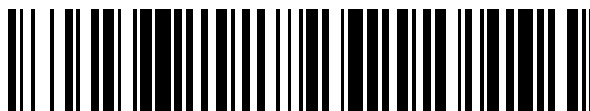


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 411 456**

51 Int. Cl.:

H04L 5/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.09.2001 E 10011743 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.04.2013 EP 2299624**

54 Título: **Procedimiento de señalización en un sistema de acceso múltiple con OFDM**

30 Prioridad:

13.09.2000 US 230937 P
15.03.2001 US 805887

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
05.07.2013

73 Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 Morehouse Drive
San Diego, CA 92121-1714, US

72 Inventor/es:

LAROIA, RAJIV;
LI, JUNYI y
UPPALA, SATHYADEV VENKATA

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 411 456 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

Procedimiento de señalización en un sistema de acceso múltiple con OFDM

Referencia cruzada a solicitudes relacionadas

5 La presente solicitud reivindica prioridad respecto de la solicitud provisional estadounidense No. 60/230,937, presentada el 13 de septiembre de 2000, y titulada "Procedimiento de señalización en un sistema inalámbrico de acceso múltiple con OFDM".

Campo técnico

10 La presente invención se refiere a un sistema de comunicación con multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y, más específicamente, a un sistema de comunicación con OFDM para una red de comunicación de acceso múltiple.

Antecedentes

15 La multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de multiplexación relativamente bien conocida para sistemas de comunicación. Los sistemas de comunicación con OFDM se pueden utilizar para proporcionar comunicación de acceso múltiple, donde a usuarios diferentes son asignados diferentes tonos ortogonales dentro de un ancho de banda de frecuencias para transmitir datos al mismo tiempo. En un sistema de comunicación OFDM, la totalidad del ancho de banda asignado al sistema se divide en tonos ortogonales. En particular, para una duración T de símbolo dada, disponible para la transmisión de datos del usuario, y un ancho W de banda dado, el número de tonos ortogonales F disponibles está dado por WT . La separación entre los tonos ortogonales Δ se elige para que sea $1/T$, haciendo por ello los tonos ortogonales. Además de la duración T del símbolo que está disponible para la transmisión de datos del usuario, un período de tiempo adicional T_c puede ser utilizado para la transmisión de un prefijo cíclico. El prefijo cíclico se antepone a cada duración T de símbolo y se utiliza para compensar la dispersión introducida por la respuesta del canal y por el filtro de conformación de pulsos utilizado en el transmisor. Así, aunque una duración total de símbolos de $T + T_c$ se emplea para la transmisión de un símbolo de OFDM, sólo la duración T de símbolo está disponible para la transmisión de datos del usuario y se denomina, por lo tanto, una duración de símbolo con OFDM.

20 En las técnicas de OFDM anteriores, una señal de OFDM se construye primero en el dominio de frecuencia mediante la correlación de símbolos de una constelación con los tonos de frecuencia pre-establecidos. La señal construida en el dominio de frecuencia se transforma entonces al dominio de tiempo por una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) o transformada de Fourier rápida inversa (IFFT), para obtener las muestras de la señal digital a transmitir. En general, los símbolos de la constelación tienen una propiedad de proporción relativamente baja entre pico y promedio. Por ejemplo, todos los símbolos de una constelación QPSK tienen la misma amplitud. Sin embargo, después de haber sido transformados mediante la IDFT o IFFT, las muestras resultantes de señales del dominio de tiempo son la suma ponderada de todos los símbolos y, por lo tanto, generalmente no preservan la baja propiedad deseable de relación entre pico y promedio. En particular, la señal resultante del dominio de tiempo tiene habitualmente una alta proporción entre pico y promedio.

35 Las técnicas existentes para la implementación de sistemas de comunicación con OFDM pueden ser muy ineficientes, debido a la relativamente alta proporción entre pico y promedio, en comparación con otros esquemas de señalización, tales como los esquemas de modulación de portadora única. Como resultado, las técnicas de OFDM existentes no están bien adaptadas para una red de comunicación inalámbrica de acceso múltiple con usuarios sumamente móviles, porque la alta relación entre pico y promedio de la señal transmitida requiere una gran cantidad de energía en la estación base y en el dispositivo inalámbrico. Los requisitos de mucha energía dan como resultado una vida corta de la batería y amplificadores de potencia más caros para dispositivos o terminales inalámbricos de mano. En consecuencia, es deseable proporcionar una técnica de OFDM que reduzca la proporción entre pico y promedio de la señal a transmitir, aprovechando al mismo tiempo el mayor ancho de banda de comunicación ofrecido por un sistema de comunicación con OFDM.

40 Se llama la atención sobre el documento US 5 838 268 A, que describe un procedimiento de modulación de señales que comprende recibir al menos flujos entrantes sincronizados primero y segundo de símbolos complejos, para definir por ello una pluralidad de vectores entrantes, incluyendo cada uno al menos símbolos complejos sincronizados primero y segundo, correlacionar cada símbolo complejo con un componente de señal que comprende una combinación lineal de una señal en fase y una señal de cuadratura, comprendiendo la señal de cuadratura una transformación de Hilbert de dicha señal en fase, en donde todos los componentes de señal son, esencialmente, mutuamente ortogonales, y en donde los espectros de frecuencia de todos los componentes de señales correlacionados a partir de un único flujo entrante están centrados alrededor de una ubicación de frecuencia común que es única para el único flujo entrante, y en donde los espectros de frecuencia de los componentes de señal correlacionados a partir de distintos flujos entrantes, que tienen ubicaciones de frecuencias comunes adyacentes, están parcialmente solapados, y en donde los componentes de señales correlacionados a partir de símbolos entrantes secuenciales se solapan parcialmente en el tiempo, y combinar todos los componentes de señal en una representación de una señal de salida.

Se llama adicionalmente la atención sobre el documento WO 99 / 41871 A1, que describe un sistema de comunicación inalámbrica que transmite datos por múltiples portadoras simultáneamente, para proporcionar diversidad de frecuencias. La interferencia de portadoras produce un pulso estrecho en el dominio del tiempo cuando las fases relativas de las múltiples portadoras son cero. La selección de la separación de frecuencias y las fases de las portadoras controla la temporización de los pulsos. Tanto la división en el tiempo de los pulsos como la división de frecuencias de las portadoras logra el acceso múltiple. La interferometría de portadora es una base a partir de la cual pueden ser obtenidos otros protocolos de comunicación. El salto de frecuencias y el desplazamiento de frecuencias no cambian la envolvente del pulso si la separación relativa de frecuencias y las fases entre las portadoras son preservadas. Las señales de CDMA de secuencia directa son generadas en el dominio del tiempo por una selección predeterminada de amplitudes de portadora. Cada pulso puede ser muestreado en distintos espacios de fase en distintos momentos. Esto permite la comunicación en espacios de fase que no son detectables por los receptores convencionales. La relación de fase dependiente del tiempo de las portadoras proporciona el escaneo automático de un patrón de haces transmitido por una formación de antenas. En las comunicaciones de guía de ondas, las frecuencias de portadora y el espacio de fases pueden ser correlacionados con la dispersión cromática de una fibra óptica para aumentar la capacidad de la fibra.

También se llama la atención sobre una publicación de BINGHAM, titulada "ADSL, VDSL y modulación de multiportadoras", publicada en 2000 por JOHN WILEY & SONS, NUEVA YORK, EE UU, XP002199502, que describe en la sección 7.1, figura 7.1, el ensanchamiento del dominio de la frecuencia por transformación matricial de la entrada de la IFFT.

Se llama la atención sobre el documento WO 98/00946, que describe un procedimiento y un aparato que logra una rápida sincronización de temporización, sincronización de frecuencia de portadora, y sincronización de frecuencia de muestreo de un receptor con una señal multiplexada por división de frecuencia ortogonal (OFDM). El procedimiento utiliza dos símbolos de adiestramiento de OFDM para obtener una sincronización completa en menos de dos tramas de datos. Un primer símbolo de adiestramiento de OFDM sólo tiene sub-portadoras de número par y, esencialmente, ninguna sub-portadora de número impar, una disposición que da como resultado la simetría de semi-símbolos. Un segundo símbolo de adiestramiento de OFDM tiene sub-portadoras de número par moduladas diferencialmente, respecto a las del primer símbolo de adiestramiento de OFDM, mediante una secuencia predeterminada. La sincronización se logra calculando métricas que utilizan las propiedades únicas de estos dos símbolos de adiestramiento de OFDM. La sincronización de temporización se determina mediante el cálculo de una métrica de temporización que reconoce la simetría de semi símbolos del primer símbolo de adiestramiento de OFDM. La estimación del desplazamiento de la frecuencia de la portadora se realiza usando la métrica de temporización, así como una métrica de desplazamiento de la frecuencia de la portadora que alcanza su máximo en el valor correcto del desplazamiento de la frecuencia de la portadora. La estimación del desplazamiento de la tasa de muestreo se realiza mediante la evaluación de la pendiente de la posición de los puntos de rotación de fase, debida al desplazamiento de la tasa de muestreo, como una función del número de frecuencia de la sub-portadora.

El documento WO 99/52250 divulga un canal en un sistema de comunicación de múltiples portadoras que es ecualizado mediante el cálculo de una respuesta espectral deseada, acortando la respuesta de impulsos del canal, de manera que una parte significativa de una energía de la respuesta de impulsos se limite a una región que es más corta que una longitud de destino, y filtrando la señal en base a la respuesta espectral deseada. Un sistema de comunicación de múltiples portadoras puede incluir un filtro de acortamiento de impulsos primarios que recibe una señal de salida de un convertidor de analógico a digital y acepta coeficientes. Un filtro de acortamiento de impulsos secundarios puede recibir la señal de salida del convertidor de analógico a digital, emitir una señal de salida y pasar coeficientes al filtro de acortamiento de impulsos primarios. Un generador de señales de referencia puede emitir una señal de referencia. Un comparador puede comparar la señal de salida y la señal de referencia y emitir una señal de error resultante. Un procesador adaptable puede calcular los coeficientes para el filtro de acortamiento de impulsos secundarios en base a la señal de error.

Se llama la atención adicional sobre un documento de THOMAS KELLER et al, titulado "Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications" ["Modulación adaptable de multi-portadora: un entorno conveniente para el procesamiento de tiempo y frecuencia en las comunicaciones inalámbricas"], y publicado en "Proceedings of the IEEE", IEEE, Nueva York, EE UU, vol. 88, núm. 5, 1 de mayo de 2000 (01/05/2000). El documento ofrece una perspectiva histórica de la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) con referencia a su bibliografía. Sus ventajas y desventajas son revisadas, y su rendimiento es caracterizado por canales sumamente dispersivos. Los efectos de errores de sincronización de dominio, tanto de tiempo como de frecuencia, se cuantifican, y se revisan una serie de soluciones propuestas en la bibliografía reciente. Uno de los principales objetivos de esta revisión es poner de relieve el pensamiento reciente detrás de asignación adaptable de bits y la turbo-codificación en el contexto de la OFDM. El documento concluye con una comparación de gran alcance del caudal de los esquemas aquí descritos, bajo la restricción unificada de una tasa de errores de bits con un objetivo fijo de 10^{-4} .

También se llama la atención sobre el documento US5907585, que describe un procedimiento y un detector para detectar señales digitales. Una señal analógica recibida de ganancia controlada automáticamente es convertida de analógica en una señal digital, que se somete a un procesamiento de demodulación de cuadratura mediante la operación. El resultado de la demodulación de cuadratura se somete a un procesamiento de filtro de paso bajo

mediante la operación, es decir, se realiza una detección digital mediante el procesamiento por software para una variable en cada procesamiento de software, de acuerdo a los cambios en el procedimiento de modulación de la señal recibida y en la velocidad de transmisión de símbolos.

Resumen

- 5 De conformidad con la presente invención, se proporcionan un procedimiento y un aparato, tal como se define, respectivamente, en las reivindicaciones independientes. Realizaciones preferidas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes.

