cancelación de interferencias en varias etapas. Una estimación de la potencia total y las estimaciones de potencia por caja para varias cajas ortogonales se derivan de una primera etapa, por ejemplo, sobre la base de los símbolos recibidos para esta etapa (bloque 1312). La estimación de la potencia total para la primera etapa puede ser derivada a partir de un primer filtro que tiene una primera constante de tiempo, que puede ser cero o mayor. Las estimaciones de potencia por caja para la primera etapa pueden derivarse a partir de un segundo filtro con una segunda constante de tiempo más larga que la primera constante de tiempo. La cancelación de interferencias se realiza para la primera etapa sobre la base de las estimaciones de potencia por caja para esta etapa (bloque 1314). Una estimación total de potencia se deriva de una segunda etapa, por ejemplo, sobre la base de los símbolos recibidos para esta etapa (bloque 1316). Las estimaciones de potencia por caja también se derivan de la segunda etapa sobre la base de las estimaciones de potencia total de la primera y segunda etapas y las estimaciones de potencia por caja para la primera etapa (bloque 1318). La cancelación de interferencias se realiza para la segunda etapa sobre la base de las estimaciones de potencia por caja para esta etapa (bloque 1320). El tratamiento para cada etapa posterior se puede realizar de forma similar a la de la segunda etapa.

Un dispositivo inalámbrico puede mantener uno o más conjuntos de sectores tales como (1) un conjunto activo que contienen los sectores con los que el dispositivo inalámbrico está en comunicación, (2) un conjunto vecino que contiene los sectores que son vecinos a los sectores en el conjunto activo, (3) un conjunto de candidatos que contenga los sectores que son fuertemente recibidos por el dispositivo inalámbrico y son candidatos para su inclusión en el conjunto de activos, y/o (4) algunos conjuntos de otro sector. La cancelación de interferencias se puede realizar de varias maneras. En una realización, la cancelación de interferencias se realiza para los sectores que están en el conjunto activo. El dispositivo inalámbrico normalmente recibe estos sectores fuertemente y además tiene tiempo e información múltiple para realizar de manera efectiva la cancelación de interferencias de estos sectores. En otra realización, la cancelación de interferencias se realiza en tantos sectores como sea posible sobre la base de la capacidad de procesamiento del dispositivo inalámbrico. Los sectores pueden ser seleccionados para la cancelación de interferencias en función de su intensidad de la señal recibida o algún otro criterio.

Las técnicas de cancelación de interferencias descritas en este documento pueden ser implementadas por diversos medios. Por ejemplo, estas técnicas pueden ser implementadas en hardware, firmware, software, o una combinación de ambos. Para una aplicación de hardware, las unidades de procesamiento utilizadas para realizar la cancelación de interferencias pueden realizarse en uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), procesadores de señal digital (DSP), dispositivos de procesamiento de señal digital (DSPDs), dispositivos de lógica programable (PLD), matrices de puertas programables de campo (FPGAs), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, dispositivos electrónicos, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en este documento, o una combinación de los mismos.

Para una implementación de software o firmware, las técnicas de cancelación de interferencia pueden ser implementadas con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.) que realizan las funciones descritas en este documento. Los códigos de software y/o de firmware se puede almacenar en una memoria (por ejemplo, la memoria 292 en la figura. 2) y ejecutarse mediante un procesador (por ejemplo, el procesador 290). La memoria puede implementarse en el procesador o externa al procesador.

5 La descripción anterior de las realizaciones descritas se proporciona para que cualquier experto en la materia pueda realizar o utilizar la presente invención. Varias modificaciones a estas realizaciones serán evidentes para los expertos en la materia, y los principios genéricos definidos en este documento pueden aplicarse a otras realizaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por lo tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en este documento, sino que se conceda el alcance más amplio consistente con los principios y las características nuevas aquí descritas.

## REIVINDICACIONES

## 1. Aparato que comprende:

medios para derivar (610) estimaciones de potencia para múltiples cajas ortogonales mediante la estimación de al menos dos componentes de las estimaciones de potencia; y

- 5 medios para realizar (620) una cancelación de interferencia utilizando las estimaciones de potencia de las múltiples cajas ortogonales, en el que los medios para derivar las estimaciones de potencia para las múltiples cajas de ortogonales comprende

medios para derivar (632) una estimación de ganancia de canal para un canal de comunicación,

medios para derivar (634) estimaciones de potencia inicial para las múltiples cajas ortogonales,

- 10 medios para derivar (636) una estimación de ruido y de interferencia basada en las estimaciones de potencia inicial,

medios para derivar (638) estimaciones de ganancia de caja para las múltiples cajas ortogonales sobre la base de las estimaciones de potencia inicial, y

medios para derivar (640) las estimaciones de potencia para las múltiples cajas ortogonales sobre la base de la estimación de ganancia del canal, la estimación de ruido y de interferencia, y las estimaciones de ganancia de la caja.

- 15 2. Aparato según la reivindicación 1, que comprende:

un primer filtro para derivar la estimación de ganancia del canal;

un segundo filtro para derivar la estimación de ruido y de interferencia, y

un tercer filtro para derivar las estimaciones de ganancia de la caja.

- 20 3. Aparato según la reivindicación 1 ó 2, en el que los medios para derivar (610) estimaciones de potencia están configurados para derivar (634) una estimación inicial de potencia para un caja ortogonal nula correspondiente, en un canal de tráfico sin usar, y para derivar (636) la estimación de ruido e interferencia sobre la base de la estimación inicial de potencia para la caja ortogonal nula.

- 25 4. Aparato según la reivindicación 1 ó 2, en el que los medios para derivar (610) estimaciones de potencia están configurados para obtener (634) estimaciones de potencia inicial para las múltiples cajas ortogonales, y para derivar (636) la estimación de ruido y de interferencia basada en una estimación de potencia inicial más pequeña entre las estimaciones de potencia inicial para las múltiples cajas ortogonales.

5. Aparato según cualquier reivindicación anterior, en el que los medios para derivar (610) las estimaciones de potencia están configurados para derivar (632) la estimación de ganancia del canal sobre la base de un piloto recibidos a través del canal de comunicación.

- 30 6. Aparato según la reivindicación 2, en el que el primer, segundo y tercer filtros tienen por lo menos dos constantes de tiempo diferentes.

## 7. Procedimiento que comprende:

derivar (610) estimaciones de potencia de múltiples cajas ortogonales mediante la estimación de al menos dos componentes de los cálculos de potencia, y

- 35 realizar (620) una cancelación de interferencia usando las estimaciones de potencia para las múltiples cajas ortogonales, en el que la derivación de las estimaciones de potencia para las múltiples cajas ortogonales comprende

derivar (632) una estimación de ganancia de canal para un canal de comunicación,

derivar (634) una estimación de potencia inicial para las múltiples cajas ortogonales,

derivar (636) una estimación de ruido y de interferencia basada en las estimaciones de potencia inicial,

- 40 derivar (638) estimaciones de ganancia de la caja para las múltiples cajas ortogonales sobre la base de las estimaciones de potencia inicial, y

derivar (640) las estimaciones de potencia para las múltiples cajas ortogonales sobre la base de la estimación de ganancia del canal, la estimación de ruido y de interferencia, y las estimaciones de ganancia de la caja.

8. Procedimiento según la reivindicación 7, en el que la estimación de ganancia del canal se obtiene con un primer filtro, la estimación de ruido y de interferencia se obtiene con un segundo filtro, y las estimaciones de ganancia de la caja se derivan con un tercer filtro.

