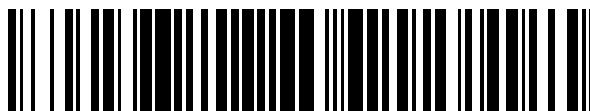


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 389 626**

51 Int. Cl.:  
**H04L 25/03** (2006.01)  
**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **99915260 .6**  
96 Fecha de presentación: **05.04.1999**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1068704**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **17.01.2001**

54 Título: **Filtro para acortamiento de respuesta al impulso, con restricciones espectrales adicionales, para transmisión de múltiples portadoras**

30 Prioridad:  
**03.04.1998 US 54468**  
**29.05.1998 US 87336 P**  
**21.01.1999 US 233914**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**29.10.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**29.10.2012**

73 Titular/es:  
**TELLABS OPERATIONS, INC. (100.0%)**  
**1415 West Diehl Road, MS16**  
**Naperville, IL 60563 , US**

72 Inventor/es:  
**HARIKUMAR, GOPAL;**  
**MARCHOK, DANIEL y**  
**RUDOFSKI, KENNETH, J.**

74 Agente/Representante:  
**PÉREZ BARQUÍN, Eliana**

ES 2 389 626 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

Filtro para acortamiento de respuesta al impulso, con restricciones espectrales adicionales, para transmisión de múltiples portadoras

5

**Antecedentes**

La invención se refiere a ecualización de dominio de tiempo en un receptor multitono discreto (DMT).

10 Las técnicas de modulación de única portadora convencionales traducen bits de datos para su transmisión a través de un canal de comunicación variando la amplitud y/o fase de una única portadora sinusoidal. En cambio, DMT, que también se denomina multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) o modulación multiportadora (MCM), emplea un gran número de subportadoras sinusoidales, por ejemplo 128 ó 256 subportadoras. El ancho de banda disponible del canal de comunicación se divide en subcanales y cada subcanal comunica una parte de los datos. Un sistema de DMT puede emplear una modulación de amplitud en cuadratura (QAM) para cada una de las subportadoras.

15

Los sistemas basados en OFDM transmiten bloques de bits de información. El tiempo requerido para transmitir uno de estos bloques se denomina periodo de símbolo. La forma de onda de dominio de tiempo que corresponde a uno de estos bloques de bits se denomina símbolo.

20

La interferencia entre símbolos (ISI) surge de las características de canales de comunicación prácticos y limita la tasa de transmisión a la que la información puede transmitirse a través de los mismos. Específicamente, los canales de comunicación tienen normalmente una respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EDIR) que es mayor que un tiempo de muestra en longitud, lo que provoca ISI. ISI es un fenómeno bien conocido en sistemas de comunicación de única portadora y existen muchas técnicas para reducirla. El proceso de tal reducción de ISI se denomina ecualización. ISI se trata, por ejemplo, en Proakis, Digital Communication, McGraw Hill, 2ª Edición, 1989.

25

La ecualización en sistemas basados en OFDM se consigue mediante un proceso de dos fases. En primer lugar, en el transmisor se emplea un prefijo cíclico (CP) fijando una parte de extremo de cada símbolo al comienzo del símbolo. Un prefijo cíclico que es mayor que la EDIR del canal impide que un símbolo interfiera con otro. Adicionalmente, también facilita un método sencillo de neutralizar el ensanchamiento de dominio de tiempo de cada símbolo forzado por el canal. Esto se consigue a través de un proceso de dominio de frecuencia sencillo en el receptor que requiere una operación de multiplicación para cada subportadora usada. El uso de un prefijo cíclico para reducir ISI se trata, por ejemplo, en: Cimini, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing", IEEE Transactions on communications, págs. 665-675, julio de 1985; Chow, "A Discrete Multi-Tone Transceiver System for HDSL applications", IEEE Journal on Selected Areas of Communications, 9 (6): 895-908, agosto de 1991; y "DMT Group VDSL PMD Draft Standard Proposal, "Technical Report, T1E1.4/96-329R2, ANSI 1997.

35

40

Otro problema que surge en los sistemas de DMT convencionales es el ruido superpuesto, que se produce cuando el ruido de una banda de frecuencia interfiere con una señal cuya subportadora está en otra banda de frecuencia. El ruido superpuesto está provocado, en general, por una operación de transformada discreta de Fourier (OFT) en el receptor. El ruido superpuesto se trata, por ejemplo, en Worthen *et. al.*, "Simulation of VDSL Test Loops", Technical Report T1E1.4/97-288, ANSI 1997.

45

En un sistema de DMT perfectamente sincronizado, una señal en una banda de frecuencia no interfiere con una señal cuya subportadora está en otra banda de frecuencia. Sin embargo, el ruido de una banda puede interferir con otras bandas menos ruidosas y hacerlas inutilizables. Las técnicas para tratar el ruido superpuesto incluyen soluciones basadas en ondículas. Sin embargo, las soluciones basadas en ondículas son, en general, intensivas desde el punto de vista computacional.

50

Otras referencias que tratan la ecualización de dominio de tiempo incluyen: Chow, J. S. y Cioffi, J. M., "A Cost-effective Maximum Likelihood Receiver for Multicarrier Systems", Proceedings of the ICC, 1992; Melsa, Peter J. W., Younce, Richard C., y Rohrs, Charles E., "Optimal Impulse Response Shortening", Proceedings of the thirty-third Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing, 1995, págs. 431-438; Harikumar, Gopal y Marchok, Daniel, "Shortening of the Channel Impulse Response of VDSL Loops for Multicarrier Applications," Technical report T1E1 A/97- 289, ANSI, 1997.

55

El documento EP 0 768 778 A1 describe una disposición en la que se usa una restricción de energía con el fin de garantizar que no se halla una solución para un vector de respuesta objetivo óptimo que sitúe toda la energía recibida en bandas de frecuencia no usadas. El documento WO 93/26096 describe un sistema en el que se optimiza un conjunto de parámetros para ecualizar una señal de datos de múltiples portadoras usando una señal predeterminada y codificada.

60

65

**Sumario**

La presente invención proporciona un método para ecualizar un canal de comunicación según la reivindicación 1. Se proporciona además un filtro de acortamiento de respuesta al impulso según la reivindicación 3 y un programa informático correspondiente según la reivindicación 6.

La invención proporciona un filtro según las reivindicaciones 3-5 que se denomina a continuación filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido (SCISF) que podría usarse, por ejemplo, en sistemas de DMT. El SCISF cumple dos funciones principales.

En primer lugar, el SCISF reduce la interferencia entre símbolos (ISI) reduciendo la longitud de la respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EDIR) del canal de comunicación. Los filtros de acortamiento de impulso convencionales pueden tener nulos profundos en su respuesta de frecuencia. En cambio, el SCISF tiene una característica de filtro que está esencialmente libre de nulos no deseados que pueden atenuar o eliminar completamente determinadas subportadoras.

En segundo lugar, el SCISF reduce el ruido superpuesto entre los subcanales atenuando los canales ruidosos de una manera que no reduce la relación señal a ruido (SNR) en estos canales, pero reduce la potencia de ruido que puede aparecer en los lóbulos laterales de subcanales adyacentes. El SCISF realiza estas funciones aplicando una restricción de frecuencia a la señal basándose en una respuesta espectral deseada.

En un aspecto general, la invención presenta la ecualización de un canal según la reivindicación 1.

En otro aspecto general, la invención presenta un filtro de acortamiento de respuesta al impulso según la reivindicación 3.

En otro aspecto, la invención presenta un programa informático según la reivindicación 6.

Las técnicas descritas en el presente documento no se limitan a ninguna configuración de hardware o software particular. Pueden tener aplicabilidad en cualquier entorno informático o de procesamiento que puede usarse para un sistema de comunicación. Las técnicas pueden implementarse en hardware o software, o una combinación de los dos. Preferiblemente, las técnicas se implementan en programas informáticos que se ejecutan en un procesador de señal digital que incluye un procesador y un medio de almacenamiento legible por el procesador (incluyendo una memoria volátil y no volátil).

La reivindicación 2 proporciona detalles adicionales del método según la reivindicación 1.

Las reivindicaciones 4 y 5 proporcionan detalles adicionales del filtro según la reivindicación 3.

La reivindicación 7 proporciona detalles adicionales del programa informático según la reivindicación 6.

**Breve descripción de los dibujos**

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación multitono discreto.

La figura 2 es una representación gráfica de la respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EDIR) de un canal de comunicación que incluye filtros de transmisión y recepción.

La figura 3 es una representación gráfica de una EDIR acortada debido a un filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido (SCISF).

La figura 4 es un diagrama de bloques de un SCISF.

La figura 5 es una representación gráfica de potencia de señal de transmisión, potencia de señal en la entrada de SCISF y potencia de ruido en la entrada de SCISF.

La figura 6 es una representación gráfica de potencia de señal y ruido en la salida del SCISF.

La figura 7 muestra la respuesta de filtro de una transformada discreta de Fourier para una banda de frecuencia.

La figura 8 es una representación gráfica de la respuesta espectral deseada del SCISF,  $G_d(\omega)$ , frente a la respuesta de frecuencia real,  $G(\omega)$ .

La figura 9 es una representación gráfica de relación señal a ruido en la salida del SCISF, la salida de la DFT con el SCISF y la salida de la DFT sin el SCISF.

La figura 10 es un diagrama de bloques de un sistema para adaptar un filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido en un proceso de entrenamiento inicial.

5 Las figuras 11 y 12 son diagramas de bloques de un sistema para adaptar un filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido en un proceso de entrenamiento periódico o continuo.

La figura 13 es un diagrama de bloques de un sistema de adaptación generalizado que emplea ajuste a escala de frecuencia en el bucle de realimentación.

10 La figura 14 es un diagrama de bloques de un sistema para adaptar un filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido en un proceso de entrenamiento inicial que incluye ajuste a escala de frecuencia en el bucle de realimentación.

15 Las figuras 15 y 16 son diagramas de bloques de un sistema para adaptar un filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido en un proceso de entrenamiento periódico o continuo que incluye ajuste a escala de frecuencia en el bucle de realimentación.

Las figuras 17-20 son representaciones gráficas de resultados de simulación para un sistema multitono discreto.

20 Las figuras 21-24 son representaciones gráficas de resultados de simulación para un sistema multitono discreto.

### Descripción

25 Tal como se muestra en la figura 1, un sistema 10 de comunicación multitono discreto (DMT) tiene un transmisor 12 y un receptor 14. El transmisor 12 acepta un flujo de bits de datos de entrada que pasa a través de un codificador 20 de constelación. El codificador 20 divide el flujo de bits de entrada en serie en bloques de datos. Estos bloques de datos se subdividen además en bloques más pequeños correspondientes a subcanales. Cada uno de estos bloques más pequeños se usa para calcular un valor complejo que representa un punto de constelación. Cada punto de constelación corresponde a un subsímbolo. Los subsímbolos se emiten luego por el codificador. Conjuntamente, los  
30 subsímbolos constituyen un símbolo.

Los subsímbolos se suministran a una transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) 30, que puede implementarse, por ejemplo, en un procesador de señal digital. La IDFT 30 emite N muestras de tiempo de un símbolo. Las muestras de tiempo se procesan por un convertidor 40 de paralelo a serie para formar un único flujo de  
35 muestras de tiempo.

Tras el convertidor 40 de paralelo a serie, un sumador 50 de prefijos añade un prefijo cíclico al comienzo de cada símbolo para reducir la interferencia entre símbolos (ISI). Alternativamente, puede añadirse el prefijo cíclico en el convertidor de paralelo a serie. Después de añadir el prefijo cíclico, la señal resultante pasa a través de un  
40 convertidor 60 digital a analógico (D/A) para su transmisión al receptor 14 a través de un canal 70 de comunicación. Puede incluirse un filtro 65 de transmisión analógico tras el convertidor D/A para limitar en banda la señal transmitida.

45 En el receptor 14, la señal pasa a través de un convertidor 80 analógico a digital (A/D) y luego a través de un filtro 90 de acortamiento de impulso espectralmente restringido (SCISF). Un eliminador 100 de prefijos elimina los prefijos cíclicos de los símbolos resultantes y un convertidor 110 de serie a paralelo divide el flujo de muestras de tiempo en trayectorias de señal paralela que forman las entradas a una transformada 120 discreta de Fourier (DFT). La DFT 120 convierte las muestras de tiempo en subsímbolos. Un filtro 130 de ecualización de dominio de frecuencia ecualiza los subsímbolos. Un decodificador 140 convierte los subsímbolos en bits de datos y emite los datos  
50 resultantes. Puede incluirse un filtro 75 de recepción analógico antes del convertidor A/D con el fin de limitar en banda la señal recibida.

Tal como se comentó anteriormente, se añade un prefijo cíclico a cada símbolo antes de la transmisión a través del canal de comunicación para reducir los efectos de ISI. Se añade el prefijo cíclico copiando las últimas  $v$  muestras de tiempo desde el extremo de un símbolo y situándolas al comienzo del símbolo. Para eliminar ISI, se elige la longitud del prefijo cíclico,  $v$ , para que sea más larga que la respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EDIR) del canal. Sin embargo, debido a que el prefijo cíclico constituye datos redundantes, el aumento de la longitud del prefijo cíclico reduce la eficacia del sistema de comunicación. Por ejemplo, en un sistema que tiene N muestras de tiempo por símbolo y un prefijo cíclico de  $v$  muestras de tiempo, la eficacia del sistema se reducirá por un factor de  $N/(N+v)$ . La eficacia puede maximizarse o bien minimizando  $v$  o bien maximizando N. Sin embargo, aumentar N aumenta la complejidad, la latencia y los requisitos computacionales del sistema y en algún punto pasa a ser poco práctico. Por consiguiente, es deseable minimizar  $v$ .

65 Un filtro de acortamiento de impulso espectralmente restringido que tiene una respuesta al impulso,  $g(n)$ , puede emplearse en el receptor para minimizar la longitud del prefijo cíclico disminuyendo la EDIR del canal de

comunicación eficaz, que incluye los filtros de transmisión y recepción, el filtro de acortamiento de impulso, y el canal de transmisión físico. El uso de un filtro de acortamiento de impulso se denomina ecualización de dominio de tiempo. Disminuir la EDIR permite usar un prefijo cíclico más corto sin aumentar ISI.

5 La figura 2 es una representación gráfica de la EDIR para una configuración de prueba de DMT que tiene un canal de comunicación que tiene 4500 pines de longitud y funciona a una frecuencia de muestreo de 11,04 MHz (bucle de prueba 4, tal como se describe en "Very-high Speed Digital Subscriber Lines: System Requirements", Technical Report T1E1.4/97-131RI, ANSI 1998). La EDIR incluye los efectos de un filtro de transmisión, el canal de comunicación y un filtro de recepción. La figura 3 muestra la respuesta al impulso acortada por la adición de un filtro de acortamiento de impulso.

15 Se selecciona el filtro de acortamiento de impulso de modo que una parte significativa de la energía de la respuesta al impulso conjunta del filtro y el canal de comunicación eficaz,  $g(n)*h(n)$ , está confinada a una región que es más corta en longitud que la longitud del prefijo cíclico. Algunos algoritmos anteriores para calcular  $g(n)$  consideraron sólo el acortamiento de la EDIR y no consideraron las características espectrales del filtro de acortamiento de impulso resultante. Tales filtros solían tener nulos profundos en algunas bandas de frecuencia, que inutilizaban algunos de los subcanales correspondientes.

20 Puesto que el aumento de la longitud del prefijo cíclico reduce la eficacia del sistema, el receptor puede calcular dinámicamente una longitud óptima para el prefijo cíclico y puede enviar esa información al transmisor. Por ejemplo, el receptor puede calcular un conjunto de respuestas al impulso para el filtro de acortamiento de impulso basándose en un conjunto de longitudes de prefijo cíclico predeterminadas. El receptor luego calcula el rendimiento global del sistema para cada longitud de prefijo cíclico particular. Se selecciona la longitud que maximiza el rendimiento global del sistema y se comunica el resultado de esa selección al transmisor. El transmisor luego funciona usando la longitud de prefijo cíclico seleccionada.

30 Para evitar una posible atenuación de bandas de frecuencia, se requiere además que la respuesta espectral del filtro de acortamiento de impulso tenga una respuesta espectral que  $|G(\omega)|$  cumpla con una restricción espectral especificada. Una restricción espectral de la forma  $|G(\omega)H(\omega)| > \tau$ , donde  $\tau$  es un umbral, es suficiente para evitar nulos en la respuesta de frecuencia del filtro de acortamiento de impulso. Sin embargo, es posible calcular una restricción espectral o una respuesta espectral deseada,  $|G_d(\omega)|$ , que proporciona mejoras de rendimiento adicionales, tales como la reducción de ruido superpuesto entre subcanales. Un filtro de impulso espectralmente restringido está configurado para tener una respuesta espectral que se aproxima a la respuesta espectral deseada.

35 Tal como se muestra en la figura 4, el filtro 90 de acortamiento de impulso espectralmente restringido (SCISF) puede implementarse como filtro digital de dominio de tiempo, que tiene una estructura 92 de filtro digital con varias tomas 94 o entradas de coeficiente de filtro para ajustar la respuesta de filtro. Los coeficientes pueden calcularse y suministrarse a las tomas mediante un procesador de señal digital (DSP). Alternativamente, el SCISF puede implementarse totalmente en software, es decir, dentro de un DSP.

40 Puede aplicarse una respuesta espectral deseada a una señal recibida usando un filtro que está separado del filtro de acortamiento de impulso o de ecualización de dominio de tiempo (TEQ). Por ejemplo, puede situarse un filtro analógico antes del convertidor A/D. Sin embargo, se limitaría la ajustabilidad de un filtro de este tipo. Como ejemplo adicional, podría añadirse un filtro digital antes del filtro TEQ. Ambas de estas configuraciones presentan la desventaja de que el filtro TEQ puede distorsionar las características espectrales deseadas del filtro añadido. También podría colocarse un filtro después del filtro TEQ, que reduciría el ruido superpuesto, pero podría reducir el acortamiento de impulso proporcionado por el filtro TEQ. Por consiguiente, el SCISF integra la función de TEQ (es decir, acortamiento de impulso) con la respuesta espectral deseada en un único filtro.

50 En resumen, la característica de filtro,  $g(n)$ , del SCISF satisface dos condiciones. En primer lugar, la longitud eficaz de la convolución de la característica de filtro con la respuesta al impulso del canal de comunicación,  $g(n)*h(n)$ , es menor que una longitud objetivo. En segundo lugar, se minimiza la función de coste (función de error) entre la respuesta espectral deseada,  $G_d(\omega)$ , y la respuesta espectral de filtro real,  $G(\omega)$ .

