



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 365 730**

51 Int. Cl.:
H04L 25/03 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **03765773 .1**

96 Fecha de presentación : **18.07.2003**

97 Número de publicación de la solicitud: **1525727**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **27.04.2005**

54 Título: **Procedimiento y aparato para una eculización de realimentación de decisión.**

30 Prioridad: **18.07.2002 US 199159**
18.07.2002 US 199158

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
10.10.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
10.10.2011

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

72 Inventor/es: **Jayaraman, Srikant;**
Fernández Corbaton, Iván Jesús y
Smee, John, E.

74 Agente: **Fabrega Sabate, Xavier**

ES 2 365 730 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).

DESCRIPCION

Procedimiento y aparato para una ecualización de realimentación de decisión

5 **Antecedentes**

Campo

10 La presente invención se refiere, en general, a la ecualización de una señal recibida y, más específicamente, a una ecualización de realimentación de decisión híbrida.

Antecedentes

15 La transmisión de información digital utiliza normalmente un modulador que mapea información digital a formas de onda analógicas. El mapeo se lleva a cabo generalmente en bloques de bits contenidos en la secuencia de información que va a transmitirse. Las formas de onda pueden diferir en amplitud, fase, frecuencia o una combinación de las mismas. Después, la información se transmite como la forma de onda correspondiente. El proceso de mapeo desde el dominio digital al dominio analógico se denomina como modulación.

20 En un sistema de comunicaciones inalámbricas, la señal modulada se transmite a través de un canal de radio. Después, un receptor desmodula la señal recibida para extraer la secuencia de información digital original. En el receptor, la señal transmitida está sometida a distorsiones lineales introducidas por el canal, así como a ruido aditivo externo e interferencias. Generalmente, las características del canal varían en el tiempo y, por lo tanto, no son conocidas a priori por el receptor. Los receptores compensan la distorsión e interferencias introducidas por el canal de varias formas. Un procedimiento para compensar la distorsión y reducir las interferencias en la señal recibida utiliza un ecualizador. La ecualización engloba generalmente procedimientos utilizados para reducir los efectos de la distorsión en un canal de comunicaciones. A partir de la señal recibida, un ecualizador genera estimaciones de la información digital original.

30 Los procedimientos de ecualización actuales se basan en suposiciones relacionadas con la señal recibida. Generalmente, tales suposiciones no son correctas en una diversidad de escenarios de codificación, modulación y transmisión y, por lo tanto, estos ecualizadores no funcionan correctamente bajo muchas condiciones. Además, los ecualizadores actuales que utilizan realimentación de decisión experimentan frecuentemente efectos de propagación de errores que aumentan el efecto de errores de decisión aislados. Además, el proceso de realimentación de decisión implica decisiones firmes relacionadas con cada símbolo y no considera la posibilidad de que una decisión de símbolo sea correcta. La publicación "*Decision feedback equalization for channels with error correcting capabilities*", de BEDNARZ ET AL., divulga una ecualización de realimentación de decisión que comprende componentes de pre-alimentación y de realimentación. La publicación "*Mitigating error propagation effects in a decision feedback equalizer*" de REUTER ET AL., se refiere a una ecualización de realimentación de decisión que tiene el objetivo de mitigar los efectos de la propagación de errores provocada por realimentar símbolos detectados incorrectamente.

45 Por lo tanto, existe una necesidad en la técnica de un procedimiento de ecualización que reduzca la distorsión lineal en una señal recibida según una variedad de condiciones de funcionamiento. Además, existe la necesidad de reducir la propagación de errores en un ecualizador de realimentación de decisión. Asimismo, existe la necesidad de proporcionar una medida de probabilidad al proceso de realimentación de decisión.

Breve descripción de los dibujos

50 La FIG. 1A es un diagrama de bloques de componentes en un sistema de comunicaciones.
La FIG. 1B es una parte detallada del sistema de comunicaciones como el de la FIG. 1A.
La FIG. 2 es un modelo conceptual de un ecualizador de realimentación de decisión dentro de un sistema de comunicaciones.
La FIG. 3 es un diagrama de bloques de un ecualizador de realimentación de decisión como el de la FIG. 2.
55 La FIG. 4 es un modelo matemático de un seccionador de niveles de símbolos.
La FIG. 5 es un algoritmo para optimizar los coeficientes de filtro en un ecualizador de realimentación de decisión.
La FIG. 6 es un algoritmo de filtrado adaptativo de mínimos cuadrados para optimizar los coeficientes de filtro en un ecualizador de realimentación de decisión.
La FIG. 7 es un algoritmo de filtrado adaptativo de mínimos cuadrados para optimizar los coeficientes de filtro en un ecualizador de realimentación de decisión para un sistema que utiliza un piloto de ráfagas periódico.
60 La FIG. 8A es un mapeo de constelación para una modulación por desplazamiento de fase (PSK) de 8 símbolos.
La FIG. 8B ilustra regiones de rejilla utilizadas para decisiones de seccionador flexible como las superpuestas sobre el mapeo de constelación de la FIG. 8B.
La FIG. 9A es un mapeo de constelación para un caso de modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK) o 2-PSK.
65 La FIG. 9B ilustra regiones de rejilla utilizadas para decisiones de seccionador flexible como las superpuestas sobre

el mapeo de constelación de la FIG. 9A.

La FIG. 10 es un ecualizador de realimentación de decisión que implementa un proceso de decisión de "seccionamiento flexible".

La FIG. 11 es un proceso para un proceso de decisión de "seccionamiento flexible".

5 La FIG. 12 es un proceso para un proceso de decisión de "seccionamiento flexible" que aplica un cálculo de series de Taylor.

La FIG. 13 es un diagrama de bloques de un "seccionador flexible".

La FIG. 14 es un diagrama de bloques de un "seccionador flexible" que aplica un cálculo de series de Taylor.

10 Descripción detallada

La expresión "a modo de ejemplo" se utiliza en este documento con el sentido de "que sirve como ejemplo, instancia o ilustración". Cualquier forma de realización descrita en este documento como "a modo de ejemplo" no debe considerarse necesariamente como preferida o ventajosa sobre otras formas de realización.

15 La FIG. 1A ilustra una parte de los componentes de un sistema de comunicaciones 100. Otros bloques y módulos pueden incorporarse en un sistema de comunicaciones además de los bloques ilustrados. Los bits generados por una fuente (no mostrada) se disponen en tramas, se codifican y después se mapean a símbolos de una constelación de señalización. La secuencia de dígitos binarios proporcionados por la fuente se denomina como la secuencia de información. La secuencia de información se codifica por un codificador 102, el cual proporciona una secuencia de bits. La salida del codificador 102 se proporciona a una unidad de mapeo 104 que sirve como la interfaz para el canal de comunicaciones. La unidad de mapeo 104 mapean la secuencia de salida del codificador a símbolos $y(n)$ de una constelación de señalización valorada compleja. La sección 120 modeliza un procesamiento de transmisión adicional, incluyendo bloques de modulación, así como el procesamiento del canal de comunicaciones y del receptor analógico.

20 La FIG. 1B ilustra algunos de los detalles incluidos dentro de la sección 120 de la FIG. 1A. Tal y como se ilustra en la FIG. 1B, los símbolos complejos $y(n)$ se modulan en un impulso de señal analógica, y la forma de onda de banda base compleja resultante se modula de manera sinusoidal sobre las bifurcaciones en fase y de fase en cuadratura de una señal portadora. La señal analógica resultante se transmite por una antena de RF (no mostrada) a través de un canal de comunicaciones. Una variedad de esquemas de modulación puede implementarse de esta manera, tales como una modulación por desplazamiento de fase M-aria (M-PSK), una modulación de amplitud en cuadratura 2^M -aria (2^M QAM), etc.

30 Cada esquema de modulación tiene una "constelación de señalización" asociada que mapea uno o más bits a un símbolo complejo único. Por ejemplo, en la modulación 4-PSK, dos bits codificados se mapean a uno de cuatro valores complejos posibles $\{1, i, -1, -i\}$. Por lo tanto, cada símbolo complejo $y(n)$ puede aceptar cuatro valores posibles. En general, para M-PSK, bits codificados por $\log_2 M$ se mapean a uno de M valores complejos posibles dispuestos en el círculo unitario complejo.

40 Siguiendo con la FIG. 1B, en el receptor, la forma de onda analógica se convierte de manera descendente, se filtra y se muestrea, tal como en un múltiplo adecuado de la velocidad de Nyquist. Las muestras resultantes se procesan por el ecualizador 110, el cual corrige las distorsiones de señal y otro ruido e interferencias introducidos por el canal, tal y como modeliza la sección 120. El ecualizador 110 proporciona estimaciones de los símbolos transmitidos $y(n)$. Después, las estimaciones de símbolo se procesan mediante un descodificador para determinar los bits de información originales, es decir, los bits fuente que se introducen en el codificador 102.

50 La combinación de un filtro de impulsos, un modulador I-Q, el canal y un procesador analógico en la sección de entrada del receptor, ilustrada en la FIG. 1A y en la FIG. 1B, se modeliza mediante un filtro lineal 106 que tiene una respuesta de impulso $\{h_k\}$ y una transformada de z $H(z)$, donde las interferencias y el ruido introducidos por el canal se modelizan como ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN).

55 En la FIG. 1B destaca que la sección de procesamiento 120 incluye una unidad de procesamiento frontal 122 acoplada a filtros de banda base 126 y 128 para procesar la componente en fase (I) y la componente de cuadratura (Q), respectivamente. Cada filtro de banda base 126, 128 se acopla después a un multiplicador para una multiplicación con una portadora respectiva. Después, las formas de onda resultantes se suman en un nodo sumador 134 y se transmiten a través del canal de comunicaciones al receptor. En el receptor, una unidad de pre-procesamiento analógica 142 recibe la señal transmitida, la cual se procesa y se pasa a un filtro adaptado 144. Después, la salida del filtro adaptado 144 se proporciona a un convertidor de analógico/digital (A/D) 146. Debe observarse que otros módulos pueden implementarse según los criterios de diseño y funcionales. Los componentes y elementos de la FIG. 1A y 1B se proporcionan para entender el siguiente análisis y no pretenden ser una descripción completa de un sistema de comunicaciones.

60 Tal y como se ha indicado anteriormente, la secuencia de símbolos transmitidos se identifica como $\{y(n)\}$. Para el presente análisis, se supone que los símbolos $\{y(n)\}$ están normalizados para tener una energía de unidad media, es decir, $E|y_n|^2 = 1$. Si la salida de canal se filtra y muestrea a la velocidad de símbolos (que puede ser o no la velocidad

de Nyquist), la salida de canal viene dada como:

$$x_n = \sum_k h_k y_{n-k} + \eta_n \quad (0)$$

5 donde η_n es el ruido blanco gaussiano con varianza $(E_s/N_0)^{-1}$. El ecualizador se implementa normalmente como un filtro lineal con coeficientes $\{f_k\}$ y se define mediante una transformada de z $F(z)$. Denote \hat{y}_n la salida del ecualizador, donde \hat{y}_n viene dada como:

$$\hat{y}_n = \sum_k f_k x_{n-k} \quad (1)$$

10

$$= g_0 y_n + \left[\sum_{k>0} g_k y_{n-k} + \sum_{k>0} g_{-k} y_{n+k} + \eta'_n \right] \quad (2)$$

en la que $G(z) = F(z) H(z)$ y

$$\eta'_n = \sum_k f_k \eta_{n-k} . \quad (2a)$$

15

Debe observarse que el segundo término dentro de los corchetes, [...] de la ecuación (2) representa la interferencia entre símbolos (ISI) y el ruido. El primer término de la ecuación (2) corresponde a la interferencia asociada con símbolos pasados, mientras que el segundo término corresponde a la interferencia asociada con símbolos futuros. El primer término se denomina a menudo como ISI "causal", mientras que el segundo término se denomina a menudo como ISI "anticausal". Si el diseñador supone que los símbolos pasados se detectaron correctamente, el término de ISI causal puede suprimirse. En un caso ideal, si el ecualizador conoce los símbolos de constelación $y_{n-1}, y_{n-2}, \dots, K$, es decir, los símbolos de constelación transmitidos antes del tiempo n , cuando se determina la estimación \hat{y}_n , el ecualizador puede eliminar parte de la interferencia entre símbolos sustrayendo el primer término de [...] de la ecuación (2). Sin embargo, en los sistemas prácticos, el ecualizador solo conoce las estimaciones de símbolo generadas anteriormente, tales como $\hat{y}_{n-1}, \hat{y}_{n-2}, \dots, K$. Si la interferencia y el ruido son lo bastante pequeños, es razonable esperar que las decisiones de símbolo sobre la estimación \hat{y}_n proporcionen el símbolo de constelación transmitido original y_n . Un dispositivo que toma tales decisiones de símbolo se denomina como un "seccionador" y su funcionamiento se denota como $\sigma(\cdot)$. Después, el receptor puede generar una estimación de la ISI causal utilizando la secuencia de decisiones de símbolo del seccionador y restar esta estimación con respecto a la salida del ecualizador para proporcionar:

30

$$\hat{y}_n = \sum_k f_k x_{n-k} - \sum_{k>0} g_k \sigma(\hat{y}_{n-k}) \quad (2b)$$

35

$$= g_0 y_n + \left[\sum_{k>0} g_k (y_{n-k} - \sigma(\hat{y}_{n-k})) + \sum_{k>0} g_{-k} y_{n+k} + \eta'_n \right] \quad (2c)$$

$$\approx g_0 y_n + \left[\sum_{k>0} g_{-k} y_{n+k} + \eta'_n \right] \quad (3)$$

40

suponiendo que $\sigma(\hat{y}_{n-k}) \approx y_{n-k}$. Este es el principio fundamental de la ecualización de realimentación de decisión, en la que la ISI causal se elimina filtrando de manera causal decisiones de símbolo tomadas por un seccionador de niveles de símbolos que funciona en la salida del ecualizador.

45

La FIG. 3 ilustra un sistema de comunicaciones 350 que utiliza un ecualizador de realimentación de decisión (DFE) 340. El sistema de comunicaciones 350 se modeliza incluyendo un canal lineal equivalente 352, que filtra la secuencia de símbolos y_n . El ruido y las interferencias, η_n , se suman en un nodo sumador 354, y la salida, x_n , denota las muestras de señal recibidas después un procesamiento en la parte frontal y un muestreo en el receptor. El DFE

340 procesa x_n y filtra x_n para generar la estimación \hat{y}_n . El DFE 340 se modeliza incluyendo un filtro lineal de pre-alimentación 356 y un filtro lineal de realimentación 358. El filtro de pre-alimentación 356 tiene coeficientes de toma designados como $\{f_k\}$ e implementa la transformada de z $F(z)$. El DFE 340 incluye además un filtro de realimentación puramente causal 358 acoplado a un seccionador 360 formando un bucle de realimentación que genera una estimación de la ISI causal. Dicho de otro modo, el filtro de realimentación 358 elimina esa parte de la ISI con respecto a la estimación de símbolo actual generada por símbolos detectados anteriormente. La estimación de la ISI causal del filtro de realimentación 358 se proporciona a un nodo sumador 308 que resta la estimación de la ISI causal con respecto a la salida del filtro de alimentación anticipada 356. La salida resultante del nodo sumador 308 es la salida de ecualizador \hat{y}_n . La salida de ecualizador \hat{y}_n es también una estimación del símbolo transmitido y_n y se proporciona a un descodificador 364 para determinar la secuencia de información original.