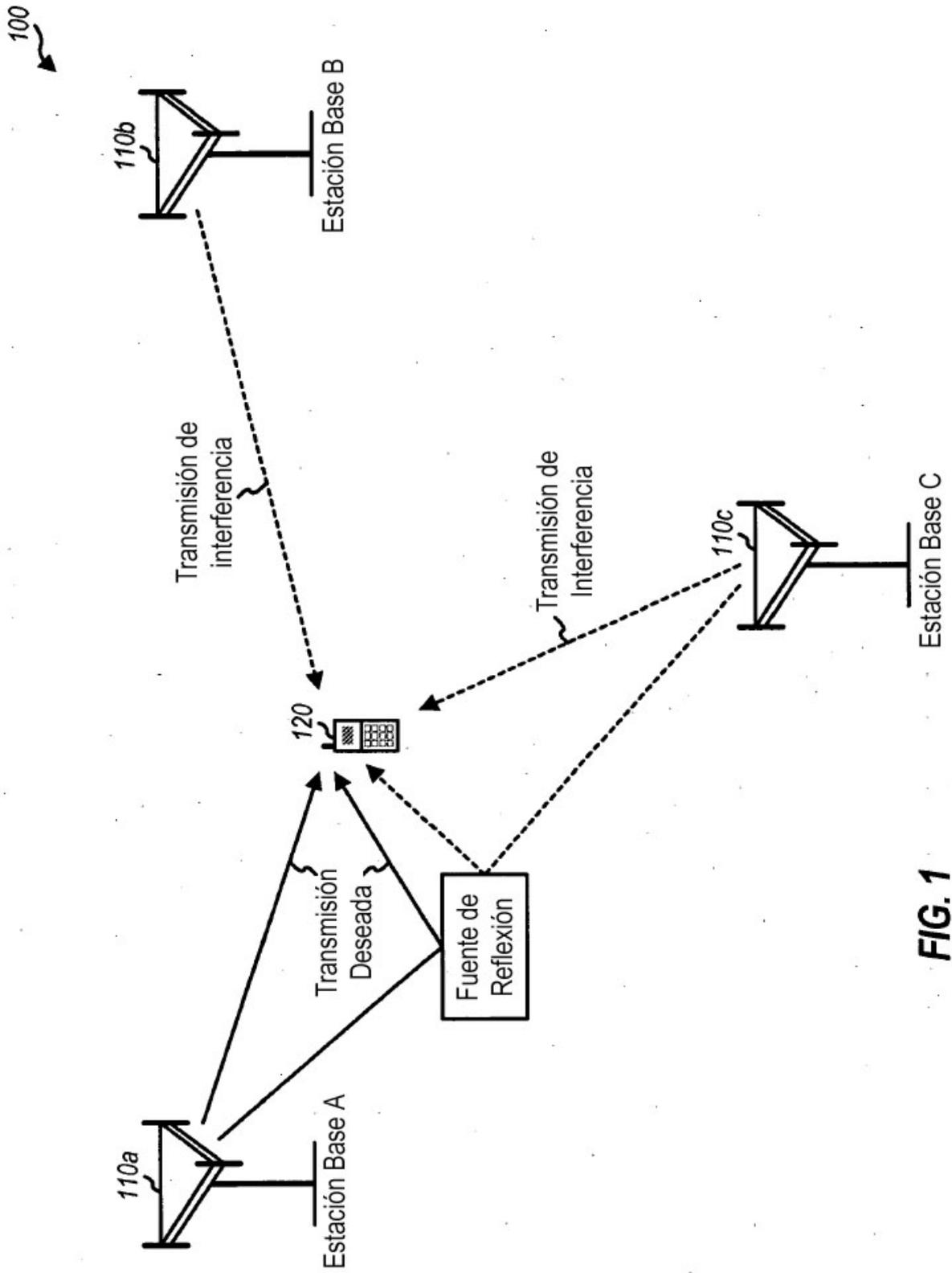


FIG. 1

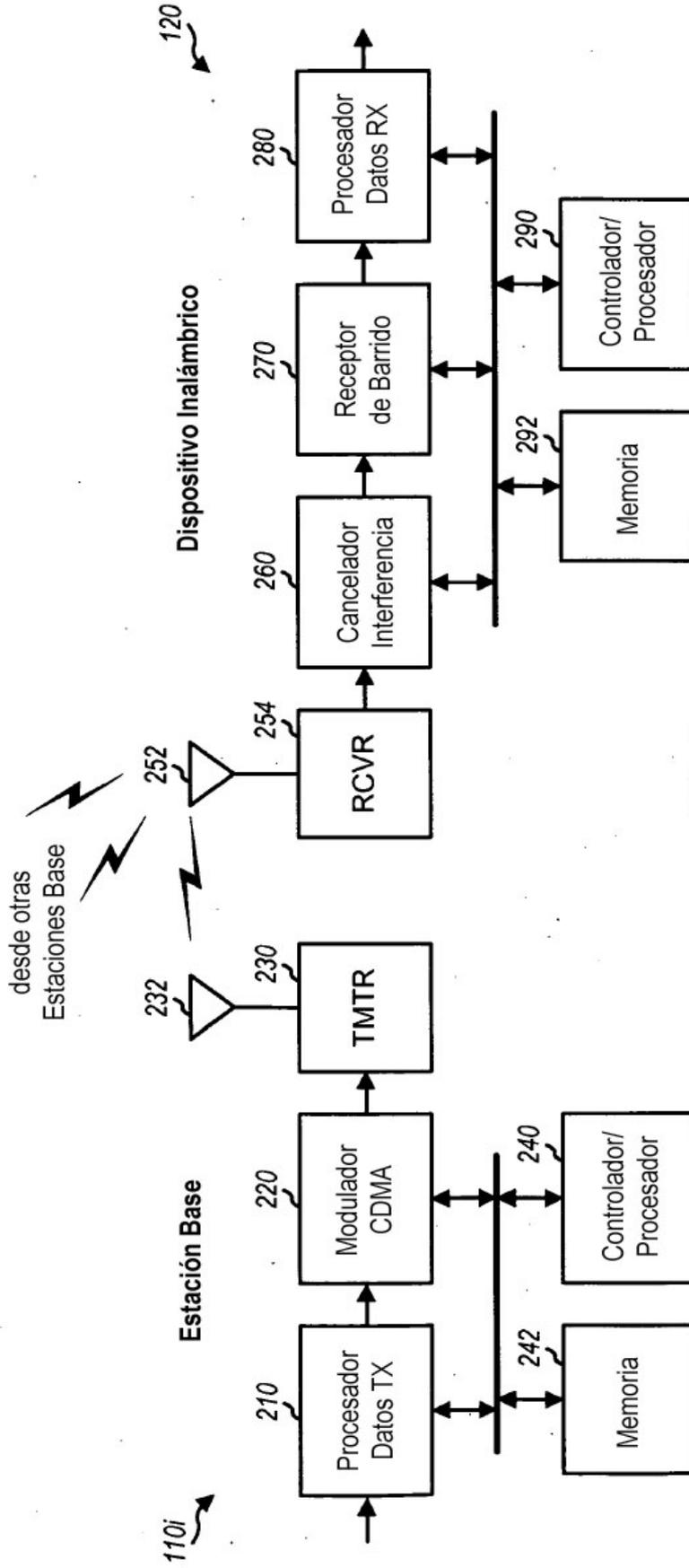


FIG. 2