10 En un aspecto del sistema de comunicación, el consumo de energía asociado a la generación y la transmisión de señales de OFDM se reduce en comparación con los anteriores sistemas de OFDM descritos anteriormente. El procedimiento de señalización de OFDM incluye la definición de una constelación que tiene una pluralidad de símbolos, la definición de la duración de los símbolos para la señal de comunicación de OFDM, y la definición de una pluralidad de instantes en el tiempo en la duración de los símbolos. En una duración de símbolos dada, una pluralidad de tonos en la duración de los símbolos se asignan a un transmisor particular, y la señal a transmitir se representa mediante un vector de símbolos de datos procedentes de la constelación de símbolos. Los símbolos primero se correlacionan directamente con los instantes en el tiempo prescritos en la duración de los símbolos. Una señal continua se construye entonces mediante la aplicación de las funciones continuas de interpolación a los símbolos correlacionados, de manera que los valores de la señal continua en los instantes en el tiempo prescritos sean respectivamente iguales a los símbolos correlacionados y la respuesta de frecuencia de la señal continua sólo contenga sinusoides en los tonos asignados. Finalmente, la señal digital, que se va a transmitir, consiste en muestras de la señal continua. Alternativamente, la señal digital se puede generar directamente mediante la aplicación de funciones discretas de interpolación a los símbolos correlacionados. Como los símbolos de la constelación, en general, tienen una buena propiedad de proporción entre pico y promedio, las elecciones apropiadas de tonos de frecuencia asignados, instantes en el tiempo prescritos y funciones de interpolación pueden dar como resultado una relación minimizada entre pico y promedio de la función continua y las muestras de señales digitales.

25 En una implementación, el procedimiento de generar directamente las muestras de señales digitales es multiplicar el vector de los símbolos que consiste en símbolos que se transmiten con una matriz constante, donde la matriz constante se determina mediante los tonos de frecuencia asignados y los instantes en el tiempo prescritos. La matriz se puede calcular previamente y almacenarse en una memoria.

- 30 En un aspecto, a un transmisor asociado al sistema de comunicación se asigna un cierto número de tonos contiguos y los instantes en el tiempo prescritos son instantes en el tiempo igualmente separados por toda la duración del símbolo de OFDM.

En otro aspecto, al transmisor se le asigna un número de tonos igualmente separados y los instantes en el tiempo prescritos son instantes en el tiempo igualmente separados, por una fracción de la duración del símbolo de OFDM.

- 35 En los aspectos anteriores, además del procedimiento general, las muestras de señales digitales pueden construirse mediante la expansión de los símbolos correlacionados a un conjunto prescrito de instantes en el tiempo, desde menos infinito a más infinito, y la interpolación del conjunto ampliado de los símbolos correlacionados con una función *sinc*. De manera equivalente, las muestras de las señales digitales también se pueden generar mediante una serie de operaciones, incluyendo la transformación de Fourier discreta, la inserción de ceros, y la transformación de Fourier discreta inversa.

40 Para reducir aún más la relación entre pico y promedio de las muestras de las señales digitales obtenidas mediante interpolación, cuando los símbolos de la constelación son correlacionados con los instantes en el tiempo prescritos, las constelaciones utilizadas por dos instantes adyacentes en el tiempo están desplazadas en $\pi/4$.

- 45 En otro aspecto del sistema, los componentes reales e imaginarios del vector de muestras digitales resultante se desplazan cíclicamente antes de añadir el prefijo cíclico. En otro aspecto más del sistema de comunicación, al transmisor deseado se asignan más tonos que el número de símbolos a transmitir. Los símbolos de la constelación se correlacionan directamente con instantes de tiempo prescritos igualmente separados. Las muestras de las señales digitales se construyen mediante la expansión de los símbolos correlacionados hasta un conjunto prescrito de instantes en el tiempo, desde menos infinito a más infinito, y la interpolación del conjunto expandido de los símbolos correlacionados con una función cuya transformación de Fourier satisface el criterio de interferencias nulas entre símbolos de Nyquist, tal como las funciones de coseno elevadas. Las muestras de las señales digitales también pueden ser generadas mediante una serie de operaciones, incluyendo la transformación de Fourier discreta, las ventanas y la transformación de Fourier discreta inversa.

- 55 Los detalles de una o más realizaciones de la invención se exponen en los dibujos adjuntos y la descripción a continuación. Otras características, objetos y ventajas de la invención serán evidentes a partir de la descripción y los dibujos, y de las reivindicaciones.

Descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de OFDM.

La figura 2A es un diagrama de bloques de un sistema de interpolación utilizado por el sistema de OFDM de la figura 1.

5 La figura 2B es un diagrama de bloques de otro sistema de interpolación utilizado por el sistema de OFDM de la figura 1.

La figura 3A es un gráfico que muestra los símbolos correlacionados con instantes en el tiempo prescritos en el dominio del tiempo, de acuerdo a la técnica de OFDM implementada por el sistema de la figura 1.

La figura 3B es un gráfico que muestra la respuesta del dominio de frecuencia del gráfico de la figura 3B.

10 La figura 4A muestra una técnica de implementación para la producción de un vector de muestras de señales digitales, utilizando la correlación de símbolos en el dominio del tiempo, en el caso en que los tonos asignados sean contiguos.

La figura 4B es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación para la producción de un vector de la muestras de señales digitales, en el caso en que los tonos de frecuencia asignados sean contiguos.

15 La figura 4C es un gráfico que muestra la correlación de los símbolos con los instantes en el tiempo prescritos, la expansión de los símbolos correlacionados, y el uso de una función sinc para interpolar los símbolos expandidos.

La figura 4D es un gráfico que muestra la gran razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante, cuando los símbolos son correlacionados en el dominio de la frecuencia en los anteriores sistemas de OFDM.

20 La figura 4E es un gráfico que muestra la razón reducida entre pico y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos son correlacionados en el dominio del tiempo usando la técnica de las figuras 4A a 4C.

La figura 5A muestra otra técnica de implementación para producir el vector de muestras de señales digitales utilizando la correlación de símbolos en el dominio del tiempo en el caso en que los tonos asignados estén igualmente espaciados en la frecuencia.

25 La figura 5B es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación para la producción de un vector de muestras de señales digitales en el caso en que los tonos de frecuencia asignados estén espaciados por igual.

30 La figura 5C es un gráfico que muestra la correlación de los símbolos con los instantes en el tiempo prescritos, la expansión de los símbolos correlacionados y el uso de una función sinc para interpolar los símbolos.

La figura 5D es un gráfico que muestra la relación reducida entre pico y promedio del vector resultante de muestras de señales digitales cuando los símbolos se correlacionan en el dominio de tiempo mediante la técnica de las figuras 5A a 5C.

35 La figura 6 es un gráfico que muestra la rotación de símbolos en $\pi/4$.

La figura 7 muestra el uso de un desplazamiento cíclico de los componentes de señal reales e imaginarios.

La figura 8A es un gráfico que muestra la aplicación de una función de ventanas en el dominio de frecuencia para reducir aún más la relación entre pico y promedio.

40 La figura 8B es un diagrama de bloques que muestra una técnica que utiliza más tonos que el número de símbolos que deben transmitirse para la producción de un vector de muestras de señales digitales.

La figura 8C es un gráfico que muestra el uso de una función de interpolación correspondiente a la función de ventanas de la figura 8B para los símbolos correlacionados con los instantes en el tiempo prescritos.

45 La figura 8D es un gráfico que muestra la relación reducida entre pico y promedio del vector resultante de muestras de señales digitales cuando los símbolos se correlacionan en el dominio del tiempo mediante la técnica de las figuras 8A a 8C.

Los símbolos de referencia iguales en los diversos dibujos indican elementos iguales.

Descripción detallada

50 Haciendo referencia a la figura 1, se muestra un sistema 10 de comunicación de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM). El sistema 10 de comunicación de OFDM recibe una primera constelación de símbolos $\{B_i\}$ 12 y proporciona los símbolos a un circuito 14 de correlación de símbolo a símbolo, que produce una segunda constelación de símbolos complejos $\{C_i\}$ 16. Los símbolos complejos 16 representan datos o un flujo de datos a transmitir por el sistema de comunicación de OFDM, y pueden elegirse entre una gran variedad de constelaciones de símbolos, incluyendo, pero sin limitación, constelaciones de símbolos de modulación por desplazamiento de fase (PSK) y modulación de amplitud de cuadratura (QAM). La correlación de símbolo a símbolo realizada por el circuito 14 de correlación es una etapa optativa realizada por el sistema 10 de comunicación de OFDM.

60 A continuación, un circuito 18 de correlación de instantes en el tiempo correlaciona cada símbolo complejo 16 con un instante en el tiempo prescrito dentro de una determinada duración de símbolos de OFDM. La operación de correlación se realiza en el dominio del tiempo de modo que el circuito 18 de asignación genere una señal discreta de símbolos correlacionados dentro de la duración de símbolos del dominio del tiempo. La salida del circuito 18 de correlación se proporciona a un circuito 20 de interpolación, que produce una serie de muestras de señales digitales $\{S_i\}$ 22. Las muestras 22 de señales digitales se forman mediante el muestreo de una señal continua, que se

construye mediante la aplicación de una o más funciones predeterminadas de interpolación continua a los símbolos complejos correlacionados 19. Alternativamente, las muestras 22 de señales digitales se forman mediante la aplicación directa de una o más funciones de interpolación discreta predeterminadas a los símbolos complejos correlacionados 19. Cuando se utiliza la técnica de aplicar funciones discretas de interpolación, no se genera ninguna señal continua intermedia y la etapa de muestreo de la señal continua no es necesaria. El funcionamiento del circuito 20 de interpolación se describe con mayor detalle a continuación. Un circuito 24 de prefijo cíclico recibe la serie de muestras 22 de señales digitales desde el circuito 20 de interpolación y antepone un prefijo cíclico a las muestras 22 de señales digitales. El circuito 24 de prefijo cíclico opera para copiar y anteponer la última porción del vector S 22 de muestras de señales digitales al comienzo de la duración del símbolo de OFDM. Las muestras 22 de señales digitales resultantes con el prefijo cíclico antepuesto se convierten en una señal analógica mediante un convertidor 28 de digital a analógico. La señal analógica resultante se procesa adicionalmente mediante un filtro 30 de conformación de impulsos, cuya salida se modula a una frecuencia portadora, y se amplifica mediante una unidad 32 amplificadora de potencia para su transmisión a través de una antena 34.

En una implementación del sistema 10 de comunicación de OFDM, el circuito 14 de correlación de símbolo a símbolo, el circuito 18 de correlación de instantes en el tiempo, el circuito 20 de interpolación y el circuito 24 de prefijo cíclico se implementan en un procesador de señales digitales (DSP) 26, y pueden incluir una combinación de módulos de hardware y/o módulos de software. Estos circuitos 14, 18, 20 y 24 también pueden implementarse como circuitos discretos por separado dentro del sistema 10 de comunicación de OFDM.

Los detalles del circuito 20 de interpolación se muestran en la figura 2A. El circuito 20 de interpolación incluye un módulo 21 de función de interpolación que aplica una o más funciones de interpolación continuas a la señal discreta de símbolos correlacionados 19 para generar una señal continua en la que la variación de la señal se reduce al mínimo entre símbolos adyacentes. Así, la señal continua tiene una baja proporción entre pico y promedio. Las funciones de interpolación pueden calcularse previamente y almacenarse en una memoria 23 de funciones de interpolación, conectada al módulo 21 de funciones de interpolación. Un circuito 27 de asignación de tonos de frecuencia y de instantes en el tiempo está conectado a la memoria 23 de funciones de interpolación y define un conjunto de tonos asignados seleccionados entre los tonos de frecuencia distribuidos sobre un ancho de banda predeterminado asociado al sistema 10 de comunicación de OFDM. El conjunto de tonos asignados entonces se proporciona a la memoria 23 de funciones de interpolación. El circuito 27 de asignación de tonos de frecuencia y de instantes en el tiempo también define los instantes en el tiempo prescritos distribuidos sobre la duración de símbolos del dominio del tiempo, que también se pueden almacenar en la memoria 23 de funciones de interpolación para su uso mediante el módulo 21 de funciones de interpolación, así como otros módulos dentro del DSP 26. El circuito 20 de interpolación también incluye un circuito 25 de muestreo para la recepción y el muestreo de la señal continua en instantes de tiempo discretos distribuidos sobre la duración de símbolos del dominio del tiempo, para generar el vector 22 de muestras de señales digitales. Alternativamente, en la figura 2B el módulo 21 de funciones de interpolación aplica una o más funciones de interpolación discretas a la señal discreta de los símbolos correlacionados 19 para generar directamente el vector 22 de muestras de señales digitales, en cuyo caso el circuito 25 de muestreo (de la figura 2A) no es necesario. Mediante la aplicación de las funciones de interpolación discretas, el módulo 21 de funciones de interpolación combina eficazmente las etapas de procesamiento de aplicación de las funciones de interpolación continuas y el muestreo de la señal continua intermedia.