55 La respuesta espectral deseada es una característica de filtro ideal que se selecciona para maximizar el rendimiento global de bits de datos en los subcanales de un sistema de DMT reduciendo el impacto del ruido. Existen muchas fuentes de ruido en un sistema de comunicación de DMT, tales como cruce de extremo cercano (NEXT), interferencia de radiofrecuencia (RFI) y ruido generado en el canal de comunicación (ruido blanco). Tal como se muestra en las figuras 5 y 6, la densidad espectral de ruido es generalmente no uniforme a través de la banda de frecuencia del sistema de comunicación. Esta no uniformidad contribuye al problema de ruido superpuesto, en el que el ruido en una banda de frecuencia interfiere con una señal en otra banda de frecuencia.

65 En general, el ruido superpuesto está provocado por lóbulos laterales de filtros en una DFT. La figura 7 muestra la respuesta de filtro de una DFT para una banda de frecuencia o intervalo (es decir, intervalo 128). Los primeros lóbulos (96) laterales están sólo 13 dB por debajo del lóbulo (98) principal. Por tanto, el ruido ubicado fuera del intervalo 128, pero dentro del primer lóbulo lateral del intervalo 128, es decir, aproximadamente a medio camino

entre los intervalos 126 y 127, aparecería en el intervalo 128 con una atenuación de sólo 13 dB. Por consiguiente, los subcanales ruidosos en un sistema de DMT pueden degradar el rendimiento de los subcanales no ruidosos.

5 La respuesta espectral deseada es esencialmente una restricción espectral que atenúa los canales ruidosos más que los canales no ruidosos. La señal y el ruido en los canales ruidosos se reducen por igual, de modo que la atenuación no afecta a la relación señal a ruido en estos canales. Sin embargo, puesto que se reduce el nivel de ruido absoluto en los canales ruidosos, hay menos ruido disponible para que entre en los lóbulos laterales de los canales no ruidosos. Por tanto, se minimiza el problema de ruido superpuesto.

10 Para determinar la respuesta espectral deseada, debe conocerse la densidad espectral de potencia de ruido (PSD de ruido) en el receptor. La PSD de ruido puede determinarse, por ejemplo, realizando un periodograma en los datos recibidos. Esta medición es más complicada si un transmisor está transmitiendo, puesto que la señal transmitida debe separarse de la medición de ruido. La PSD de ruido se determina mediante: (i) la segmentación de la constelación recibida de subportadoras tras la DFT para determinar el punto de constelación válido más cercano; (ii) 15 la determinación de una señal de error basándose en la diferencia entre el punto de constelación recibido y el punto de constelación válido; (iii) la realización de una IDFT en la señal de error; y (iv) la generación de un periodograma (sin aplicar una función ventana) a partir de las señales de error. La PSD de ruido puede entonces determinarse a partir del periodograma.

20 Un ejemplo de una característica de PSD de ruido para un sistema de comunicación de DMT se muestra en la figura 5 (bucle de prueba 4, tal como se describe en "Very-high Speed Digital Subscriber Lines: System Requirements", Technical Report T1E1.4/97-131R1, ANSI 1998). La potencia de señal de transmisión se mide en la salida del filtro de transmisión en el transmisor. Las representaciones gráficas mostradas en la figura 5 de la señal y la PSD de ruido se miden en la entrada del convertidor A/D en el receptor, que está antes del SCISF.

25 Un procesador de señal digital (DSP) usa una PSD de ruido medida para calcular una respuesta espectral deseada,  $G_d(\omega)$ , usando el algoritmo que se describe a continuación. Alternativamente, la inversa de la PSD de ruido puede usarse como aproximación para la respuesta espectral deseada. Luego se determina una respuesta espectral,  $G(\omega)$ , para el SCISF que minimiza el error entre la respuesta espectral del SCISF y la respuesta espectral deseada. 30 Luego puede generarse un conjunto de coeficientes de filtro para configurar el SCISF con respecto a la característica determinada. Estos cálculos pueden realizarse de manera periódica para ajustar el rendimiento del sistema de comunicación. Los coeficientes de ecualización de dominio de frecuencia y la sincronización de símbolos también pueden ajustarse basándose en estos cálculos.

35 La figura 8 es una representación gráfica de la respuesta espectral deseada del SCISF,  $G_d(\omega)$ , frente a la respuesta de frecuencia real,  $G(\omega)$ . La diferencia entre las respuestas es sólo unos cuantos dB. La figura 6 muestra la PSD de señal y de ruido en la salida del SCISF.

40 La figura 9 muestra el efecto dramático del SCISF en el rendimiento del sistema. Sin el SCISF (es decir, usando un filtro que proporciona sólo el acortamiento de impulso), la relación señal a ruido (SNR) disminuye significativamente en la salida de la transformada de Fourier (es decir, FFT o DFT) a menos de 7 dB. Esta disminución se debe, en gran parte, al ruido superpuesto provocado por los lóbulos laterales de la transformada de Fourier. En cambio, con el SCISF, la SNR, en la salida de la transformada de Fourier, rastrea la SNR en la salida del SCISF en unos cuantos dB. En general, el SCISF proporciona una mejora en la SNR.

45 La respuesta espectral deseada del SCISF,  $G_d(\omega)$ , y la respuesta de frecuencia real,  $G(\omega)$ , se derivan de una restricción de energía para el SCISF, es decir, la respuesta espectral deseada debe localizar la energía de la respuesta al impulso eficaz dentro de una banda de frecuencia deseada. La restricción de energía se combina con una respuesta espectral deseada basándose en la densidad espectral de potencia de ruido medida. La función de coste resultante (o función de error) se minimiza entonces para obtener una característica de filtro práctica para el SCISF. Este proceso se presenta en detalle a continuación.

55 En la siguiente derivación, todos los vectores son vectores columna por defecto. Los vectores se indican mediante letras minúsculas en negrita (por ejemplo,  $\mathbf{t}$ ). El tamaño  $m_t$  de un vector  $\mathbf{t}$ , se escribe  $\mathbf{t}(m_t)$ . Los componentes de un vector se indican mediante letras minúsculas, por ejemplo,  $t(m_t) = [t_0 \dots t_{m_t-1}]^T$ . La convolución de la longitud  $m_t +$

$m_h - 1$  de los vectores  $\mathbf{t}(m_t)$  y  $\mathbf{h}(m_h)$  se indica  $\mathbf{t} * \mathbf{h}$ . La matriz de Toeplitz de un vector  $\mathbf{t}(m_t), \mathbf{t}(m_h) \Rightarrow [t_{m \dots t_n}]^T$ , se escribe  $T_{(m;n)}^{m_x}$ , y  $T_{(m;n)}^{m_x} \mathbf{x} = (\mathbf{t} * \mathbf{x})_{(m;n)}$ . La transformada discreta de Fourier de tiempo (DTFT) de un vector  $\mathbf{t}$  puede representarse como:

$$T(\omega) = \sum_{n=0}^{m_t-1} t_n e^{-j\omega n} \quad (1)$$

60

La EDIR del canal y la respuesta al impulso del SCISF se expresan como  $\mathbf{h}(m_h)$  y  $\mathbf{g}(m_g)$ , respectivamente. El prefijo cíclico tiene una longitud de  $m_c$  por símbolo. La energía de la respuesta al impulso eficaz debe localizarse en una región contigua de longitud objetivo  $m_l$ , donde  $m_l < m_c$ , mientras se satisface una restricción espectral. El criterio de energía que va a satisfacerse por el SCISF puede escribirse como:

5

$$\frac{\|(\mathbf{g} * \mathbf{h})_{(m, m+m_l-1)}\|^2}{\|(\mathbf{g} * \mathbf{h})\|^2} \geq \alpha \quad (2)$$

para algunos  $0 \leq m \leq m_g + m_h - 2$  y algunos  $0 < \alpha < 1$ . Definiendo el conjunto  $S^m$  como

10

$$S^m = \left\{ \mathbf{g} \in \mathbb{R}^{m_g} : \frac{\|(\mathbf{g} * \mathbf{h})_{(m, m+m_l-1)}\|^2}{\|(\mathbf{g} * \mathbf{h})\|^2} \geq \alpha \right\} \quad (3)$$

la respuesta al impulso del SCISF debe pertenecer a  $S^m$  para alguna  $m$ .

15

Supongamos que  $\omega_1, \dots, \omega_N$  es la ubicación de las subportadoras en el dominio de frecuencia. La restricción espectral puede aplicarse seleccionando  $\mathbf{g} \in S^m$ , de modo que la función de coste

$$J(\mathbf{g}) \triangleq \sum_{i=1}^N (|G(\omega_i)| - G_d(\omega_i))^2 \quad (4)$$

20

se minimiza para la respuesta espectral deseada  $G_d(\omega)$ .

Normalmente, esta optimización tendría que repetirse para todas las  $m$  posibles para seleccionar la respuesta al impulso de filtro,  $\mathbf{g}$ , que consigue el valor más bajo posible de  $J$ . Sin embargo, tal como se comenta a continuación, la optimización puede limitarse a unos cuantos valores bien elegidos de  $m$ .

25

La determinación de la respuesta al impulso de filtro puede realizarse en dos fases. En primer lugar, se obtiene la respuesta de frecuencia de magnitud deseada  $G_d(\omega)$  del filtro de acortamiento de impulso  $\mathbf{g}$  sobre los intervalos usados por el sistema de DMT. En segundo lugar, se optimiza  $J$  sobre  $S^m$  para un valor específico de  $m$ .

30

Para determinar la respuesta espectral deseada  $G_d(\omega)$ , es necesario usar expresiones para las relaciones señal a ruido observadas en los diversos intervalos de frecuencia en la salida de la DFT en el receptor. El sistema de DMT tiene  $M$  tonos (subportadoras), de los cuales se usan  $N$  (aquéllos de  $M_1$  a  $M_2$ ), y el canal de comunicación tiene una respuesta de frecuencia analógica  $H_c(f)$ . La densidad espectral de potencia de ruido analógica observada en la entrada del receptor A/D es  $S_\eta(f)$ . Antes de la conversión en el convertidor A/D, la señal analógica recibida puede filtrarse mediante un filtro de antisolapamiento con función de transferencia  $H_a(f)$ . La EDIR en la ausencia del filtro de acortamiento de impulso es  $h(n)$ . Después del convertidor A/D, la señal se alimenta al filtro de acortamiento de impulso con una respuesta al impulso de  $g(n)$ . El filtro de acortamiento de impulso garantiza que  $(h(n) * g(n))$  tenga una longitud más corta que el prefijo cíclico.  $G(\omega)$  es la transformada discreta de Fourier de tiempo de  $g(n)$ . Con estas condiciones, la energía de señal esperada  $\mu(k)$  observada en el intervalo  $k$  en la salida de la DFT de receptor de  $2M$  de longitud viene dada por:

40

$$\mu(k) = C_1 D_k \left| H\left(\frac{\pi k}{M}\right) \right|^2 \left| G\left(\frac{\pi k}{M}\right) \right|^2 ; \quad H(\omega) = H_c\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) H_a\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) \quad (5)$$

donde  $C_1$  es una constante,  $1/T$  la frecuencia de muestreo y  $D_k$  la potencia transmitida en el intervalo  $k$ . La potencia de ruido  $\eta(k)$  en el intervalo  $k$  es:

45

$$\eta(k) \approx C_2 \left[ S_\eta\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) \left| G(\omega) \right|^2 \left| H_a\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) \right|^2 \right] * \left[ \frac{\sin^2(M\omega)}{\sin^2\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right]_{\omega=\frac{\pi k}{M}} \quad (6)$$

donde  $C_2$  es otra constante y  $*$  indica la convolución. Suponiendo que el ruido en las bandas correspondientes a tonos no usados está lo suficientemente atenuado por el filtro de antisolapamiento,  $\eta(k)$  es aproximadamente igual a:

50

$$\eta(k) \approx C_3 \sum_{l=M_1}^{M_2} S_\eta\left(\frac{l}{2MT}\right) \left| G\left(\frac{\pi l}{M}\right) \right|^2 \left| H_a\left(\frac{l}{2MT}\right) \right|^2 (\alpha(k-l) + \alpha(2M-k-l)), \quad (7)$$

donde  $\alpha(n)$  se define como:

$$\alpha(n) = \int_{-\frac{\pi}{2M}}^{\frac{\pi}{2M}} \left[ \frac{\sin^2 \left( M \left( \frac{\omega}{M} - \lambda \right) \right)}{\sin^2 \left( \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{M} - \lambda \right) \right)} \right] d\lambda, \quad (8)$$

5  $M_1 \dots M_2$  son los tonos usados y  $C_3$  otra constante. Definiendo  $\mathbf{x}$  para que sea el vector de magnitudes de frecuencia que va a resolverse como:

$$\mathbf{x} \triangleq \begin{bmatrix} |G(\frac{\omega_{M_1}}{M})|^2 \\ \vdots \\ |G(\frac{\omega_{M_2}}{M})|^2 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

10 la SNR en el intervalo  $k$  puede observarse como que está en la forma  $\frac{b_k x_k}{a_k^T \mathbf{x}}$ , en la que  $b_k$  son escalares y  $a_k$  son vectores.

Para determinar la respuesta espectral deseada, se elige  $\mathbf{x}$  para maximizar el rendimiento global de bits. Aproximando la capacidad del intervalo  $k$  mediante  $\sqrt{\text{SNR}(k)}$ , el perfil espectral óptimo se obtiene minimizando la

15 función de coste  $F$ , donde:

$$F(\mathbf{x}) = - \sum_{k=M_1}^{M_2} \sqrt{\frac{b_k x_k}{a_k^T \mathbf{x}}}. \quad (10)$$

Esta minimización se realiza en:

20

$$\mathcal{X} = \{ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N : \|\mathbf{x}\| = 1, x_i \geq 0, 1 \leq i \leq N \} \quad (11)$$

y puede realizarse mediante una cualquiera de una variedad de estrategias de optimización restringidas, tal como se trata en Bertsekas, Nonlinear Programming, Athena Scientific, Belmont, MA, 1995. Puede aplicarse un filtro medio a la salida del algoritmo de optimización para suavizar la respuesta espectral deseada resultante.

25

Supongamos que  $\mathbf{A} \triangleq \mathbf{H}_{(0:m_b+m_g-2)}^{m_g}$  y  $\mathbf{B} \triangleq \mathbf{H}_{(m:m+m_l-1)}^{m_g}$ . La restricción de energía en la ecuación (3) puede escribirse como

$$\mathcal{S}^m = \left\{ \mathbf{g} \in \mathbb{R}^{m_g} : \frac{\mathbf{g}^T \mathbf{B}^T \mathbf{B} \mathbf{g}}{\mathbf{g}^T \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{g}} \geq \alpha \right\}. \quad (12)$$

30

La matriz  $\mathbf{A}$  tiene un rango de columna completa, puesto que corresponde a una convolución completa, de modo que  $\mathbf{R}_A \triangleq \mathbf{A}^T \mathbf{A}$  puede invertirse. Supongamos  $\mathbf{R}_B \triangleq \mathbf{B}^T \mathbf{B}$ . Definiendo  $\mathbf{q} = \mathbf{R}_A^{0.5} \mathbf{h}$ , donde  $\mathbf{R}_A^{0.5}$  es la raíz cuadrada de la matriz definida positiva  $\mathbf{R}_A$ , la restricción de energía establecida puede escribirse en términos de  $\mathbf{q}$  como:

35

$$\mathcal{Q} \triangleq \left\{ \mathbf{q} \in \mathbb{R}^{m_g} : \frac{\mathbf{q}^T \mathbf{R}_A^{-0.5} \mathbf{R}_B \mathbf{R}_A^{-0.5} \mathbf{q}}{\mathbf{q}^T \mathbf{q}} \geq \alpha \right\}. \quad (13)$$

La siguiente etapa es reducir la dimensionalidad, es decir, el número de variables para buscar en el proceso de optimización. Por ejemplo, en una aplicación de línea de abonado digital de vídeo (VDSL), puede requerirse un filtro de acortamiento de impulso que tenga varios cientos de tomas. Buscar en un espacio variable tan grande es difícil y poco práctico. A su vez, la optimización se realiza buscando un subconjunto de menor dimensión hábilmente elegido del espacio variable. Esta simplificación en el proceso de optimización puede realizarse sin reducción significativa en el rendimiento del sistema de comunicación.

40

45 La reducción en la dimensionalidad se cumple mediante una transformación de variables. Supongamos  $\mathbf{C} \triangleq \mathbf{R}_A^{-0.5} \mathbf{R}_B \mathbf{R}_A^{-0.5}$ . Supongamos que  $\mathbf{S} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{U}^T$  es la descomposición en valores singulares de  $\mathbf{C}$ , donde  $\Sigma$  es una



matriz diagonal cuyo elemento (i,i)-ésimo es  $\sigma_i$  y donde el  $\sigma_i$  está dispuesto en orden descendente, Si  $\sigma_i < \alpha$ , no hay ninguna solución viable correspondiente al retardo m. Si  $\sigma_i \geq \alpha$ , supongamos

$$\mathbf{U} = [\mathbf{U}_1 \mathbf{U}_2] \quad \Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \\ 0 & \Sigma_2 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

5 donde  $\mathbf{U}_1$  tiene un tamaño  $(m_g, m_d)$  y  $\Sigma_1$  tiene un tamaño  $(m_d, m_d)$  para alguna  $m_d$ . Estas ecuaciones definen la dimensión del espacio de rango de la matriz  $\mathbf{U}_1$ , sobre la que se confina la búsqueda. La dimensión  $m_d$  puede elegirse o bien para incluir todo el  $\sigma_i$  mayor que algún umbral  $\beta, \beta < \alpha$ , o bien  $m_d$  puede ser un número fijo. Las simulaciones indican que  $m_d$  puede ser menos que  $m_g$  en más de un orden de magnitud sin afectar significativamente al rendimiento del sistema de comunicación.

La reducción de dimensionalidad se consigue mediante una transformación adicional de variables:  $\mathbf{q} = \mathbf{U}_1 \mathbf{v}$ . La restricción de energía establecida pasa ahora a ser:

$$\mathcal{V} \triangleq \left\{ \mathbf{v} \in \mathbb{R}^{m_d} : \frac{\mathbf{v}^T \Sigma_1 \mathbf{v}}{\mathbf{v}^T \mathbf{v}} \geq \alpha \right\} = \left\{ \mathbf{v} \in \mathbb{R}^{m_d} : \mathbf{v} \neq 0, \alpha \|\mathbf{v}\|^2 - \mathbf{v}^T \Sigma_1 \mathbf{v} \leq 0 \right\} \quad (15)$$

usando la identidad  $\mathbf{U}_1^T \mathbf{C} \mathbf{U}_1 = \Sigma_1$ .