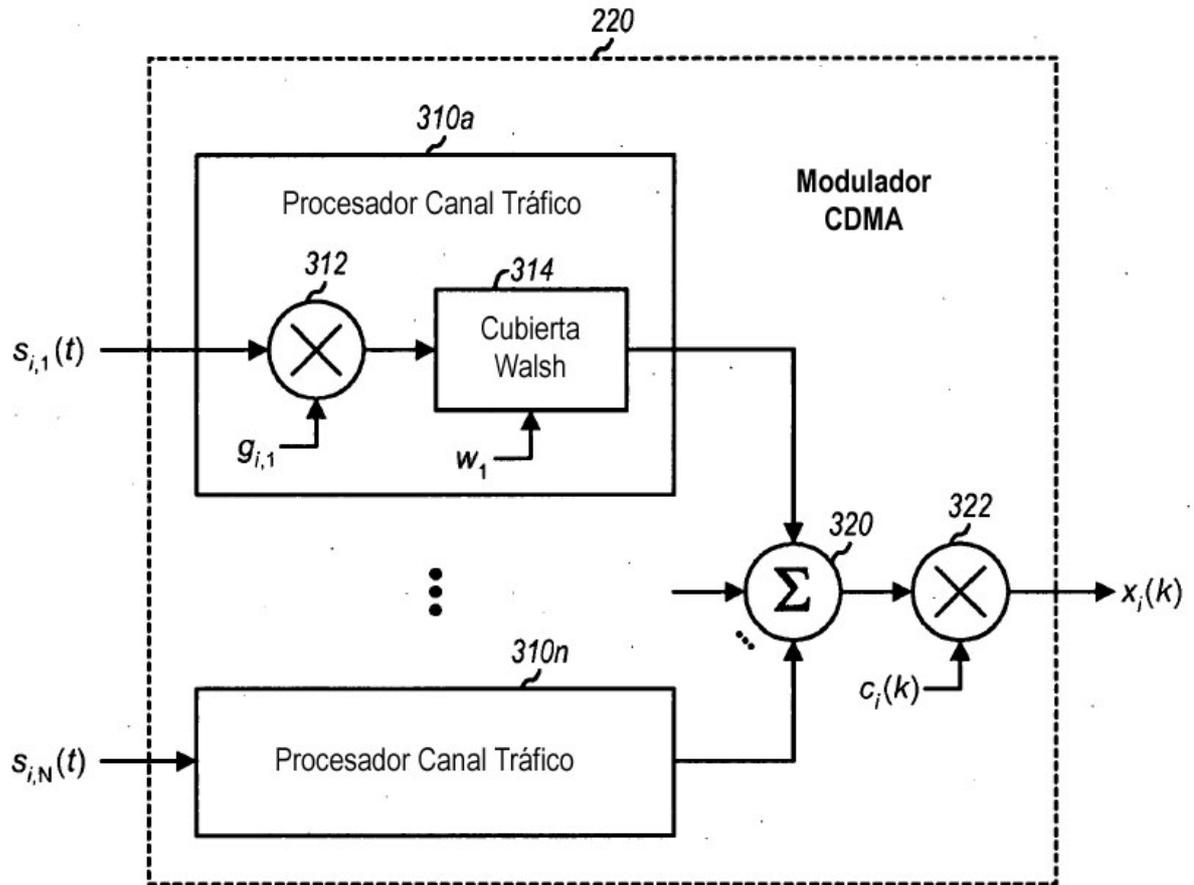


FIG. 3

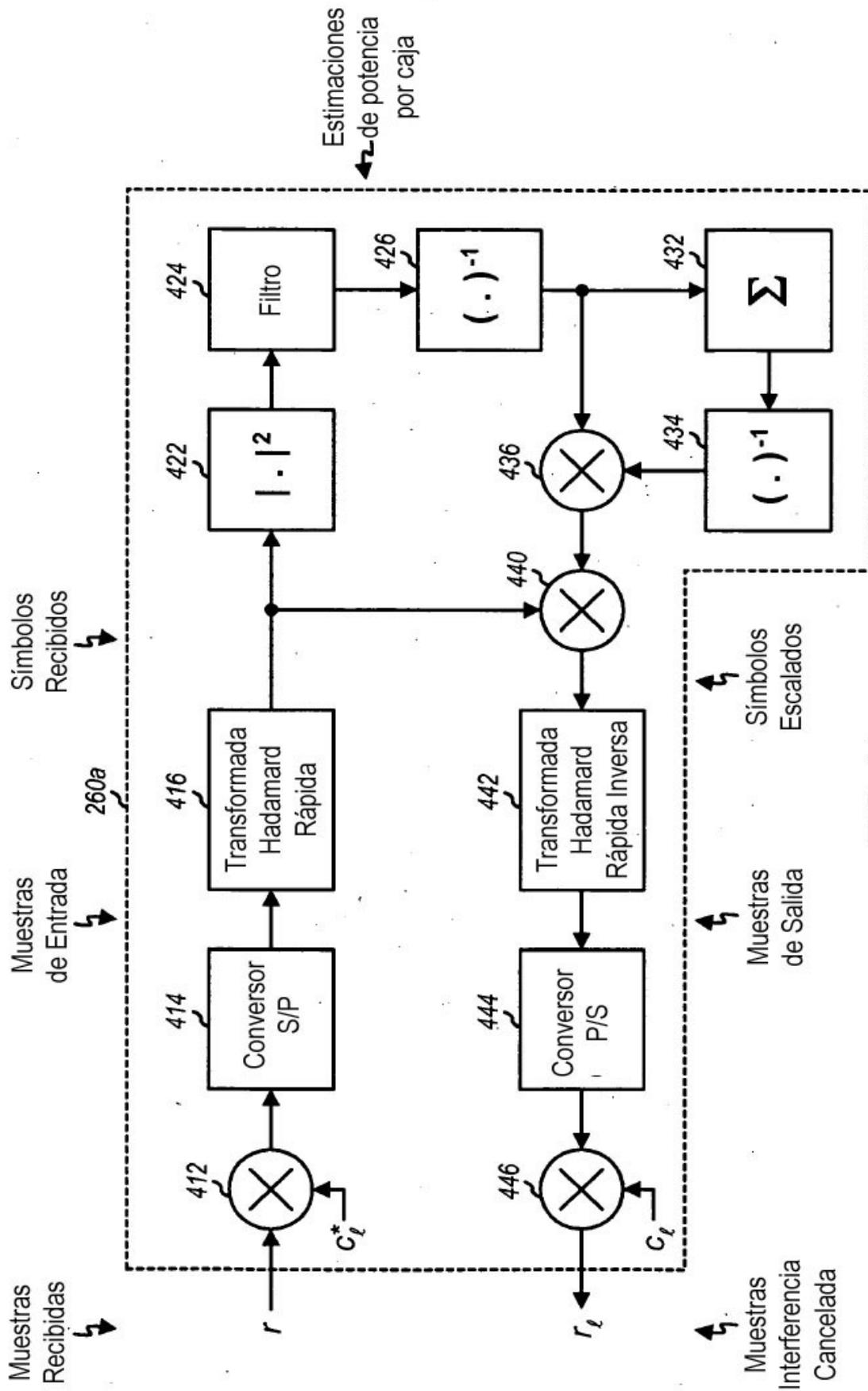


FIG. 4