La figura 3A representa gráficamente las etapas de procesamiento de señales realizadas por los diversos circuitos del DSP 26. Más específicamente, la figura 3A muestra la construcción de la señal a transmitir en una duración dada de símbolos del dominio del tiempo de la OFDM. La duración de símbolos del dominio del tiempo es un intervalo de tiempo entre 0 y T. Para los propósitos de la siguiente descripción, la duración T de símbolos de OFDM no incluye el prefijo cíclico. La señal a transmitir en la duración 40 de símbolos está representada por símbolos complejos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16 que se correlacionan con los instantes en el tiempo prescritos, donde M indica el número de símbolos a transmitir en la duración 40 de símbolos.

En una implementación, el sistema 10 de comunicación de OFDM es un sistema de comunicación de acceso múltiple donde todo el ancho de banda disponible para todos los transmisores en el sistema se divide en F tonos de frecuencia ortogonales, f_1, f_2, \dots, f_F . En la duración 40 de símbolos dada, a un transmisor particular que opera dentro de un sistema de comunicación de acceso múltiple se asignan M tonos de frecuencia $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, que es un subconjunto de f_1, f_2, \dots, f_F (el número total de tonos de frecuencia) para transmitir la señal. Como parte de esta implementación, el número de tonos asignados a un transmisor particular es igual al número de símbolos a transmitir mediante ese transmisor. Más adelante en la figura 8A, el número de tonos asignados puede ser mayor que el número de símbolos a transmitir. Los tonos de frecuencia restantes pueden ser utilizados por otros transmisores dentro del sistema de comunicación. Esta técnica permite que el sistema 10 de comunicación de OFDM funcione como un sistema de comunicación de acceso múltiple.

Los símbolos de datos complejos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16 se correlacionan primero con $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$, respectivamente, donde $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$ son M instantes en el tiempo prescritos dentro de la duración 40 de símbolos del dominio del tiempo. La operación de correlación genera una señal discreta de símbolos correlacionados. Debe observarse que el número de instantes en el tiempo prescritos es igual al número de símbolos M a transmitir. Tal como se describió anteriormente, la correlación de símbolos se produce en el dominio del tiempo. Las funciones 42 continuas de interpolación se aplican entonces a la señal discreta de símbolos correlacionados 16 para generar una función

continua CF(t), para t en el intervalo de tiempo entre 0 y T.

Las funciones 42 de interpolación se construyen de tal manera que los valores de la función continua CF(t) en los instantes en el tiempo $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$ sean respectivamente iguales a $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ y la respuesta de la frecuencia de la función continua CF(t) contenga sólo sinusoides en los tonos asignados. Por lo tanto, CF(t) se construye como

5

$$CF(t) = \sum_{k=1}^M A_k e^{J2\pi f_{i(k)}t}$$

en la que $J = \sqrt{-1}$ y los coeficientes A_k están dados por

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)}t_1} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}t_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)}t_M} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}t_M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$$

Así, cada coeficiente A_k se genera mediante la multiplicación de una matriz de sinusoides predeterminados por la única columna de símbolos de datos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16.

10 La figura 3B muestra la respuesta de frecuencia de la función continua CF(t). Más específicamente, la figura 3B muestra que la respuesta de frecuencia de la función continua no es cero sólo en los tonos de frecuencia asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, y es cero en todos los otros tonos de frecuencia.

15 La salida del DSP 26 es un vector S 22 de muestras de señales digitales, que son las muestras de la función continua CF(t) en instantes en el tiempo discretos $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$, es decir, $S_1 = CF(0), S_2 = CF(T/N), S_3 = CF(2T/N), \dots, S_N = CF(T(N-1)/N)$, donde N es el número de instantes en el tiempo discretos en el vector 22 de las muestras de señales digitales. En una forma general, t_1, \dots, t_M puede no ser necesariamente igual a cualquiera de los instantes en el tiempo $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$. Por lo tanto, mientras que las muestras S 22 de señales digitales puedan producirse en los instantes en el tiempo t_1, \dots, t_M , el sistema 10 de comunicación de OFDM no requiere que los instantes en el tiempo $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$ sean iguales a t_1, \dots, t_M .

20 En otra implementación del sistema 10 de comunicación de OFDM, las muestras S 22 de señales digitales pueden generarse mediante el DSP 26 multiplicando directamente una matriz de ondas sinusoidales Z calculadas previamente, que operan como funciones de interpolación discretas, por la señal discreta de los símbolos C correlacionados, para satisfacer la función de transformación $S = ZC$ de acuerdo a lo siguiente:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)}0} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)}T\frac{N-1}{N}} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}T\frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)}0} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)}T\frac{N-1}{N}} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}T\frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)}t_1} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}t_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)}t_M} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)}t_M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix} = ZC$$

25 en donde C representa el vector de símbolos, y la matriz Z representa el producto de las dos matrices en la segunda línea de la ecuación anterior. Cada columna (i) de la matriz Z representa la función 42 de interpolación de un símbolo C_i correspondiente para generar las muestras S 22 de señales digitales. De tal modo, la matriz Z puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria 23 de funciones de interpolación del circuito 20 de interpolación (figura 2B). El circuito 20 de interpolación aplica entonces las funciones 42 de interpolación discretas definidas por la matriz Z a la señal discreta de los símbolos complejos correlacionados C 16, para satisfacer los criterios de $S = ZC$ y para generar el vector de muestras 22 de señales digitales.

35 El propósito de construir la señal en el dominio del tiempo es correlacionar directamente los símbolos 16, que tienen una propiedad deseable de baja proporción entre pico y promedio, con los instantes en el tiempo prescritos dentro de la duración 40 de símbolos. Funciones 42 adecuadas de interpolación son seleccionadas para obtener la función continua CF(t) y las muestras 22 de señales digitales, de tal manera que la propiedad deseable de baja relación entre pico y promedio de los símbolos 16 se conserve esencialmente para la función continua y para las muestras 22 de señales digitales. La propiedad de proporción entre pico y promedio de la función continua CF(t) resultante (interpolada) y de las muestras 22 de señales digitales es dependiente de las funciones 42 de interpolación, la

elección de los tonos de frecuencia asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ a partir del conjunto de tonos, y los instantes en el tiempo prescritos t_1, \dots, t_M .

Haciendo referencia a la figura 4A, una implementación del sistema 10 de comunicación de OFDM asigna tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ al transmisor asociado al sistema de comunicación, que son un subconjunto de tonos contiguos en el conjunto de tonos f_1, f_2, \dots, f_F . Por lo tanto, $f_{i(k)} = f_0 + (K-1)\Delta$, para $k = 1, \dots, M$, en donde M es el número de símbolos. Si el sistema 10 de comunicación de OFDM es un sistema de acceso múltiple, a cada transmisor asociado al sistema de comunicación se asigna un subconjunto no solapado de los tonos de frecuencia. Con fines de descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción de los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

Los símbolos complejos C_1, \dots, C_M se correlacionan en el dominio del tiempo con los siguientes instantes en el tiempo $t_k = (k - 1)T/M$, para $k = 1, \dots, M$. Como parte de esta implementación, los instantes en el tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes en el tiempo espaciados por igual, uniformemente distribuidos por toda la duración 40 de símbolos de OFDM, tal como se muestra en el primer gráfico de dominio del tiempo de la figura 4A. Dada la elección de los tonos de frecuencia asignados e instantes en el tiempo prescritos, la matriz Z , que se utiliza para generar las muestras S de señales digitales tal como se expone en las figuras 3A a 3B, se puede simplificar como

$$Z = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{i(1)} t_1} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} t_1} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{i(1)} T \frac{M-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} T \frac{M-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_{i(1)} t_1} & \dots & e^{-j2\pi f_{i(1)} t_M} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j2\pi f_{i(M)} t_1} & \dots & e^{-j2\pi f_{i(M)} t_M} \end{bmatrix}$$

El segundo gráfico del dominio temporal de la figura 4A muestra el vector S 22 de muestras de señales digitales resultante después de que el circuito 20 de interpolación aplica las funciones 42 de interpolación definidas por la matriz Z a los símbolos complejos 16 de acuerdo a la expresión $S = ZC$. Como parte de esta implementación, el módulo 25 de muestreo no se utiliza generalmente, ya que el vector S 22 de muestras de señales digitales está directamente generado a partir de la señal discreta de símbolos correlacionados utilizando la función de transformación $S = ZC$.

Volviendo a la figura 4B, un sistema 50 de procesamiento digital proporciona otra técnica para obtener el vector de muestras S de señales digitales. Un circuito DFT 52 recibe una señal discreta de símbolos de datos complejos C_i y calcula las respuestas de frecuencia A_1, \dots, A_M , en tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, a través de una transformada de Fourier discreta (DFT) de M puntos. El vector $[A_1, \dots, A_M]$ 54 emitido por el circuito DFT 52 se expande entonces a un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes en el tiempo en el vector S de señales discretas) mediante inserción de ceros en el bloque 56. Más específicamente, este procedimiento implica poner el k -ésimo símbolo A_k en el elemento $i(k)$ -ésimo del nuevo vector, para $k = 1, \dots, M$, donde $f_{i(k)}$ es el k -ésimo tono asignado al transmisor, y la inserción de ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito IDFT 58 realiza una transformada de Fourier discreta inversa de N puntos sobre el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector S de muestras de señales digitales. El procedimiento colectivo de DFT, inserción de ceros e IDFT es una manera de implementar las funciones de interpolación discretas.

Volviendo a la figura 4C, se muestra otra técnica para la obtención de muestras S de señales digitales. Para mayor simplicidad de la descripción, se supone que los tonos contiguos asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ se centran en la frecuencia 0. La construcción de los otros casos donde los tonos asignados no están centrados en la frecuencia 0 puede obtenerse de manera similar. Al igual que con la figura 4A, los instantes en el tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes en el tiempo espaciados por igual, distribuidos uniformemente en toda la duración 40 de símbolos de OFDM.

Los símbolos complejos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan en el dominio del tiempo con instantes en el tiempo t_1, \dots, t_M , respectivamente. A continuación, los símbolos correlacionados C_1, \dots, C_M se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican en un conjunto expandido de instantes en el tiempo prescritos, que es un superconjunto de t_1, \dots, t_M y que consiste en un número infinito de instantes en el tiempo espaciados por igual, que cubren el intervalo de tiempo de $-\infty$ a $+\infty$. Esta técnica crea una serie infinita de símbolos correlacionados C . La función continua $CF(t)$ entonces se construye mediante la interpolación de la serie infinita de símbolos correlacionados utilizando una función 60 sinc de interpolación. Matemáticamente, las etapas anteriores construyen la función continua $CF(t)$ como

$$CF(t) = \sum_{i=1}^M \left\{ C_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc} \left(c(t - t_i - kT, \frac{T}{M}) \right) \right\}$$

en donde $\text{sinc}(a,b) = \text{sen}(\pi ca/b)/(\pi ca/b)$. La función 60 sinc de interpolación también puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria 23 de funciones de interpolación. Tal como se expuso en la figura 3A, las muestras S 22 de señales digitales son las muestras de la función continua $CF(t)$ en los instantes en el tiempo $0, T/N, \dots, T(N-1)/N$. En las figuras 4A a 4C, si N es un múltiplo de M , entonces $S_{1+(k-1)N/M} = C_k$, para $k = 1, \dots, M$. Cabe señalar

que la función continua $CF(t)$ se aplica solamente a la duración 40 de símbolos entre 0 y T . El uso del intervalo de tiempo desde $-\infty$ a $+\infty$ es únicamente con el fin de construir matemáticamente $CF(t)$. Las funciones de interpolación discretas, que combinan las funciones de interpolación continuas y la función de muestreo, pueden obtenerse fácilmente de la descripción anterior.

5 Con fines de comparación, la figura 4D ilustra la relación resultante entre pico y promedio para un vector S 62 de muestras de señales digitales y su señal 64 de OFDM transmitida y asociada, producida mediante los símbolos 16, donde la señal se construye en el dominio de frecuencia. Tal como se describió anteriormente, esta técnica conocida de correlación de los símbolos 16 en el dominio de frecuencia produce una gran variación de señal en la señal 64 de OFDM transmitida y da como resultado una gran proporción entre pico y promedio.