El seccionador 360 procesa la salida de ecualizador del nodo sumador 308 y, en respuesta, toma una decisión con respecto al símbolo original y_n . Después, la salida del seccionador 360 se proporciona al filtro de realimentación puramente causal 358. El filtro de pre-alimentación 356 también se denomina en este documento como un filtro de pre-alimentación (FFF). El filtro de realimentación 358 también se denomina en este documento como un filtro de realimentación (FBF). En un DFE, la optimización de los coeficientes de filtro, tanto del filtro de pre-alimentación 356 como del filtro de realimentación 358, afecta directamente al rendimiento del ecualizador. El dispositivo que lleva a cabo esta optimización está diseñado como el optimizador de coeficientes 362 de la FIG. 3. Hay varios procedimientos disponibles para optimizar los coeficientes de filtro. Tradicionalmente, los coeficientes de FFF y de FBF se optimizan bajo la suposición implícita de que las decisiones de símbolo del seccionador son totalmente fiables y que la ISI causal, es decir, la interferencia de símbolos pasados, se elimina completamente por el FBF. Bajo esta suposición, los coeficientes de FFF se optimizan de manera que el término de ruido e interferencia residual de la ecuación (3) tenga un valor pequeño. Más precisamente, la transformada de z del FFF, $F(z)$, se optimiza de manera que \hat{y}_n de la ecuación (3) se aproxime a y_n en el sentido cuadrático medio.

En la práctica, el FFF y el FBF se implementan frecuentemente mediante filtros de respuesta de impulsos finita (FIR) y, durante un periodo inicial de entrenamiento/preámbulo/adaptación, el FFF y el FBF se "entrenan" sobre símbolos de piloto suponiendo un rendimiento perfecto del seccionador, es decir, $\sigma(\hat{y}_n) = y_n$. Esto se consigue circunvalando el seccionador y realimentando símbolos de piloto generados localmente (y, por lo tanto, correctos), en lugar de decisiones de símbolo de piloto seccionadas (por lo tanto, posiblemente erróneas), en el FBF. Puede implementarse una pluralidad de algoritmos para la optimización de coeficientes de filtro durante el periodo de entrenamiento, incluyendo algoritmos adaptativos, tales como el algoritmo de mínimos cuadrados (LMS), el algoritmo recursivo de mínimos cuadrados (RLS), inversión matricial directa, así como otros. Una vez que ha finalizado el periodo de entrenamiento, el seccionador 360 está listo y los símbolos de datos seccionados se realimentan a través del FBF.

Los algoritmos de optimización de DFE convencionales introducen una pluralidad de posibles problemas. Para los sistemas que utilizan una codificación robusta, las decisiones del seccionador presentan normalmente una alta tasa de errores de símbolo (SER). Por ejemplo, una SER del 25% o superior es habitual para un sistema que utiliza una constelación de tamaño medio, tal como 16-QAM, y un código turbo de baja velocidad, tal como una velocidad de 1/3, cuando funciona en el punto de tasa de error de paquete del 1%. Por otro lado, los coeficientes de FFF y de FBF del DFE se optimizan convencionalmente bajo la incorrecta suposición de que las decisiones del seccionador son totalmente fiables.

Además, los coeficientes de FFF y de FBF se optimizan suponiendo que la ISI causal se elimina completamente. Como resultado, la ISI anticausal se reduce a expensas de una mayor ISI causal. Los algoritmos de optimización de DFE convencionales, en lo que respecta a las ecuaciones proporcionadas en este documento (específicamente, las ecuaciones (1)-(3)), proporcionan valores g_k que tienden a ser grandes para $k > 0$ pero pequeños para $k < 0$. Sin embargo, cuando la SER del seccionador no es despreciable, las decisiones de símbolo erróneas infectan al FBF y, por lo tanto, se sustraen incorrectamente. Cuando los valores g_k para $k > 0$ son grandes, la interferencia residual se amplifica, dando posiblemente como resultado errores de seccionador adicionales en símbolos posteriores. Este fenómeno se denomina como propagación de errores.

Los intentos para mitigar la propagación de errores incluyen realimentar símbolos de piloto seccionados durante el entrenamiento, a diferencia de entrenar el FFF y el FBF realimentando muestras de piloto generadas localmente (por tanto, correctas). Los símbolos de piloto seccionados presentan errores ocasionalmente, haciendo que el FFF y el FBF se ajusten en consecuencia. Este procedimiento no está exento de problemas. Los símbolos de piloto seccionados y los símbolos de datos seccionados pueden incurrir en tasas de error muy diferentes ya que los símbolos de piloto se transmiten normalmente a través de BPSK, es decir, 2-PSK, (u otra constelación más pequeña), pero los símbolos de datos se transmiten normalmente a través de una constelación más grande. Como resultado, la SER de los símbolos de piloto y de los símbolos de datos pueden ser muy diferentes. En este caso, puesto los coeficientes de FFF y FBF se optimizan en función de los símbolos de piloto seccionados, el efecto de esos coeficientes en el procesamiento de los símbolos de datos da como resultado un rendimiento poco óptimo.

Estos problemas se resuelven optimizando los coeficientes de FFF y FBF para tener en cuenta los errores provocados por el seccionador 360 de la FIG. 3. Dicho de otro modo, el optimizador de coeficientes 362 se modifica para reconocer que la ISI causal puede no eliminarse completamente debido a errores del seccionador. Este enfoque es diferente de los procedimientos anteriores que suponen implícitamente que el seccionador está libre de errores y, por lo tanto, que la ISI causal se elimina completamente.

La teoría subyacente a una forma de realización es modelizar el funcionamiento del seccionador mediante un "canal" independiente e idénticamente distribuido (i.i.d.), etiquetado como $Q(\tilde{y} | \tilde{y})$. Se supone que el "canal" es independiente del proceso con ruido designado como $\{\eta_n\}$ en la ecuación (0) y de la secuencia de símbolos transmitidos designada como $\{y_n\}$. Este "canal" se caracteriza completamente por su densidad condicional $Q(\tilde{y} | \tilde{y})$ donde \tilde{y} e y denotan la salida del seccionador y el símbolo transmitido real, respectivamente. Se supone que un canal de este tipo es la causa de los errores de símbolo en el FBF. En la práctica, los errores de símbolo se producen en ráfagas, ya que un error de seccionador en el símbolo actual implica que los símbolos siguientes pueden tener una mayor probabilidad de seccionarse incorrectamente. En el modelo de seccionador simplificado considerado en este documento, se supone que los errores de seccionador son i.i.d.

La FIG. 2 ilustra un modelo conceptual 300 de un sistema de comunicaciones con un ecualizador de realimentación de decisión. Los símbolos transmitidos a través del canal de comunicaciones 302 modelizado por la función de transferencia $H(z)$ se corrompen por el ruido aditivo en el nodo sumador 304. La señal resultante se filtra por el FFF 306. Una estimación del símbolo transmitido original se genera restando un término de error en el nodo sumador 308. La estimación del símbolo transmitido original está disponible para el descodificador 316. El término de error se genera por un filtro de realimentación causal 310, con la función de transferencia $B(z)$, que filtra las salidas del "canal" $Q(\tilde{y} | \tilde{y})$ 314. El término de error generado por el filtro de realimentación 310 representa una estimación de la ISI causal presente en la salida del FFF 306. El "canal" $Q(\tilde{y} | \tilde{y})$ imita el comportamiento estadístico del seccionador 360 de la FIG. 3, es decir, la relación estadística entre la entrada y la salida del canal 314 es idéntica a la relación estadística entre el símbolo transmitido y_n y la salida correspondiente $\tilde{y}_n = \sigma(\hat{y}_n)$ del seccionador 360. El optimizador de coeficientes 320 es responsable de optimizar los coeficientes de filtro para el FFF 306 y el FBF 310. Debe observarse que la principal diferencia entre la FIG. 3 y la FIG. 2 es la sustitución del seccionador 360 por el modelo conceptual de "canal" $Q(\tilde{y} | y)$ 314.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, el seccionador se modeliza en la FIG. 2 seleccionando el "canal" $Q(\tilde{y} | y)$ para modelizar el comportamiento estadístico de un seccionador real ignorando al mismo tiempo la dependencia estadística en el tiempo de los errores de seccionador. Puesto que el seccionador real opera en la salida del ecualizador, las estadísticas marginales pertinentes implican una interferencia residual. Déjense que SINR represente la relación de señal a interferencia más ruido en la salida del ecualizador, es decir, en la salida del nodo sumador 308 de la FIG. 2. Supóngase que la interferencia residual y el ruido en la salida del ecualizador pueden modelizarse como una variable Z aleatoria gaussiana compleja de media cero con partes reales e imaginarias independientes, cada una con varianza σ^2 , en la que:

$$\sigma^2 = \frac{1}{2(\text{SINR})}. \quad (6)$$

Las estadísticas marginales se proporcionan por el canal equivalente $Q(\tilde{y} | \tilde{y})$, en la que:

$$Q(\tilde{y} | y) = \Pr\{\sigma(y + Z) = \tilde{y}\}, \quad (7)$$

en la que $\sigma(\cdot)$ denota una función de seccionamiento de distancia mínima proporcionada como:

$$\sigma(\hat{y}) = \arg \min_{y \in \mathcal{Y}} \|\hat{y} - y\|^2 \quad (8)$$

y Z en la ecuación (7) es la variable aleatoria gaussiana compleja de media cero que modeliza la interferencia residual con propiedades descritas anteriormente. La FIG. 4 ilustra el canal $Q(\tilde{y} | y)$ modelizado según las suposiciones y las ecuaciones proporcionadas anteriormente. Específicamente, la descripción matemática de $Q(\tilde{y} | y)$ 314 de la FIG. 2 se ilustra como el sistema 380. La entrada al seccionador 384 se denota como \hat{y} y se modeliza como el símbolo transmitido y , corrompido por el ruido aditivo y las interferencias. El ruido y las interferencias se modelizan mediante la variable Z aleatoria gaussiana compleja. El seccionador 384 implementa una función de seccionamiento de distancia mínima como la descrita en la ecuación (8), dando como resultado una

salida de seccionador marcada como \tilde{y} . Las estadísticas conjuntas que relacionan y e \tilde{y} constituyen la descripción matemática completa del modelo para el "canal" $Q(\tilde{y} | y)$. La construcción del canal $Q(\tilde{y} | y)$ ilustrado en la FIG. 4 es novedosa y difiere de los procedimientos anteriores en que el ruido Z puede tener una varianza distinta de cero. Los procedimientos anteriores suponen implícitamente que Z es idénticamente igual a cero. Por lo tanto, se supone que este modelo para el seccionador genera errores de decisión, a diferencia de los procedimientos anteriores que suponen que el seccionador está libre de errores.

Volviendo a la FIG. 2, denoten f_Q y b_Q los coeficientes de FFF y de FBF seleccionados para minimizar el error cuadrático medio entre el símbolo transmitido y_n (la entrada del canal 302) y la estimación de símbolo \hat{y}_n (la salida del nodo sumador 308). Dicho de otro modo, los coeficientes f_Q y b_Q son coeficientes "óptimos MMSE de Wiener". Por razones que se aclararán posteriormente en este documento, estos coeficientes se denominan como coeficientes de "DFE híbrido de Wiener". Los coeficientes f_Q y b_Q pueden determinarse mediante una optimización de Wiener-Hopf estándar y se definen mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} f_Q \\ b_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_F & \rho_Q R_{F,B} \\ \rho_Q^* R_{F,B}^H & R_B \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_F \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

en la que R_F denota la covarianza de los contenidos del FFF, R_B denota la covarianza de los contenidos del FBF, $R_{F,B}$ denota la covarianza cruzada de los contenidos del FFF y el FBF, y p_F denota la covarianza cruzada entre los contenidos del FFF y el símbolo transmitido. Estas covarianzas y covarianzas cruzadas dependen del canal lineal 302 descrito por $H(z)$. Suponiendo que los símbolos de Y , es decir, la constelación de transmisión, se utilizan con idéntica probabilidad, entonces ρ_Q se define como:

$$\rho_Q = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in \tilde{Y}} [\tilde{y}^* y] Q(\tilde{y} | y) \quad (5)$$

en la que $|Y|$ denota la cardinalidad de Y , es decir, el número de posibles símbolos de la constelación de transmisión. Por lo tanto, para un $Q(\tilde{y} | y)$ dado y un canal con transformada de z $H(z)$, los coeficientes f_Q y b_Q de MMSE se determinan aplicando la ecuación (4) y la ecuación (5).

Debe recordarse que $Q(\tilde{y} | y)$ se definió según la ecuación (6) y la ecuación (7) estimando un valor de SINR en la salida del ecualizador. Por tanto, la aplicación de la ecuación (4) y de la ecuación (5) da lugar a los coeficientes f_Q y b_Q de MMSE. Cuando estos valores para los coeficientes de FFF y de FBF se utilizan en el FFF 306 y en el FBF 310 de la FIG. 2, la SINR resultante en la salida del ecualizador puede ser diferente del valor de SINR que estimó originalmente. Por lo tanto, el valor de SINR estimado puede ser o no coherente. Sin embargo, puede obtenerse un valor de SINR coherente, y por lo tanto un conjunto coherente de coeficientes f_Q y b_Q de MMSE, iterando, es decir, utilizando el valor de SINR recién obtenido para definir un nuevo "canal" $Q(\tilde{y} | y)$, encontrando un nuevo conjunto de coeficientes de MMSE correspondientes, etc. Este proceso iterativo puede representarse esquemáticamente de la siguiente manera:

$$(SINR)^0 \rightarrow (f_0, b_0) \rightarrow (SINR)^1 \rightarrow (f_1, b_1) \rightarrow (SINR)^2 \dots$$

En particular, puede utilizarse un algoritmo iterativo para calcular el DFE híbrido de Weiner. El algoritmo de la presente forma de realización se ilustra en la FIG. 5. El proceso 400 comienza fijando $n = 0$ en la etapa 402 y seleccionando $SINR^0$ de manera arbitraria. El proceso continúa determinando $SINR^n$ y calculando $\rho(SINR^n)$ aplicando las ecuaciones (5), (6) y (7) en la etapa 404. Los coeficientes de filtro f_n , b_n , se calculan en la etapa 406 utilizando la ecuación (4). Según la presente forma de realización, el proceso calcula $SINR^{n+1} = SINR(f_n, b_n, SINR^n)$ en la etapa 408. Debe observarse que $SINR(f, b, x)$ denota la SINR en la salida del ecualizador con los coeficientes f de FFF, los coeficientes b de FBF y un canal de seccionador $Q(\cdot | \cdot)$ con SINR x . El canal de seccionador se define mediante la ecuación (6) y la ecuación (7). Si el proceso converge en el bloque de decisión 410, el procesamiento continúa hasta la etapa 412 para fijar los coeficientes de filtro. Si el proceso no ha convergido, el procesamiento vuelve a la etapa 404.