A continuación, la función de coste se expresa en términos de  $\mathbf{v}$ . Para una  $\mathbf{v}$  particular, la  $\mathbf{g}$  correspondiente viene dada por  $\mathbf{g} = \mathbf{R}_A^{-0.5} \mathbf{U}_1 \mathbf{v}$ , lo que conduce a:

$$\begin{bmatrix} G(\omega_1) \\ \vdots \\ G(\omega_N) \end{bmatrix} = \mathbf{F} \mathbf{g}; \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\omega_1} & e^{-j2\omega_1} & \dots & e^{-j(m_g-1)\omega_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j\omega_N} & e^{-j2\omega_N} & \dots & e^{-j(m_g-1)\omega_N} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Supongamos  $\mathbf{D} \triangleq \mathbf{F} \mathbf{R}_A^{-0.5} \mathbf{U}_1$ . Supongamos  $\mathbf{D}^R \triangleq \text{real}(\mathbf{D})$  y  $\mathbf{D}^I \triangleq \text{imag}(\mathbf{D})$ .  $\mathbf{D}^R$  y  $\mathbf{D}^I$  son matrices reales de tamaño  $(N, m_d)$ . Supongamos que  $\mathbf{d}_{R,n}^T, 1 \leq n \leq N$  y  $\mathbf{d}_{I,n}^T, 1 \leq n \leq N$  sean las filas de  $\mathbf{D}^R$  y  $\mathbf{D}^I$ , respectivamente, Entonces:

$$\begin{aligned} |G(\omega_n)| &= \sqrt{(\mathbf{d}_{R,n}^T \mathbf{v})^2 + (\mathbf{d}_{I,n}^T \mathbf{v})^2} \\ &= \sqrt{\mathbf{v}^T (\mathbf{d}_{R,n} \mathbf{d}_{R,n}^T + \mathbf{d}_{I,n} \mathbf{d}_{I,n}^T) \mathbf{v}} = \sqrt{\mathbf{v}^T \Gamma_n \mathbf{v}} \end{aligned}$$

donde  $\Gamma_n \triangleq \mathbf{d}_{R,n} \mathbf{d}_{R,n}^T + \mathbf{d}_{I,n} \mathbf{d}_{I,n}^T$ . Estas definiciones dan como resultado:

$$J_o(\mathbf{v}) \triangleq j(g(\mathbf{v})) = \sum_{n=1}^N \left( \sqrt{\mathbf{v}^T \Gamma_n \mathbf{v}} - G_d(\omega_n) \right)^2 \quad (17)$$

El gradiente y la matriz hessiana de  $J_o$  son:

$$\nabla_{J_o}(\mathbf{v}) = \sum_{n=1}^N 2 \left( 1 - \frac{G_d(\omega_n)}{\sqrt{\mathbf{v}^T \Gamma_n \mathbf{v}}} \right) \Gamma_n \mathbf{v} \quad (18)$$

$$\mathbf{H}_{J_o}(\mathbf{v}) = \sum_{n=1}^N 2 \left[ \left( 1 - \frac{G_d(\omega_n)}{\sqrt{\mathbf{v}^T \Gamma_n \mathbf{v}}} \right) \Gamma_n + \frac{G_d(\omega_n)}{(\sqrt{\mathbf{v}^T \Gamma_n \mathbf{v}})^3} \Gamma_n \mathbf{v} \mathbf{v}^T \Gamma_n \right] \quad (19)$$

La proyección  $P_V(\mathbf{y})$  de cualquier  $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$  en  $V$  se define como

$$P_V(\mathbf{y}) \triangleq \arg \min_{\mathbf{v} \in V} \|\mathbf{y} - \mathbf{v}\|^2 \quad (20)$$

Para desarrollar un algoritmo para optimizar la función de coste  $J_0$  sobre  $V$ , debe derivarse una expresión para  $P_V(y)$ . No hay ninguna expresión de forma cerrada para este operador de proyección; sin embargo, existe un algoritmo muy eficaz para calcularlo. Si  $y \in V$ ,  $P_V(y)=y$ . Si no, la proyección en  $V$  es la misma que la proyección en su límite, definida por:

5

$$\text{limite}(V) \triangleq \{v \in \mathbb{R}^{m_d} : v \neq 0, \alpha \|v\|^2 - v^T \Sigma_1 v = 0\} \quad (21)$$

Esto último puede cumplirse usando multiplicadores de LaGrange de la manera siguiente. Definiendo una función de coste modificada  $S$  como:

10

$$S(v) \triangleq \|y - v\|^2 + \mu(\alpha \|v\|^2 - v^T \Sigma_1 v) \quad (22)$$

La ecuación  $\nabla_S(v) = 0$  debe resolverse en el límite de  $V$ . Esto se reduce a las siguientes ecuaciones simultáneas:

$$[(1 + \mu\alpha)I - \mu\Sigma_1]v = 0 \quad (23)$$

15

$$\alpha \|v\|^2 - v^T \Sigma_1 v = 0 \quad (24)$$

Resolviendo para  $v$  en términos de  $\mu$  a partir de (23) y sustituyendo en (24), se obtiene la siguiente ecuación para  $\mu$ :

$$y^T \text{diag} \left( \frac{\alpha - \sigma_i}{[1 + \mu(\alpha - \sigma_i)]^2} \right) y = 0 \quad (25)$$

20

La ecuación (25) puede escribirse como ecuación polinómica de orden  $2m_d$  en  $\mu$ . La ecuación polinómica debe resolverse para las raíces reales y positivas, lo que puede realizarse usando uno de una variedad de algoritmos eficaces para hallar la raíz en la bibliografía. Debe elegirse una de las raíces reales, positivas mediante enumeración de modo que, cuando se sustituye en la expresión para  $v$ , conduce a  $\|y - v\|^2$ .

25

Puesto que el gradiente y la matriz hessiana de la función de coste  $J_0$  y el operador de proyección en  $V$  están disponibles, la optimización puede realizarse de manera muy eficaz. Por ejemplo, puede usarse el método de las penalizaciones, tal como se describe en Bertsekas, Nonlinear Programming, Athena Scientific, Belmont, MA, 1995, o una estrategia iterativa que consiste en el descenso de gradiente seguido por la proyección en  $V$ . Ambas técnicas se han sometido a prueba y funcionan bien.

30

El SCISF puede configurarse, determinando los coeficientes de filtro durante un periodo de entrenamiento o adaptación. El SCISF filtra la salida  $\{y_k\}$  del receptor A/D 80. Los coeficientes se seleccionan usando un algoritmo que minimiza el error cuadrático entre una secuencia de referencia  $\{u_k\}$  generada por el receptor y la salida del SCISF  $\{\hat{u}_k\}$ . El SCISF puede ser un filtro de respuesta finita al impulso (FIR) o un filtro de respuesta infinita al impulso (IIR). El SCISF puede entrenarse tras la activación del sistema de comunicación o de manera periódica durante el funcionamiento del sistema para compensar las variaciones en el perfil de ruido de canal.

35

El entrenamiento puede realizarse usando una variación de uno de los algoritmos adaptativos clásicos, tales como mínimos cuadrados promedio (LMS). LMS normalizados, o mínimos cuadrados recursivos (RLS). Por ejemplo, el siguiente algoritmo es una versión del algoritmo LMS normalizado en el que  $b_0, \dots, b_N$  y  $a_1, \dots, a_N$  son las partes de FIR e IIR de un SCISF que tiene una respuesta al impulso,  $g$ . La transformada de  $z$   $G(z)$  es:

40

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 - a_1 z^{-1} - \dots - a_N z^{-N}} \quad (26)$$

45

La adaptación de los coeficientes  $a_i$  y  $b_i$  se define en las siguientes ecuaciones, en las que  $a_i(k)$  y  $b_i(k)$  son los valores de estos coeficientes durante la  $k$ -ésima iteración. El parámetro  $\mu$  es una constante predeterminada con un valor de 0.4.

$$\hat{u}_k = \sum_{i=0}^N b_i(k)y_{k-i} + \sum_{j=1}^N a_j(k)\hat{u}_{k-j} \quad (27)$$

$$\alpha_k = [b_0(k), \dots, b_N(k)] \quad (28)$$

$$\beta_k = [a_1(k), \dots, a_N(k)] \quad (29)$$

$$d_k = [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-N}] \quad (30)$$

$$c_k = [\hat{u}_{k-1}, \hat{u}_{k-2}, \dots, \hat{u}_{k-N}] \quad (31)$$

$$e_k \triangleq u_k - \hat{u}_k \quad (32)$$

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k + \mu \frac{e_k d_k}{\|d_k\|^2} \quad (33)$$

$$\beta_{k+1} = \beta_k + \mu \frac{e_k c_k}{\|c_k\|^2} \quad (34)$$

5 En un primer ejemplo, los coeficientes del SCISF se determinan durante un periodo de entrenamiento inicial tras la activación del sistema de comunicación usando el algoritmo LMS descrito anteriormente. Se introduce una secuencia predeterminada de bits  $x_k$  al transmisor 12. La secuencia de bits da como resultado una secuencia de números reales  $\{x_k\}$  en la entrada del D/A 60. Tal como se muestra en las figuras 1 y 10, la señal transmitida se filtra y se corrompe por ruido mediante el canal 70 de transmisión, dando como resultado una secuencia recibida  $\{y_k\}$  en la salida del A/D 80 en el receptor 14. El SCISF 90 filtra y transforma la secuencia recibida  $\{y_k\}$  en una secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$ . La secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  se compara (en un comparador 205 de señales) con la secuencia predeterminada  $x_k$ , que está almacenada en la memoria 210 en el receptor. La comparación da como resultado una señal de error  $e_k$  que se introduce al procesador 215 de algoritmo LMS junto con la secuencia  $\{\hat{x}_k\}$ .

15 El proceso de entrenamiento determina coeficientes para el SCISF de modo que la salida  $\{\hat{x}_k\}$  coincide con la secuencia predeterminada  $\{x_k\}$  tanto como sea posible en un sentido de mínimos cuadrados, es decir, se minimiza el error cuadrático promedio entre la salida y la secuencia predeterminada. Durante el proceso de entrenamiento, los coeficientes del SCISF convergen a valores que permiten que el SCISF reduzca ISI y el ruido aditivo. El SCISF resultante hace coincidir  $P_1(\omega)$  en el dominio de frecuencia en un sentido de mínimos cuadrados, donde:

$$P_1(\omega) = \frac{S_x(\omega)H^*(\omega)}{S_x(\omega)H(\omega)^2 + S_n(\omega)} \quad (35)$$

20 En la ecuación anterior,  $S_x(\omega)$  es la densidad espectral de potencia en la entrada del transmisor D/A 60,  $S_n(\omega)$  es la densidad espectral de potencia del ruido aditivo en la salida del A/D 80, y  $H(\omega)$  es la respuesta de frecuencia de la respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EOIR) del canal 70 de transmisión, filtro 65 de transmisión, y filtro 75 de recepción medida entre la entrada del transmisor D/A 60 y la salida del receptor A/D 80.

30 Con la finalización del entrenamiento inicial del SCISF, se fijan los coeficientes de SCISF y se entrena el ecualizador de dominio de frecuencia (FEQ 130) del receptor usando técnicas convencionales para receptores de DMT. Tras el entrenamiento del FEQ, el SCISF puede entrenarse o adaptarse de manera periódica durante el funcionamiento del sistema de comunicación. Puesto que no es eficaz transmitir de manera repetida una secuencia de bits predeterminada durante el funcionamiento del sistema de comunicación, el proceso de entrenamiento periódico usa datos de comunicación transmitidos para generar las secuencias de referencia y salida, tal como se describe más adelante

35 Durante el funcionamiento del sistema de comunicación, se introduce una secuencia de bits de datos de comunicación  $x_k$  al transmisor 12 (véase la figura 1). La secuencia de bits de datos da como resultado una secuencia de números reales  $\{x_k\}$  en la entrada del D/A 60. Tal como se muestra en las figuras 1 y 11, se filtra la señal transmitida y se corrompe por ruido mediante el canal 70 de transmisión, dando como resultado una secuencia recibida  $\{y_k\}$  en la salida del A/D 80 en el receptor 14. El SCISF 90 filtra y transforma la secuencia recibida  $\{y_k\}$  en una secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$ .

También se introduce la secuencia recibida  $\{y_k\}$  a un retardo 305 y luego a un SCISF 300 secundario que tiene los mismos coeficientes que el SCISF 90 primario tras el entrenamiento inicial. Una configuración de este tipo permite realizar un entrenamiento periódico sin afectar al funcionamiento del sistema de comunicación. El SCISF 300 secundario se entrena de manera periódica o continua usando un algoritmo similar al usado para el entrenamiento inicial. Los nuevos coeficientes del SCISF 300 secundario se copian de manera periódica al SCISF 90 primario.

En un proceso de entrenamiento inicial, se compararía la secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  del SCISF 300 secundario (en un comparador 205 de señales) con una secuencia predeterminada  $x_k$  almacenada en la memoria. Sin embargo, tal como se comentó anteriormente, se usa una secuencia de bits de comunicación de datos como secuencia de referencia para entrenamiento en lugar de una secuencia predeterminada. Como tal, el receptor debe tener una manera de generar una señal de referencia para compararla con la salida del SCISF.

Para calcular la secuencia de referencia, el receptor esencialmente duplica los procesos de codificación y modulación del transmisor usando la salida del decodificador 140. Debido a que ya se ha realizado el entrenamiento inicial, la salida de SCISF 90  $\{\hat{x}_k\}$  coincide en gran medida con la secuencia predeterminada  $\{x_k\}$  y se minimizan ISI y el ruido aditivo. Por tanto, la salida de datos del decodificador 140 coincide en gran medida con la secuencia transmitida de bits de datos de comunicación  $x_k$ . Los bits de datos se introducen en un codificador 320, una IDFT 330, un convertidor 340 de paralelo a serie, y un sumador 350 de prefijos similares a los del transmisor. La secuencia de salida  $\{x_k\}$  de esta cadena se introduce al procesador 215 de algoritmo LMS y se usa como secuencia de referencia en el algoritmo de entrenamiento.

La secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  del SCISF 300 secundario se compara (en un comparador 205 de señales) con la secuencia de referencia  $\{x_k\}$ , que se emite por la cadena (320, 330, 340 y 350) de codificación/modulación. Tal como se observó anteriormente, la secuencia recibida  $\{y_k\}$  pasa a través de un retardo 305 antes de introducirse al SCISF 300 secundario. El retardo 305 compensa el retardo de procesamiento en la cadena de demodulación/decodificación y la cadena de codificación/modulación. La comparación da como resultado una señal de error  $e_k$  que se introduce al procesador 215 de algoritmo LMS: El proceso de entrenamiento determina los coeficientes para el SCISF 300 secundario de modo que la salida  $\{\hat{x}_k\}$  coincide con la secuencia de referencia  $\{x_k\}$  tanto como sea posible en un sentido de mínimos cuadrados, es decir, se minimiza el error cuadrático promedio entre la salida y la secuencia de referencia. De manera periódica, se copian los coeficientes del SCISF 300 secundario al SCISF 90 primario.

En otro ejemplo tal como se muestra en la figura 12, puede realizarse el entrenamiento periódico con un único SCISF 90. En esta configuración, el A/D 80 emite una secuencia recibida  $\{y_k\}$  en el receptor 14. El SCISF 90 filtra y transforma la secuencia recibida  $\{y_k\}$  en una secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$ . La secuencia recibida  $\{y_k\}$  también se introduce en un retardo 305. Después de que la secuencia recibida  $\{y_k\}$  pasa a través del SCISF 90, se cambia un conmutador 360 de datos de la posición A a la posición B, permitiendo que la secuencia recibida retardada realice un segundo paso a través del SCISF 90. También puede abrirse un conmutador 370 de salida, de modo que los datos no se emitan durante el proceso de entrenamiento. Además, los coeficientes de SCISF se controlan mediante el algoritmo LMS durante el proceso de entrenamiento.

Se calcula una secuencia de referencia como en la configuración de la figura 11. Los bits de datos se introducen en un codificador 320, una IDFT 330, un convertidor 340 de paralelo a serie, y un sumador 350 de prefijos. La secuencia de referencia resultante  $\{x_k\}$  se introduce al procesador de algoritmo LMS.

La secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  del segundo paso a través del SCISF 90 se compara (en el comparador 205 de señales) con la secuencia de referencia. Tal como se observó anteriormente, la secuencia recibida  $\{y_k\}$  pasa a través de un retardo 305 antes de introducirse en el SCISF 90 para el segundo paso. El retardo 305 compensa el retardo de procesamiento en la cadena de demodulación/decodificación y la cadena de codificación/modulación. La comparación da como resultado una señal de error  $e_k$  que se introduce al procesador 215 de algoritmo LMS. El proceso de entrenamiento determina los coeficientes para el SCISF 90 de modo que la salida  $\{\hat{x}_k\}$  coincida con la secuencia de referencia  $\{x_k\}$  tanto como sea posible en un sentido de mínimos cuadrados, es decir, se minimiza el error cuadrático promedio entre la salida y la secuencia de referencia.

A continuación, los coeficientes del SCISF 90 se actualizan con respecto a los coeficientes determinados en el proceso de entrenamiento.

En una segunda realización a modo de ejemplo, los coeficientes de SCISF 90 se eligen de modo que la respuesta de frecuencia del SCISF coincida con una respuesta espectral deseada  $G_d(\omega)$  que busca minimizar los efectos del ruido superpuesto y maximizar el rendimiento global de bits del sistema. Se determina la respuesta espectral deseada  $G_d(\omega)$  basándose en las relaciones señal a ruido observadas en los diversos intervalos de frecuencia de la DFT 120 en el receptor.

Por ejemplo, un sistema de OFDM puede tener  $M$  tonos, de los que se usan  $N$  ( $m_1$  a  $m_N$ ). El sistema opera sobre un canal con respuesta de frecuencia analógica  $H_c(f)$ . En referencia de nuevo a la figura 1, la densidad espectral de potencia de ruido analógica en la entrada del receptor A/D 80 es  $S_\eta(f)$ . Antes del receptor A/D 80, la señal analógica recibida puede filtrarse mediante un filtro de antisolapamiento (es decir, filtro 75 de recepción) que tiene una función de transferencia  $H_a(f)$ . La respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EDIR) del canal de transmisión del sistema de OFDM (incluyendo el filtro 65 de transmisión y el filtro 75 de recepción) es  $h(n)$ . La salida del A/D 80 se introduce a un SCISF 90 que tiene una respuesta al impulso  $g(n)$ .  $G(\omega)$  es la respuesta espectral que corresponde a  $g(n)$ .