10 La figura 4E ilustra la pequeña variación resultante de señal y la baja relación entre pico y promedio del vector S 66 de muestras de señales digitales, asociado a la señal 68 de OFDM transmitida. Tal como se apreciará mediante la comparación de las figuras 4D y 4E, la correlación de la constelación de símbolos complejos 16 en el dominio del tiempo produce una señal 68 de OFDM que tiene una proporción entre pico y promedio significativamente reducida.

15 La figura 5A muestra una segunda implementación del sistema 10 de comunicación de OFDM, y sirve para generalizar adicionalmente el sistema mostrado en las figuras 4A a 4C. Como parte del sistema 10 de OFDM, los tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, asignados al transmisor asociado al sistema de comunicación, son un subconjunto de tonos espaciados por igual en el conjunto de tonos f_1, f_2, \dots, f_F . Por lo tanto, $f_{i(k)} = f_0 + (k-1)L\Delta$, para $k = 1, \dots, M$, y L es un número entero positivo que representa la separación entre dos tonos adyacentes asignados de frecuencia. Cuando $L = 1$, esta implementación es equivalente a la técnica de implementación descrita en las figuras 4A a 4C. Para facilitar la descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción para los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

25 En este caso, donde los tonos asignados son tonos espaciados por igual, la función continua construida $CF(t)$ es idéntica en cada uno de los L intervalos de tiempo, $[0, T/L]$, $[T/L, 2T/L]$, ..., y $[(L-1)T/L, T/L]$. Como parte de esta técnica, los símbolos C_1, \dots, C_M 16 se correlacionan con los siguientes instantes en el tiempo $t_k = (k-1)T/M/L$, para $k = 1, \dots, M$. En esta implementación, los instantes en el tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo espaciados por igual, uniformemente distribuidos sobre una fracción $(1/L)$ de la duración 70 de símbolos. En comparación, en el caso de tonos contiguos asignados (figura 4A), los instantes en el tiempo prescritos están espaciados por igual y distribuidos sobre toda la duración de los símbolos, tal como se expone respecto a la figura 4A.

30 El procedimiento para obtener las muestras S 22 de señales digitales, descrito en la figura 4A, también puede aplicarse respecto a la figura 5A. Más específicamente, el vector S de muestras de señales digitales es el producto de la matriz Z (que define las funciones de interpolación discretas) y el vector C de símbolos. Dada la elección de los tonos de frecuencia asignados y los instantes en el tiempo prescritos, la matriz Z , que se utiliza para generar las muestras 22 de señales digitales a partir de la señal discreta de símbolos correlacionados, puede simplificarse en la misma fórmula que en la figura 4A, con el único cambio en la definición de $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ y t_1, \dots, t_M .

35 En la figura 5B, el procedimiento de obtención del vector S 22 de muestras de señales digitales descrito en la figura 4B también se puede aplicar al caso de los tonos de frecuencia asignados que son tonos espaciados por igual. Más específicamente, un sistema 100 de procesamiento digital proporciona otra técnica para obtener el vector S de muestras de señales digitales. Un circuito DFT 102 recibe una señal discreta de símbolos de datos complejos C_i y calcula las respuestas de frecuencia A_1, \dots, A_M , en los tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, a través de una transformada discreta de Fourier (DFT) de M puntos. El vector $[A_1, \dots, A_M]$ 104 emitido por el circuito DFT 102 se expande entonces a un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes en el tiempo en el vector S de muestras de señales digitales) mediante la inserción de ceros en el bloque 106. Más específicamente, este procedimiento implica poner el k -ésimo símbolo A_k en el $i(k)$ -ésimo elemento del nuevo vector, para $k = 1, \dots, M$, donde $f_{i(k)}$ es el k -ésimo tono asignado al transmisor, y la inserción de ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito IDFT 108 realiza una transformada de Fourier discreta inversa de N puntos en el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector S de muestras de señales digitales del dominio del tiempo. El procedimiento colectivo de DFT, la inserción de ceros e IDFT es una forma de implementación de las funciones de interpolación discretas.

45 La figura 5C es la contraparte de la figura 4C, donde los símbolos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan con t_1, \dots, t_M , respectivamente, durante una fracción $(1/L)$ de la duración 70 de los símbolos. La correlación de los símbolos también se realiza en el dominio del tiempo. A continuación, los símbolos correlacionados C_1, \dots, C_M se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican en un conjunto expandido de instantes en el tiempo prescritos desde $-\infty$ a $+\infty$, lo que crea una serie infinita de símbolos. La función continua $CF(t)$ se construye entonces mediante la interpolación de la serie infinita de símbolos correlacionados con una función 72 sinc de interpolación. Así, la función continua $CF(t)$ incluye las muestras de señales digitales correlacionadas con los instantes en el tiempo prescritos, así como los puntos de muestras digitales entre los instantes en el tiempo prescritos. Matemáticamente, las etapas anteriores construyen la función continua como

$$CF(t) = \sum_{i=1}^M \left\{ C_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc} \left(t - t_i - kT \frac{1}{L}, \frac{T}{M L} \right) \right\}.$$

Con referencia continuada a la figura 5C, cada función sinc de interpolación es más estrecha y, por lo tanto, decae más rápidamente que la función sinc de interpolación que se muestra en la figura 4C. La función sinc de interpolación también puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación, para su uso mediante el módulo de funciones de interpolación. El vector de muestras digitales puede obtenerse con la misma técnica que se muestra en la figura 4C. En las figuras 5A y 5C, si N es un múltiplo de ML , entonces $S_{1+(k-1)N/ML+(j-1)N/L} = C_k$, para $k = 1, \dots, M$, y $j = 1, \dots, L$. Las funciones de interpolación discretas, que combinan las funciones de interpolación continuas y la función de muestreo, se pueden obtener fácilmente de la descripción anterior.

La figura 5D ilustra la pequeña variación resultante de señal y la baja proporción entre pico y promedio del vector de muestras de señales digitales, asociado a la señal de OFDM transmitida. Tal como se apreciará mediante la comparación de las figuras 4D y 5D, la correlación de la constelación de símbolos complejos en el dominio del tiempo produce una señal de OFDM que tiene una proporción entre pico y promedio significativamente menor.

Con referencia, ahora, a la figura 6, una técnica de rotación de símbolos en $\pi/4$ se utiliza para reducir aún más la relación entre pico y promedio de la señal de OFDM transmitida. En una duración de símbolos de OFDM, si los símbolos B_1, \dots, B_M de la constelación han de transmitirse, los símbolos B_1, \dots, B_M se correlacionan con otro bloque de símbolos complejos C_1, \dots, C_M , donde cada símbolo de número impar permanece sin cambios y cada símbolo de número par es rotado en fase en $\pi/4$. Por ejemplo, si los símbolos B_1, \dots, B_M pertenecen a una constelación de QPSK ($0, \pi/2, \pi, \pi/3/2$), los símbolos impares C_k siguen perteneciendo a la misma constelación de QPSK, mientras que, después de haber sido rotados en fase, los símbolos pares C_k pertenecen a otra constelación de QPSK $\{\pi/4, \pi/3/4, \pi/5/4, \pi/7/4\}$. Los símbolos C_1, \dots, C_M se utilizan luego para construir las muestras de señales digitales en el dominio del tiempo, tal como se ha descrito anteriormente respecto a las figuras 3A a 5C.

Con referencia a la figura 7, se muestra otra técnica para reducir la proporción entre pico y promedio, que introduce un desplazamiento cíclico de los componentes reales e imaginarios de la señal. Esta técnica implica una primera etapa de desplazamiento de los componentes imaginarios de las muestras de señales digitales, que se han generado usando la técnica de las figuras 3A a 5C, en un número entero de muestras. Si es necesario, la técnica implica entonces una segunda etapa de ajuste de la temporización, en una fracción de un período de muestras, entre los componentes reales e imaginarios de señal en la trayectoria de transmisión.

En una duración de símbolos de OFDM, si las muestras de señales digitales S_1, S_2, \dots, S_N se han obtenido utilizando el procedimiento tal como se ha descrito en las figuras 3A a 5C, el vector de muestras de señales digitales es entonces correlacionado con otro vector S' de la siguiente manera. El componente real de la muestra S'_k de señal digital es igual a la de la muestra S_k de señal digital. El componente imaginario de la muestra S'_k de señal digital es igual a la de la muestra S_j de señal digital, donde el índice $j = (k + d - 1) \bmod N + 1$, para $k = 1, \dots, N$, representando el mod una operación del módulo. El parámetro d es un entero que representa el desplazamiento cíclico, en términos del número de muestras, entre los componentes reales e imaginarios.

En una implementación, el valor de d se determina mediante $\frac{N}{2LM}$, en donde L se expone en la figura 5A. En un aspecto de esta técnica, d se elige para que esté cerca de $\frac{N}{2LM}$. Por ejemplo, d puede ser el número entero más próximo a $\frac{N}{2LM}$, el mayor entero no mayor que $\frac{N}{2LM}$, o el menor entero no inferior a $\frac{N}{2LM}$. En un ejemplo, d se elige para que sea el mayor entero no mayor que $\frac{N}{2LM}$. Este ejemplo se puede extender fácilmente para otras opciones de d .

El vector S' de muestras de señales digitales se pasa a continuación al circuito de anteposición del prefijo cíclico, tal como se muestra en la figura 1. Por lo tanto, la operación de desplazamiento cíclico de medio símbolo se realiza antes de la operación de anteposición del prefijo cíclico, tal como la realizada por el circuito de prefijo cíclico de la figura 1.

No se muestra específicamente en la figura 7, cuando, o después que, el vector S' de muestras y el prefijo cíclico se emiten al convertidor de digital a analógico, los componentes imaginarios son retardados adicionalmente en una

magnitud de $\left(\frac{N}{2LM} - d\right) \frac{T}{N}$, que es una fracción de un período de muestreo T/N.

5 Como una variante de la técnica mostrada en la figura 7 (que no se muestra específicamente), otra técnica para lograr un resultado similar se puede utilizar para eliminar la segunda etapa de ajuste de temporización en una fracción de un período de muestra entre los componentes reales e imaginarios de la señal en la trayectoria de transmisión. Como parte de esta técnica, los componentes reales e imaginarios de las muestras S 22 de señales digitales deseadas se generan por separado tal como se describe a continuación.

10 Una primera serie de las muestras 22 de señales digitales se genera mediante la técnica de las figuras 3A a 5C. Los componentes reales de las muestras 22 de señales digitales deseadas son iguales a los de la primera serie de muestras. Una segunda serie de muestras 22 de señales digitales se genera mediante la técnica de las figuras 3A a 5C, a excepción de los siguientes cambios. Los componentes imaginarios de las muestras de señales digitales deseadas son iguales a los de la segunda serie de muestras. En el procedimiento general descrito en las figuras 3, 4A, y 5A, la matriz

$$\begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)} 0} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} 0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)} T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix}$$

se cambia por

$$\begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)} (0 - \frac{T}{2LM})} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} (0 - \frac{T}{2LM})} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)} (T \frac{N-1}{N} - \frac{T}{2LM})} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} (T \frac{N-1}{N} - \frac{T}{2LM})} \end{bmatrix}$$

15 En el procedimiento del diagrama de bloques que se describe respecto a la figura 4B, una operación adicional se requiere después de la inserción de ceros (bloque 56) y antes de la IDFT de N puntos (bloque 58), donde cada

elemento k en el vector de longitud expandida N se rota en fase en $e^{-j2\pi f_k \frac{T}{2LM}}$.

20 Haciendo referencia a las figuras 8A a 8D, otra técnica para reducir aún más la relación entre pico y promedio se implementa mediante la asignación de más tonos de frecuencia que el número de símbolos complejos a transmitir en una duración 40 de símbolos. En las figuras 3 a 7, el número de tonos asignados al transmisor asociado al sistema de comunicación es igual al número de símbolos a transmitir en una duración dada de símbolos de OFDM. En comparación con las otras técnicas descritas respecto a las figuras anteriores, la técnica de las figuras 8A a 8D requiere una sobrecarga adicional del ancho de banda para transmitir el mismo número de símbolos complejos.