Debe observarse que, tal y como se ha descrito en el algoritmo iterativo de la FIG. 5, el valor de $SINR^0$ puede elegirse arbitrariamente. Los dos extremos, $SINR^0 = 0$, $SINR^0 = \infty$, corresponden a empezar con un seccionador totalmente no fiable o con un seccionador perfecto, respectivamente.

Debe observarse que ρ representa la correlación entre la salida del seccionador y el símbolo transmitido real y , como

tal, ρ es una función de la salida SINR del ecualizador. Si la salida del ecualizador tiene un alto nivel de ruido, la correlación es pequeña. En este caso, las decisiones de símbolo del seccionador son muy poco fiables y una estimación precisa de la ISI causal no es posible. Tal y como se esperaba, en este caso, el algoritmo de la FIG. 5 converge en coeficientes de FFF y de FBF que se parecen en gran medida a los de un ecualizador lineal, es decir, uno en el que los coeficientes de FBF están limitados a valer cero. Por otro lado, cuando la salida del ecualizador tiene un nivel de ruido prácticamente inexistente, la correlación ρ del seccionador tiende a aproximarse a uno. En este caso, el algoritmo de la FIG. 5 converge en coeficientes de FFF y de FBF que se parecen en gran medida a los de un DFE "ideal", es decir, un DFE con un seccionador totalmente fiable. Entre estos extremos, el algoritmo de la FIG. 5 converge en coeficientes de FFF y de FBF que son un "híbrido" de estos dos extremos límite. Esta "hibridación" se consigue automáticamente mediante el algoritmo iterativo. Por esta razón, los coeficientes de FFF y de FBF obtenidos de esta manera se denominan como coeficientes de "DFE híbrido".

La(s) forma(s) de realización descrita(s) hasta ahora requieren un conocimiento explícito del canal $H(z)$ con el fin de generar las diversas covarianzas y covarianzas cruzadas de la ecuación (4). Entonces, los coeficientes de FFF y de FBF híbridos de Wiener se determinan resolviendo la ecuación (4) para f_Q, b_Q . Sin embargo, en la práctica, el receptor no conoce normalmente $H(z)$, por lo que es deseable un procedimiento alternativo para determinar los coeficientes de DFE híbrido de Wiener para el FFF y el FBF. Una forma de realización alternativa, denominada como el DFE híbrido adaptativo, no requiere un conocimiento explícito del canal $H(z)$. En primer lugar, el error cuadrático medio (MSE) se define como:

$$MSE = E|y_n - \hat{y}_n|^2 \tag{9}$$

$$= E|y_n - f^H X_n - b^H (Z_n + \Delta_n)|^2$$

en la que X_n son los contenidos del FFF en el tiempo n , Z_n son los contenidos de FBF suponiendo una realimentación libre de errores, y Δ_n son errores de símbolos de realimentación introducidos por el "canal" $Q(\tilde{y} | y)$. Puesto que los errores introducidos por $Q(\tilde{y} | y)$ se suponen que son i.i.d. e independientes, la ecuación (9) puede escribirse como:

$$MSE = E|y_n - f^H X_n - b^H Z_n|^2 + b^H E(\Delta_n \Delta_n^H) b \tag{9a}$$

$$= E|y_n - f^H X_n - b^H Z_n|^2 + \|b\|^2 E_Q \|\tilde{y} - y\|^2$$

donde E_Q denota la "expectación" con respecto a $Q(\tilde{y} | y)$. Utilizando el hecho de que la constelación de transmisión se normaliza a la energía unitaria y a la definición de ρ_Q en la ecuación (5), se obtiene que:

$$E_Q \|\tilde{y} - y\|^2 = E_Q \|y\|^2 + E_Q \|\tilde{y}\|^2 - 2E_Q \tilde{y}^* y$$

$$= 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q \tag{9b}$$

donde

$$\lambda_Q^2 = \frac{1}{|Y|} \sum_{\tilde{y}} \sum_y |\tilde{y}|^2 Q(\tilde{y} | y).$$

Combinando la ecuación (9b) con la ecuación (9a), se obtiene:

$$MSE = E|y_n - f^H X_n - b^H Z_n|^2 + (1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q) \|b\|^2 \tag{9c}$$

Debe observarse que $\|b\|^2$ que aparece en la ecuación (9c) puede interpretarse como la "energía" en los coeficientes de FBF. La ecuación (9c) es el punto de partida para obtener una pluralidad de algoritmos adaptativos. Por ejemplo, para obtener un algoritmo adaptativo basado en el procedimiento recursivo de mínimos cuadrados (RLS), una nueva función de coste se define sustituyendo la expectación estadística por una media de muestra sobre, por ejemplo, $n = 1, \dots, N$. Después se aplican técnicas estándar para obtener un optimizador recursivo de esta función de coste. Una forma de realización implementa un optimizador RLS de una función de coste definida de la siguiente manera:

$$MSE = \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_n - \mathbf{f}^H \mathbf{X}_n - \mathbf{b}^H \mathbf{Z}_n|^2 \right] + \alpha_Q \|\mathbf{b}\|^2. \quad (9d)$$

en la que:

$$\alpha_Q = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q. \quad (9e)$$

Debe observarse que $\alpha_Q \|\mathbf{b}\|^2$ puede denominarse como una “medida modificada de energía de los coeficientes de filtro de realimentación” o como un “término de corrección de errores”. La optimización RLS puede llevarse a cabo en los símbolos piloto presentes en la transmisión.

Algoritmo de mínimos cuadrados: Otra forma de realización que optimiza la ecuación (9c) se basa en el algoritmo de mínimos cuadrados (LMS). El algoritmo de mínimos cuadrados (LMS) ajusta recursivamente los coeficientes de FFF y de FBF del DFE híbrido para minimizar el MSE definido en la ecuación (9c). Para un canal fijo $Q(\tilde{y} | y)$, actualizaciones del algoritmo de mínimos cuadrados (LMS) vienen dadas como:

$$\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n - \mu E \left\{ \frac{\partial MSE}{\partial \mathbf{f}_n} \right\} \quad (10a)$$

$$\mathbf{b}_{n+1} = \mathbf{b}_n - \mu E \left\{ \frac{\partial MSE}{\partial \mathbf{b}_n} \right\} \quad (10b)$$

en las que el MSE es el definido en la ecuación (9c), μ es el tamaño de paso de LMS y E denota la reducción de la expectación estadística en la definición de la ecuación (9c). Calcular las derivadas parciales da como resultado:

$$\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n + \mu \mathbf{X}_n e_n^*; \quad (11)$$

$$\mathbf{b}_{n+1} = (1 - \mu(1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q)) \mathbf{b}_n + \mu \mathbf{Z}_n e_n^*; \quad (12)$$

$$= (1 - \mu \alpha_Q) \mathbf{b}_n + \mu \mathbf{Z}_n e_n^* \quad (12a)$$

$$e_n = y_n - \mathbf{f}_n^H \mathbf{X}_n - \mathbf{b}_n^H \mathbf{Z}_n. \quad (13)$$

Cuando μ se elige con un valor adecuadamente pequeño, la secuencia de iteraciones definida desde la ecuación (11) hasta la ecuación (13) es estable y converge en el conjunto de coeficientes que resuelven la ecuación (4). Debe observarse que esta secuencia de iteraciones no requiere estimar explícitamente las covarianzas y covarianzas cruzadas de la ecuación (4).

La FIG. 6 ilustra un algoritmo LMS según una forma de realización. El algoritmo 500 empieza con la selección de un valor de $SINR^0$ inicial en la etapa 502. Además, el índice k se inicializa como $k = 0$. En la etapa 504 se estima el valor de $SINR^k$ y se calcula o se determina $\alpha(SINR^k)$ a partir de un tabla de consulta (LUT) precalculada. Las ecuaciones (11) a (13) proporcionadas anteriormente se calculan de manera iterativa, en función de los símbolos piloto de la transmisión, hasta que se cumpla un criterio de convergencia en la etapa 506. El resultado de tal iteración determina los valores para (f_k, b_k) . En la etapa 508, el proceso estima $SINR^{k+1}$, que es la SINR en la salida del ecualizador cuando los coeficientes de FFF y de FBF son (f_k, b_k) . La estimación puede hacerse utilizando los símbolos piloto en la transmisión. Después, el proceso incrementa el índice k . En la convergencia de $SINR^k$ en el nodo de decisión 510, el proceso continúa hasta la etapa 512 para aplicar los coeficientes de filtro. Si no, el procesamiento vuelve a la etapa 504.

Algoritmo con ráfagas de piloto periódicas: según otra forma de realización, un sistema de comunicaciones incorpora ráfagas de piloto transmitidas periódicamente que se utilizan por los receptores para ajustar los coeficientes de filtro en el ecualizador de los receptores. Tal ajuste se denomina frecuentemente como “entrenamiento del ecualizador”. Un ejemplo de un sistema de este tipo es un sistema que soporta una alta velocidad de transferencia de datos (HDR) como la definida en la norma “TIA/EIA-IS-856 CDMA2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification” (la norma IS-856). En un sistema HDR se transmiten 96 símbolos piloto cada 0,833 ms. Cada grupo de 96 símbolos piloto se denomina como una “ráfaga de piloto”. Entre las ráfagas de piloto, el sistema HDR transmite símbolos de

datos destinados a los receptores. La FIG. 7 ilustra un algoritmo para aplicar un DFE híbrido basado en LMS en un sistema de este tipo. El algoritmo 600 fija inicialmente la SINR⁰ a 0 ó a ∞ en la etapa 602. La elección inicial de la SINR no está especificada y puede no ser crítica, aunque para la convergencia más rápida puede preferirse fijar SINR⁰ a ∞. El índice k también se inicializa y se fija igual a 0. En la etapa 604, el algoritmo determina SINR^k y calcula α(SINR^k) o determina el valor necesario consultando una tabla de consulta precalculada. Los valores iniciales para f y b se fijan como f₀ = 0 y b₀ = 0 en la etapa 606. Durante la (k+1)-ésima ráfaga de piloto, el proceso itera desde la ecuación (11) a (13) para todos los fragmentos de información de la ráfaga de piloto, etapa 608. En el ejemplo de HDR actual, el algoritmo 600 itera para los 96 chips de la ráfaga de piloto y se guardan los valores finales de f y b. En la etapa 610, el proceso estima SINR^{k+1} utilizando los 96 chips de la ráfaga de piloto anterior. Durante la parte de datos que sigue a la (k+1) ráfaga de piloto, los valores guardados de f y b se cargan en el FFF y el FBF, y los símbolos de datos se ecualizan mediante una realimentación de decisión estándar. En la etapa 614, el proceso calcula el valor de α(SINR^{k+1}) e incrementa k. El proceso continúa para implementar el algoritmo durante las operaciones de desmodulación.

El algoritmo de la FIG. 7 es adaptativo para canales que varían lentamente en el tiempo, ya que no se espera que la SINR^k de casi estado estacionario y, por lo tanto, α(SINR^k) varíen demasiado a lo largo del tiempo de convergencia del algoritmo LMS.

Seccionador flexible: Tal y como se ha descrito anteriormente, la propagación de errores limita en gran medida la utilización de los DFE en los sistemas de comunicaciones que utilizan una codificación de canal. Puesto que la ISI causal se cancela realimentando decisiones sobre símbolos individuales, un único error de decisión aislado puede dar lugar a una ráfaga de errores de decisión posteriores, aumentando en gran medida la interferencia residual en la salida del ecualizador. Si el código de canal es defectuoso, la probabilidad de un error de decisión de símbolo no es despreciable (normalmente del orden del 25 por ciento) y la propagación de errores puede tener graves efectos en el rendimiento del DFE. Un procedimiento para evitar los efectos provocados por tal propagación de errores es reconocer que el seccionador habitual de "distancia mínima" no consigue un nivel de confianza para decisiones de símbolo. Dicho de otro modo, las decisiones de un seccionador convencional no proporcionan ninguna medida de la precisión o corrección de las decisiones de símbolo. Si se sabe que una decisión tiene una precisión cuestionable, es mejor evitar la cancelación de esa contribución de símbolo a la parte final del poscursor en lugar de arriesgarse a empeorar la interferencia residual sustrayendo una decisión incorrecta. Dicho de otro modo, las decisiones de símbolo de baja precisión no deben incluirse en el bucle de realimentación que cancela la ISI causal.