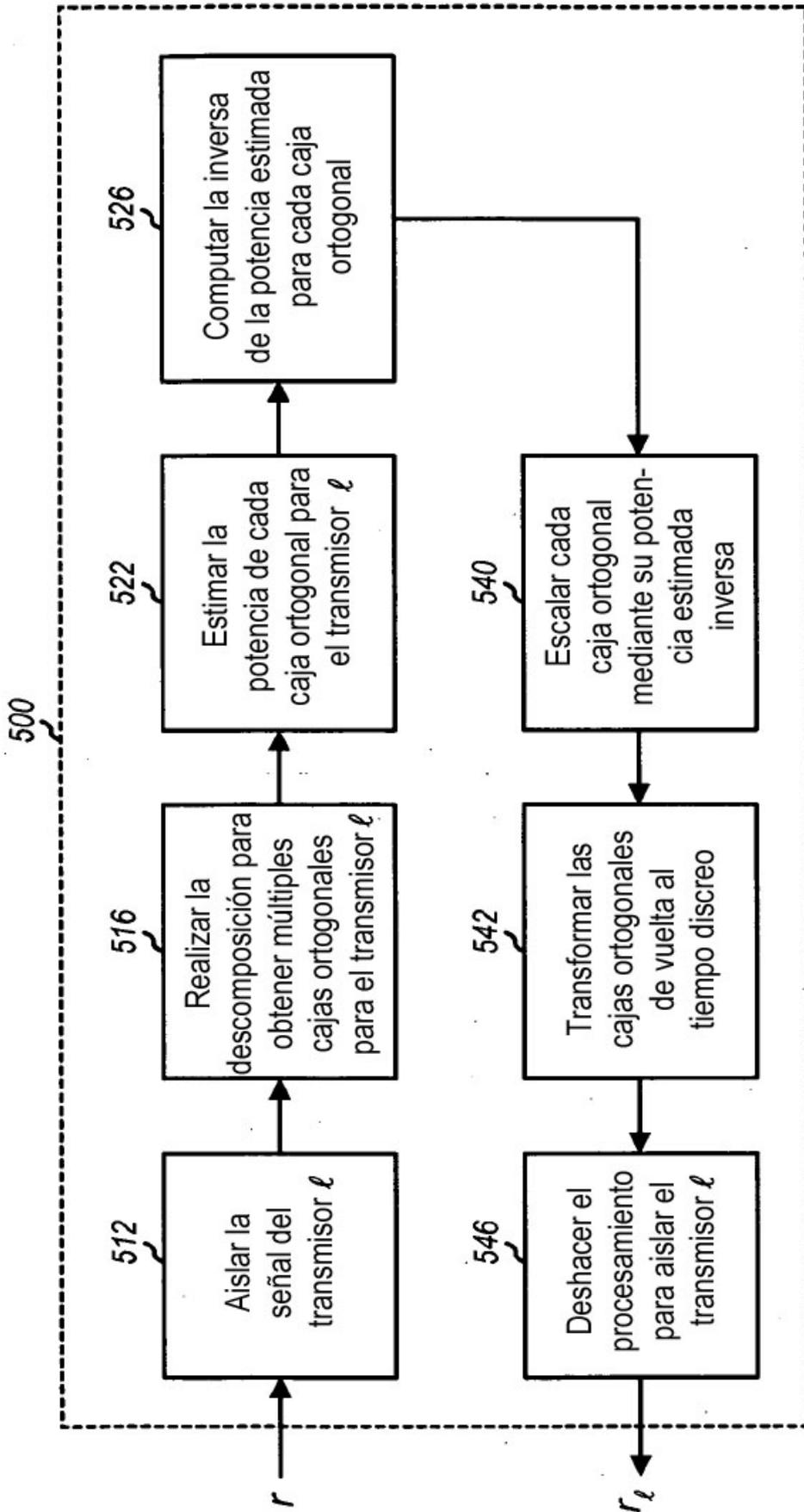
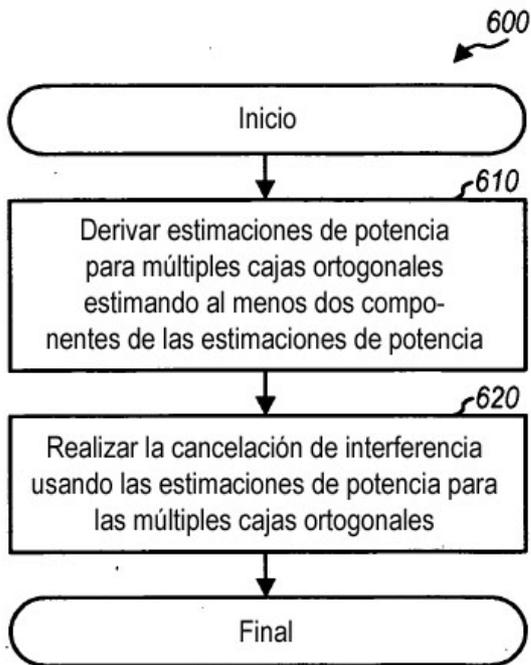
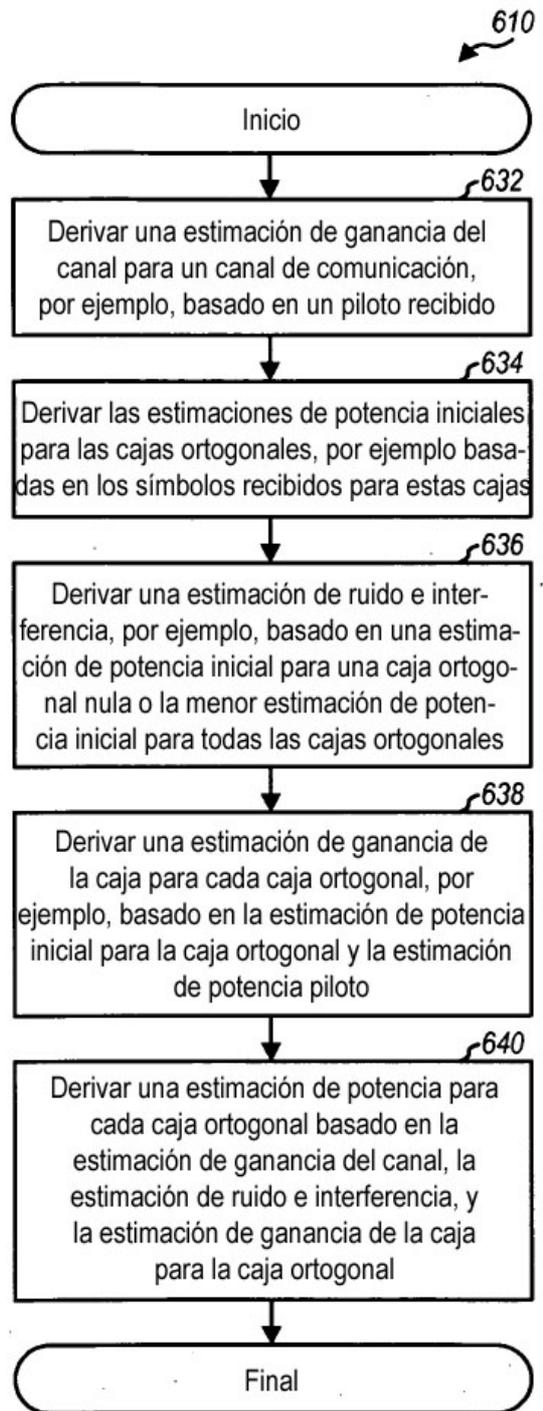