10 La energía de señal esperada  $\mu(k)$  observada en el intervalo de frecuencia  $k$  en la salida de la DFT 120, que tiene una longitud de  $NM$ , es:

$$\mu(k) = C_1 D_k \left| H\left(\frac{\pi k}{M}\right) \right|^2 \left| G\left(\frac{\pi k}{M}\right) \right|^2; \quad H(\omega) = H_c\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) H_a\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) \quad (36)$$

15 donde  $C_1$  es una constante,  $1/T$  es la frecuencia de muestreo y  $D_k$  es la potencia transmitida en el intervalo de frecuencia  $k$ . La potencia de ruido  $\eta(k)$  en el intervalo  $k$  es:

$$\eta(k) = C_2 \left[ S_\eta\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) \left| G(\omega) \right|^2 \left| H_a\left(\frac{\omega}{2\pi T}\right) \right|^2 \right] * \left[ \frac{\sin^2(M\omega)}{\sin^2\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right] \Big|_{\omega=\frac{\pi k}{M}} \quad (37)$$

20 donde  $C_2$  es una constante y \* indica una convolución de las transformadas discretas de Fourier. Si el ruido, en las bandas ocupadas por tonos no usados, se atenúa lo suficiente por el filtro de antisolapamiento (filtro 75 de recepción),  $\eta(k)$  es aproximadamente:

$$\eta(k) \approx C_3 \sum_{l=m_1}^{m_N} S_\eta\left(\frac{l}{2MT}\right) \left| G\left(\frac{\pi l}{M}\right) \right|^2 \left| H_a\left(\frac{l}{2MT}\right) \right|^2 (\tau(k-l) + \tau(2M-k-l)), \quad (38)$$

25 donde  $\tau(n)$  se define como:

$$\tau(n) = \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} \left[ \frac{\sin^2\left(M\left(\frac{\pi n}{M} - \lambda\right)\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{\pi n}{M} - \lambda\right)\right)} \right] d\lambda, \quad (39)$$

30  $m_1, \dots, m_N$  son los tonos usados, y  $C_3$  es una constante. Se define un vector de magnitudes de frecuencia  $g$  como:

$$g \triangleq \begin{bmatrix} \left| G\left(\frac{\pi m_1}{M}\right) \right|^2 \\ \vdots \\ \left| G\left(\frac{\pi m_N}{M}\right) \right|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 \\ \vdots \\ G_N \end{bmatrix} \quad (40)$$

35 La SNR en el intervalo de frecuencia  $k$  es  $\frac{r_k G_k}{s_k^T g}$  para escalares  $r_k$  y vectores  $s_k$ . Los escalares  $r_k$  se definen por:

$$r_k \triangleq C_1 D_k \left| H\left(\frac{\pi k}{M}\right) \right|^2 \quad (41)$$

y  $s_k(l)$ , el  $l$ -ésimo componente de  $s_k$  se define por:

$$s_k(l) = C_3 S_\eta\left(\frac{l}{2MT}\right) \left| H_a\left(\frac{l}{2MT}\right) \right|^2 (\tau(k-l) + \tau(2M-k-l)) \quad (42)$$

40 Para determinar una expresión para  $g$  que maximiza el rendimiento global de bits del sistema, la capacidad de cada intervalo de frecuencia  $k$  se aproxima por  $\log(1 + \text{SNR}_k)$ . Por consiguiente, se determina el perfil espectral óptimo minimizando la función de coste  $F$ , donde:

45

$$F(\mathbf{g}) = -\sum_{k=1}^{n_k} \log \left( 1 + \frac{r_k G_k}{s_k^2 g} \right) \quad (43)$$

Puesto que  $G_k = |G(\pi m_k / M)|^2$ , la minimización de la función de coste se realiza sobre todos los valores positivos de  $G_k$ , como:

$$\mathbf{g}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{g} \in G} F(\mathbf{g}) \quad (44)$$

donde:

$$G = \{ \mathbf{g} \in \mathbb{R}^N : \|\mathbf{g}\| = 1, G_i \geq 0, 1 \leq i \leq N \} \quad (45)$$

Puede usarse una variedad de estrategias de optimización restringidas para resolver las ecuaciones anteriores para  $\mathbf{g}_{opt}$ .

Una vez determinadas la respuesta de impulso óptimo  $\mathbf{g}_{opt}$  y la respuesta espectral deseada  $G_d(\omega)$  (que puede expresarse como  $G_d(\pi m_k / M)$  para un sistema que tiene  $M$  tonos), se usa un proceso de entrenamiento para adaptar el SCISF 90 de modo que su respuesta al impulso  $g$  coincida con la respuesta espectral deseada. Tal como se muestra en la figura 13, el proceso de entrenamiento puede generalizarse como sistema de realimentación. Se introduce una secuencia de referencia  $x_k$  al sistema. Esto corresponde a introducir una secuencia de bits de referencia predeterminada a un transmisor. La secuencia de referencia pasa a través de un canal 410 de transmisión que tiene una respuesta de frecuencia  $H(f)$  (incluyendo el canal de transmisión físico y los filtros de transmisión y recepción). El ruido aditivo  $\eta_k$  del canal de transmisión se representa en este modelo general como una entrada externa al sistema. La señal resultante  $y_k$  se introduce a un filtro 430 que tiene una respuesta de frecuencia  $G(f)$ , por ejemplo, un SCISF. A continuación, la salida del filtro 430 se pasa a un procesador 440 de adaptación, que calcula una señal de error basándose en el bucle 450 de realimentación y adapta el filtro en consecuencia. El procesador de adaptación puede usar, por ejemplo, el algoritmo LMS descrito anteriormente.

La secuencia de referencia  $x_k$  también se introduce al bucle 450 de realimentación, que pasa la secuencia de referencia  $x_k$  a través de un filtro 460 de ajuste a escala con característica de frecuencia  $Q(f)$ . Se determina la característica de frecuencia  $Q(f)$  del filtro 460 de ajuste a escala (que puede expresarse como un conjunto de factores de ajuste a escala de dominio de frecuencia  $Q_k$ ) de modo que el SCISF se adapta a la respuesta espectral deseada. La salida del filtro 460 de ajuste a escala se usa como referencia para el cálculo de la señal de error en el procesador 440 de adaptación, tal como se describió anteriormente.

Usando el sistema de realimentación general mostrado en la figura 13, puede entrenarse un SCISF que tiene una respuesta al impulso  $g$  para minimizar el error  $\|q * x - x * g * h - \eta * g\|^2$ . El filtro resultante coincide con  $P_2(\omega)$  en el dominio de frecuencia en un sentido de mínimos cuadrados, donde:

$$P_2(\omega) = \frac{S_x(\omega) H^*(\omega) Q(\omega)}{S_x(\omega) |H(\omega)|^2 + S_\eta(\omega)} \quad (46)$$

$S_x(\omega)$  es la densidad espectral de potencia en la entrada del sistema.  $H(\omega)$  es la respuesta de frecuencia de la respuesta al impulso de tiempo discreto eficaz (EDIR) del canal de transmisión,  $S_\eta(\omega)$  es la densidad espectral de potencia del ruido aditivo, y  $Q(\omega)$  es la respuesta espectral del filtro 460 de ajuste a escala que tiene una respuesta al impulso  $q$ .

La solución para  $\mathbf{g}_{opt}$  en las ecuaciones anteriores especifica sólo la magnitud de la respuesta espectral del SCISF. Si el SCISF es un filtro FIR, puede usarse una característica de fase lineal. Si la longitud del SCISF es  $n_g$ , los valores deseados de  $G(\omega)$  para los intervalos de frecuencia de interés son:

$$G_d(\pi M_k / M) \triangleq \sqrt{g_{opt}(k)} \exp \left( \frac{-j\pi M_k (n_g - 1)}{2M} \right) \quad (47)$$

Los valores  $Q_k$  se definen por:

$$Q_k = \frac{G_d(\pi m_k / M) \left( S_z(j\pi k / M) H(j\pi k / M) \right)^2 + S_n(j\pi k / M)}{S_n(j\pi k / M) H^*(j\pi k / M)} \quad (48)$$

Los valores de  $Q_k$  pueden calcularse durante un periodo de entrenamiento inicial y pueden actualizarse de manera periódica durante el funcionamiento del sistema de comunicación.

5 Tal como se muestra en las figuras 14-16, puede usarse el proceso de entrenamiento de realimentación general para realizar un entrenamiento inicial de un SCISF seguido por un entrenamiento periódico análogo al proceso descrito anteriormente con respecto a las figuras 10-12. Una diferencia entre las técnicas es que se usa una señal de referencia ajustada a escala  $(x^*q)_k$  en lugar de una referencia no ajustada a escala  $x_k$ .

10 En referencia a la figura 14, para realizar el entrenamiento inicial, se introduce una secuencia predeterminada de bits  $x_k$  al transmisor. Se filtra la señal transmitida y se corrompe por ruido mediante el canal de transmisión, dando como resultado una secuencia recibida  $\{y_k\}$  en la salida del A/D 80 en el receptor. El SCISF 90 filtra y transforma la secuencia recibida  $\{y_k\}$  en una secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$ . La secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  se compara (en un comparador 15 205 de señales) con una secuencia de referencia ajustada a escala  $(x^*q)_k$ .

La secuencia de referencia ajustada a escala se calcula a partir de una copia de la secuencia predeterminada  $x_k$  que está almacenada en la memoria 210 en el receptor. Como primera etapa, la secuencia predeterminada se introduce a un convertidor 510 de serie a paralelo y una DFT 515. La señal de dominio de frecuencia resultante se introduce a un filtro 520 de ajuste a escala que aplica el conjunto de factores de ajuste a escala de dominio de frecuencia  $Q_k$  que hace que el SCISF se adapte a la respuesta espectral deseada, tal como se comentó anteriormente. La señal ajustada a escala se introduce a una transformada 330 discreta de Fourier inversa, un convertidor 340 de paralelo a serie y un sumador 350 de prefijo cíclico, dando como resultado una secuencia de referencia ajustada a escala  $(x^*q)_k$ . La comparación de la secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  con la secuencia de referencia ajustada a escala  $(x^*q)_k$  da como resultado una señal de error  $e_k$  que se introduce al procesador 215 de algoritmo LMS junto con la secuencia  $\{\hat{x}_k\}$ . Alternativamente, puede almacenarse una referencia de dominio de frecuencia (por ejemplo, una secuencia de bits predeterminada que se ha procesado por un convertidor de serie a paralelo y DFT) en la memoria en el receptor, lo que eliminaría la necesidad de un convertidor de serie a paralelo y la transformada discreta de Fourier en el bucle de realimentación.

30 Tras el entrenamiento inicial, el SCISF se entrena de manera periódica durante el funcionamiento del sistema de comunicación. Se introduce una secuencia de bits de datos de comunicación  $x_k$  al transmisor. En referencia a la figura 15, se filtra la señal transmitida y se corrompe por ruido mediante el canal de transmisión, dando como resultado una secuencia recibida  $\{y_k\}$  en la salida del A/D 80 en el receptor. El SCISF 90 filtra y transforma la 35 secuencia recibida  $\{y_k\}$  en una secuencia de salida  $\{\hat{x}'_k\}$ .

La secuencia recibida  $\{y_k\}$  también se introduce a un retardo 305 y luego a un SCISF 300 secundario que tiene los mismos coeficientes que el SCISF 90 primario tras el entrenamiento inicial. El SCISF 300 secundario proporciona una secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$ , que se compara con una secuencia de referencia durante el proceso de entrenamiento periódico. Una configuración de este tipo permite realizar el entrenamiento periódico sin afectar al funcionamiento del sistema de comunicación. El SCISF 300 secundario se entrena de manera periódica o continua usando un algoritmo similar al usado para el entrenamiento inicial. Los nuevos coeficientes del SCISF 300 secundario se copian de manera periódica al SCISF 90 primario.

45 Para calcular la secuencia de referencia, se introduce la salida de datos del decodificador 140 en un codificador 320. La señal de dominio de frecuencia resultante se introduce en un filtro 520 de ajuste a escala que aplica el conjunto de factores de ajuste a escala de dominio de frecuencia  $Q_k$  que hace que el SCISF se adapte a la respuesta espectral deseada, tal como se comentó anteriormente. La señal ajustada a escala se introduce en una transformada 330 discreta de Fourier inversa, un convertidor 340 de paralelo a serie y un sumador 350 de prefijo 50 cíclico, dando como resultado una secuencia de referencia ajustada a escala  $(x^*q)_k$ . La comparación de la secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  con la secuencia de referencia ajustada a escala  $(x^*q)_k$  da como resultado una señal de error  $e_k$  que se introduce en el procesador 215 de algoritmo LMS. El proceso de entrenamiento determina los coeficientes para el SCISF 300 secundario de modo que la salida  $\{\hat{x}_k\}$  coincide con la secuencia de referencia 55 ajustada a escala  $(x^*q)_k$  tanto como sea posible en un sentido de mínimos cuadrados, es decir, se minimiza el error cuadrático promedio entre la salida y la secuencia de referencia. De manera periódica, los coeficientes del SCISF

300 secundario se copian al SCISF 90 primario.

Alternativamente, tal como se muestra en la figura 16, el entrenamiento periódico puede realizarse con un único SCISF 90. En esta configuración, el A/D 80 emite una secuencia recibida  $\{y_k\}$  en el receptor. El SCISF 90 filtra y

5 transforma la secuencia recibida  $\{y_k\}$  en una secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$ . La secuencia recibida  $\{y_k\}$  también se introduce a un retardo. Después de que la secuencia recibida  $\{y_k\}$  pasa a través del SCISF 90, se cambia un conmutador 360 de datos de la posición A a la posición B, permitiendo que la secuencia recibida retardada realice un segundo paso a través del SCISF 90. También puede abrirse un conmutador 370 de salida, de modo que los datos no se emitan durante el proceso de entrenamiento. Además, los coeficientes de SCISF se controlan mediante el algoritmo LMS durante el proceso de entrenamiento.

15 Se calcula una secuencia de referencia como en la configuración de la figura 15. La salida de datos del decodificador 140 se introduce en un codificador 320. La señal de dominio de frecuencia resultante se introduce en un filtro 520 de ajuste a escala que aplica el conjunto de factores de ajuste a escala de dominio de frecuencia  $Q_k$  que hace que el SCISF se adapte a la respuesta espectral deseada, tal como se comentó anteriormente. La señal ajustada a escala se introduce en una transformada 330 discreta de Fourier inversa, un convertidor 340 de paralelo a serie y un sumador 350 de prefijo cíclico, dando como resultado una secuencia de referencia ajustada a escala  $(x * q)_k$ . La secuencia de referencia ajustada a escala se introduce en el procesador de algoritmo LMS.

20 La secuencia de salida  $\{\hat{x}_k\}$  del segundo paso a través del SCISF 90 se compara (en el comparador 205 de señales) con la secuencia de referencia  $(x * q)_k$ . Tal como se observó anteriormente, la secuencia recibida  $\{y_k\}$  pasa a través de un retardo 305 antes de introducirse al SCISF 90 para el segundo paso. El retardo 305 compensa el retardo de procesamiento en la cadena de demodulación/decodificación y la cadena de codificación/modulación. La comparación da como resultado una señal de error  $e_k$  que se introduce en el procesador 215 de algoritmo LMS. El proceso de entrenamiento determina coeficientes para el SCISF 90 de modo que la salida  $\{\hat{x}_k\}$  coincida con la secuencia de referencia ajustada a escala  $(x * q)_k$  tanto como sea posible en un sentido de mínimos cuadrados, es decir, se minimiza el error cuadrático promedio entre la salida y la secuencia de referencia. A continuación, los coeficientes del SCISF 90 se actualizan con respecto a los coeficientes determinados en el proceso de entrenamiento.

30 En una tercera realización a modo de ejemplo, el sistema selecciona dinámicamente la longitud del prefijo cíclico (CP) para maximizar el rendimiento global de datos para un canal de comunicación que tiene un perfil de ruido particular. Tal como se comentó anteriormente, se añade un CP a cada símbolo antes de la transmisión a través del canal de comunicación para reducir los efectos de ISI. Sin embargo, debido a que CP constituye datos redundantes, el aumento de la longitud del CP reduce la eficacia del sistema de comunicación. Por tanto, para maximizar la eficacia, la longitud del CP debe ser tan corta como lo permitan las características de ruido del canal de comunicación.

40 Para un sistema de comunicación de DMT con  $M$  tonos, la tasa de transmisión de muestra máxima  $W$  (muestras/segundo) para un canal particular depende, en parte, del ancho de banda disponible y de las limitaciones de hardware. La tasa de transmisión de muestra incluye datos de comunicación y bits de CP. Para una longitud de CP de  $n_c$ , la tasa de transmisión de símbolo máxima (que incluye datos de comunicación, pero no el CP) es  $W/(2M + n_c)$ .

45 Antes de determinar la longitud de CP óptima, el SCISF debe entrenarse inicialmente con respecto al canal. Sin embargo, no es necesario que un sistema de comunicación tenga un SCISF para emplear el algoritmo de optimización de CP. Se observa que los coeficientes de SCISF determinados durante el proceso de entrenamiento no dependen de la longitud de CP. La capacidad del subcanal puede aproximarse como  $\log(1+SNR_i)$  bits por segundo, de modo que el número de bits por símbolo sea  $\sum_i \log(1+SNR_i)$ . Para una longitud de CP de  $n_c$ , la tasa de transmisión de bits máxima se expresa en función del prefijo cíclico como:

$$B_b(n_c) = \frac{W \sum_i \log(1+SNR_i)}{2M + n_c} \quad (49)$$

55 La longitud de CP óptima se determina calculando la tasa de transmisión de bits máxima para un conjunto de valores candidatos de la longitud de CP y hallando la longitud que maximiza  $B_b(n_c)$ .

La relación señal a ruido  $SNR_i$  de cada subcanal se determina midiendo la señal recibida y la potencia de ruido y calculando la relación de ambas. La potencia de ruido  $\gamma_i$  para el  $i$ -ésimo intervalo, puede medirse transmitiendo una secuencia de comunicación de datos y calculando el promedio de los cuadrados de los errores medidos en la salida



de la DFT de receptor. La potencia recibida total (señal y ruido)  $\delta_i$ , para el  $i$ -ésimo intervalo puede medirse calculando el promedio de los cuadrados de las salidas de la DFT de receptor. La relación señal a ruido se determina a partir de la expresión:  $\delta_i / \gamma_i = 1 + SNR_i$ . Puesto que la relación señal a ruido se determina en el receptor, la tasa de transmisión de bits calculada  $B_a(n_c)$  debe transmitirse de nuevo al transmisor. El transmisor compara la

5    tasa de transmisión de bits con los valores calculados para otras longitudes de CP candidatas y selecciona la longitud  $n_c$  de CP con la tasa de transmisión de bits máxima más alta  $B_a(n_c)$ .

Las figuras 17-24 muestran simulaciones de rendimiento para sistemas de prueba basándose en parámetros de sistema y bucles de prueba descritos en VDSL Alliance SDMT VDSL Draft Standard Proposal, Technical report, ANSI, 1998; y Very-high-speed digital subscriber lines; System requirements, T1E1.4/97-131R1, Technical report, ANSI, 1997. Los resultados son para un sistema VDSL que trabaja sobre bucles de prueba 2 y 6 de una longitud de 4500 pies en el sentido ascendente. El sistema tiene una frecuencia de muestreo de 11,04 MHz. El ruido se genera por un cruce de extremo cercano desde una ADSL interferente y una HDSL interferente y ruido blanco a un nivel de -140 dBm. El SCISF usado en las simulaciones es una FIR de longitud 15. Una versión del algoritmo LMS normalizado se usa para entrenar el SCISF durante el periodo de entrenamiento inicial usando una secuencia transmitida predeterminada.