Un ejemplo de un seccionador que incorpora un nivel de confianza en el proceso de decisión se denominará en este documento como un "seccionador flexible". Un seccionador flexible se describe mediante un modelo matemático como el explicado a continuación. En primer lugar, supóngase que el símbolo de entrada al seccionador viene dado como:

$$\hat{y} = y + n \tag{14}$$

donde y es el símbolo transmitido que pertenece a la constelación Ψ, y n consiste en el ruido residual y la interferencia entre símbolos. Supóngase que y se distribuye uniformemente a través de Ψ de manera que todos los puntos de la constelación se transmiten con la misma probabilidad. Sea L(y, \tilde{y}) una función de pérdida que mide la pérdida generada cuando un seccionador decide \tilde{y} cuando el símbolo transmitido es y. Un seccionador óptimo σ : $\tilde{y} \rightarrow \hat{y}$, en el que "óptimo" se refiere a un seccionador que minimiza la pérdida esperada, viene dado por la regla de Bayes:

$$\sigma(\hat{y}) = \arg \min_{\tilde{y} \in \Psi} E\{L(y, \tilde{y}) | \hat{y}\} \tag{15}$$

Para la función de pérdida de probabilidad de error mínima (MEP), dada como:

$$L(y, \tilde{y}) = \begin{cases} 0, & y = \tilde{y} \\ 1, & y \neq \tilde{y} \end{cases} \tag{16}$$

la pérdida esperada da como resultado:

$$\begin{aligned} E\{L(y, \tilde{y}) | \hat{y}\} &= \Pr\{\tilde{y} \neq y | \hat{y}\} \\ &= 1 - \Pr\{\tilde{y} = y | \hat{y}\} \end{aligned} \tag{17}$$

y, por lo tanto:

$$\sigma(\hat{Y}) = \arg \max_{\tilde{y} \in \Psi} \Pr\{Y = \tilde{y} | \hat{Y}\} \quad (18)$$

5

Además, suponiendo que la interferencia n es una variable aleatoria gaussiana con media cero y varianza σ^2 , entonces:

$$\sigma(\hat{Y}) = \arg \min_{\tilde{y} \in \Psi} \|\hat{Y} - \tilde{y}\|^2 \quad (19)$$

10

independiente de σ^2 . Esto es un seccionador tradicional de "distancia mínima" y, aunque es "óptimo según la regla de Bayes" para la función de pérdida de la ecuación (16), el seccionador puede dar lugar a una propagación de errores por los motivos descritos anteriormente. Un diseño alternativo de seccionador considera la función de pérdida cuadrática:

15

$$L(y, \tilde{y}) = \|y - \tilde{y}\|^2 \quad (20)$$

que, a diferencia de la función de pérdida MEP, penaliza los errores más grandes en mayor medida que los errores más pequeños. A partir de la ecuación (15) se obtiene:

20

$$\begin{aligned} \sigma(\hat{Y}) &= \arg \min_{\tilde{y} \in \Psi} E\{\|Y - \tilde{y}\|^2 | \hat{Y}\} \\ &= E\{Y | \hat{Y}\} \end{aligned} \quad (21)$$

y la media condicional es igual a:

$$\sigma(\hat{Y}) = \sum_{y \in \Psi} y \left[\frac{e^{-\frac{\|\hat{Y} - y\|^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{y \in \Psi} e^{-\frac{\|\hat{Y} - y\|^2}{2\sigma^2}}} \right] \quad (22)$$

25

Una observación importante es que, a diferencia del seccionador de la ecuación (19), el seccionador de la ecuación (22) requiere una estimación de la interferencia y la varianza de ruido σ^2 (por ejemplo, $\sigma^2 = \frac{1}{2(SINR)}$). Debe

30

observarse además que el seccionador de la ecuación (22) corresponde al centroide de la distribución a posteriori en los símbolos de constelación, es decir, el centroide del término entre corchetes [...] de la ecuación (22). Por lo tanto, si σ^2 tiene un valor elevado, la suposición de una distribución anterior uniforme o una constelación simétrica implica una distribución posterior casi uniforme y, por lo tanto, el centroide es casi cero. Por otro lado, cuando σ^2 tiene un valor pequeño, la distribución posterior tiene su masa concentrada en el símbolo transmitido real y en sus puntos de constelación vecinos; por lo tanto, el centroide está cerca del símbolo transmitido. El seccionador de la ecuación (22) se denomina por tanto como un "seccionador flexible".

35

El seccionador flexible puede utilizarse en el DFE híbrido adaptativo con una mínima modificación. Los coeficientes de FFF y de FBF se eligen para optimizar la siguiente definición de MSE:

40

$$MSE = E\left|y_n - f^H X_n - b^H Z_n\right|^2 + (1 + 2\rho_a - \lambda_a^2) \|b\|^2 \quad (23)$$

donde

$$\rho_a = E_a\{\tilde{Y}^* Y\} \quad (24a)$$

45

similar a la ecuación (5), y λ_a^2 se define como:

$$\lambda_Q^2 = E_Q\{\tilde{Y}^2\} \quad (24b)$$

El "canal" $Q(\tilde{y} | y)$ se define como:

$$Q(\tilde{y}|y) = \Pr\{\sigma(y+Z) = \tilde{y}\} \quad (25)$$

en la que $\sigma(\cdot)$ representa el seccionador flexible definido en la ecuación (22) y Z es el ruido gaussiano complejo definido exactamente de la misma manera que en la ecuación (7). Siguiendo un desarrollo análogo al esquema de optimización basado en el algoritmo LMS, las ecuaciones (11), (12) y (13) permanecen invariables, excepto por el hecho de que $\alpha_Q = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q$ se calcula en función de las ecuaciones (24a) y (24b) y del equalizador flexible definido en la ecuación (25). Como antes, el factor de fuga $(1 - 2\rho_Q + \lambda_Q^2)$ depende de SINR y puede determinarse mediante una tabla de consulta.

El algoritmo basado en LMS descrito anteriormente no requiere ningún cambio adicional. Durante la parte piloto/de entrenamiento de la ranura, la adaptación se lleva a cabo como antes; durante la parte de datos de la ranura, el seccionador de media condicional se utiliza en lugar del seccionador "firme" de distancia mínima.

Los cálculos requeridos en el seccionador flexible, concretamente la ecuación (22), pueden ser muy complicados para algunas implementaciones prácticas. Un ejemplo simplifica el diseño del seccionador para limitar que la salida del seccionador acepte como mucho N valores. De manera equivalente, esto supone limitar la entrada del seccionador para que acepte como mucho N valores. Dicho de otro modo, la entrada de seccionador \hat{Y} se cuantifica a uno de N puntos utilizando un cuantificador definido por: $Q: \hat{Y} \rightarrow \{\hat{Y}_1, \dots, \hat{Y}_N\}$. Entonces, para $k = 1, \dots, N$, $\sigma(\hat{Y})$ se calcula como:

$$\sigma(\hat{Y}) = \sigma_k, \text{ si } Q(\hat{Y}) = \hat{Y}_k \quad (26)$$

en la que:

$$\sigma_k = E\{\hat{Y} | \hat{Y} \in Q^{-1}(\hat{Y}_k)\} \quad (27)$$

El funcionamiento del seccionador cuantificado puede resumirse como: 1) cuantificar \hat{Y} a uno de N valores posibles; y 2) utilizar este valor y conocimiento de la SINR como índices en una tabla de consulta para determinar $\tilde{Y} = \sigma(\hat{Y})$. Puesto que la complejidad en este diseño radica en la etapa 1), una simplificación adicional sería limitar $\hat{Y}_1, \dots, \hat{Y}_N$ para que estuvieran dispuestos en una cuadrícula uniforme y después cuantificar \hat{Y} cuantificando por separado su parte real y su parte imaginaria utilizando el criterio del "vecino más próximo". Una función de seccionador de este tipo puede implementarse con una lógica simple, es decir, calculando en primer lugar el conjunto de vecinos más cercano en función de la coordenada real de \hat{Y} , y calculando después el vecino más cercano de este subconjunto en función de la coordenada imaginaria de \hat{Y} . Además, la tabla de consulta puede ser poco precisa en SINR, siendo suficientes saltos de 1dB para la mayoría de las implementaciones. Por ejemplo, dadas tablas de consulta de $\{\sigma_k\}$ para SINR = 5 dB y SINR = 6 dB, los valores apropiados de σ_k para un valor SINR intermedio de, digamos, 5,4 dB, pueden determinarse interpolando de manera adecuada entre las dos LUT. Dicho de otro modo, los valores apropiados de σ_k en los valores de SINR intermedios pueden generarse en el dispositivo seccionador, reduciendo de este modo los requisitos de memoria/almacenamiento necesarios.

Como una ilustración de la aplicación de un seccionador flexible a un DFE híbrido (HDFE), considérense las FIG. 8A y 8B. La FIG. 8A ilustra una constelación 8-PSK, donde 8 símbolos complejos representan los 3 bits codificados correlacionados para la modulación. Tal y como se ilustra, los círculos representan los puntos de constelación utilizados para la modulación en el transmisor. Las marcas "x" indican las muestras recibidas en el receptor e incluyen ruido e interferencias introducidos durante la transmisión. Debe observarse que las muestras recibidas no coinciden necesariamente con los símbolos de constelación reales. En este caso, el receptor decide qué símbolo de constelación se envió realmente. Normalmente, los puntos recibidos se concentran alrededor de los símbolos de constelación transmitidos reales.

Un procedimiento para determinar el símbolo transmitido a partir de las muestras recibidas es dividir el mapa de

constelaciones en pedazos de tarta, tal y como se ilustra en la FIG. 8B. Aquí, el mapa de constelaciones está dividido en 8 pedazos 702, 704, 706, 708, 710, 712, 714 y 716. Los pedazos se determinan, por ejemplo, según una métrica de distancia mínima, que utiliza la distancia o separación de Euclides entre dos puntos de constelación para seleccionar una frontera. Hay un problema cuando la muestra recibida es aproximadamente equidistante (es decir, está aproximadamente en la frontera) entre dos puntos de constelación. En este caso, si el proceso de decisión seleccionase el símbolo de constelación erróneo, este error se propagaría en el bucle de realimentación de un DFE. Para evitar tales errores y la amplificación asociada de un DFE, se aplica un seccionador flexible que proporcione un valor no necesariamente en un símbolo de constelación. El seccionador flexible determina de manera implícita un nivel de confianza a partir de las muestras recibidas. El nivel de confianza dota al sistema de unas pautas para evaluar la muestra. Si el nivel de confianza es bajo, es decir, es probable que se produzca un error, la muestra no se resalta en la parte de realimentación del ecualizador. Si el nivel de confianza es alto, la muestra se considera fiable y, por lo tanto, una estimación de símbolo adecuada obtenida a partir de la misma puede utilizarse en la parte de realimentación del ecualizador.

La FIG. 9A ilustra un mapa de constelaciones 2-PSK. Debe observarse que las decisiones tomadas en función de la distancia mínima desde un símbolo de constelación pueden dar como resultado errores para muestras recibidas tales como las marcadas por la "x". La aplicación de un seccionador flexible según una forma de realización divide el mapa de constelaciones en rectángulos, tal y como se ilustra en la FIG. 9B. Tal y como se muestra, los rectángulos, tal como el rectángulo 720, son semi-infinitos en la dirección y, y no todos los rectángulos abarcan símbolos de constelación. Cuando la muestra de entrada del seccionador está dentro de uno de los rectángulos semi-infinitos, se asigna un valor de media condicional. Efectivamente, todos los puntos dentro del rectángulo se mapean a un valor común. Este valor representa la media condicional del símbolo transmitido, dado que la muestra de entrada del seccionador está dentro del rectángulo de interés. El mapeo de cada rectángulo a un valor de media condicional correspondiente es una función de la relación de señal a interferencia más ruido (SINR). Por ejemplo, un rectángulo dado puede mapearse a σ para SINR en un primer nivel, por ejemplo, SINR = 4dB. El mismo rectángulo puede mapearse a σ' para SINR en un segundo nivel, por ejemplo, SINR = 5dB. El mapeo y los valores de media condicional asociados se almacenan en tablas de consulta para su recuperación fácil. Una forma de realización alternativa calcula el valor de media condicional según un algoritmo predeterminado. Debe observarse que una rejilla cuadrada o rectangular se implementa fácilmente y puede extenderse a constelaciones más complejas.

La FIG. 10 ilustra un ecualizador 800 que utiliza un seccionador flexible. El ecualizador 800 incluye un FFF 802 acoplado a un nodo sumador 804. El FFF 802 se controla mediante un algoritmo de ecualización adaptativo 808. La unidad de control adaptativa 808 funciona en respuesta a una unidad de estimación SINR 816. En una forma de realización alternativa, la unidad de estimación SINR 816 puede implementarse como una unidad de estimación MSE. La unidad de estimación SINR 816 proporciona una estimación de SINR a una tabla de consulta (LUT) 810. La estimación de SINR se utiliza junto con los valores almacenados en la LUT 810 para determinar $\alpha_Q(\text{SINR}) = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q$ definida según las ecuaciones (24a), (24b) y (25). El algoritmo de ecualización adaptativo 808 utiliza el valor de α_Q generado a partir de la LUT 810 para actualizar los coeficientes del FFF 802 y del FBF 806, iterando en las ecuaciones (11), (12) y (13). Debe recordarse que las ecuaciones (11), (12) y (13) están basadas en el algoritmo LMS y que están diseñadas para optimizar la función de coste de MSE definida en la ecuación (23). En un ejemplo alternativo, el algoritmo de ecualización adaptativo 808 puede implementar otro algoritmo de filtrado adaptativo, tal como RLS, para optimizar la función de coste de MSE definida en la ecuación (23). El FBF 806 proporciona una estimación de la ISI causal presente en la salida del FFF 802. La salida del FBF 806 está acoplada al nodo sumador 804, donde se resta de la salida del FFF 802. La salida del nodo sumador 804, es decir, la estimación del símbolo transmitido, se proporciona después a un descodificador 820, a la unidad de estimación SINR/MSE 816 y al seccionador flexible 812. El seccionador flexible 812 recibe la estimación de SINR/MSE desde la unidad de estimación de SINR/MSE 816, genera una estimación adicional del símbolo transmitido y proporciona esta estimación de símbolo adicional para el filtrado en el FBF 806.

La FIG. 11 es un diagrama de flujo de un proceso de seccionador flexible que incorpora un seccionador flexible según una forma de realización. El proceso determina en primer lugar una región, tal como un cuadrado o rectángulo de rejilla en el mapa de constelaciones, correspondiente a una cuantificación de la muestra de entrada de seccionador \hat{y} , en la etapa 902. Se determina el valor de SINR en la etapa 904. En la etapa 906, el proceso selecciona un mapeo apropiado en función del valor de SINR. Según un ejemplo, diferentes partes de un dispositivo de almacenamiento de memoria almacenan diferentes tablas de consulta. Se accede a las tablas según el valor de SINR. En la etapa 908 se determina un valor de media condicional a partir del mapeo apropiado y esto es la salida del seccionador.

Otro ejemplo de seccionador flexible aplica una rejilla de cuadrados al mapa de constelaciones y utiliza una expansión de Taylor para generar un valor de media condicional más preciso. En esta forma de realización, múltiples valores de almacenamiento más pequeños de tablas de consulta corresponden a cada valor de SINR. El proceso 920 se ilustra en la FIG. 12. La región de la entrada de seccionador flexible \hat{y} se determina en la etapa 921. En la etapa 922 se determina un valor de SINR. El valor de SINR se utiliza para determinar mapeos apropiados $\sigma_1(\cdot)$ y $\sigma_2(\cdot)$ en la etapa 924. La región de la etapa 920 se mapea a un valor $\sigma_i(\hat{y}_i)$, donde i corresponde a la región.

Después, en la etapa 922 se lleva a cabo un segundo mapeo coherente con el valor de SINR y la región de la etapa 920 para obtener $\sigma_2(\hat{y}_1)$. Un valor de media condicional se aproxima en la etapa 928 como $\sigma_1(\hat{y}_1) + (\hat{y} - \hat{y}_1)\sigma_2(\hat{y}_1)$. Los mapeos $\sigma_1(\cdot)$ y $\sigma_2(\cdot)$ están estrechamente relacionados con la cero-ésima y la primera derivadas de $\sigma(\cdot)$ definidas en la ecuación (22).