FIG. 5



**FIG. 6A**



**FIG. 6B**

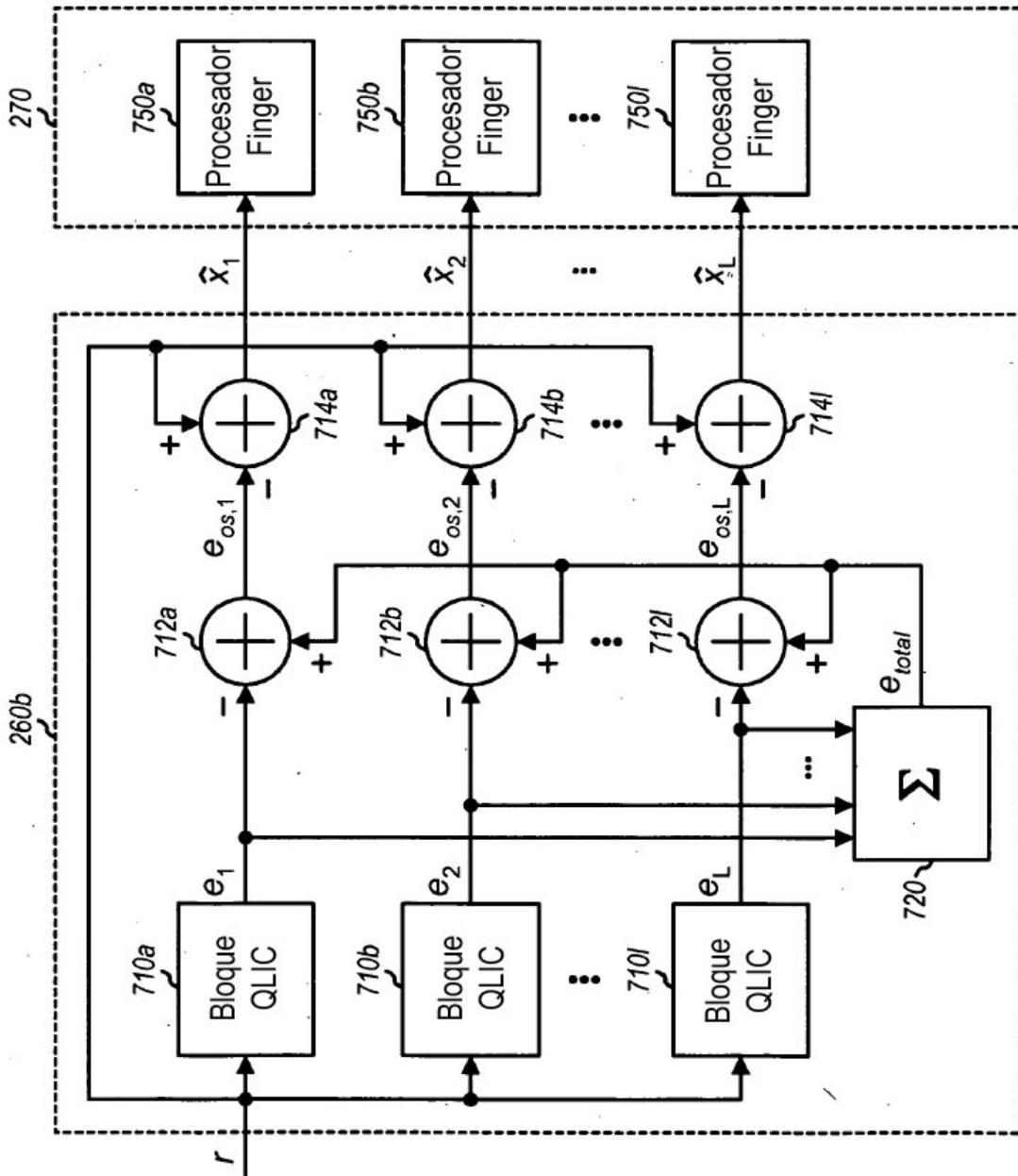


FIG. 7

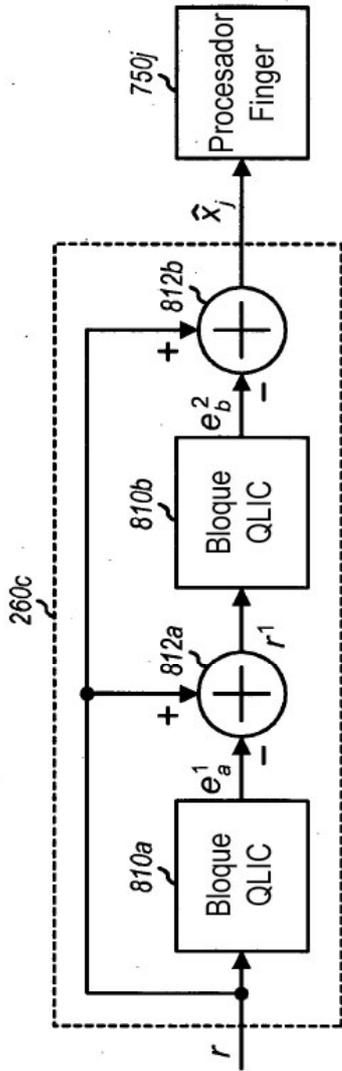


FIG. 8A