25 Por ejemplo, si el sistema 10 de comunicación asigna $M + M_{ex}$ tonos de frecuencia contiguos, $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M+M_{ex})}$, y M símbolos C_1, \dots, C_M de la constelación han de transmitirse en una duración de símbolos de OFDM, a partir de la comparación de las figuras 4A y 5A, el caso de tonos contiguos asignados se puede extender fácilmente al caso de los tonos asignados espaciados por igual. Como parte de esta implementación del sistema 10 de comunicación de OFDM, M_{ex} es un número positivo que representa el número de tonos en exceso a utilizar, y se supone que es un

30 número par. Por lo tanto, el tono asignado $f_{i(k)} = f_0 + (k - \frac{M_{ex}}{2} - 1)\Delta$, para $k = 1, \dots, M + M_{ex}$. Con fines de descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción para los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

Al igual que con la técnica descrita respecto a la figura 4A, los instantes en el tiempo prescritos son $t_k = (k-1)T/M$, para $k = 1, \dots, M$, es decir, los instantes en el tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes en el tiempo espaciados por igual en la duración 40 de símbolos.

35 Como parte de esta técnica que se muestra en la figura 8A, $P(f)$ es una función 90 llana de ventanas en el dominio de frecuencia, que es distinta de cero sólo en el intervalo $[f_{i(1)}, f_{i(M+M_{ex})}]$. Además, $P(f)$ 90 también satisface el criterio de Nyquist de interferencia cero entre símbolos, es decir,

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P(f - kM\Delta) = 1$$

para cualquier frecuencia f , en donde Δ es la separación entre tonos adyacentes.

La figura 8B muestra el diagrama de bloques de la técnica. Tal como se ha descrito anteriormente, una asignación de símbolo a símbolo se realiza optativamente para generar una señal discreta de símbolos complejos correlacionados C_1, \dots, C_M , 16. Las respuestas de frecuencia A_1, \dots, A_M 84 se calculan a través de una transformada de Fourier discreta (DFT) de M puntos de los símbolos complejos 16 en el bloque 82. En el bloque 86, el vector $[A_1, \dots, A_M]$ 84 se expande cíclicamente hasta un nuevo vector A' de longitud N y dotado de ventanas, con una función de ventanas 90, según lo siguiente:

$$A'_k = A_{g(k)} * P((k-1)\Delta + f_i)$$

en donde el índice $g(k) = \text{mod}(k-i(1)-M_{ex}/2, M) + 1$, para $k = 1, \dots, N$.

10 En el bloque 88, el vector S de muestras de señales digitales se obtiene tomando una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) de N puntos del nuevo vector A' . Finalmente, el prefijo cíclico se añade mediante el circuito 24 de prefijo cíclico, tal como se ha descrito anteriormente respecto a la figura 1.

15 Para proporcionar una intuición adicional a la técnica anterior de construcción de señales, supongamos que los tonos asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(m + M_{ex})}$ se centran en la frecuencia 0. En la figura 8C (como en la figura 4C), los símbolos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan con instantes en el tiempo espaciados por igual en la duración 40 de símbolos, y luego se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican desde $-\infty$ a $+\infty$. Lo que es diferente a la figura 4C es que una función 92 de interpolación diferente, que está determinada por la función 90 de ventanas, se utiliza para generar la función continua,

$$CF(t) = \sum_{i=1}^M C_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t-t_i-kT)$$

20 en donde $p(t)$ 92 es la respuesta del dominio del tiempo de $P(f)$ 90. Al igual que con la figura 4C, las muestras de señales digitales se obtienen haciendo que $t = 0, T/N, \dots, T(N-1)/N$.

En un aspecto ejemplar de esta técnica, si se utiliza una función de ventanas de coseno elevado, es decir,

$$P(f) = \begin{cases} \frac{T}{M} & \text{si } |f| < (1-\beta) \frac{M}{2T} \\ \frac{T}{2M} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta M} \left(|f| - \frac{(1-\beta)M}{2T} \right) \right] \right\} & \text{si } (1-\beta) \frac{M}{2T} \leq |f| \leq (1+\beta) \frac{M}{2T} \\ 0 & \text{si } |f| > (1+\beta) \frac{M}{2T} \end{cases}$$

25 en donde $\beta = (M_{ex} + 2)/M$ representa el porcentaje de sobrecarga de tono en exceso, entonces, la función de interpolación $p(t)$ 92 está dada por

$$p(t) = \frac{\text{sen}(\pi M / T) \cos(\pi \beta t M / T)}{\pi M / T \cdot 1 - 4 \beta^2 t^2 M^2 / T^2}$$

A medida que β aumenta, la función de interpolación $p(t)$ 92 decae más rápido, reduciendo así la probabilidad de tener un pico grande en las muestras entre los t_i .

30 La figura 8D muestra la pequeña variación resultante de la señal y la baja relación entre pico y promedio del vector S 94 de muestras de señales digitales, asociado a la señal 96 de OFDM transmitida. Tal como se apreciará, la correlación de los símbolos 16 de la constelación en el dominio del tiempo produce una señal 96 de OFDM que tiene una relación de señal entre pico y promedio significativamente menor.

35 Se ha descrito un número de realizaciones de la invención. No obstante, se comprenderá que pueden hacerse diversas modificaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por consiguiente, otras realizaciones están comprendidas dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para generar una señal multiplexada por división de frecuencia para su transmisión, teniendo un conjunto de tonos de frecuencia asignados a un transmisor y seleccionados entre tonos de frecuencia distribuidos sobre un ancho de banda predeterminado, comprendiendo el procedimiento:
 - 5 recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos ($C, C_j, 16$), calcular respuestas de frecuencia ($A_1, \dots, A_M, A_j, 54, 84, 104$) en dichos tonos de frecuencia asignados ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$), mediante una transformada discreta de Fourier, DFT, de M puntos, y emitir un vector de respuesta de frecuencia ($A_1, \dots, A_M, A_j, 54, 84, 104$) de longitud M,

expandir el vector de respuesta de frecuencia ($A_1, \dots, A_M, A_j, 54, 84, 104$) hasta un nuevo vector de longitud N, insertando símbolos de valor cero en todos los tonos de frecuencia distintos a los tonos asignados,
 - 10 realizar una operación de transformación discreta inversa de Fourier de N puntos sobre el nuevo vector, para obtener un vector ($S, 22$) de muestras de señales digitales;

anteponer un prefijo cíclico al vector de muestras (S) de señales digitales.
 2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$) son tonos asignados disponibles para su transmisión.
 - 15 3. El procedimiento de la reivindicación 1 o 2, en el cual los tonos asignados son contiguos, y / o en el cual el vector de longitud N es mayor que el vector de longitud M, y / o en el cual los tonos asignados están espaciados por igual.
 4. El procedimiento de la reivindicación 1, 2 o 3, que comprende adicionalmente

convertir el vector de muestras de señales digitales con el prefijo cíclico antepuesto en una señal analógica.
 5. El procedimiento de la reivindicación 4, que comprende adicionalmente
 - 20 modular la señal analógica en una frecuencia portadora para la transmisión.
 6. El procedimiento de la reivindicación 4, que comprende adicionalmente

realizar el filtrado de pulsos de la señal analógica antes de modular la señal analógica en la frecuencia portadora.
 7. El procedimiento de la reivindicación 4, que comprende adicionalmente

amplificar la señal analógica antes de la transmisión mediante una antena.
 - 25 8. Un aparato para generar una señal multiplexada por división de frecuencia, para su transmisión, con un conjunto de tonos de frecuencia asignados a un transmisor y seleccionados entre tonos de frecuencia distribuidos por un ancho de banda predeterminado, comprendiendo el aparato:

medios (52, 102, 82) para recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos ($C, C_j, 16$), calcular respuestas de frecuencia ($A_1, \dots, A_M, A_j, 54, 84, 104$) en dichos tonos de frecuencia asignados ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$), mediante una
 - 30 transformada discreta de Fourier, DFT, de M puntos, y emitir un vector de respuesta de frecuencia ($A_1, \dots, A_M, A_j, 54, 84, 104$) de longitud M,

medios (56, 106, 86) para expandir el vector de respuesta de frecuencia ($A_1, \dots, A_M, A_j, 54, 84, 104$) a un nuevo vector de longitud N, insertando símbolos de valor cero en todos los tonos de frecuencia distintos a los tonos asignados,
 - 35 medios (58, 108, 88) para realizar una transformación discreta inversa de Fourier de N puntos sobre el nuevo vector, para obtener un vector ($S, 22$) de muestras de señales digitales; y

medios (24) para anteponer un prefijo cíclico al vector de muestras ($S, 22$) de señales digitales.
 9. El aparato de la reivindicación 8, en el cual los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$) son tonos asignados disponibles para transmisión.
 10. El aparato de la reivindicación 8 o 9, en el cual los tonos asignados son contiguos, y / o en el cual el vector de longitud N es mayor que el vector de longitud M, y / o en el cual los tonos asignados están espaciados por igual.
 - 40 11. El aparato de la reivindicación 8, 9 o 10, que comprende adicionalmente

medios (28) para convertir el vector de muestras de señales digitales con el prefijo cíclico antepuesto a una señal analógica.
 12. El aparato de la reivindicación 8, en el cual el medio comprende una combinación de módulos de hardware y / o módulos de software.
 - 45 13. El aparato de la reivindicación 11, que comprende adicionalmente

medios para modular la señal analógica a una frecuencia portadora para su transmisión.

14. El aparato de la reivindicación 11, que comprende adicionalmente

medios (30) para realizar el filtrado de pulsos de la señal analógica antes de modular la señal analógica a la frecuencia portadora.

5 15- El aparato de la reivindicación 11, que comprende adicionalmente

medios (32) para amplificar la señal analógica antes de la transmisión via una antena (34).

16. Un producto de programa de ordenador, que comprende instrucciones legibles por ordenador adaptadas para realizar todas las etapas de procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7.