10   

15   

Las figuras 17-20 muestran el rendimiento de sistema simulado para un sistema de comunicación que tiene los parámetros definidos para el bucle de prueba 2, que tiene una longitud de 4500 pies. La figura 17 muestra la respuesta de frecuencia de canal con y sin un SCISF. El SCISF proporciona una respuesta de frecuencia mucho más uniforme a través de la banda de frecuencia de interés y mejora significativamente la relación señal a ruido (SNR) en los intervalos de frecuencia más altos. La figura 18 es una representación gráfica de la señal de error  $(10 \log |\hat{x}_k - x_k|)$  durante el proceso de entrenamiento. El error disminuye rápidamente durante las primeras pocas iteraciones y casi se converge después de sólo 20-30 iteraciones. La figura 19 es una representación gráfica de densidad espectral de potencia transmitida, densidad espectral de potencia recibida y densidad espectral de potencia de ruido aditiva sobre los subcanales usados en la salida del receptor A/D. La figura 20 es una representación gráfica de SNR en la entrada al receptor A/D, que es la SNR alcanzable máxima. La representación gráfica también muestra la SNR en la salida de la DFT de receptor sin un SCISF y la SNR en las salidas de la DFT de receptor usando un SCISF adaptado.

20   

25   

30   

Las figuras 21-24 muestran el rendimiento de sistema simulado para un sistema de comunicación que tiene los parámetros definidos para el bucle de prueba 6, que tiene una longitud de 4500 pies. La figura 21 muestra la respuesta de frecuencia de canal con y sin un SCISF. La figura 22 es una representación gráfica de la señal de error  $(10 \log |\hat{x}_k - x_k|)$  durante el proceso de entrenamiento. La figura 23 es una representación gráfica de densidad espectral de potencia transmitida, densidad espectral de potencia recibida y densidad espectral de potencia de ruido aditiva sobre los subcanales usados en la salida del receptor A/D. La figura 24 es una representación gráfica de SNR en la entrada al receptor A/D. La representación gráfica también muestra la SNR en la salida de la DFT de receptor sin un SCISF y la SNR en las salidas de la DFT de receptor usando un SCISF adaptado.

35   

40    Las realizaciones de la invención se definen mediante el alcance de las siguientes reivindicaciones.

**REIVINDICACIONES**

1. Método para ecualizar un canal de comunicación en un sistema de comunicación de múltiples portadoras multicanal, incluyendo el sistema de comunicación un filtro (90) de acortamiento de respuesta al impulso que tiene una respuesta espectral deseada que cumple con una restricción espectral especificada y que está configurado para recibir una señal de comunicación que se ha transmitido a través de dicho canal de comunicación, comprendiendo el método medir una densidad espectral de potencia de ruido de la señal de comunicación recibida, estando el método caracterizado por:
- 5
- 10 calcular la respuesta espectral deseada que tiene una restricción de magnitud basándose en la densidad espectral de potencia de ruido medida;
- seleccionar una respuesta de frecuencia de dicho filtro (90) de acortamiento de respuesta al impulso basándose en la respuesta espectral deseada; y
- 15 filtrar la señal de comunicación recibida con el filtro (90) de acortamiento de respuesta al impulso.
2. Método según la reivindicación 1, en el que el sistema de comunicación incluye una transformada discreta de Fourier y la densidad espectral de potencia de ruido se mide en una salida de la transformada discreta de Fourier, o en el que el sistema de comunicación incluye una transformada discreta de coseno y la densidad espectral de potencia de ruido se mide en una salida de la transformada discreta de coseno, o en el que el filtro de acortamiento de respuesta al impulso es un filtro digital de dominio de tiempo.
- 20
3. Filtro (90) de acortamiento de respuesta al impulso para ecualizar un canal en un sistema de comunicación de múltiples portadoras multicanal, estando el sistema de comunicación configurado para recibir una señal de comunicación que se ha transmitido a través de dicho canal, teniendo dicho canal una respuesta al impulso, comprendiendo el filtro:
- 25
- una entrada conectada para recibir la señal de comunicación,
- 30 una estructura de filtro digital configurada para aplicar una característica de frecuencia a la señal de comunicación recibida, estando determinada la característica de frecuencia por coeficientes del filtro de acortamiento de respuesta al impulso, y
- 35 entradas (94) de coeficiente de filtro conectadas para recibir los coeficientes de filtro que se seleccionan para acortar la respuesta al impulso del al menos un canal para confinar una parte significativa de una energía de la respuesta al impulso de dicho canal a una región más corta que una longitud objetivo; y
- 40 caracterizado por aplicar una característica de frecuencia a la señal de comunicación recibida basándose en una respuesta espectral deseada de dicho filtro de acortamiento de respuesta al impulso que tiene una restricción de magnitud, estando basada la restricción de magnitud en una densidad espectral de potencia de ruido medida de la señal de comunicación recibida.
4. Filtro según la reivindicación 3, en el que la longitud objetivo es una longitud de un prefijo cíclico que se emplea en dicha señal de comunicación.
- 45
5. Filtro según la reivindicación 3, en el que la densidad espectral de potencia de ruido se mide en una salida de una transformada discreta de Fourier, o en el que la respuesta espectral deseada es la inversa de la densidad espectral de potencia de ruido medida.
- 50
6. Programa informático realizado en un medio legible por ordenador que comprende instrucciones para hacer que un procesador de señal en un sistema de comunicación de múltiples portadoras multicanal realice las siguientes operaciones:
- 55 medir una densidad espectral de potencia de ruido de una señal de comunicación recibida; y
- calcular una respuesta espectral deseada, caracterizado porque la respuesta espectral deseada calculada se basa en la densidad espectral de potencia de ruido medida de la señal de comunicación recibida, teniendo la respuesta espectral deseada calculada una restricción de magnitud basada en la densidad espectral de potencia de ruido recibida medida.
- 60
7. Programa informático según la reivindicación 6, que comprende además instrucciones para hacer que dicho procesador calcule coeficientes de filtro basándose en la respuesta espectral deseada.

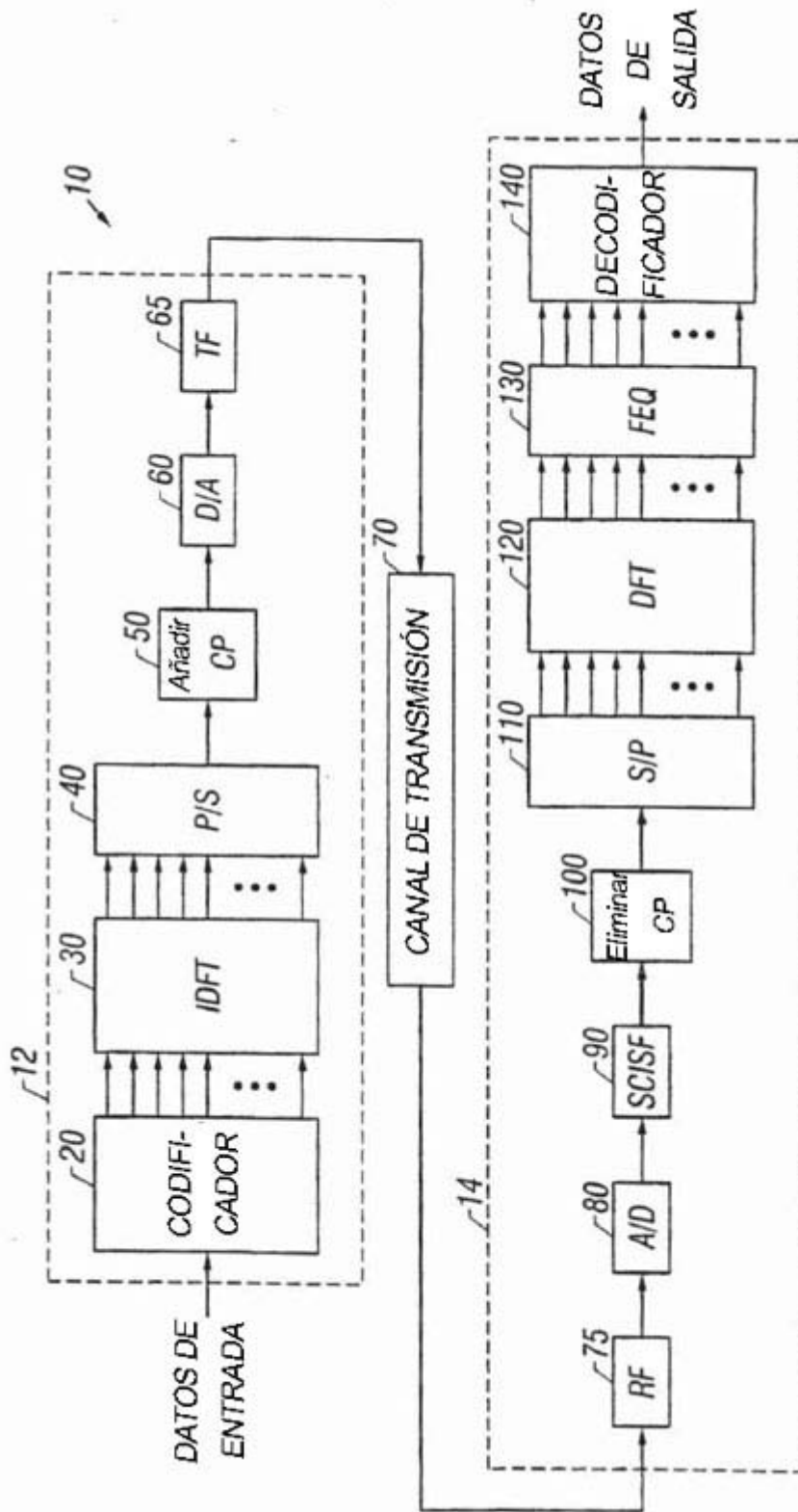
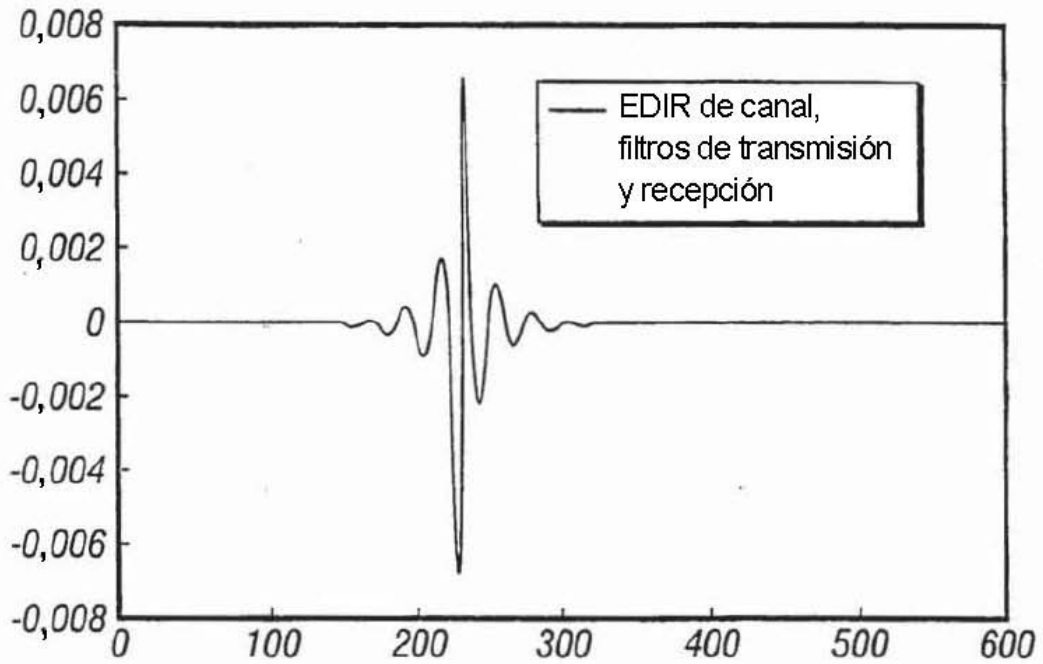
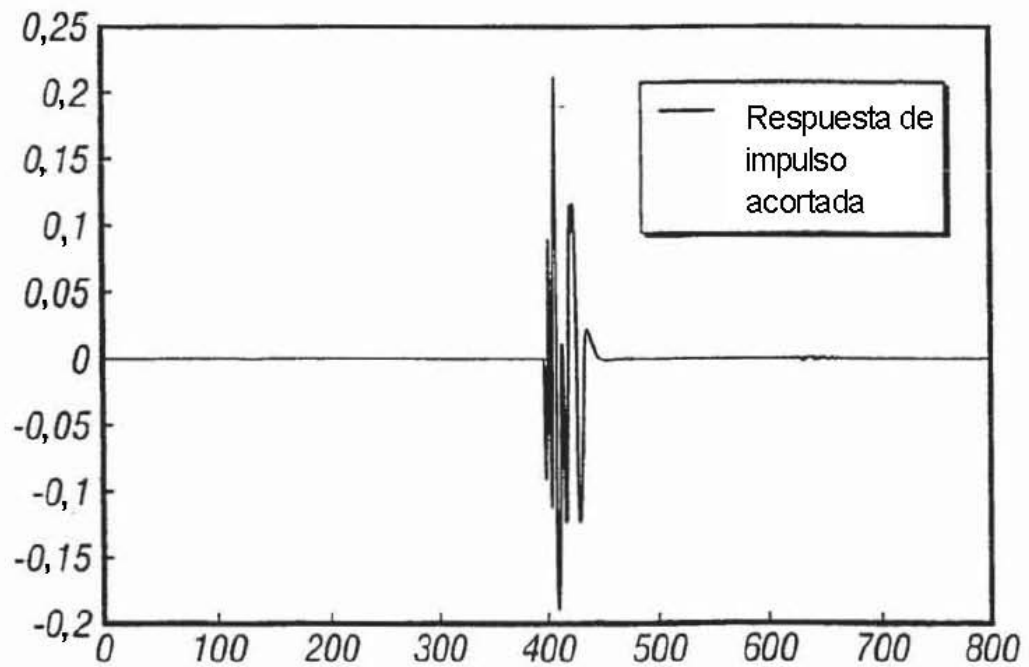