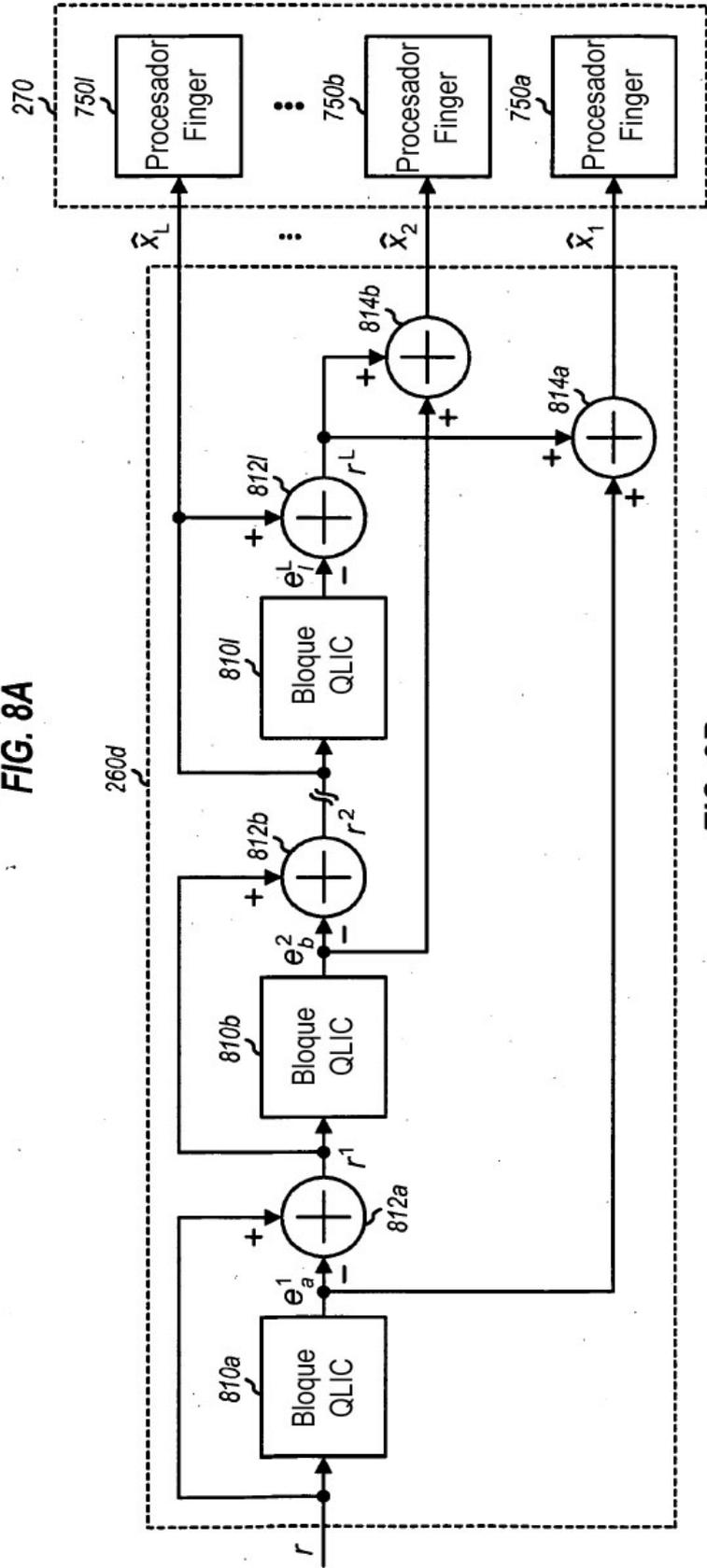


FIG. 8B

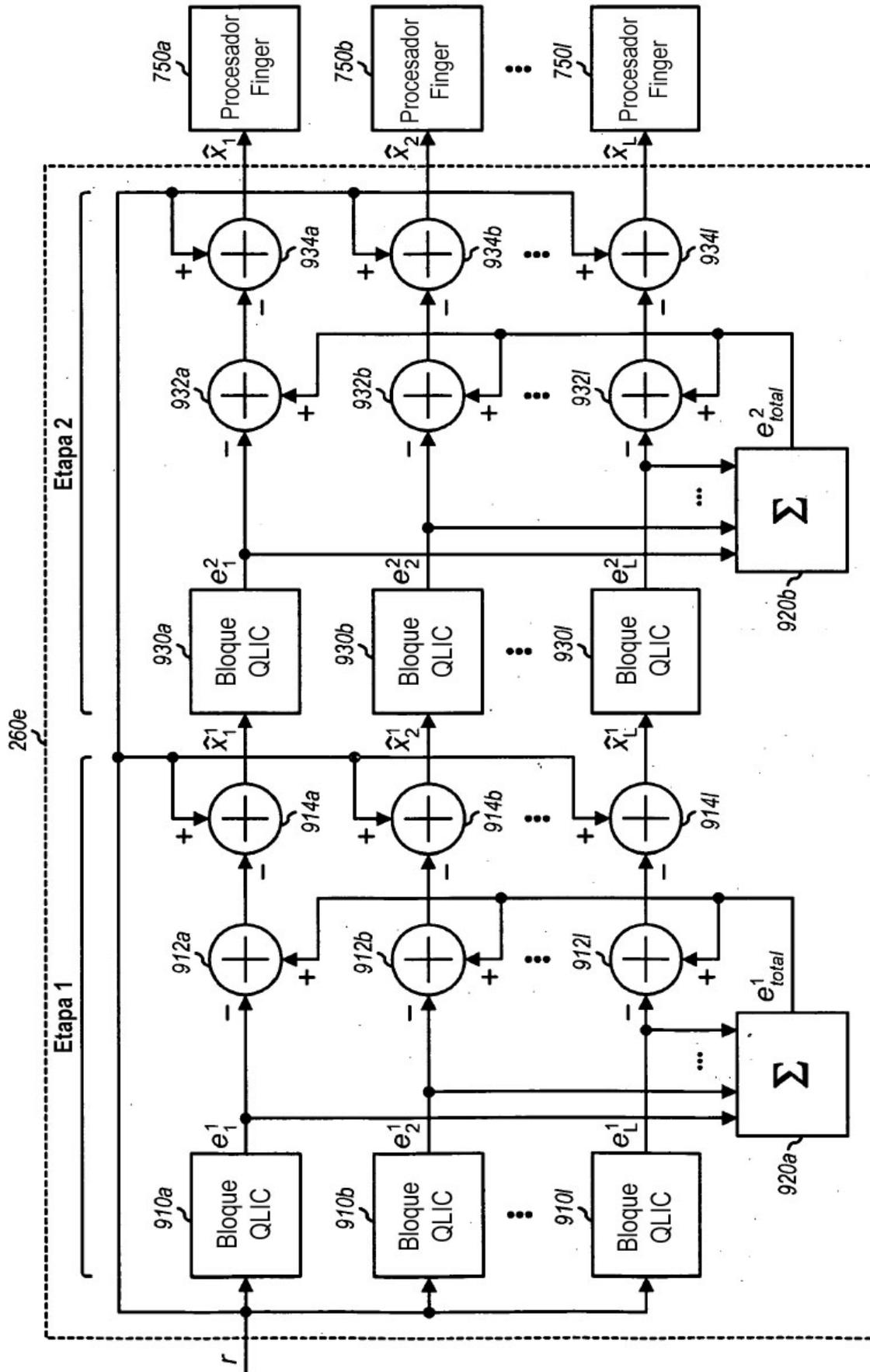


FIG. 9

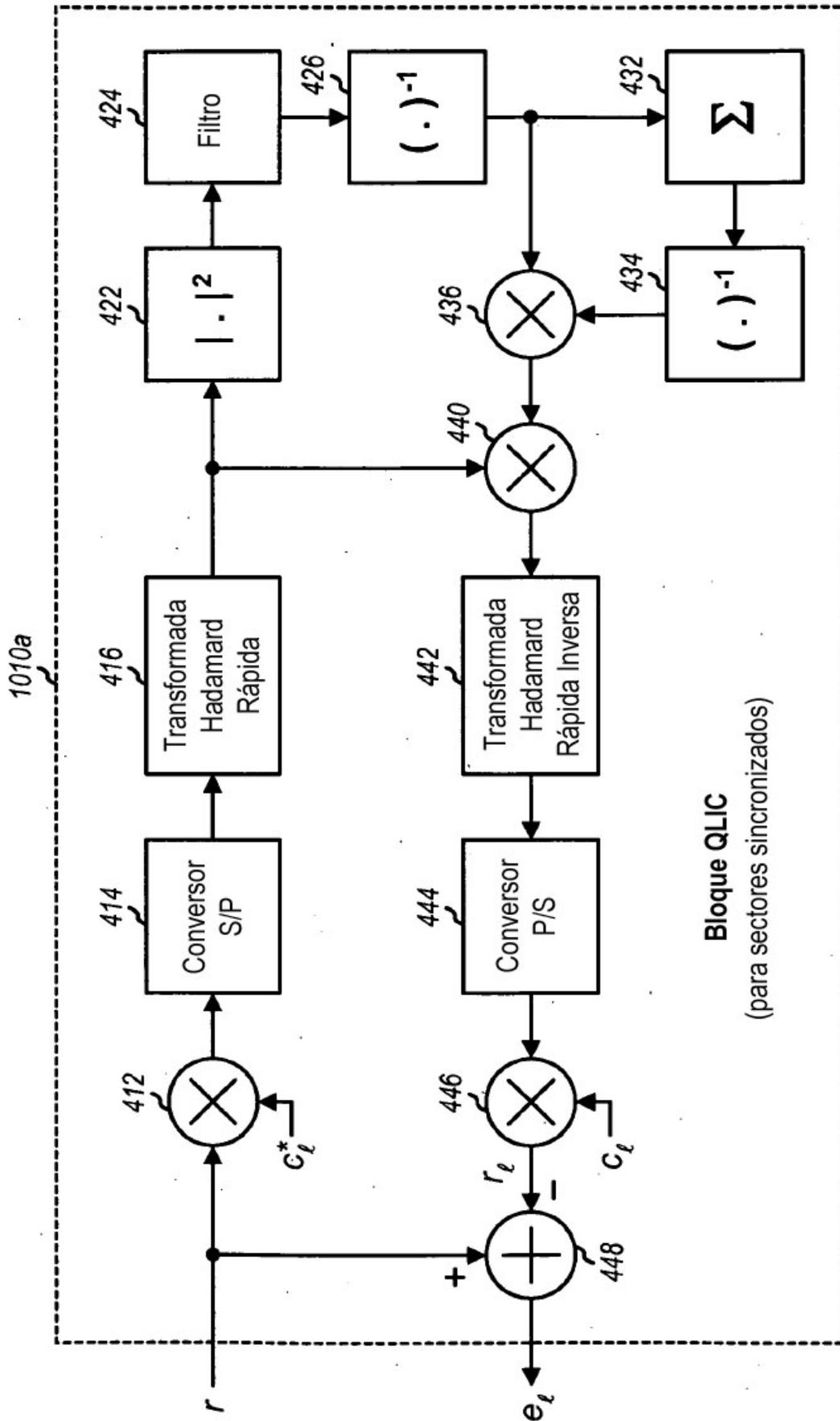