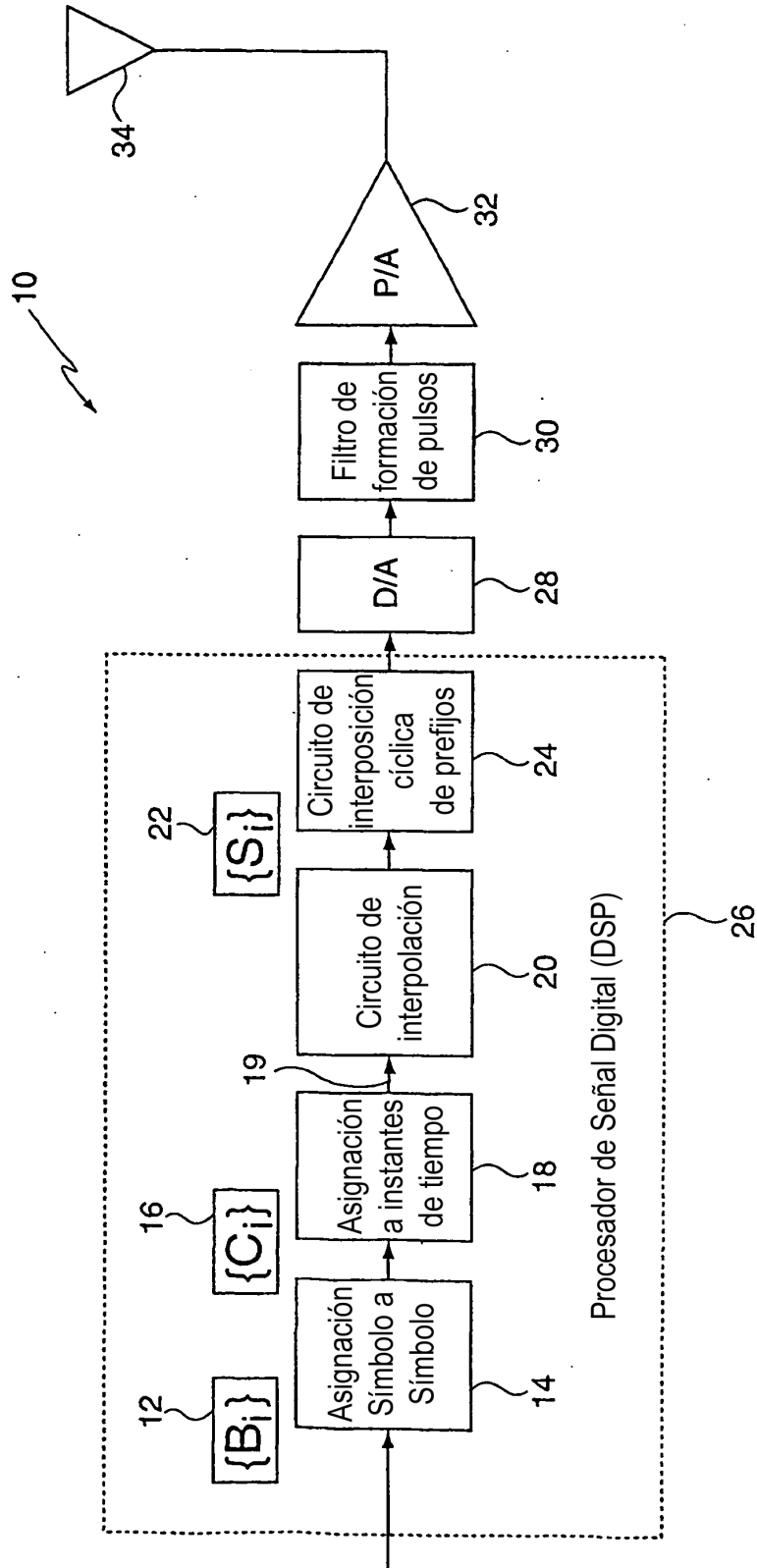


FIG. 1

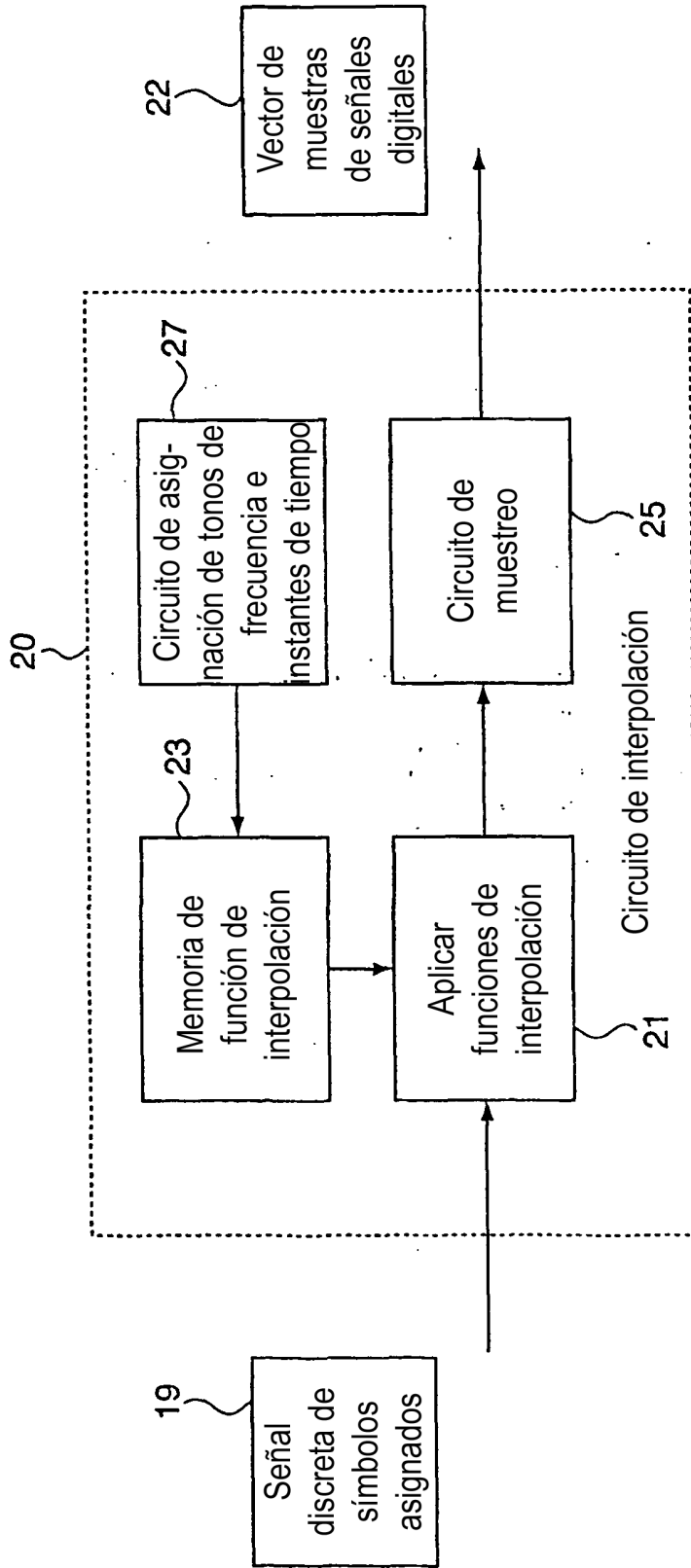


FIG. 2A

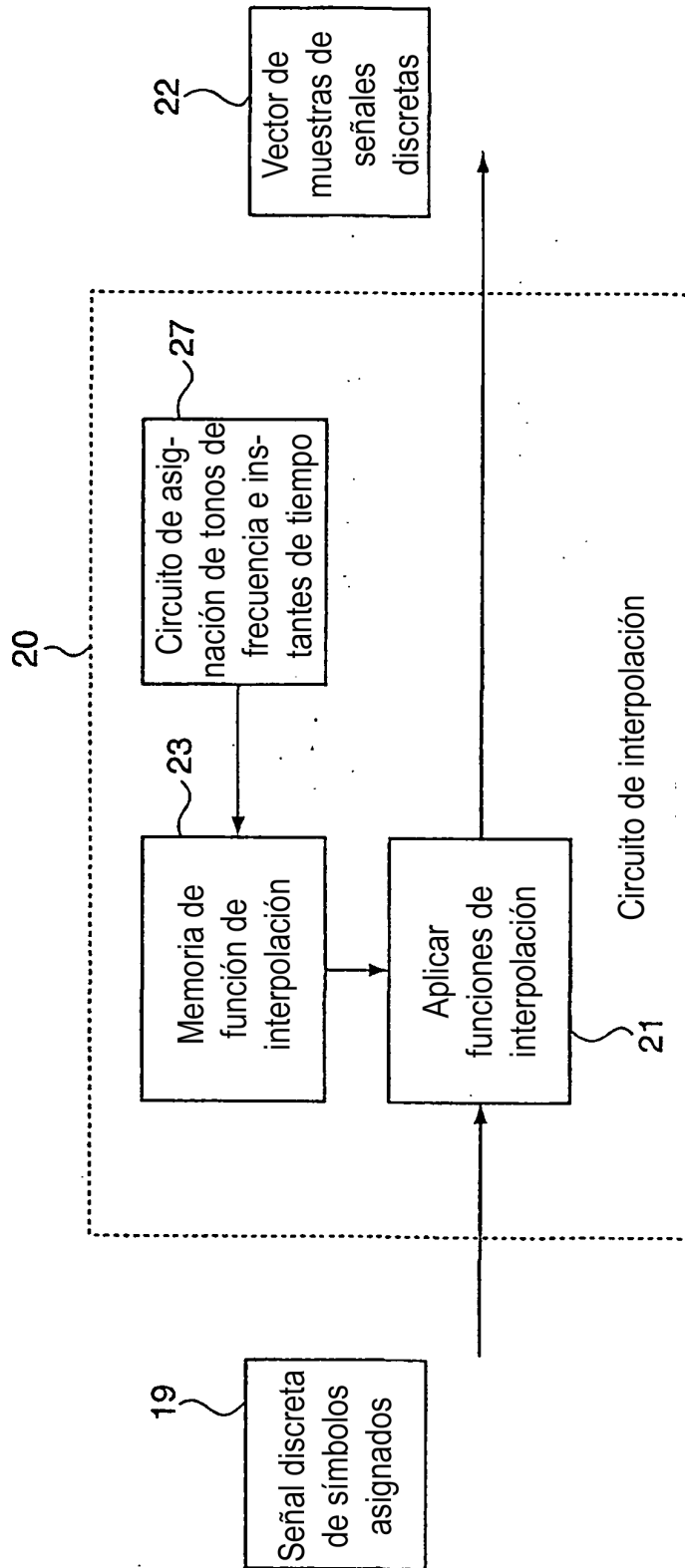


FIG. 2B

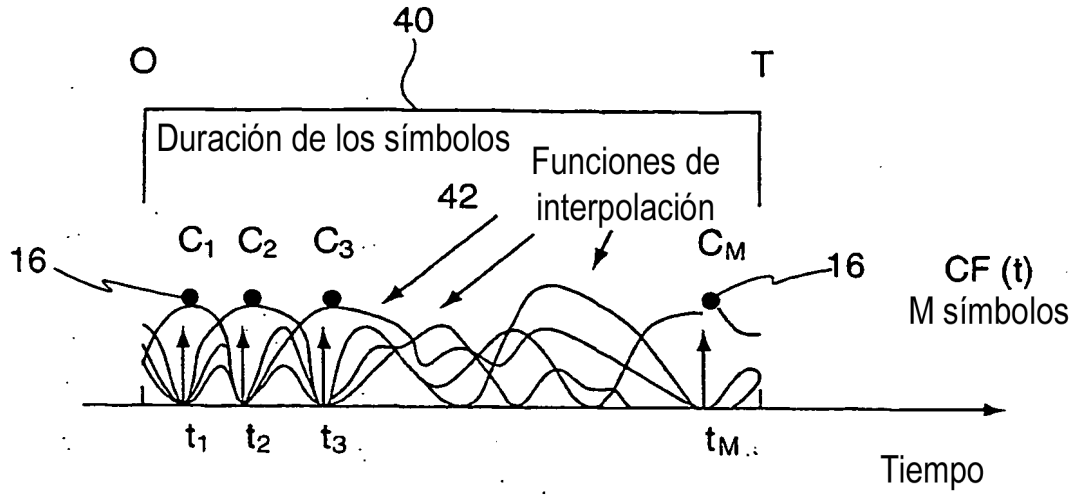


FIG. 3A

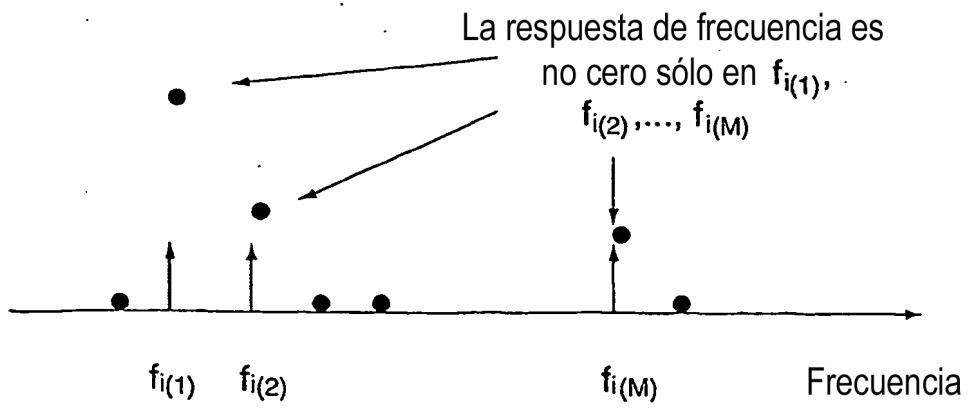


FIG. 3B

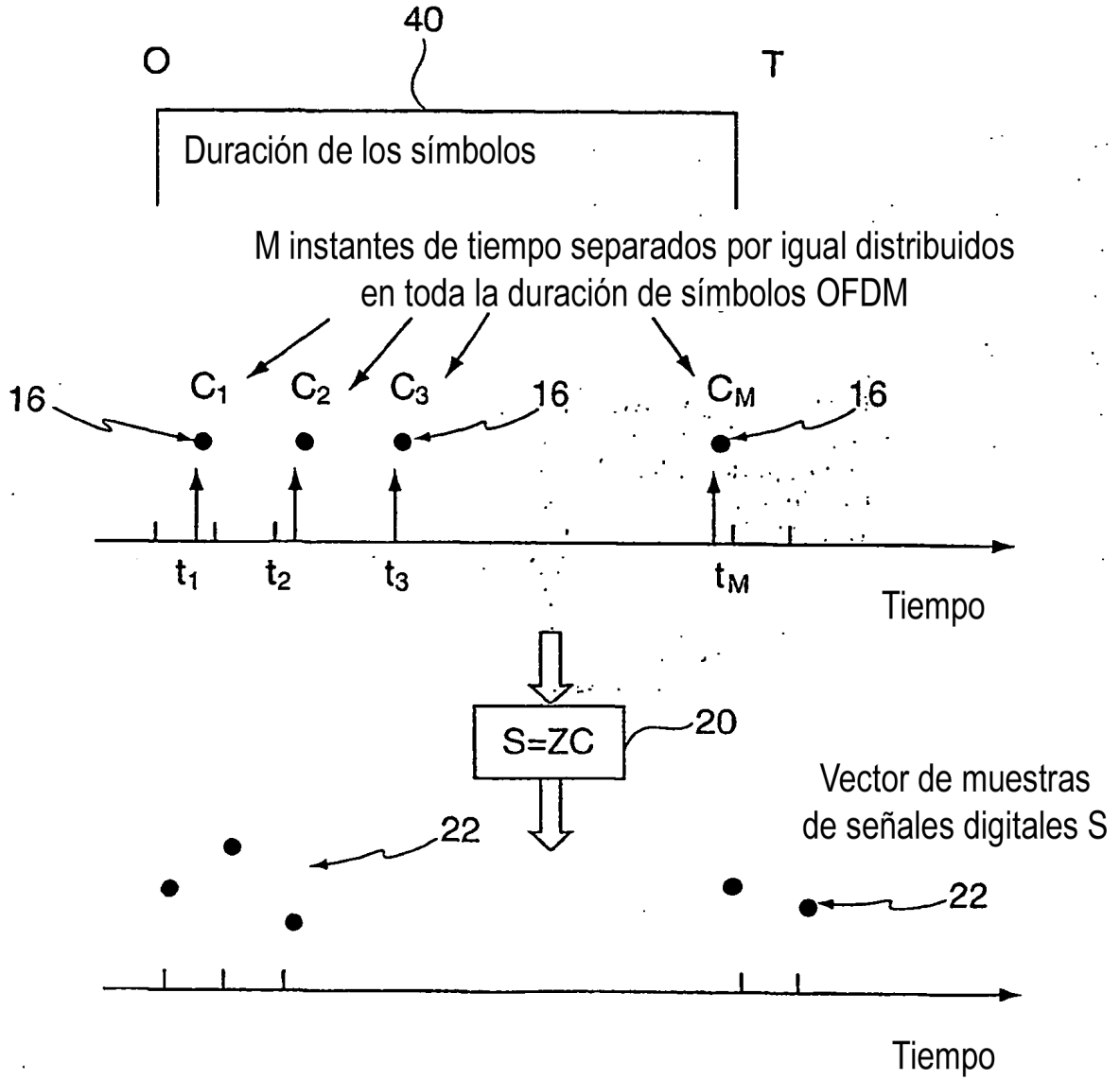