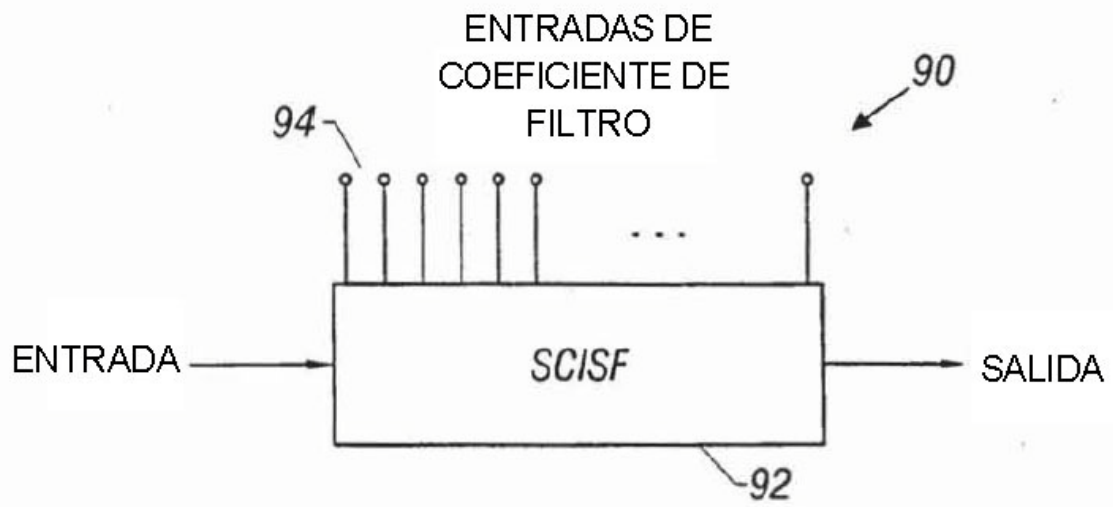
FIG. 1



**FIG. 2**



**FIG. 3**



**FIG. 4**

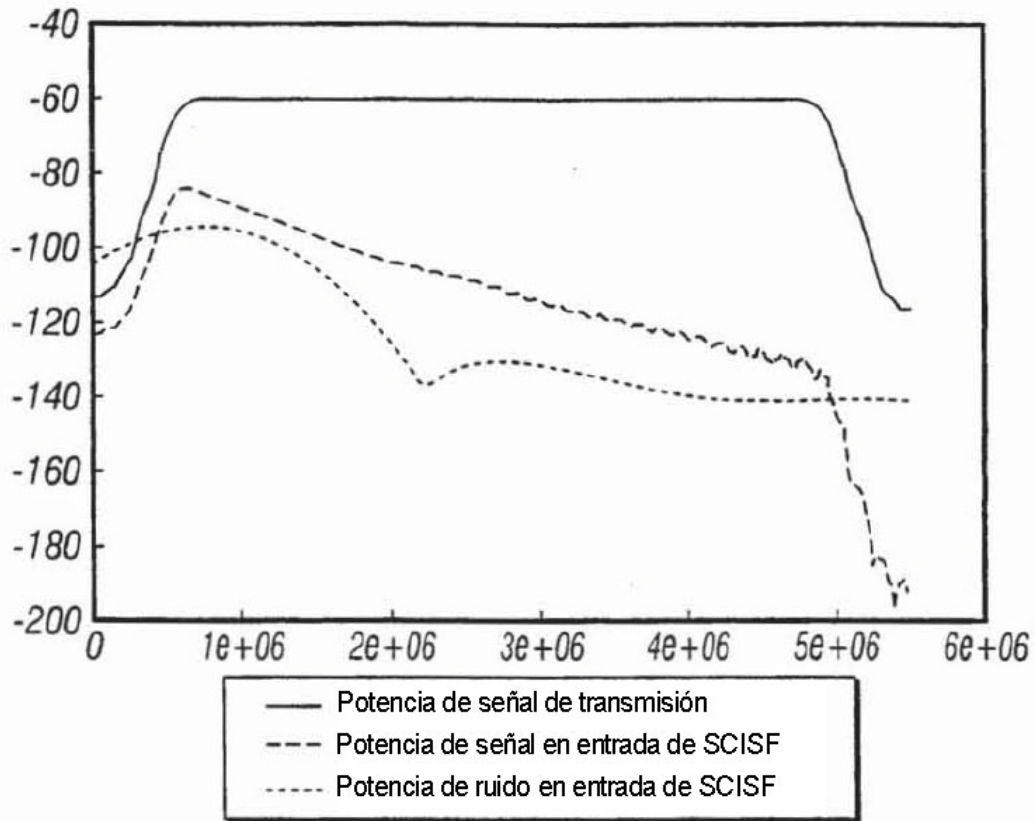


FIG. 5

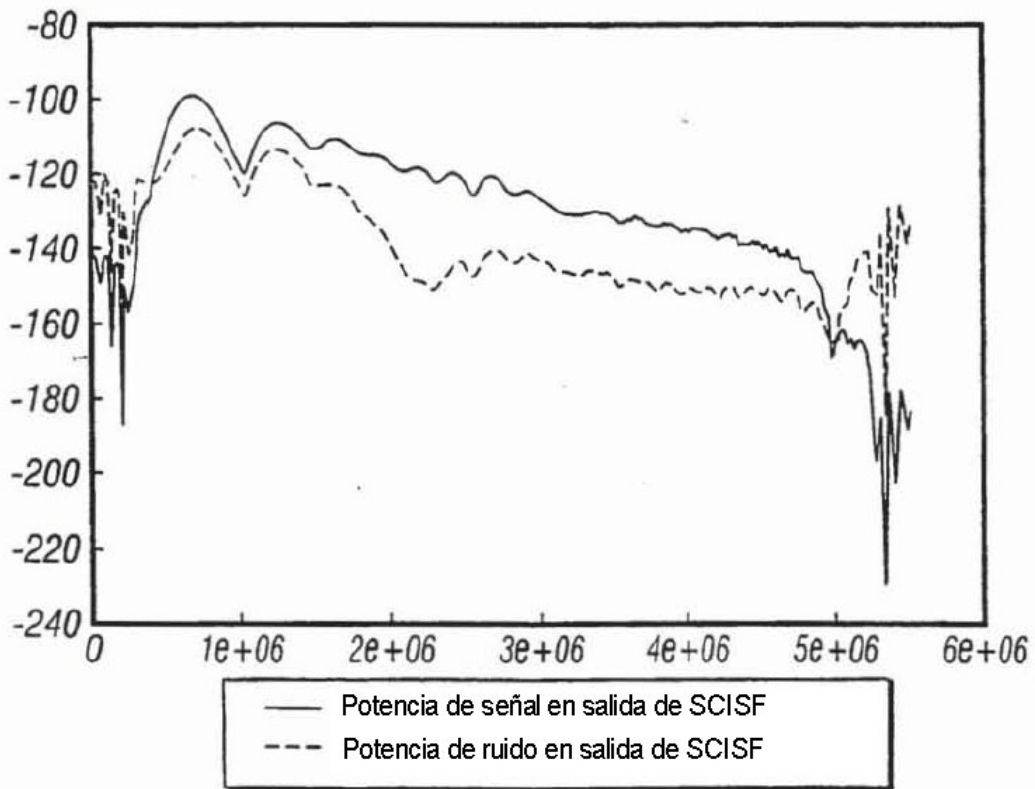


FIG. 6

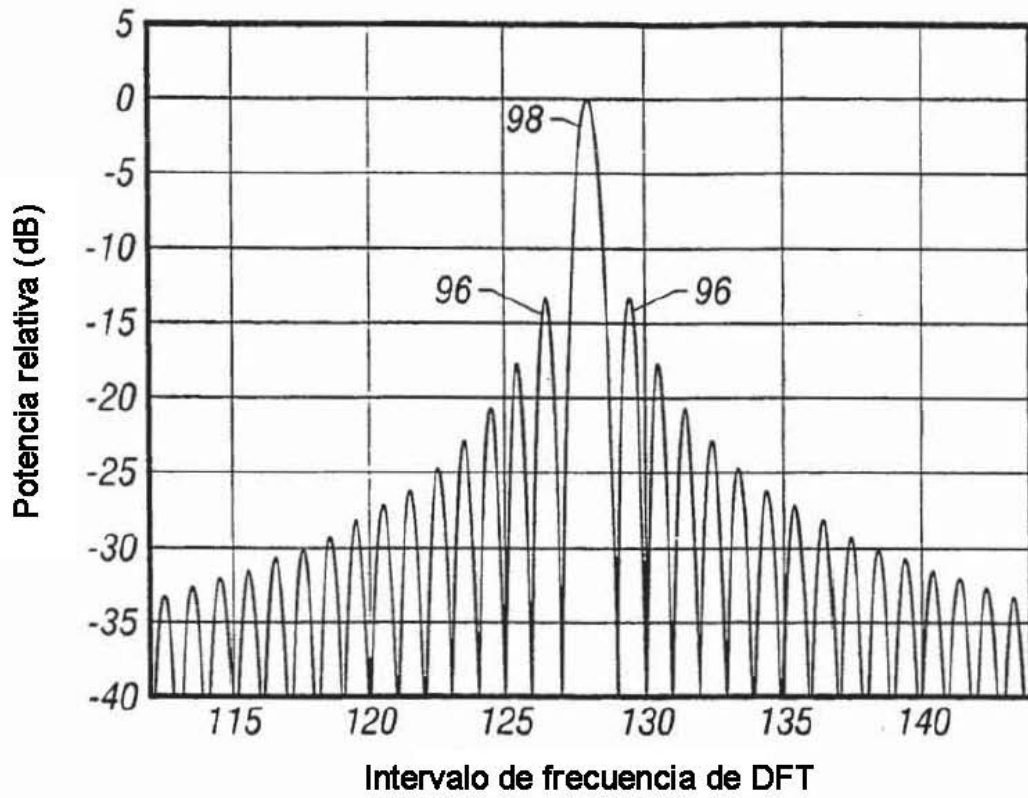


FIG. 7

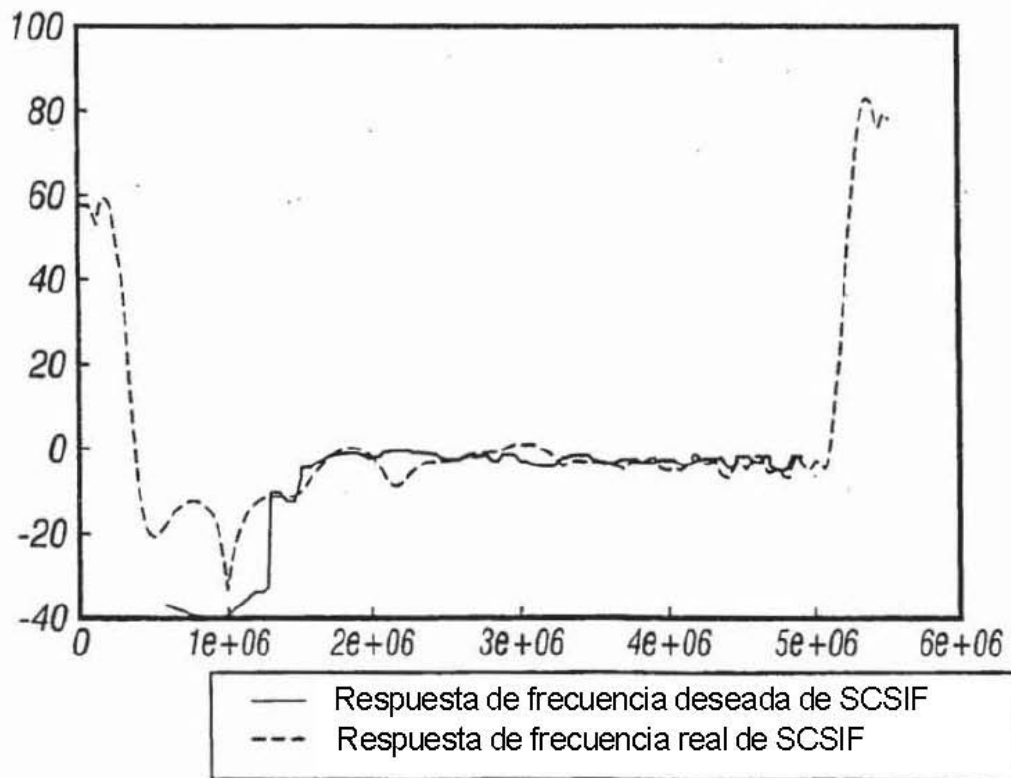
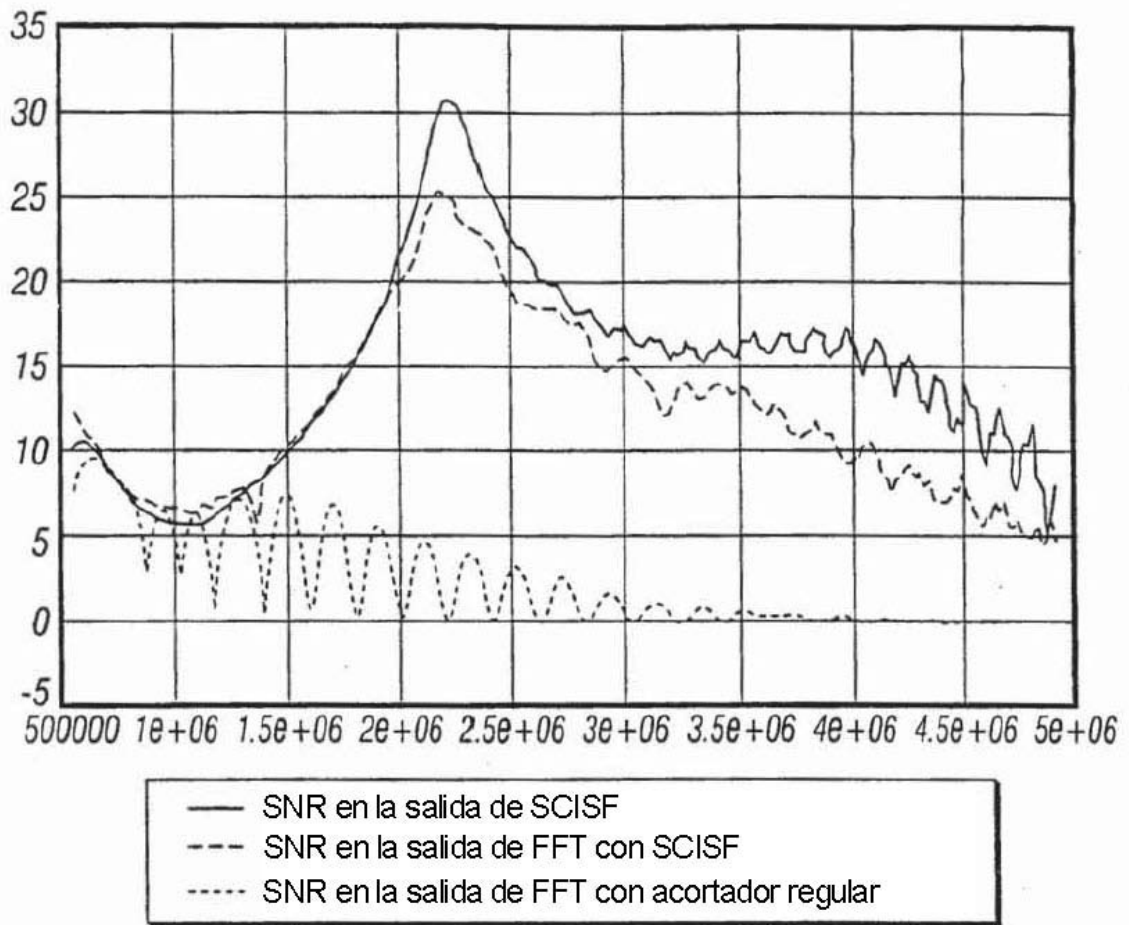