FIG. 10A

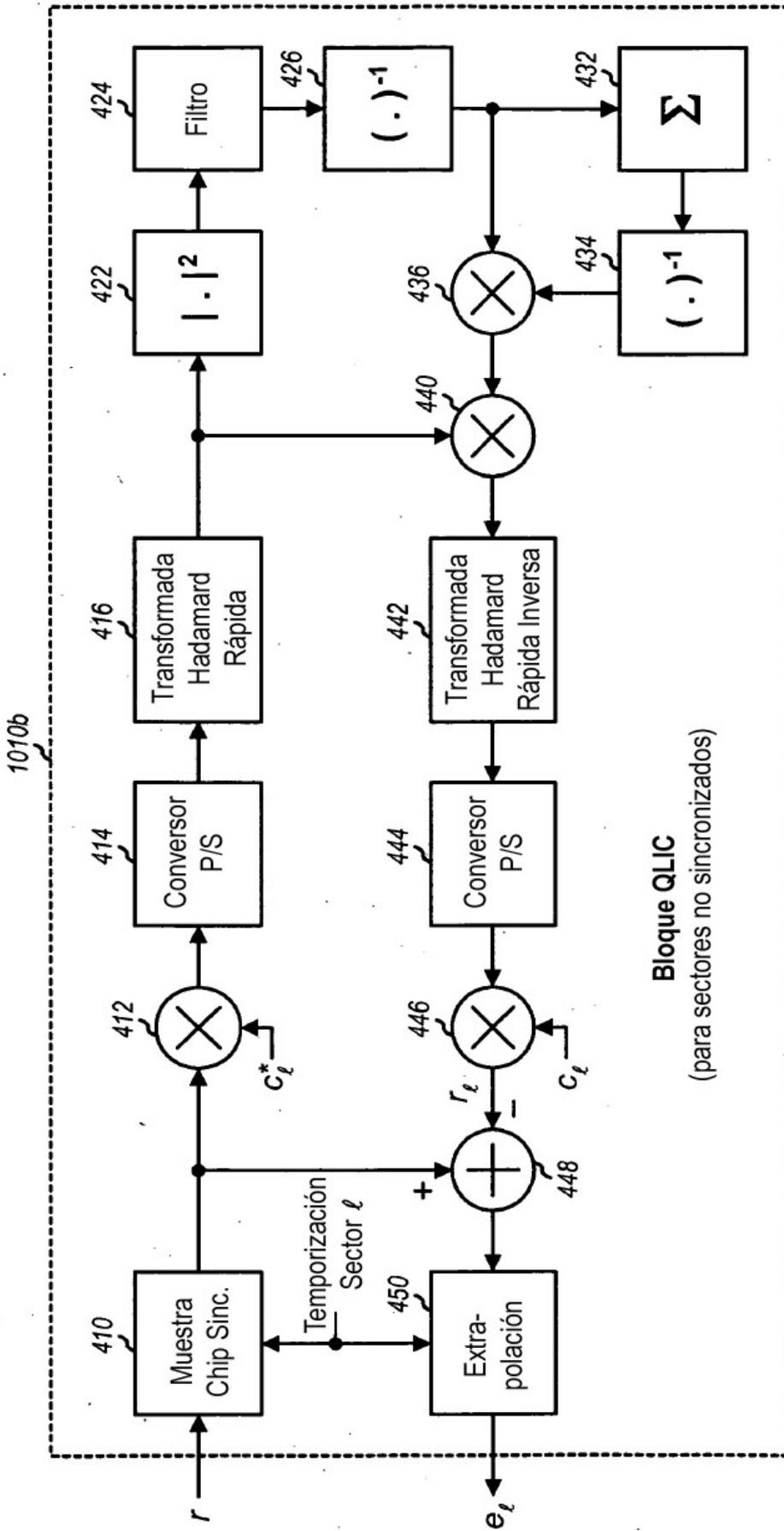


FIG. 10B

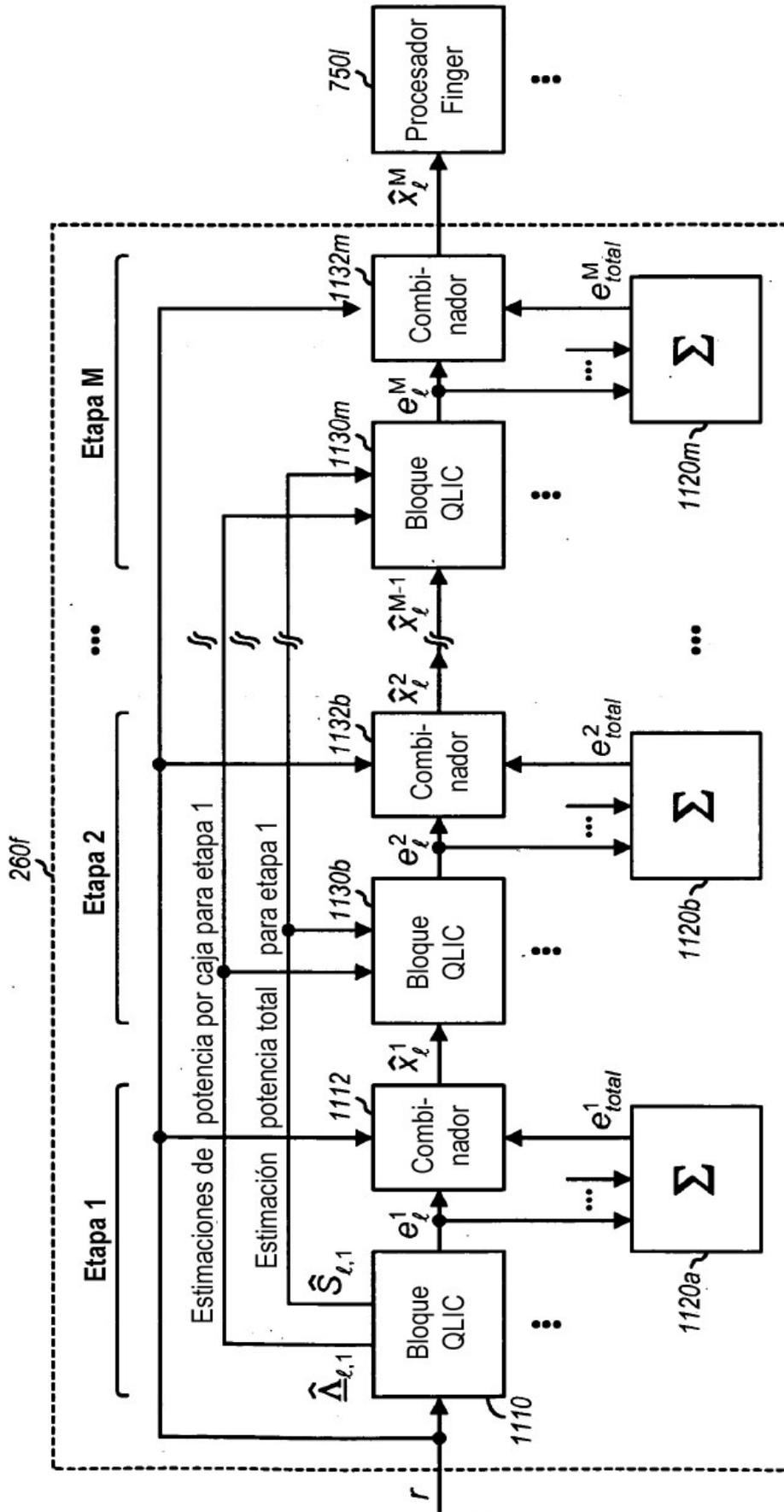


FIG. 11