FIG. 4A

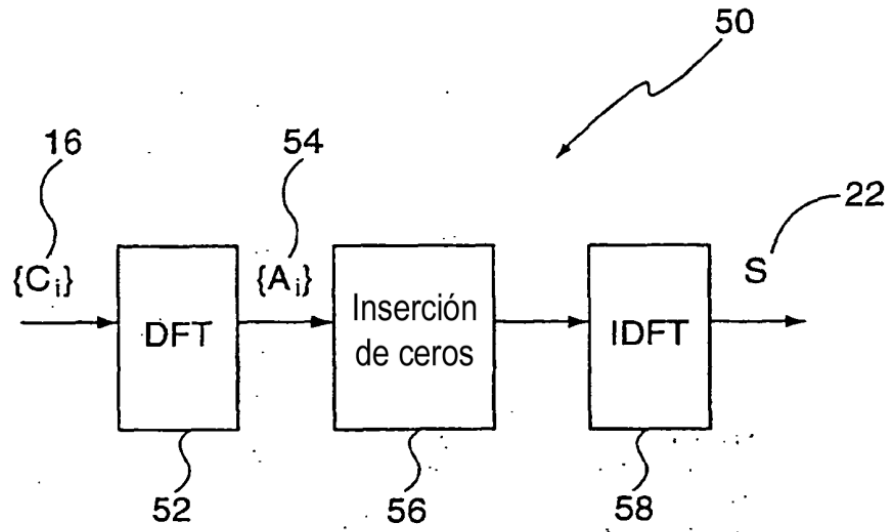


FIG. 4B

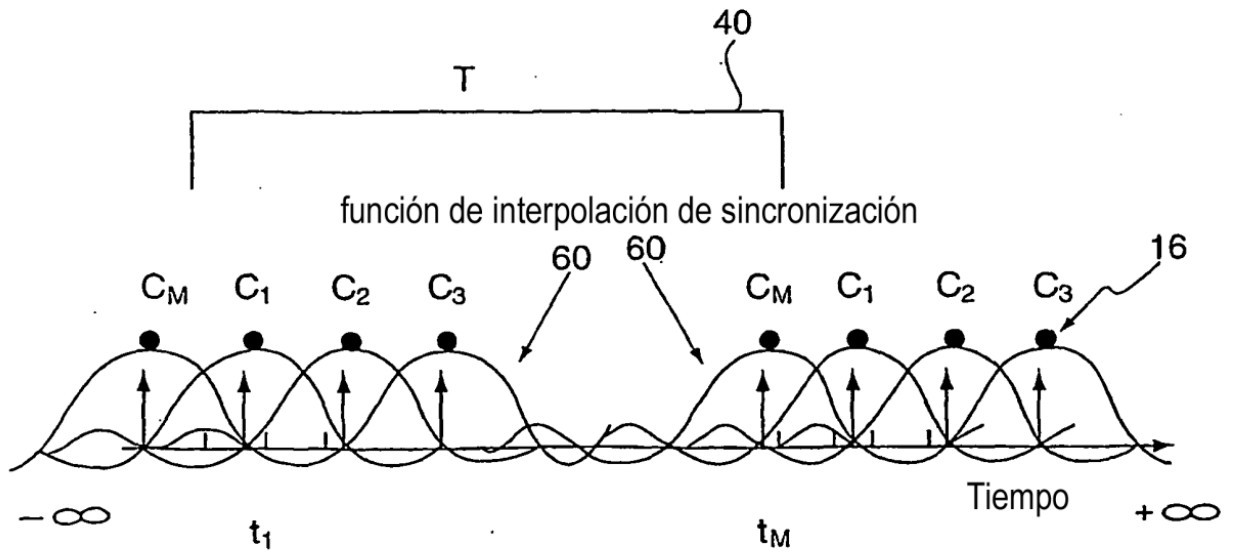


FIG. 4C

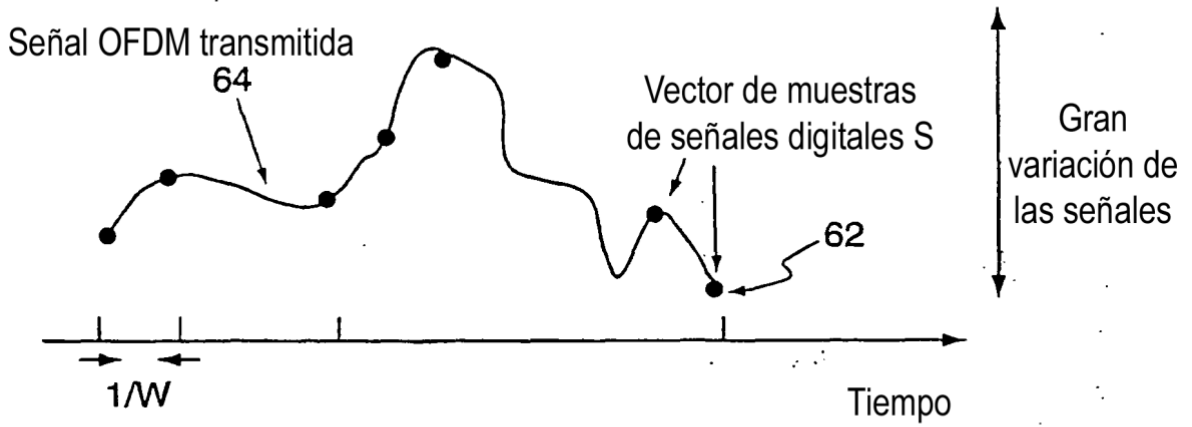


FIG. 4D

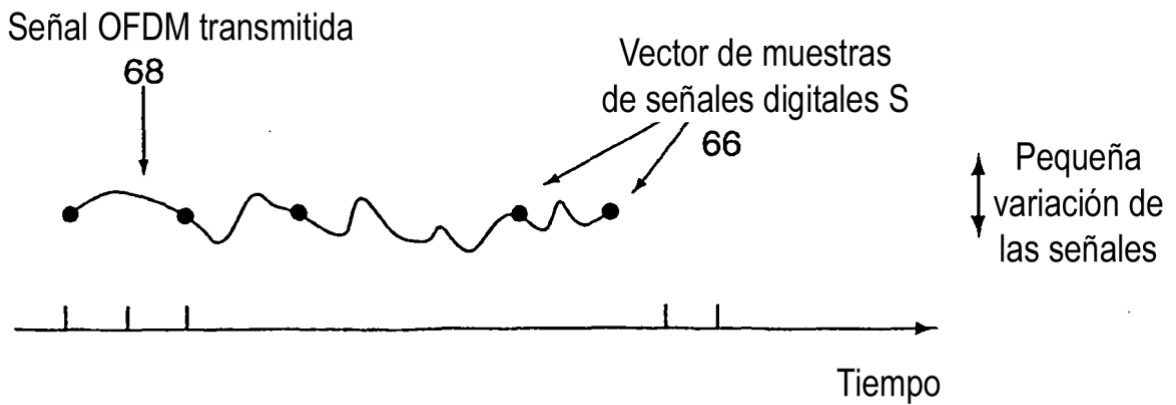
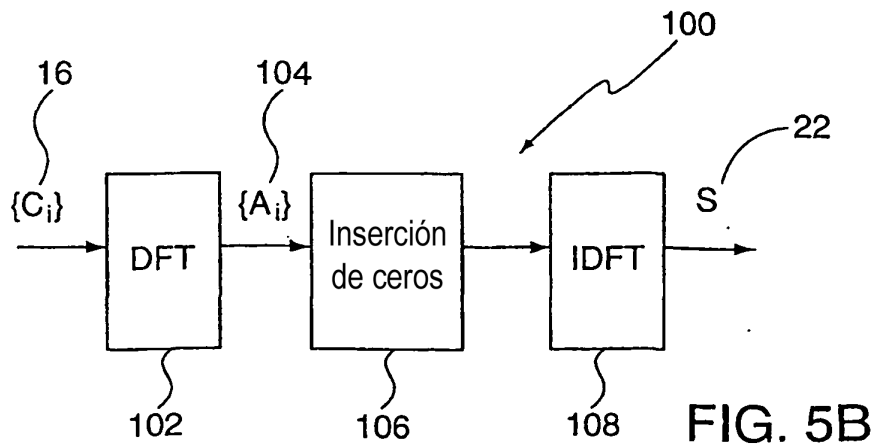
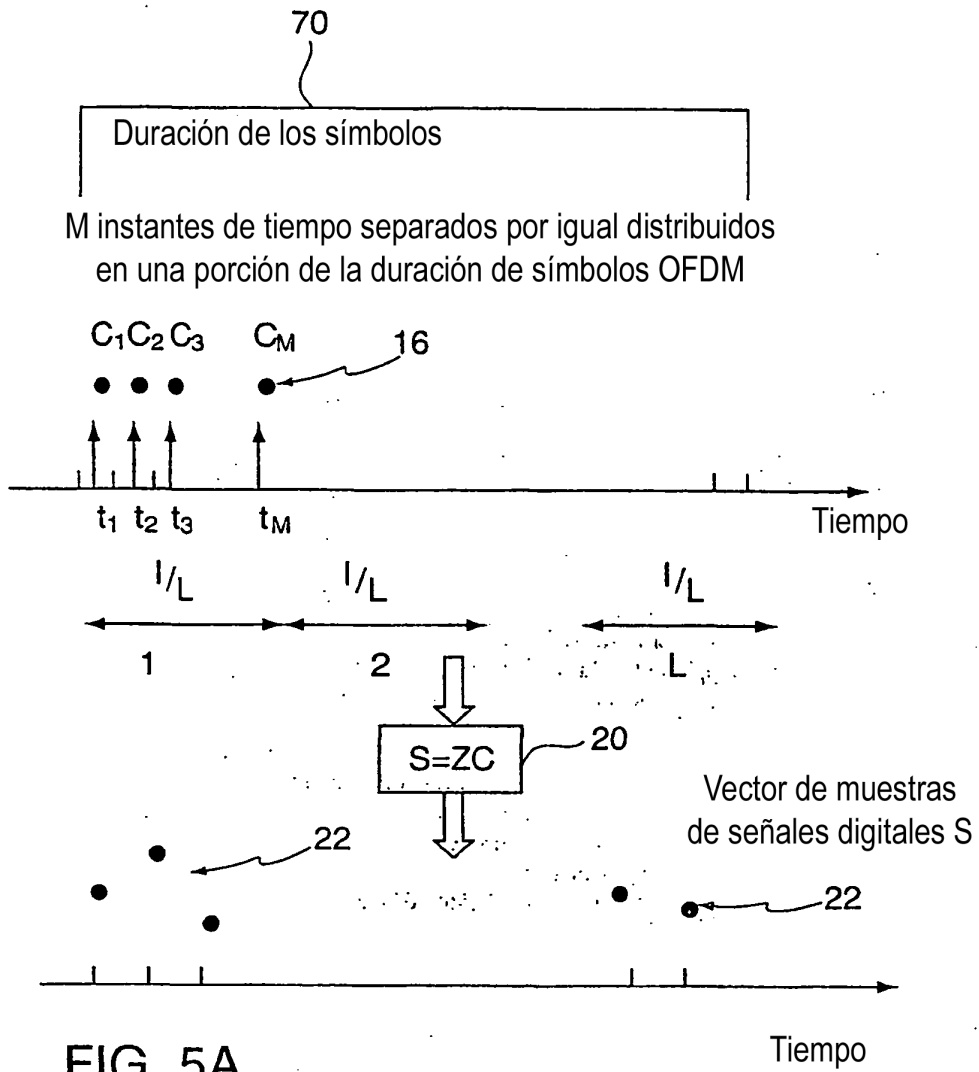