FIG. 8



**FIG. 9**



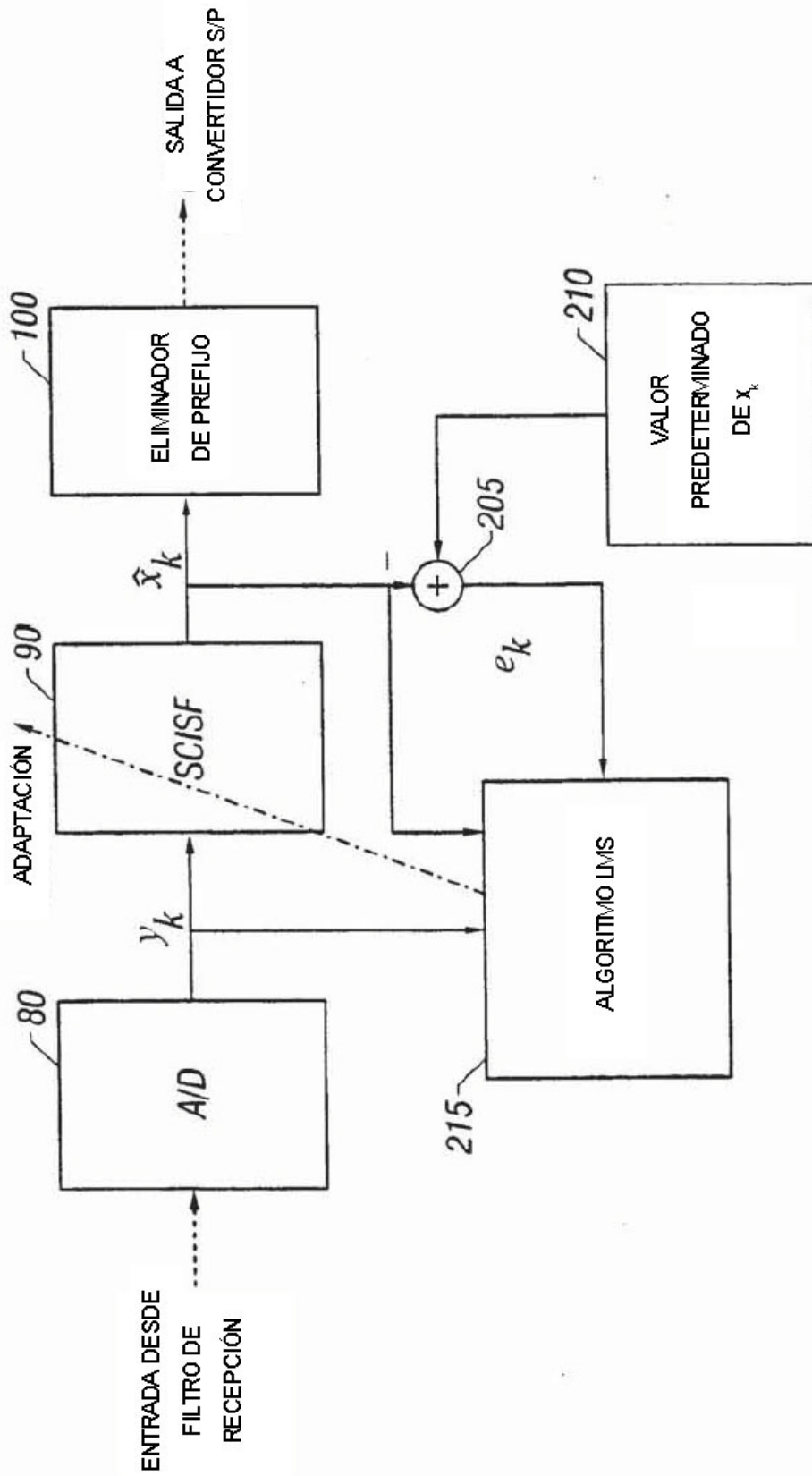


FIG. 10

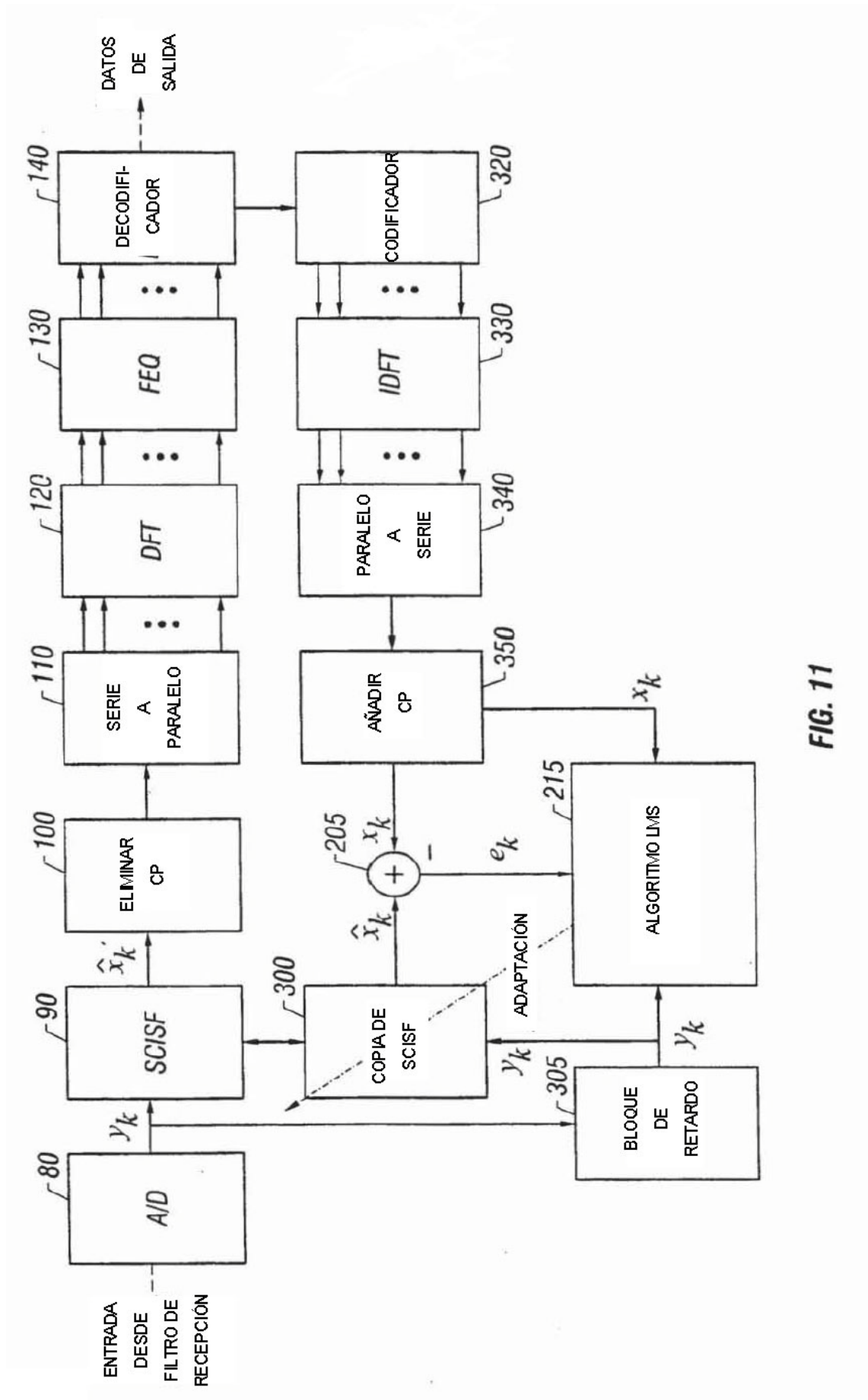


FIG. 11

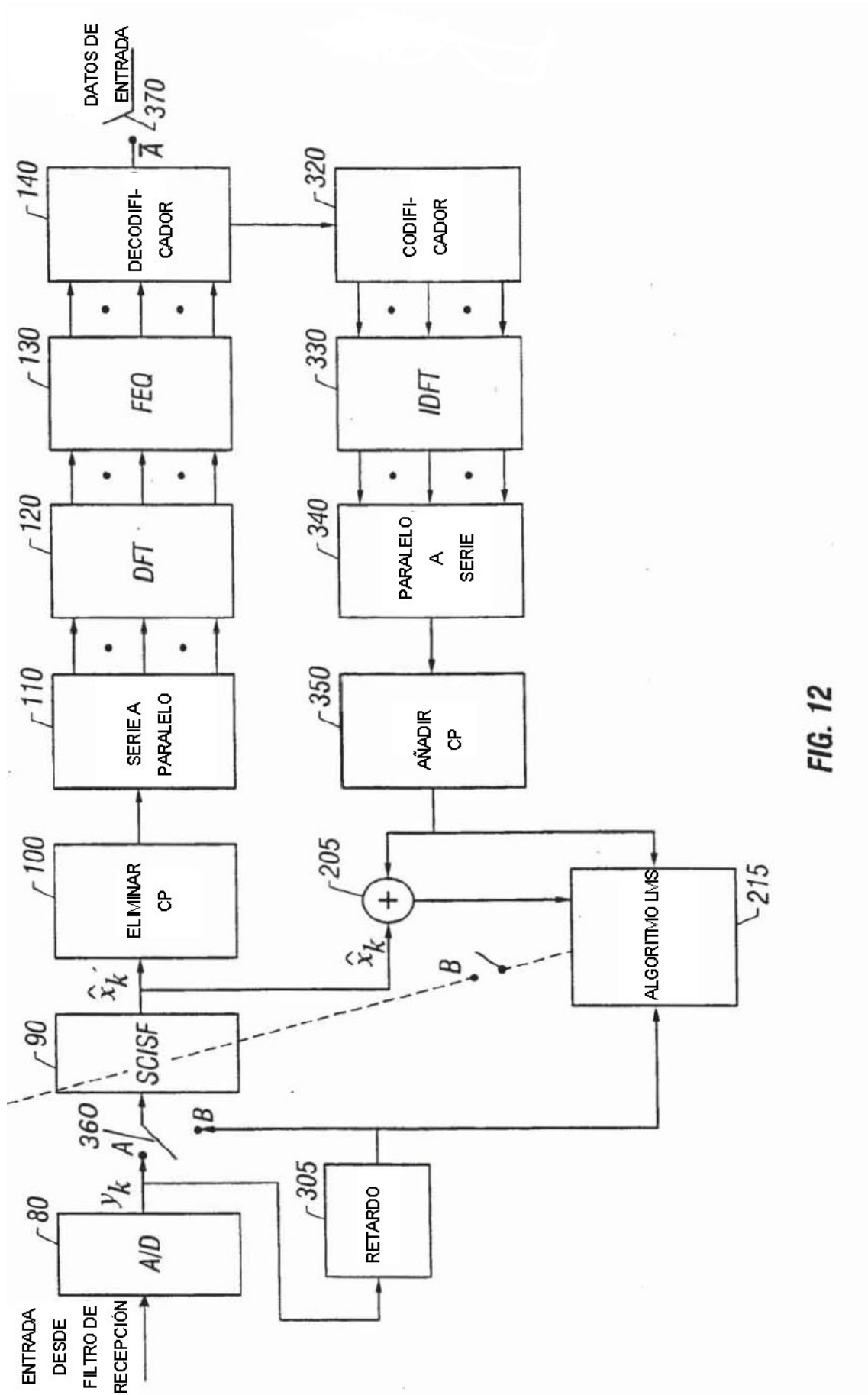
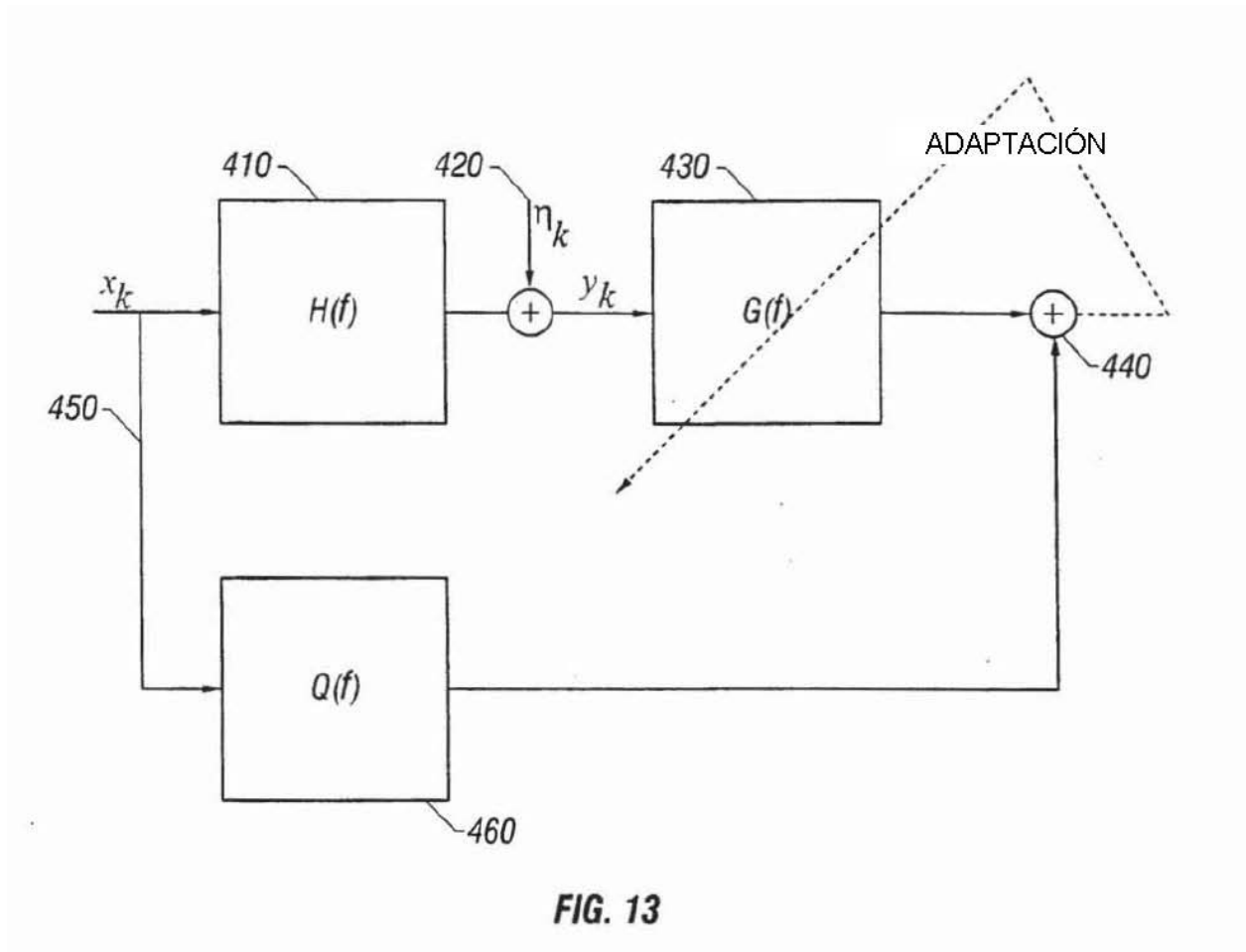