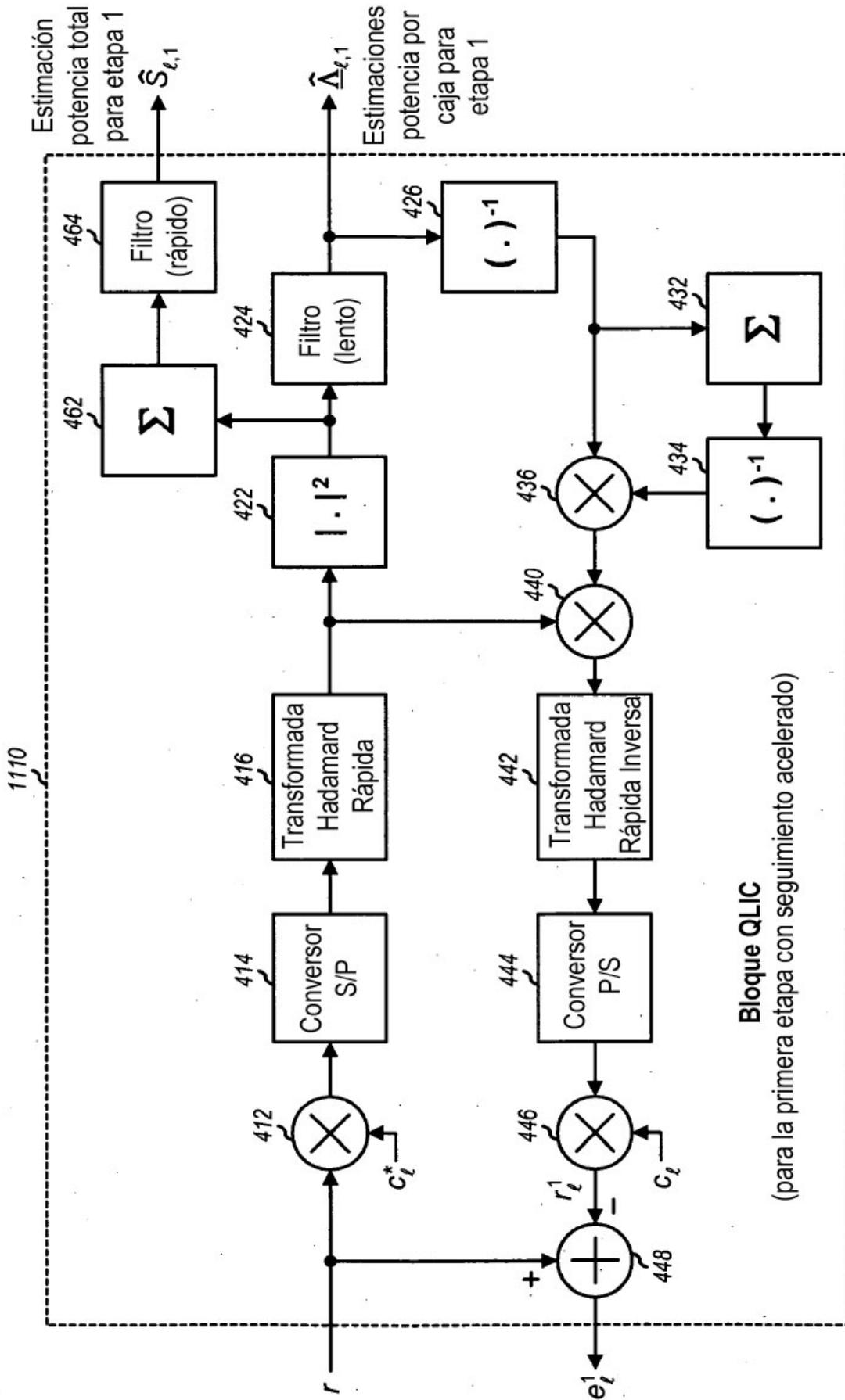


FIG. 12A

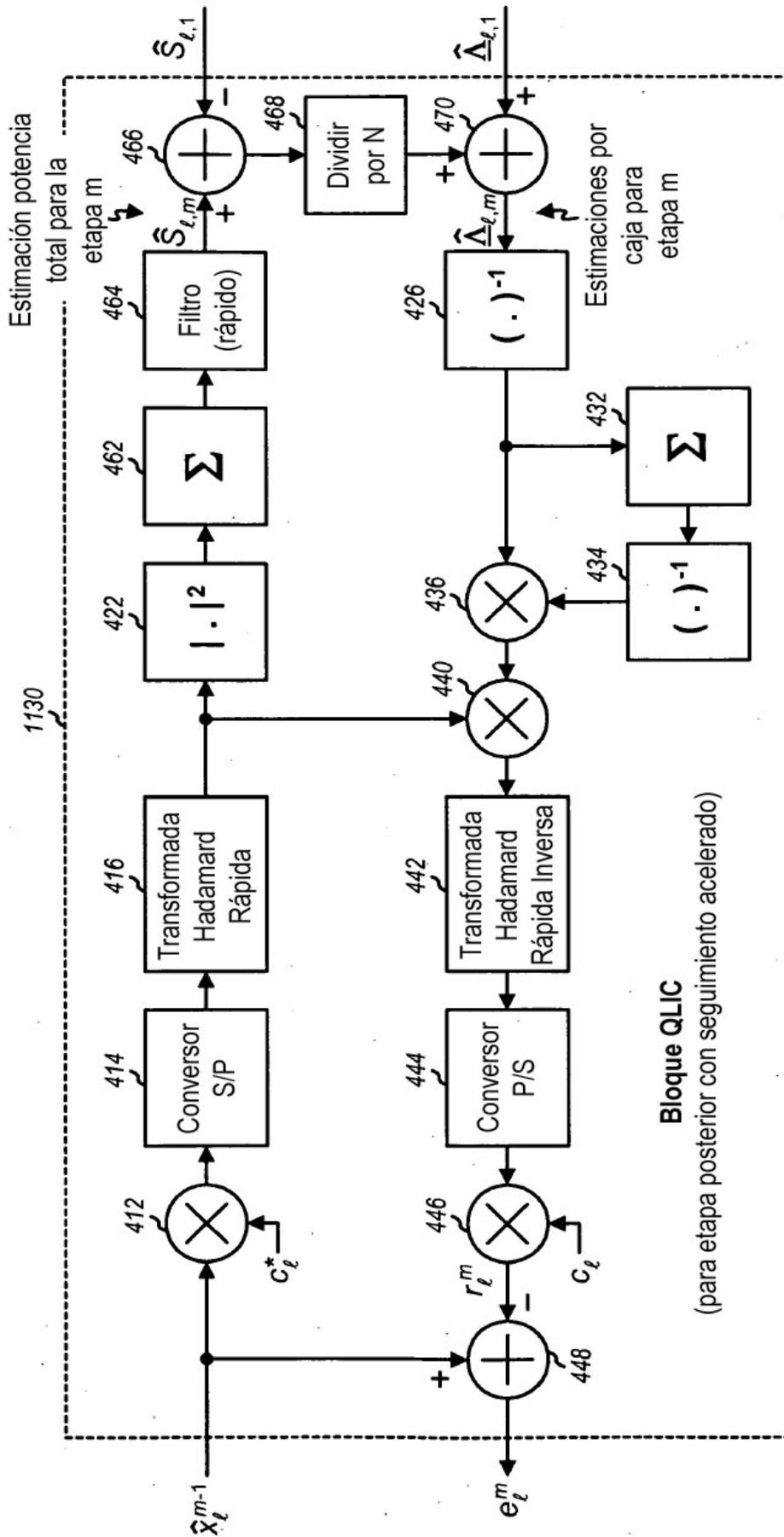
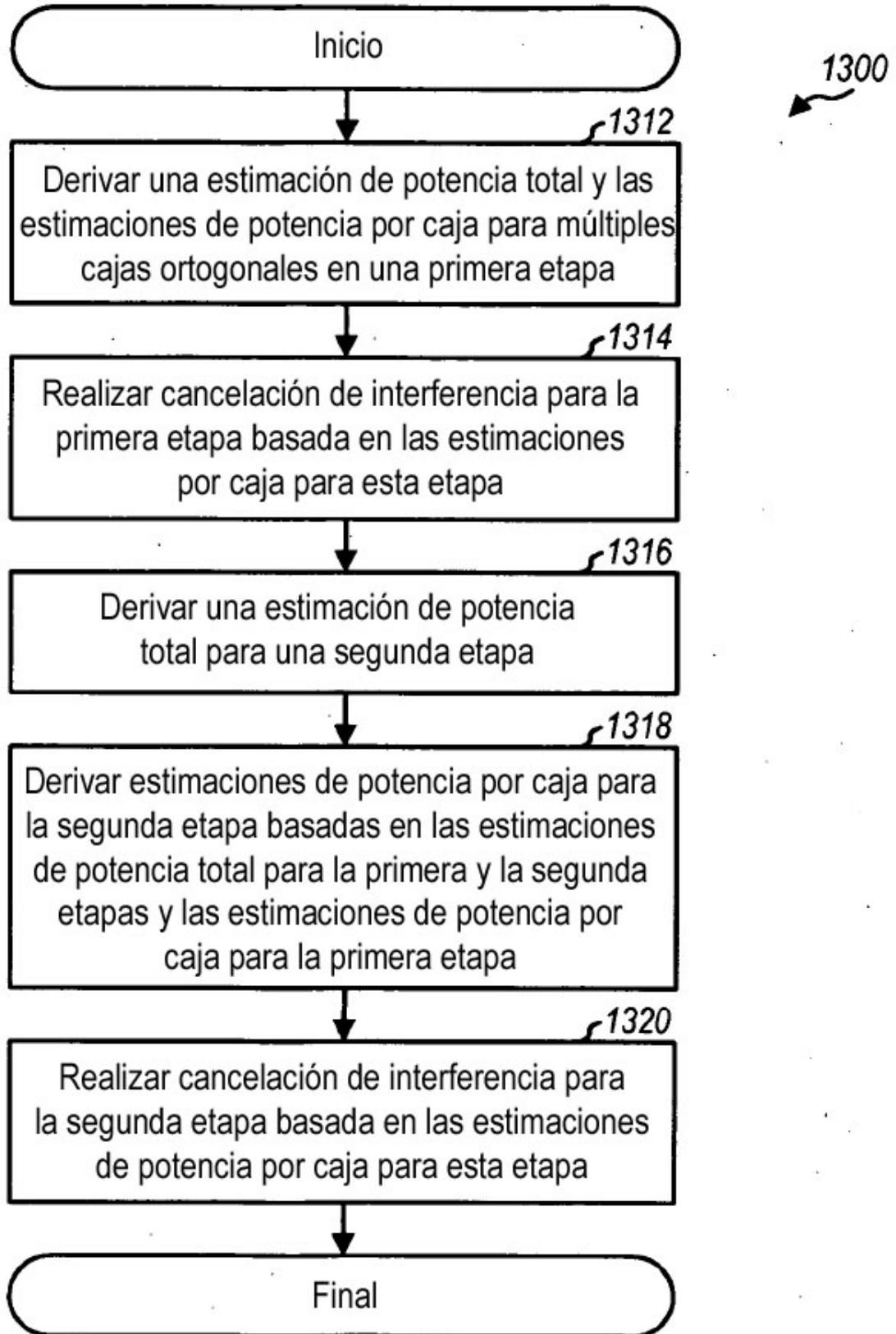


FIG. 12B

**FIG. 13**