5

La FIG. 13 ilustra un seccionador flexible 954 según un ejemplo. Un estimador de SINR 952 recibe una o más estimaciones de símbolo y proporciona un valor SINR(n) de estimación de SINR. La SINR(n) puede cuantificarse en un cuantificador opcional 956 y se proporciona al almacenamiento de memoria 960, tal como una LUT. Una estimación de símbolo correspondiente a la entrada de seccionador flexible también se proporciona a un cuantificador 956, donde la estimación de símbolo se cuantifica y el valor cuantificado se utiliza junto con la estimación de SINR para determinar un valor correspondiente almacenado en el almacenamiento de memoria 960. Debe observarse que en una forma de realización, la información se almacena en filas y columnas, donde las filas corresponden a los valores de SINR y las columnas corresponden a valores de símbolo. Sin embargo, formas de realización alternativas pueden almacenar la información en una de varias maneras, donde la información se recupera en función de un valor de SINR y un valor de símbolo. Los valores almacenados en el almacenamiento de memoria 960 pueden ser la media condicional de un símbolo de constelación real, dada la estimación de entrada de seccionador flexible, tal y como se define en las ecuaciones (22), (26) y (27). La FIG. 14 ilustra un seccionador flexible 980 según una forma de realización alternativa que implementa un cálculo de series de Taylor. Tal y como se ilustra, uno o más símbolos recibidos se proporcionan a un estimador de SINR 982 y, además, una estimación de símbolo, correspondiente a la entrada de seccionador flexible, se proporciona directamente al seccionador flexible 980. Debe observarse que los símbolos recibidos se corrompen por el canal de transmisión y, por lo tanto, en este documento también se denominan como "muestras" recibidas. El estimador de SINR 982 proporciona una estimación SINR(n) de la SINR al seccionador flexible 980. La SINR(n) puede proporcionarse a un cuantificador opcional 986. La SINR(n), cuantificada o no, se proporciona a dos unidades de almacenamiento de memoria, A 988 y B 990. La estimación de símbolo de entrada de seccionador flexible se proporciona a un cuantificador 984 cuya salida también se proporciona a las unidades de almacenamiento de memoria A 988 y B 990. Las unidades de almacenamiento de memoria A 988 y B 990 almacenan información utilizada para calcular los valores de media condicional del símbolo de constelación real, dada la estimación de símbolo de entrada de seccionador flexible. Tales valores pueden ser la cero-ésima y la primera derivadas de la media condicional del símbolo de constelación real, dada la estimación de símbolo de entrada de seccionador flexible, tal y como se da en las ecuaciones (22), (26) y (27). El valor de SINR(n) y el valor de símbolo cuantificado se utilizan para identificar los valores correspondientes en la memoria de almacenamiento A 988 y B 990. Una unidad sumadora 992 se utiliza para implementar el cálculo de las series de Taylor. La estimación de símbolo de entrada de seccionador flexible así como el valor cuantificado se proporcionan a la unidad sumadora 992. Además, los valores almacenados en las unidades de almacenamiento de memoria A 988 y B 990 también se proporcionan a la unidad sumadora 992. La unidad sumadora 992 utiliza las entradas para calcular una salida que es una estimación de media condicional del símbolo de constelación real. Aunque la presente invención se ha descrito con relación a un sistema de comunicaciones inalámbricas, un sistema de este tipo se proporciona simplemente como un ejemplo. Los conceptos descritos en este documento pueden aplicarse a una pluralidad de sistemas de comunicaciones incluyendo, pero sin limitarse a, un sistema de comunicaciones cableado, tal como una implementación en un módem cableado, etc. La presente invención puede aplicarse a un sistema de comunicaciones de alta velocidad de transferencia de datos y permite optimizar los recursos y la capacidad de un sistema de comunicaciones de datos aumentando la sensibilidad de los receptores y aumentando la velocidad de comunicación de datos. Los expertos en la técnica entenderán que la información y las señales pueden representarse utilizando cualquiera de una variedad de diferentes tecnologías y técnicas. Por ejemplo, los datos, instrucciones, comandos, información, señales, bits, símbolos y fragmentos de información a los que puede haberse hecho referencia a lo largo de la anterior descripción pueden representarse mediante voltajes, corrientes, ondas electromagnéticas, partículas o campos magnéticos, partículas o campos ópticos, o cualquier combinación de los mismos.

Los expertos en la técnica apreciarán además que los diversos bloques lógicos, módulos, circuitos y etapas de algoritmo ilustrativos descritos con relación a las formas de realización divulgadas en este documento pueden implementarse como hardware electrónico, como software informático, o como combinaciones de ambos. Para ilustrar claramente esta intercambiabilidad de hardware y software, varios componentes, bloques, módulos, circuitos y etapas ilustrativos se han descrito anteriormente de manera genérica en lo que respecta a su funcionalidad. Si tal funcionalidad se implementa en hardware o en software depende de la aplicación particular y de las limitaciones de diseño impuestas en el sistema global. Los expertos en la técnica pueden implementar la funcionalidad descrita de diferentes maneras para cada aplicación particular, pero no debe interpretarse que tales decisiones de implementación suponen un apartamiento del alcance de la presente invención.

Los diversos circuitos, módulos y bloques lógicos ilustrativos descritos con relación a las formas de realización divulgadas en este documento pueden implementarse o llevarse a cabo con un procesador de propósito general, un procesador de señales digitales (DSP), un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), una matriz de puertas programables de campo (FPGA) u otro dispositivo lógico programable, puerta discreta o lógica de transistor, componentes de hardware discretos, o cualquier combinación de los mismos diseñada para llevar a cabo las funciones descritas en este documento. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador pero,

65

como alternativa, el procesador puede ser cualquier máquina de estados, microcontrolador, controlador o procesador convencionales. Un procesador también puede implementarse como una combinación de dispositivos informáticos, por ejemplo, una combinación de un DSP y un microprocesador, una pluralidad de microprocesadores, uno o más microprocesadores junto con un núcleo de DSP o cualquier otra configuración de este tipo.

5

Las etapas de un procedimiento o algoritmo descrito con relación a las formas de realización divulgadas en este documento pueden realizarse directamente en hardware, en un módulo de software ejecutado por un procesador o en una combinación de los dos. Un módulo de software puede residir en memoria RAM, memoria flash, memoria ROM, memoria EPROM, memoria EEPROM, registros, un disco duro, un disco extraíble, un CD-ROM o en cualquier otra forma de medio de almacenamiento conocido en la técnica. Un medio de almacenamiento a modo de ejemplo está acoplado al procesador de manera que el procesador pueda leer información de, y escribir información en, el medio de almacenamiento. Como alternativa, el medio de almacenamiento puede ser una parte integrante del procesador. El procesador y el medio de almacenamiento pueden residir en un ASIC. El ASIC puede residir en un terminal de usuario. Como alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes discretos en un terminal de usuario.

10

15

La anterior descripción de las formas de realización divulgadas se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica pueda hacer o utilizar la presente invención. Varias modificaciones de estas formas de realización resultarán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en este documento pueden aplicarse a otras formas de realización sin apartarse del alcance de la invención definida en las reivindicaciones adjuntas.

20

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para ecualización de realimentación de decisión determinando (412) coeficientes de filtro en un ecualizador de realimentación de decisión (800) que tiene un filtro de pre-alimentación (802) y un filtro de realimentación (806) cada uno definido por una pluralidad de coeficientes, en el que un seccionador se utiliza para recibir una estimación de un símbolo transmitido original y para determinar el símbolo transmitido original, estando caracterizado el procedimiento porque comprende:

seleccionar una función de coste para el ecualizador de realimentación de decisión, siendo la función de coste el error cuadrático medio, MSE, entre una primera salida de ecualizador suponiendo una realimentación libre de errores y una salida de ecualizador objetivo más una medida modificada de la energía de los coeficientes de filtro de realimentación; y

ajustar (404, 406, 408) la pluralidad de coeficientes hasta que se cumpla una condición de convergencia para minimizar la función de coste; caracterizado porque

la medida modificada de la energía de los coeficientes de filtro de realimentación comprende una medida de la correlación de la entrada y la salida de un modelo de canal para dicho seccionador y una medida de la energía de salida media de dicho modelo.

2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la pluralidad de coeficientes corresponde a una pluralidad de tomas de filtro, y en el que la medida modificada de energía es una función de al menos una de las tomas de filtro.

3. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la función de coste es un MSE que viene dado como:

$$MSE = \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_n - \mathbf{f}^H \mathbf{X}_n - \mathbf{b}^H \mathbf{Z}_n|^2 \right] + \alpha_Q \| \mathbf{b} \|^2$$

en la que y_n es un símbolo transmitido, N corresponde a un número de símbolos recibidos, X_n son los contenidos del filtro de pre-alimentación en el tiempo n , Z_n son los contenidos de filtro de realimentación suponiendo una realimentación libre de errores, f son coeficientes de filtro para el filtro de pre-alimentación, b son coeficientes de filtro para el filtro de realimentación y $\alpha_Q \| \mathbf{b} \|^2$ es la medida modificada de energía de los coeficientes de filtro de realimentación.

4. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la medida modificada α_Q viene dada como:

$$\alpha_Q = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q,$$

en la que ρ_Q es una medida de la correlación cruzada de la entrada y la salida de dicho modelo de seccionador, y donde λ_Q^2 es una medida de la energía de salida media de dicho modelo de seccionador.

5. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la función de coste se minimiza utilizando un algoritmo de mínimos cuadrados.

6. El procedimiento según la reivindicación 3, que comprende además:

generar una estimación del MSE entre una salida de ecualizador y una salida de ecualizador objetivo; y

seleccionar α_Q como una función de la estimación del MSE.

7. El procedimiento según la reivindicación 3, que comprende además:

generar una estimación de una relación de señal a interferencia más ruido, SINR, en una salida del ecualizador; y

seleccionar α_Q como una función de la estimación de la SINR.

8. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que $\alpha_Q = 2^m$, $m =$ entero.

9. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la medida modificada α_Q se define como:

$$\alpha_Q = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q$$

en la que:

$$\rho_Q = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in \tilde{Y}} \tilde{y}^* Q(\tilde{y}|y) y,$$

5

y en la que

$$\lambda_Q^2 = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in \tilde{Y}} |\tilde{y}|^2 Q(\tilde{y}|y),$$

10

y en la que $Q(\tilde{y}|y)$ es dicho modelo de canal de seccionador, \tilde{y} es una salida de seccionador, y es una entrada de seccionador e Y es la constelación de transmisión.

10. El procedimiento según la reivindicación 9, en el que el modelo de canal de seccionador se define como:

15

$$Q(\tilde{y}|y) = \Pr\{\sigma(y + Z) = \tilde{y}\}$$

donde $\sigma(\cdot)$ denota una función de seccionamiento de distancia mínima, Z es una variable aleatoria gaussiana de media cero, y es una entrada de seccionador e \tilde{y} es una salida de seccionador.

20

11. El procedimiento según la reivindicación 9, que comprende:

estimar una relación de señal a interferencia más ruido, SINR, de una señal de piloto en una salida de un ecualizador.

25

12. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que las optimizaciones de función de coste comprenden:

utilizar un algoritmo de mínimos cuadrados, LMS, para determinar coeficientes de filtro y un término de error y calcular de manera iterativa las ecuaciones:

30

$$\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n + \mu \mathbf{X}_n e_n^*;$$

$$\mathbf{b}_{n+1} = (1 - \mu \alpha_Q) \mathbf{b}_n + \mu \mathbf{Z}_n e_n^*;$$

35

y

$$e_n = y_n - \mathbf{f}_n^H \mathbf{X}_n - \mathbf{b}_n^H \mathbf{Z}_n,$$

40

en las que \mathbf{f} representa coeficientes de filtro del filtro de pre-alimentación, \mathbf{b} representa coeficientes de filtro del filtro de realimentación, \mathbf{X} representa contenidos de filtro de pre-alimentación, α_Q representa un factor que modifica la energía de los coeficientes de filtro de realimentación, e representa el término de error, \mathbf{Z} representa contenidos de filtro de realimentación suponiendo una realimentación libre de errores, y representa un símbolo deseado y μ representa el tamaño de paso de LMS.

45

13. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la función de coste se minimiza utilizando un algoritmo recursivo de mínimos cuadrados.

14. Un ecualizador de realimentación de decisión (800), caracterizado porque comprende:

50

un filtro de pre-alimentación (802) que tiene una pluralidad de tomas de filtro, teniendo las tomas de filtro coeficientes de filtro correspondientes;

un filtro de realimentación (806) que tiene una pluralidad de tomas de filtro, teniendo las tomas de filtro coeficientes de filtro correspondientes;

5

un generador de coeficientes (808, 810, 816) acoplado al filtro de pre-alimentación y al filtro de realimentación, adaptado para actualizar los coeficientes de filtro del filtro de pre-alimentación y del filtro de realimentación para minimizar una función de coste predeterminada, en el que la función de coste es un error cuadrático medio, MSE, entre una primera salida de ecualizador suponiendo una realimentación libre de errores y una salida de ecualizador objetivo, más una medida modificada de energía de los coeficientes de filtro de realimentación;

10

un nodo sumador (804) acoplado a una salida del filtro de pre-alimentación y a una salida del filtro de realimentación, estando configurado el nodo sumador para restar la salida del filtro de realimentación de la salida del filtro de pre-alimentación, para generar una estimación de un símbolo transmitido original; y

15

un seccionador (812) acoplado al nodo sumador, estando adaptado el seccionador para recibir la estimación y determinar el símbolo transmitido original; caracterizado porque la medida modificada de la energía de los coeficientes de filtro de realimentación comprende una medida de la correlación de la entrada y la salida de un modelo de canal para dicho seccionador y una medida de la energía de salida media de dicho modelo.

20

15. El ecualizador de realimentación de decisión según la reivindicación 14, en el que el generador de coeficientes está adaptado para:

25

estimar una relación de señal a interferencia más ruido, SINR, de una señal de piloto en una salida del ecualizador de realimentación de decisión; y

determinar una medida modificada α_Q definida como:

30

$$\alpha_Q = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q$$

en la que:

35

$$\rho_Q = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in \tilde{Y}} \tilde{y}^* Q(\tilde{y}|y) y,$$

y en la que:

$$\lambda_Q^2 = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in \tilde{Y}} |\tilde{y}|^2 Q(\tilde{y}|y),$$

40

y en las que $Q(\tilde{y}|y)$ es dicho modelo de canal de seccionador, \tilde{y} es una salida de seccionador, donde el modelo de canal de seccionador se define como:

$$Q(\tilde{y}|y) = \Pr\{\sigma(y + Z) = \tilde{y}\}$$

45

donde $\sigma(\cdot)$ denota una función de seccionamiento de distancia mínima, Z es una variable aleatoria gaussiana de media cero, y es una entrada de seccionador e \tilde{y} es una salida de seccionador.

50

16. El ecualizador de realimentación de decisión según la reivindicación 15, en el que el generador de coeficientes está adaptado además para:

determinar la medida modificada utilizando un dispositivo de almacenamiento de memoria que almacena medidas modificadas en función de la SINR.