FIG. 12



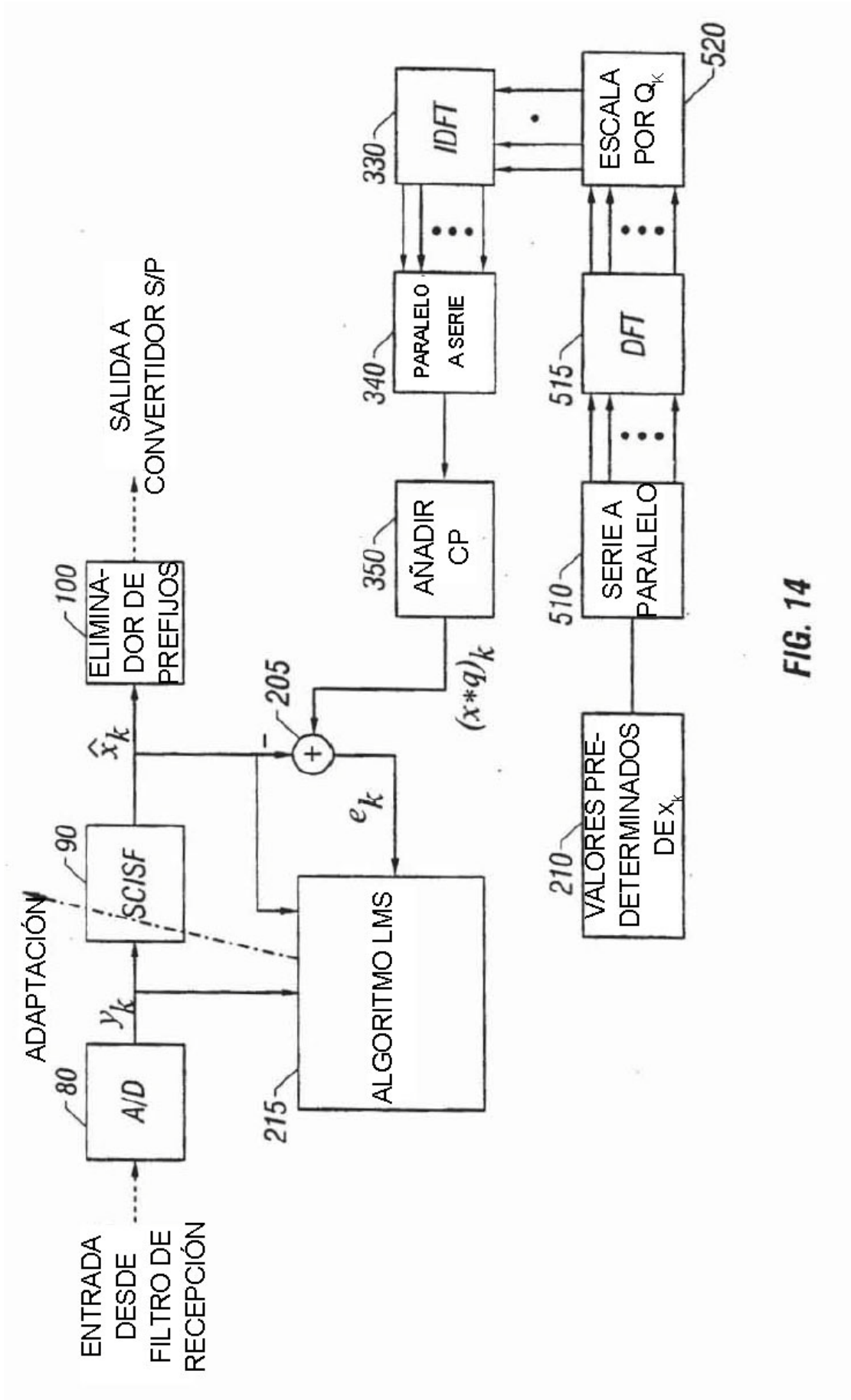


FIG. 14

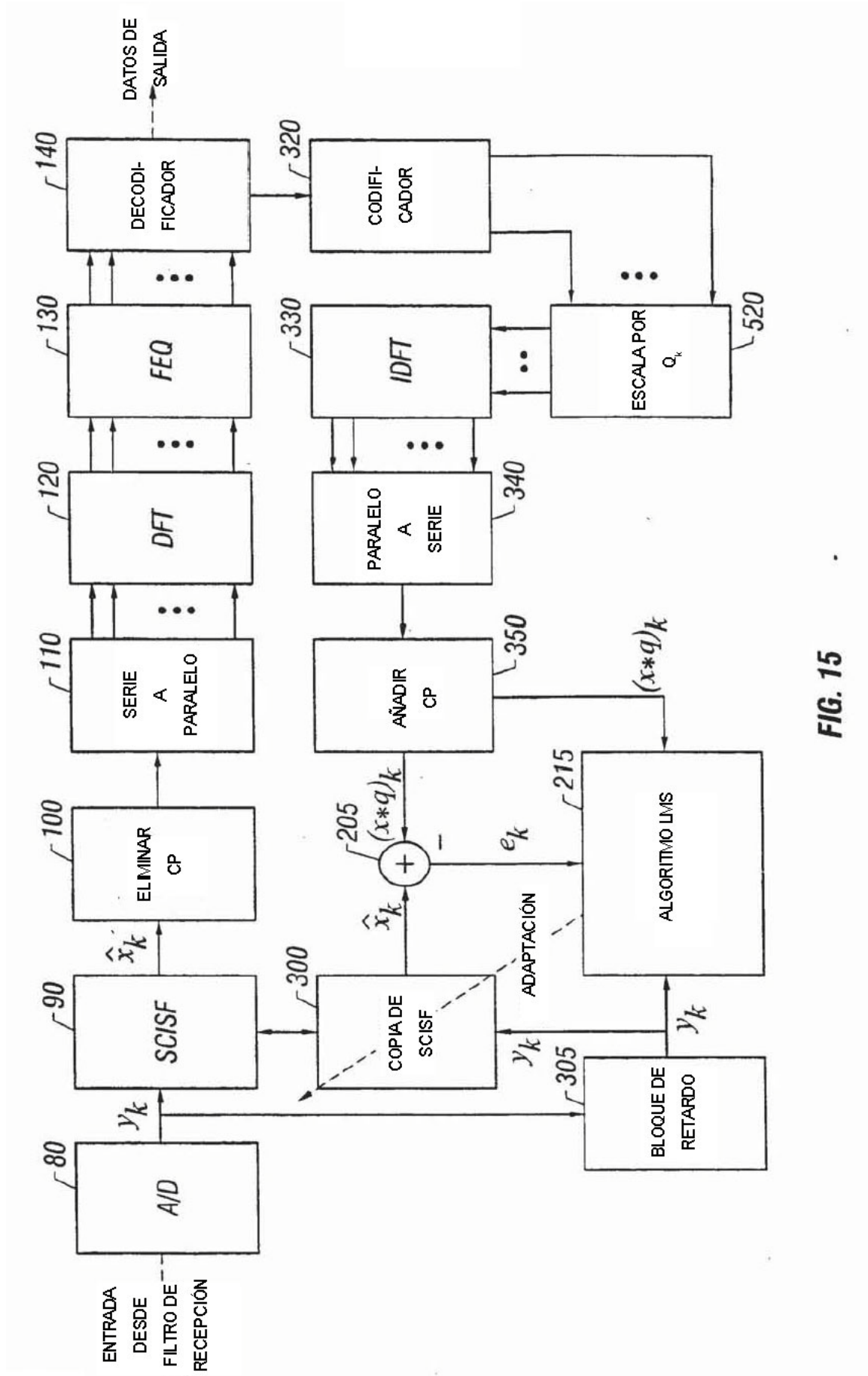


FIG. 15

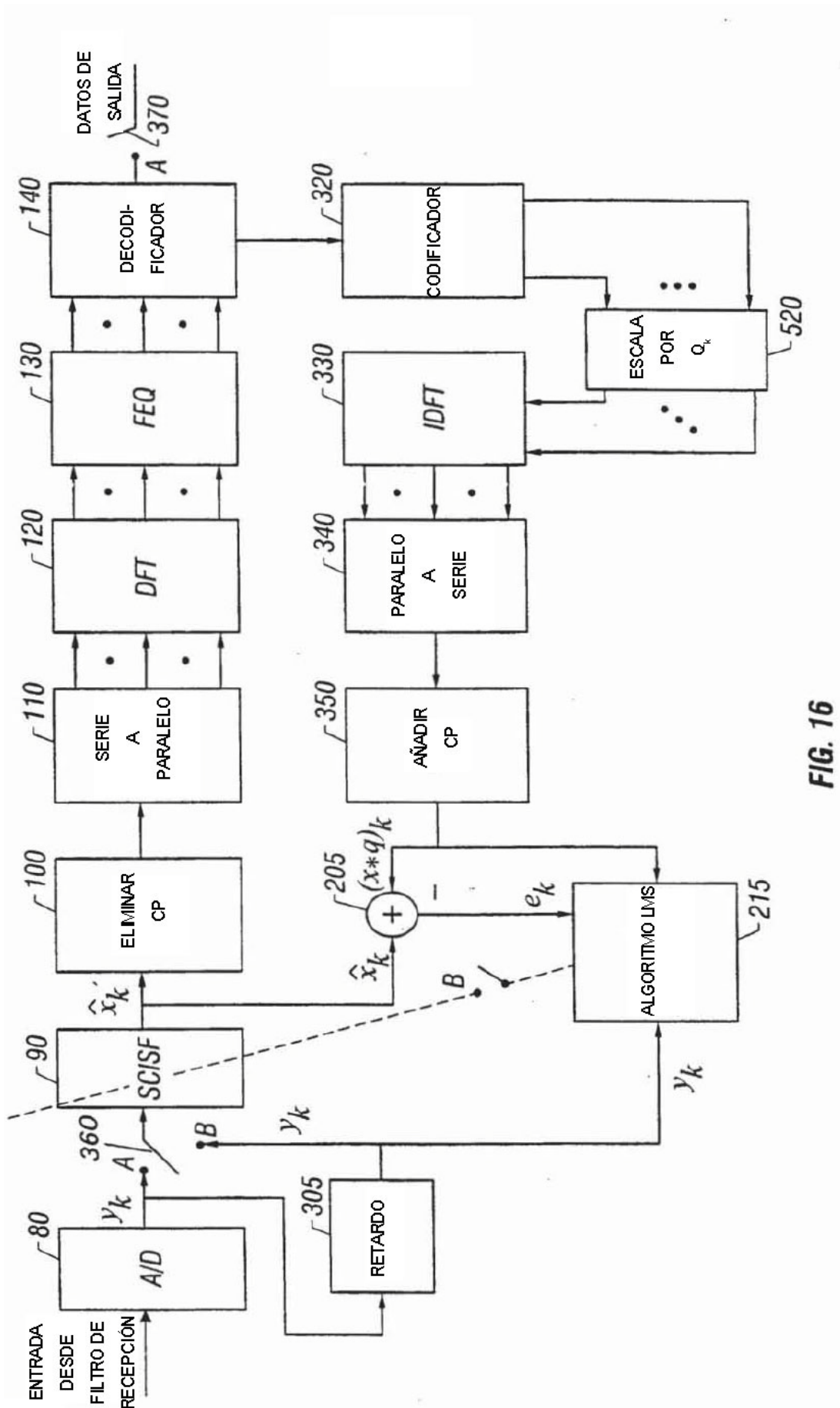


FIG. 16

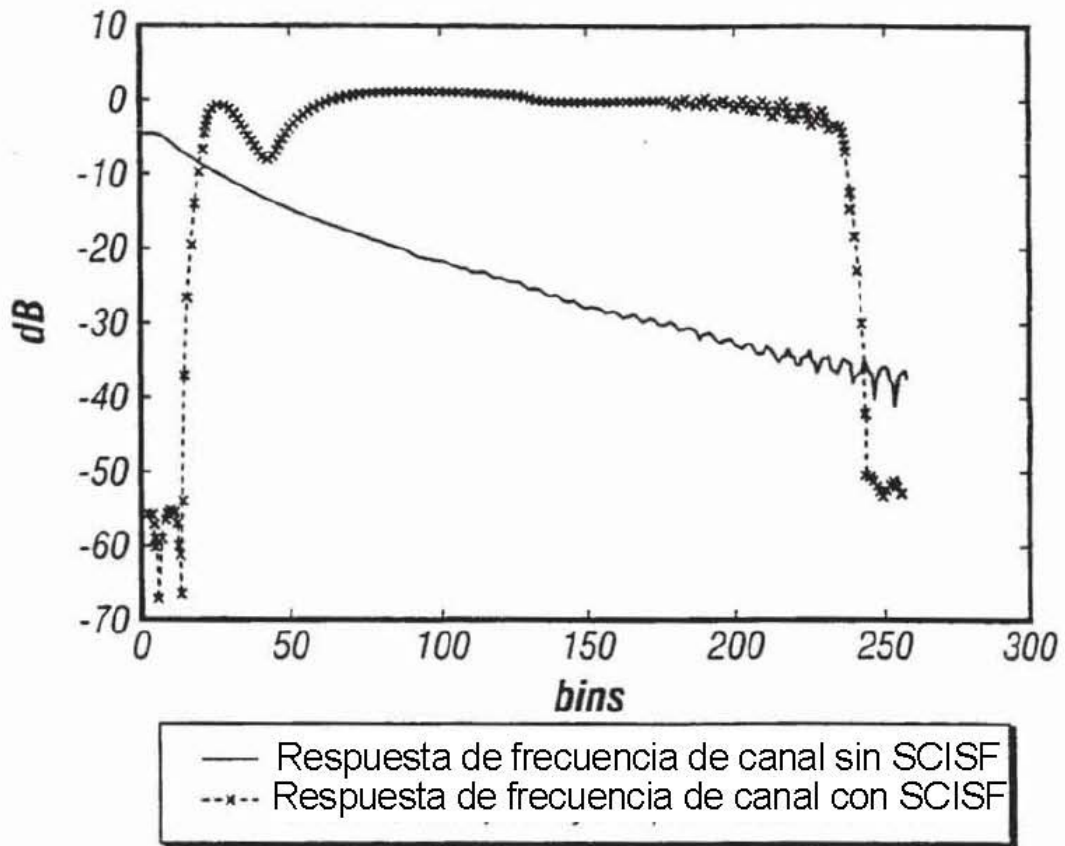


FIG. 17

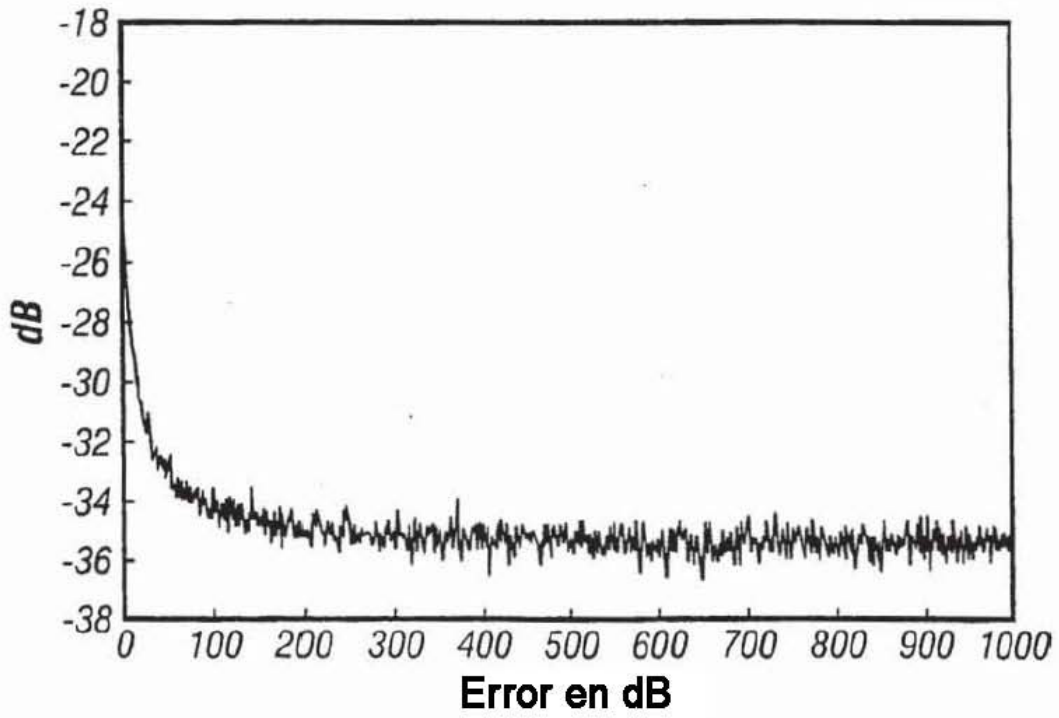


FIG. 18



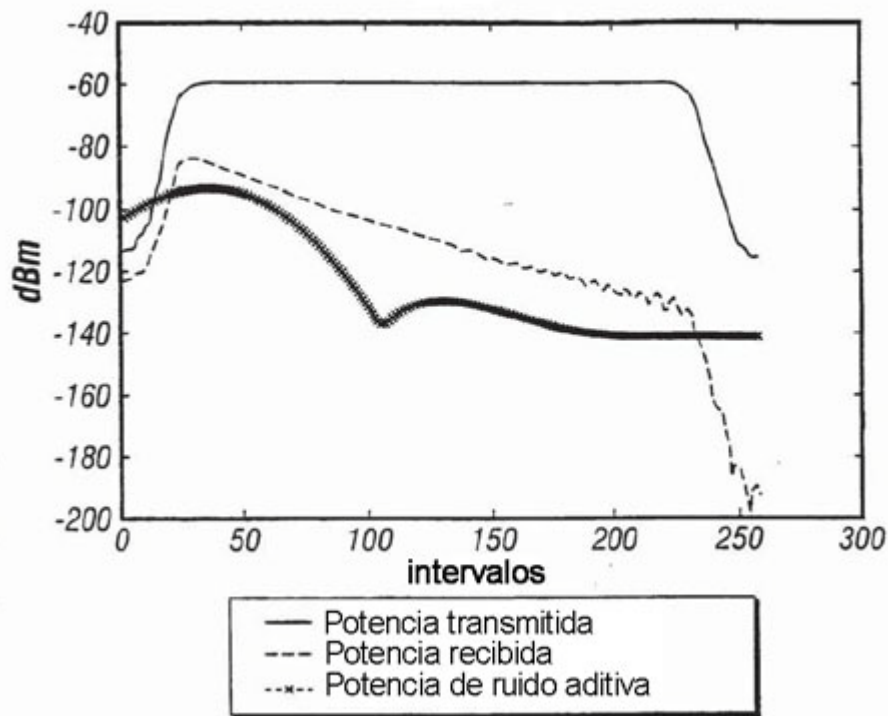


FIG. 19

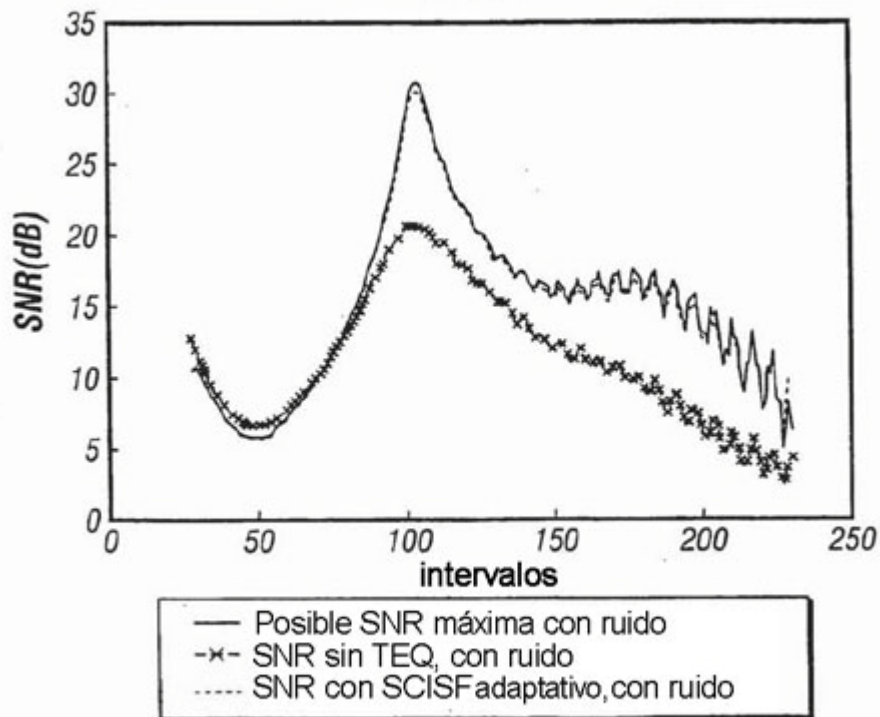


FIG. 20

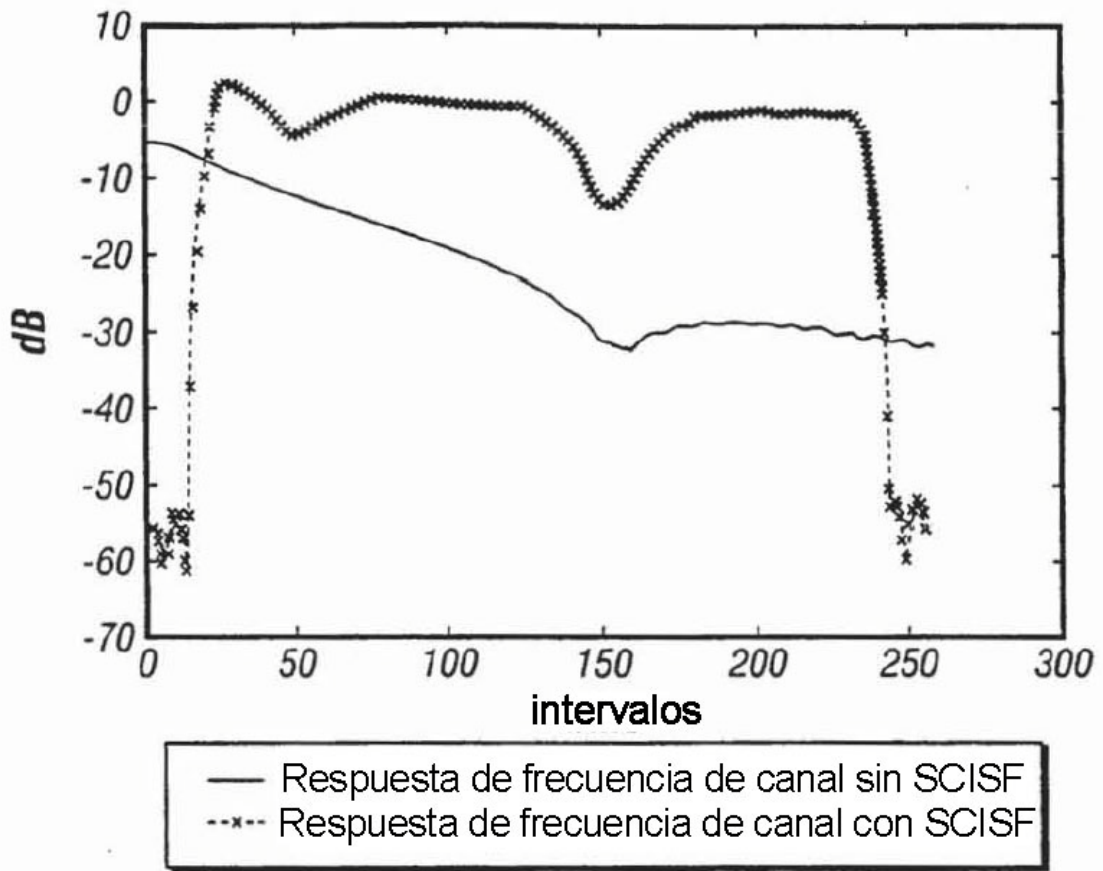


FIG. 21

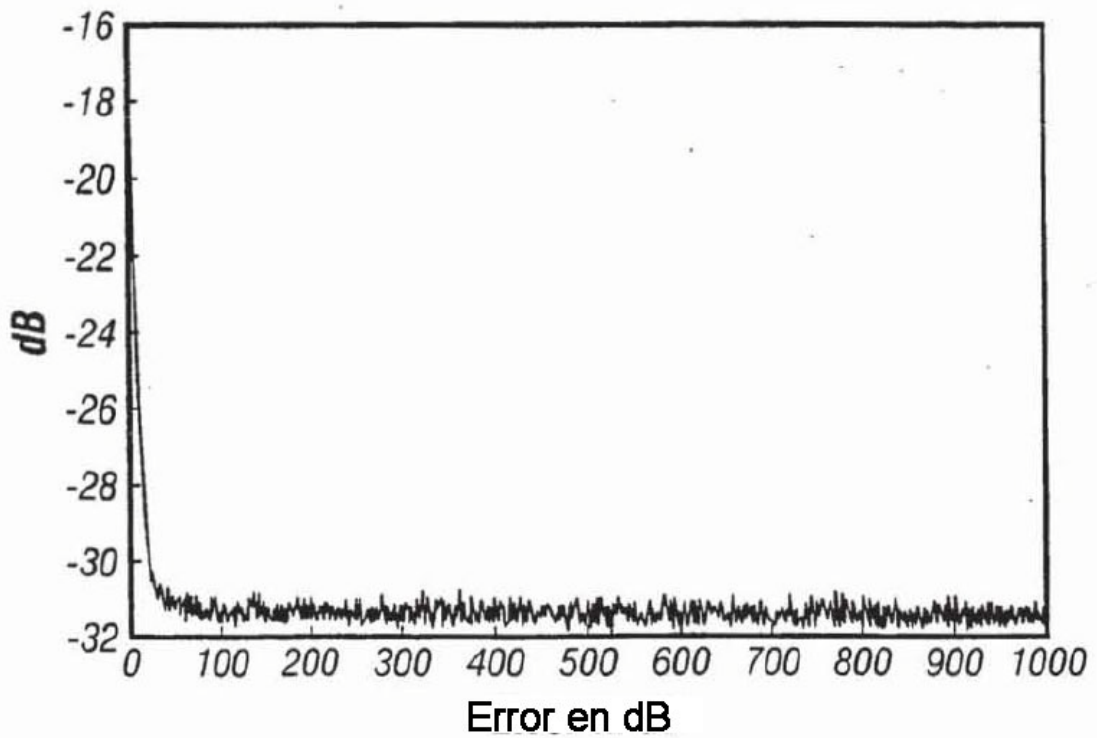


FIG. 22

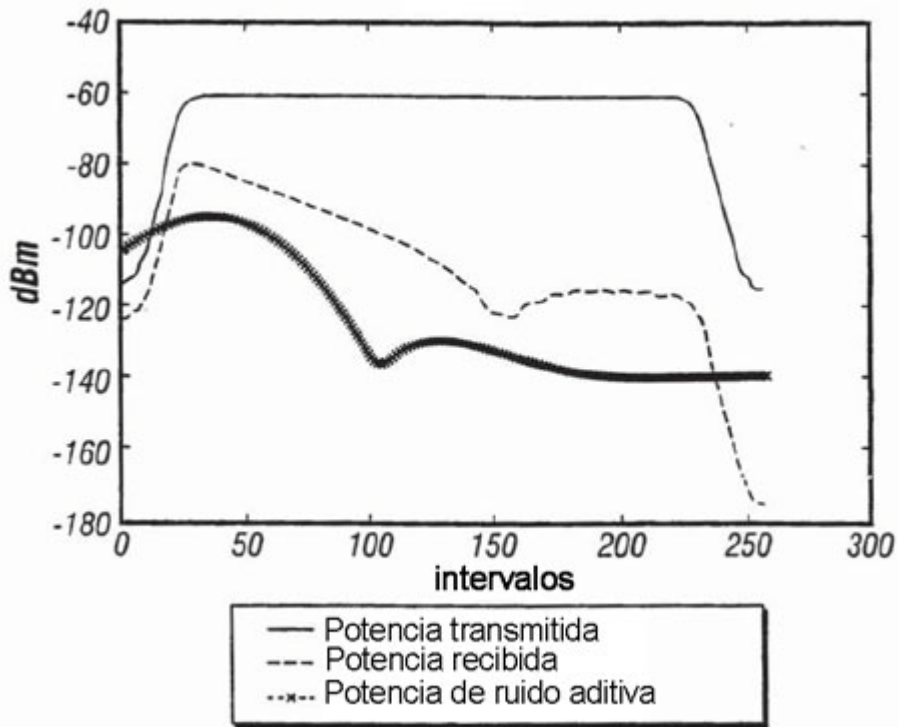


FIG. 23

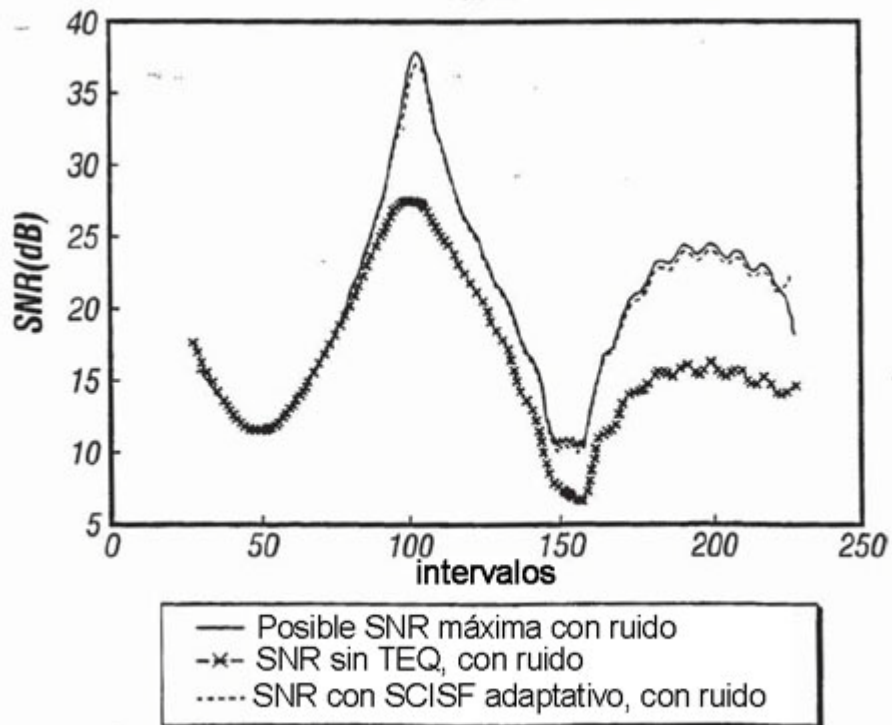


FIG. 24