55

17. El ecualizador de realimentación de decisión según la reivindicación 15, en el que el generador de coeficientes está adaptado para:

estimar un error cuadrático medio, MSE, entre una salida de ecualizador suponiendo una

realimentación libre de errores y una salida de ecualizador objetivo; y determinar una medida modificada α_Q definida como:

$$\alpha_Q = 1 + \lambda_Q^2 - 2\rho_Q$$

5

en la que:

$$\rho_Q = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in Y} \tilde{y}^* Q(\tilde{y}|y) y,$$

10

y en la que:

$$\lambda_Q^2 = \frac{1}{|Y|} \sum_{y \in Y} \sum_{\tilde{y} \in Y} |\tilde{y}|^2 Q(\tilde{y}|y).$$

15

18. El ecualizador de realimentación de decisión según la reivindicación 17, en el que el generador de coeficientes está adaptado además para:

determinar la medida modificada utilizando un dispositivo de almacenamiento de memoria que almacena medidas modificadas en función del MSE.

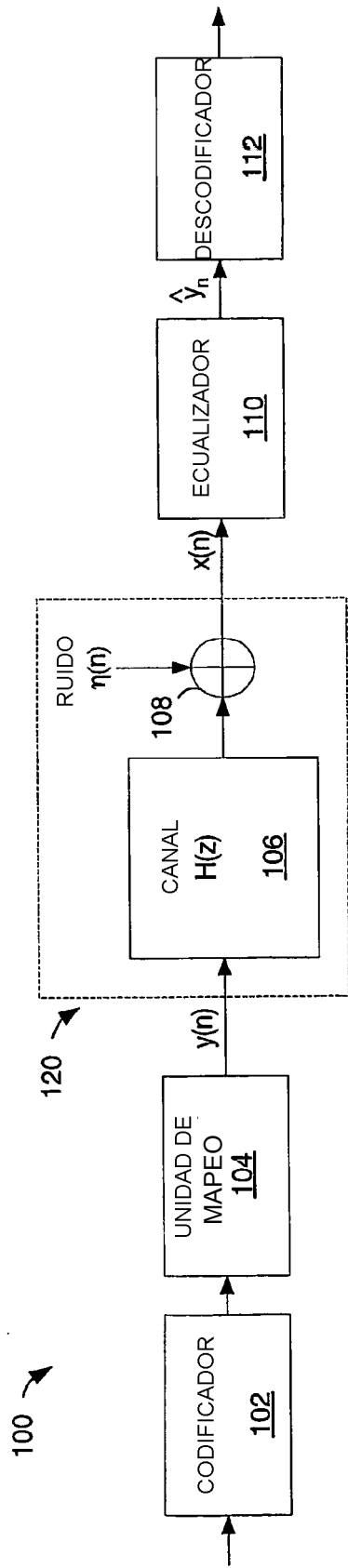


FIG. 1A

PARTES DE 120

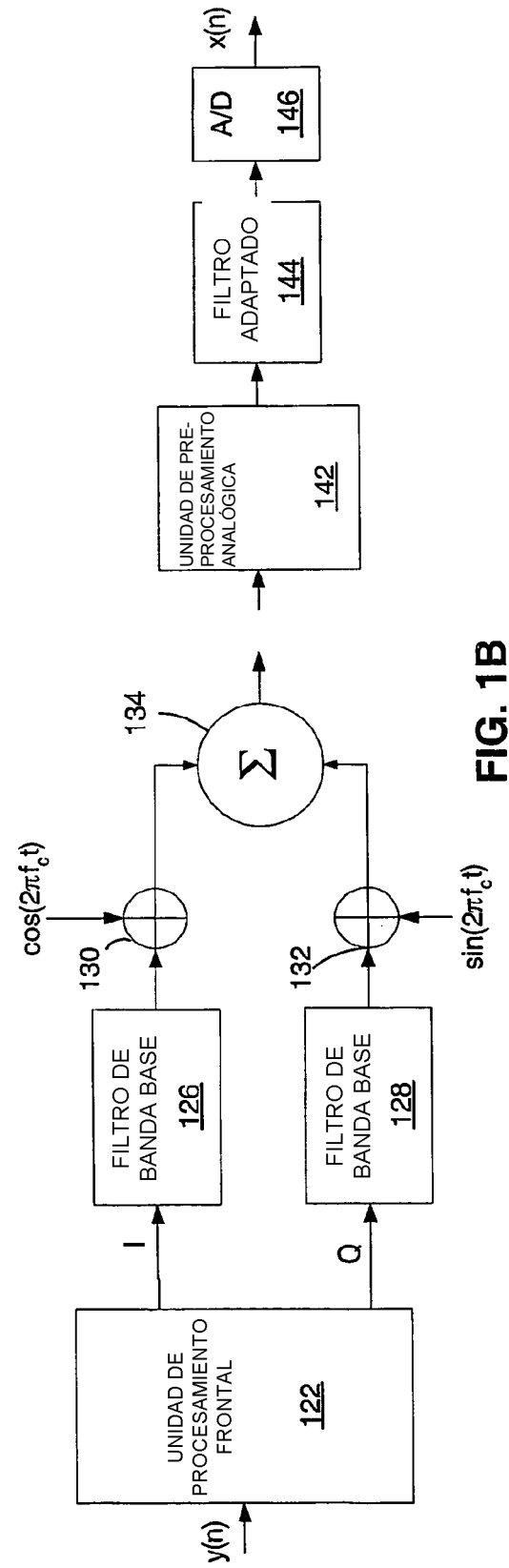


FIG. 1B

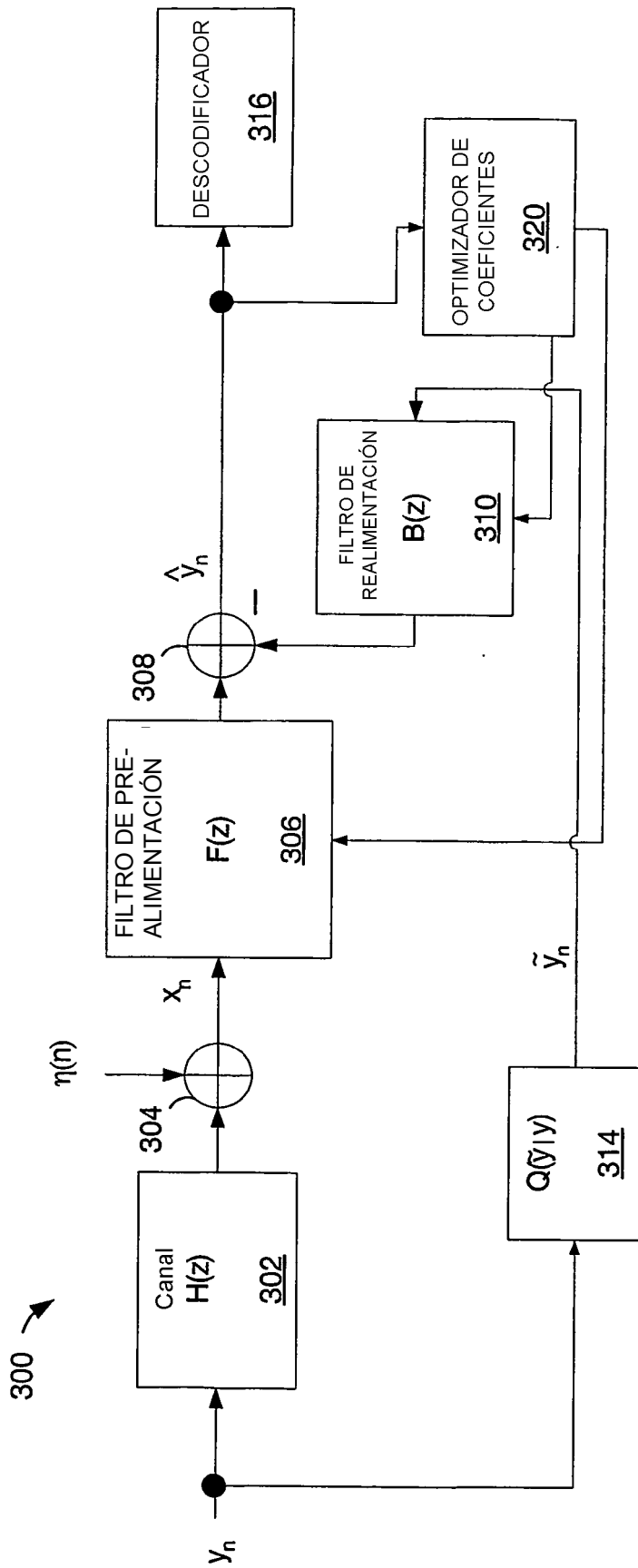


FIG. 2

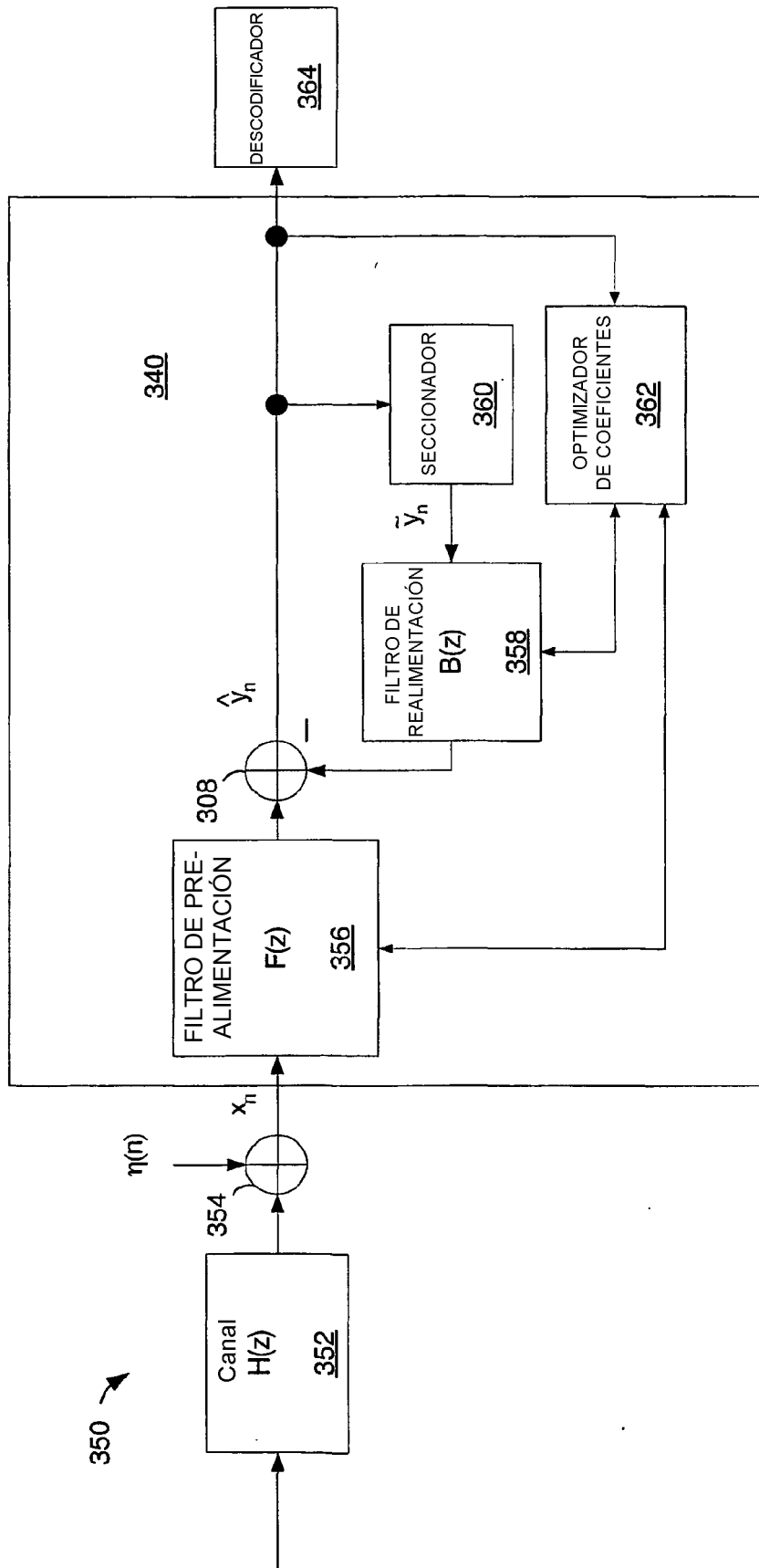


FIG. 3

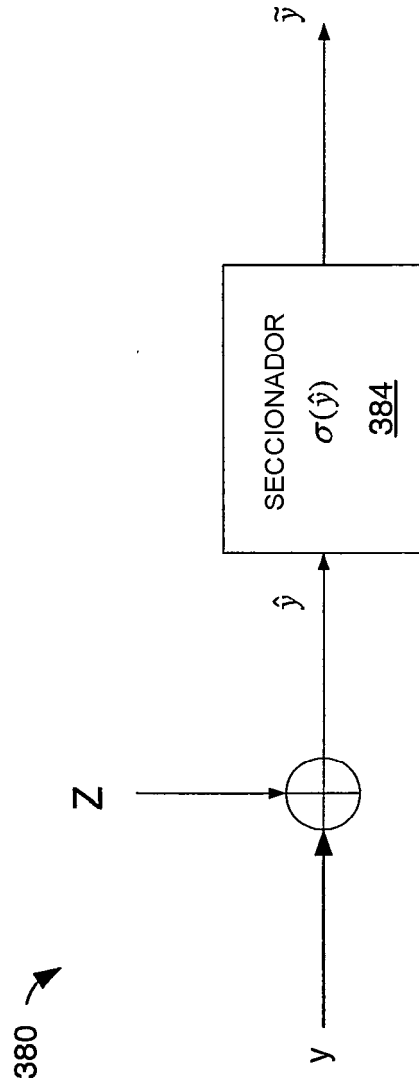


FIG. 4

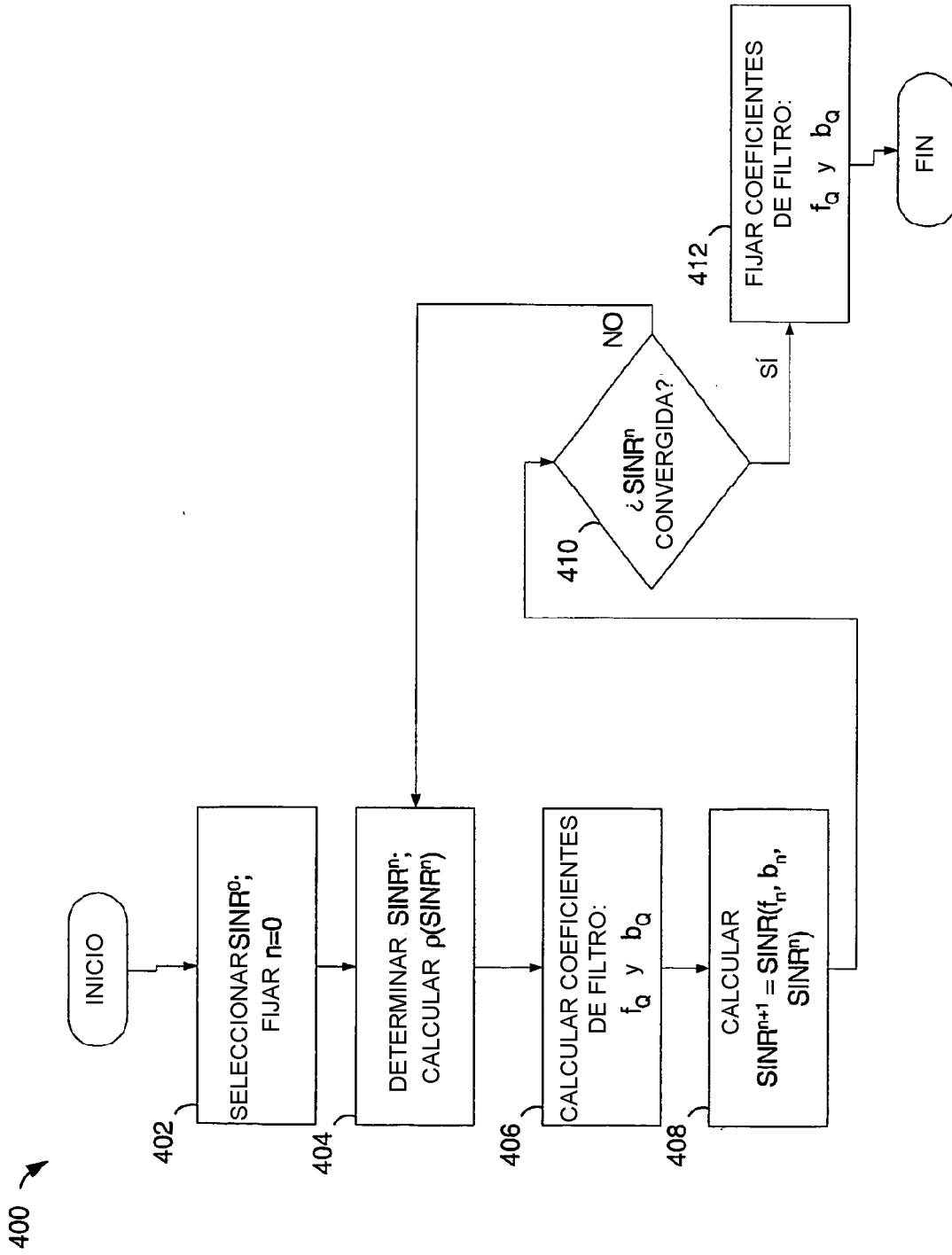


FIG. 5

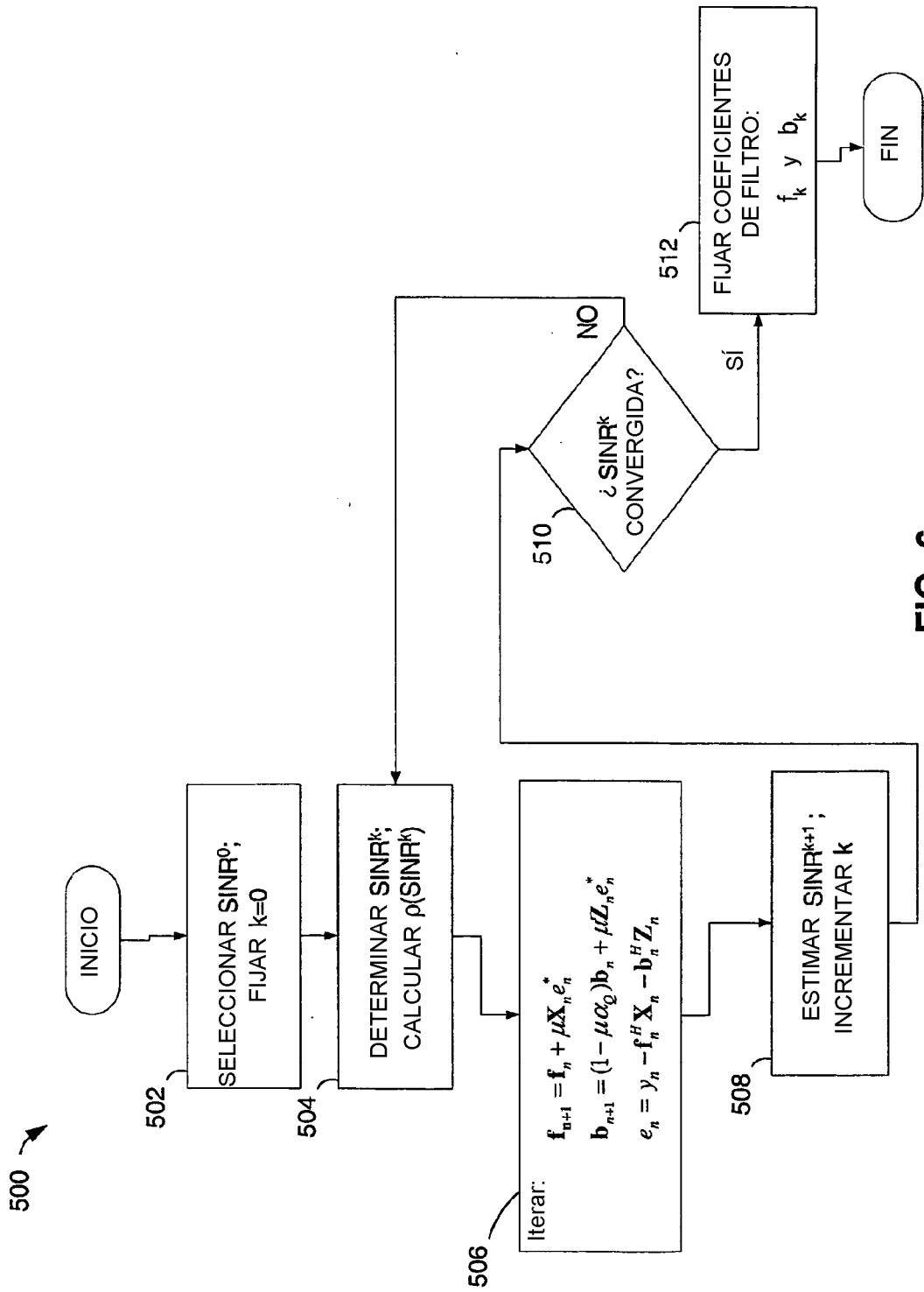


FIG. 6

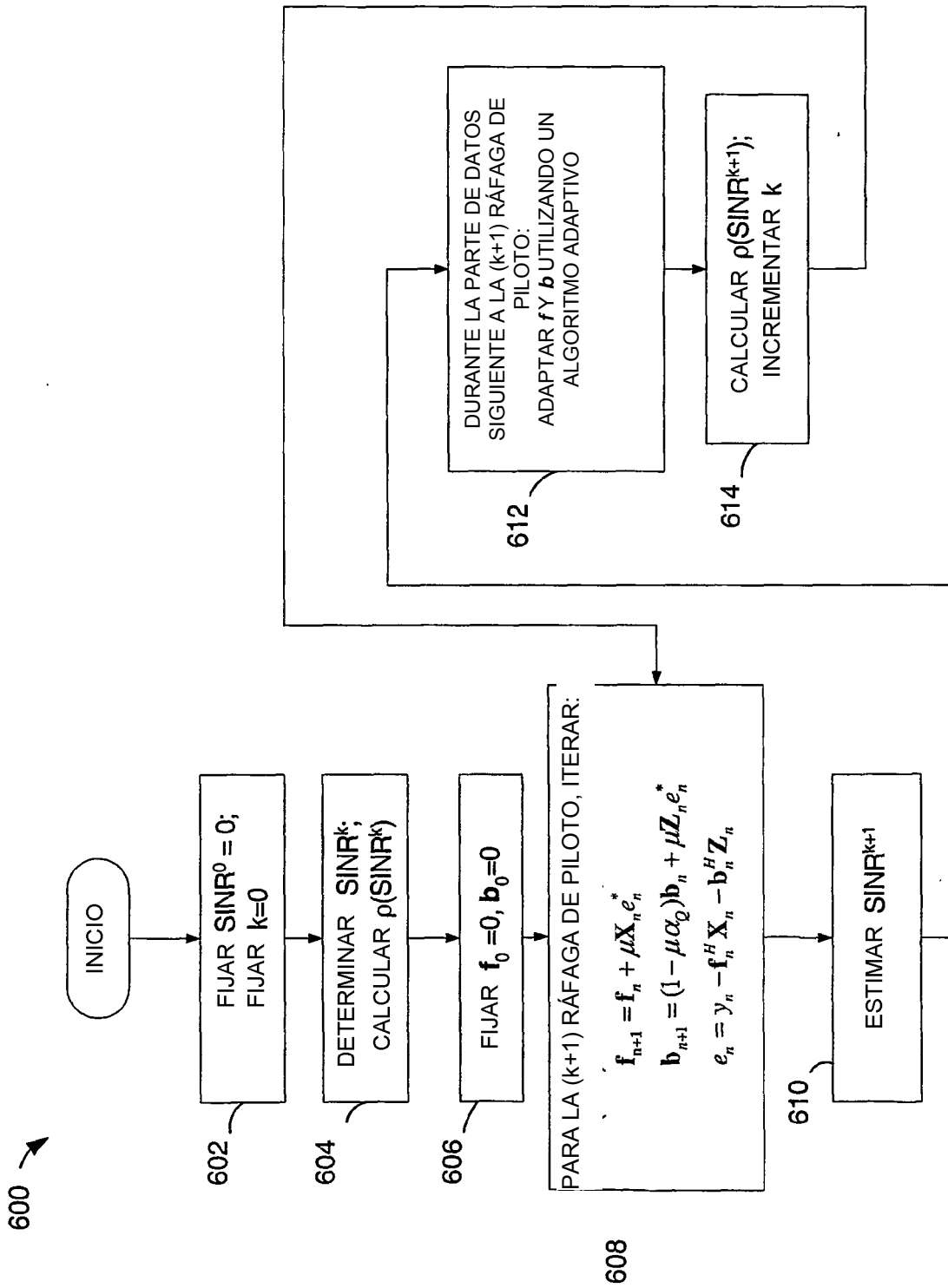


FIG. 7

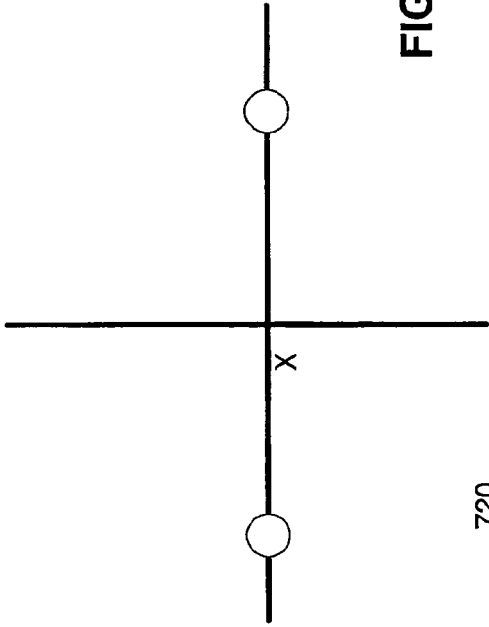


FIG. 9A

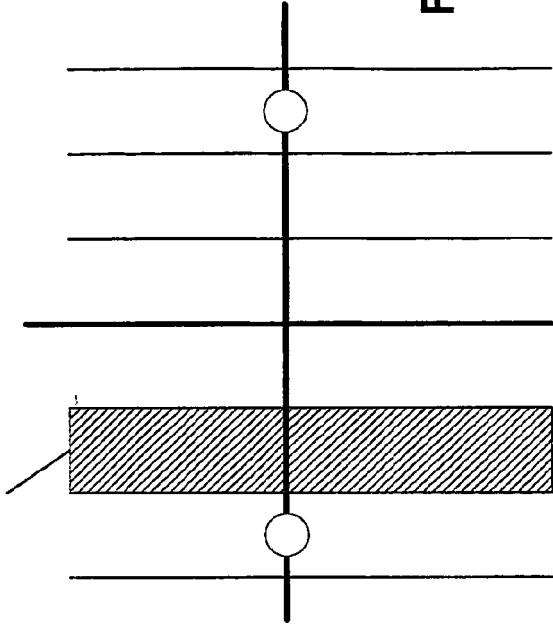


FIG. 9B

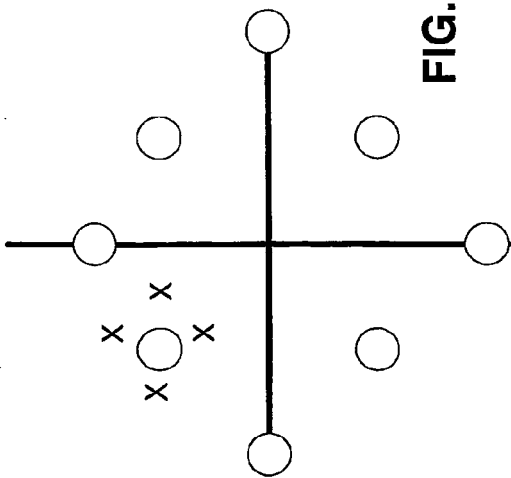


FIG. 8A

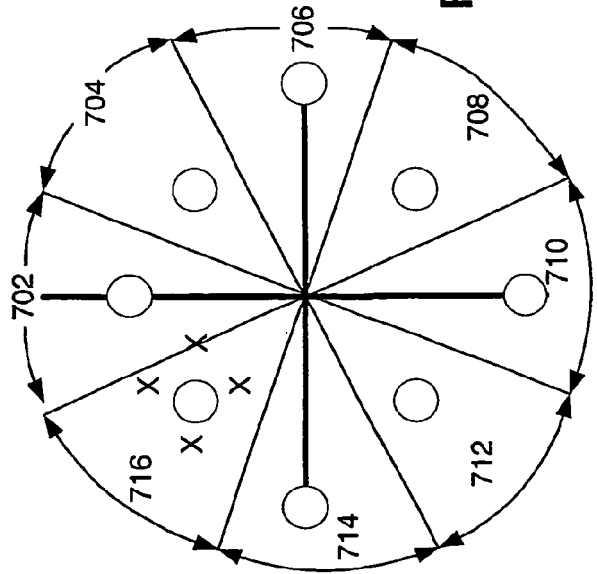


FIG. 8B

800 ↗

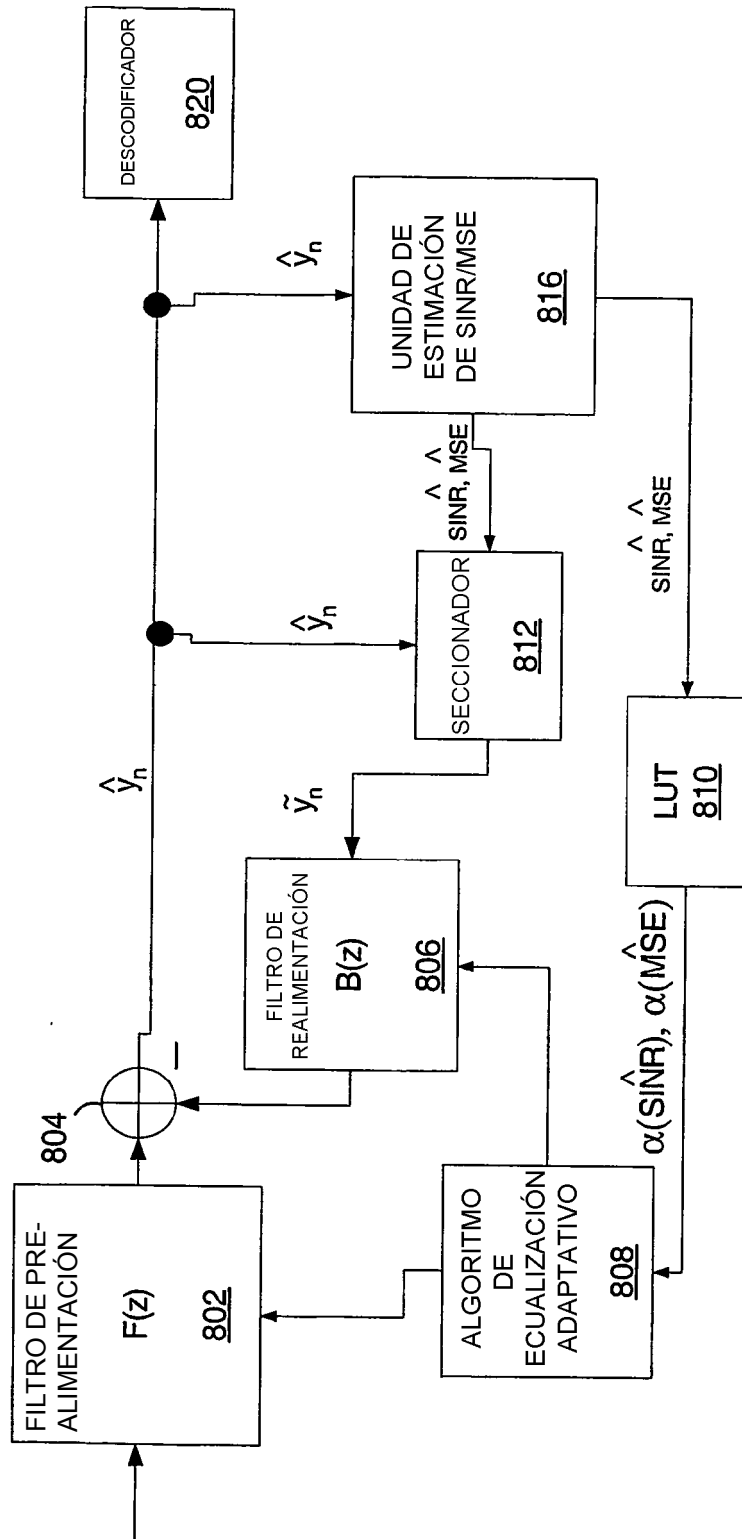


FIG. 10

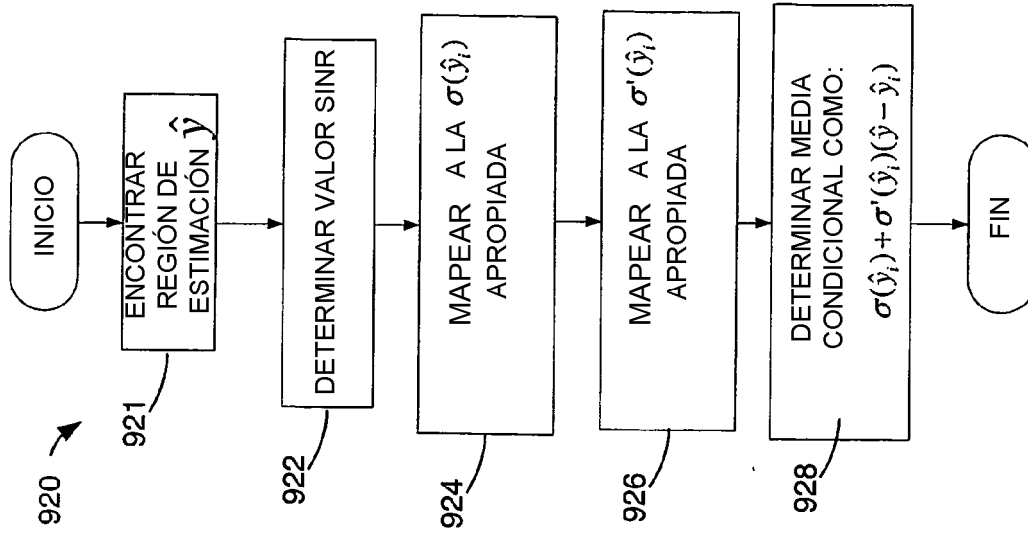


FIG. 12

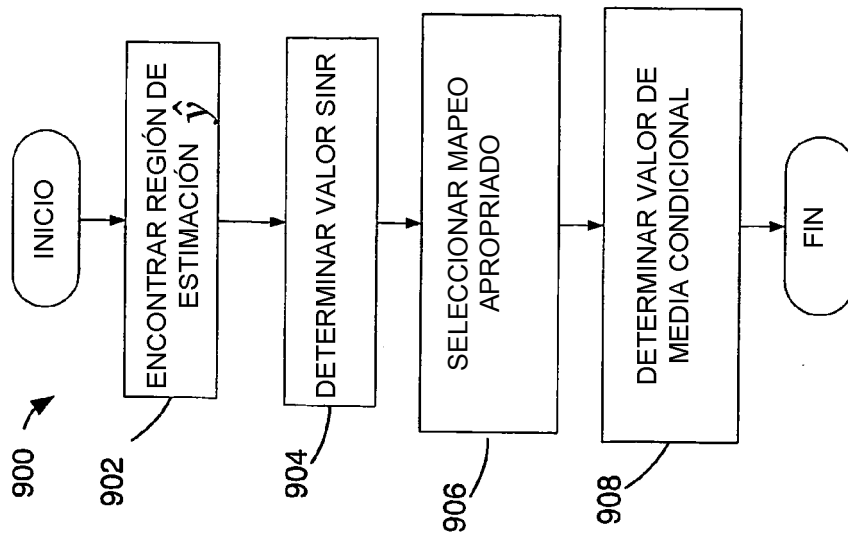


FIG. 11

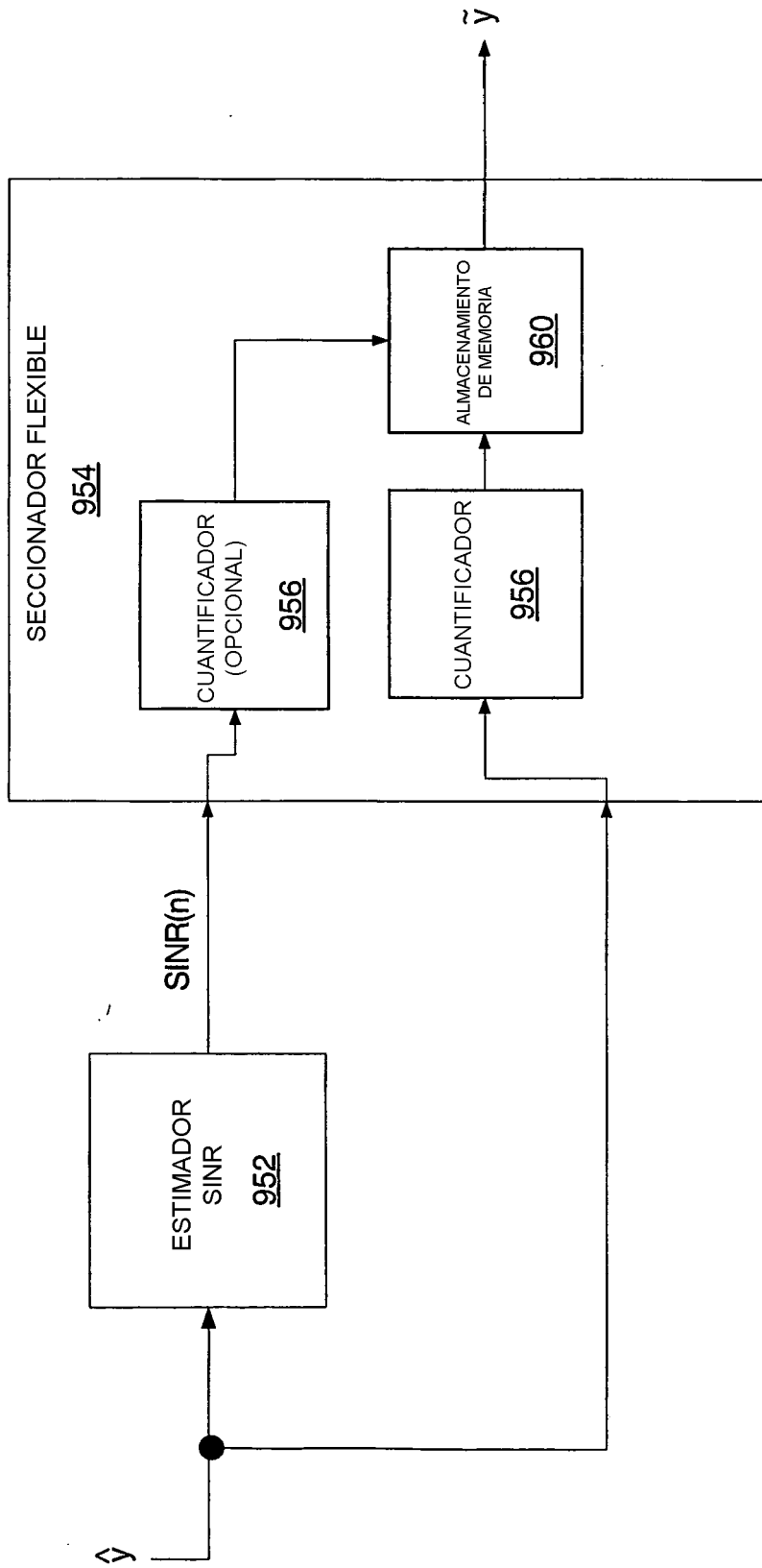


FIG. 13

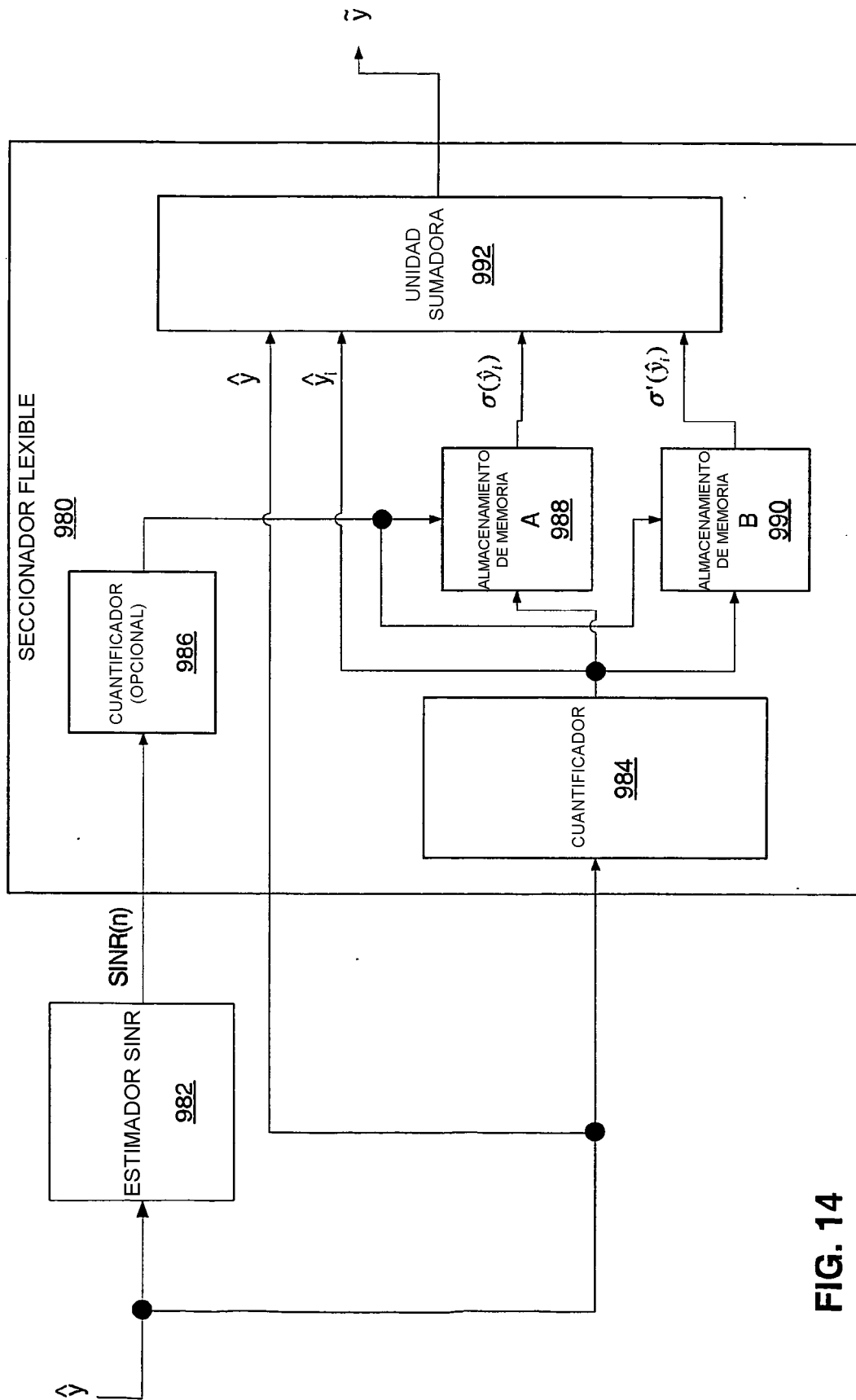


FIG. 14