FIG. 4E



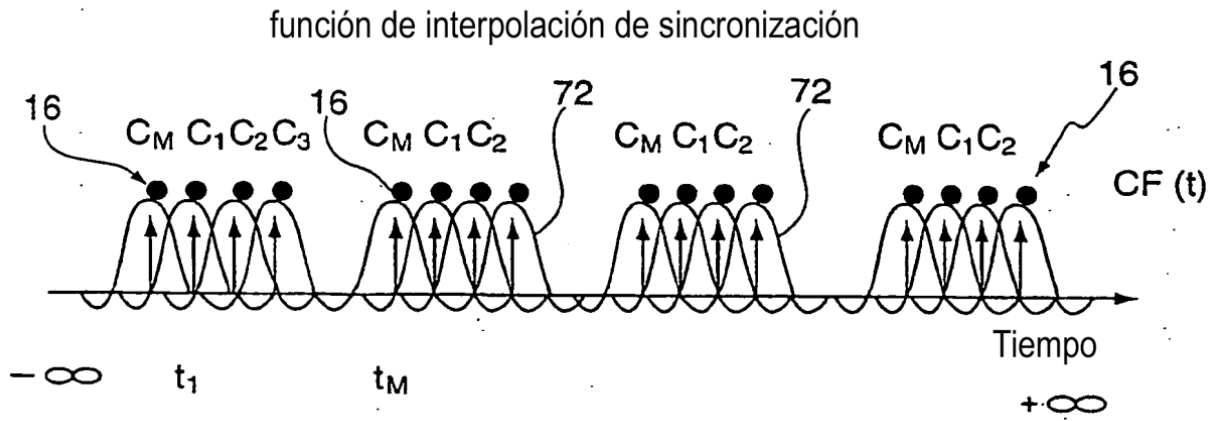


FIG. 5C

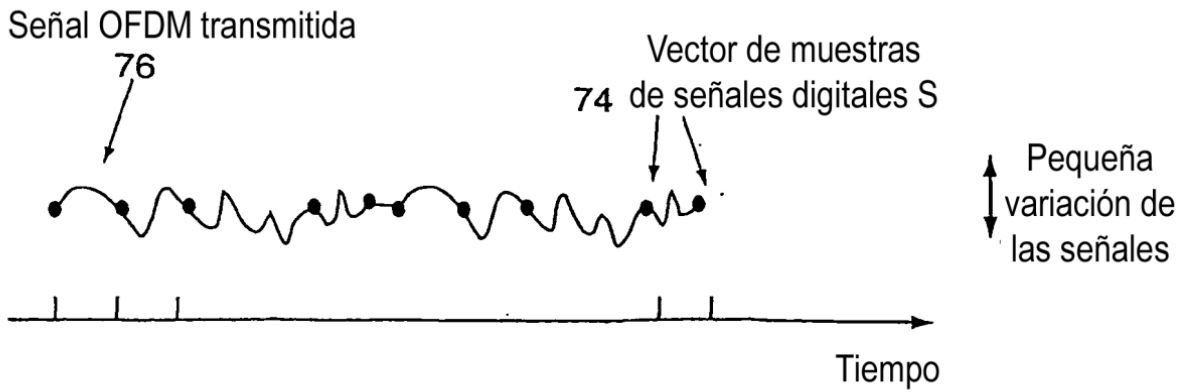


FIG. 5D

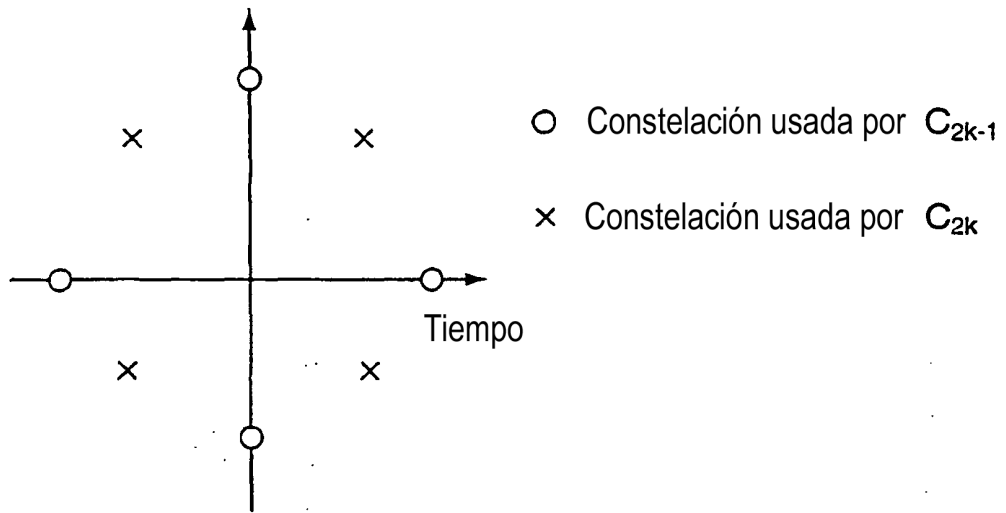


FIG. 6

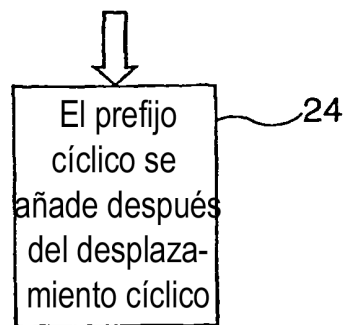
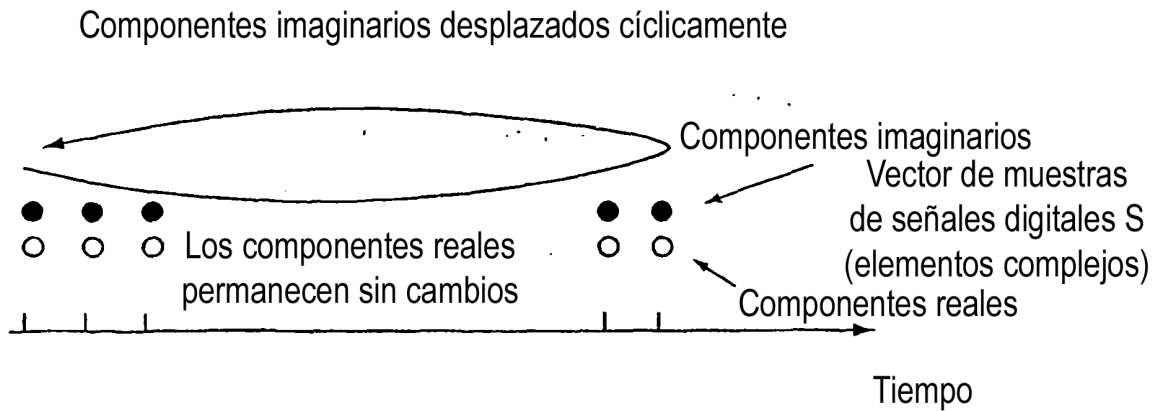


FIG. 7

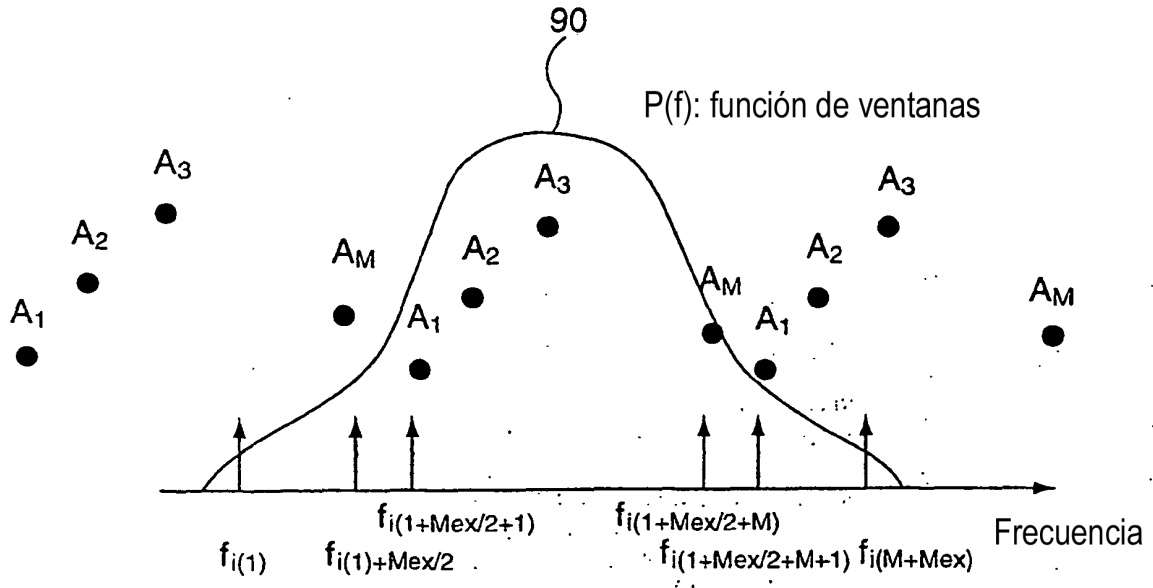


FIG. 8A

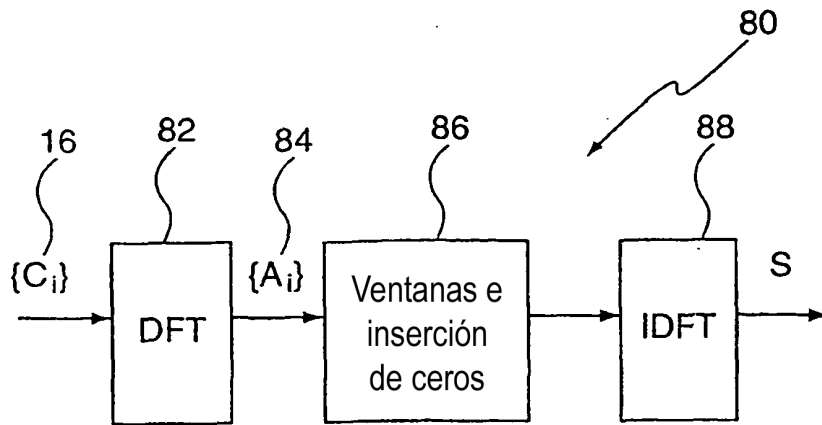


FIG. 8B

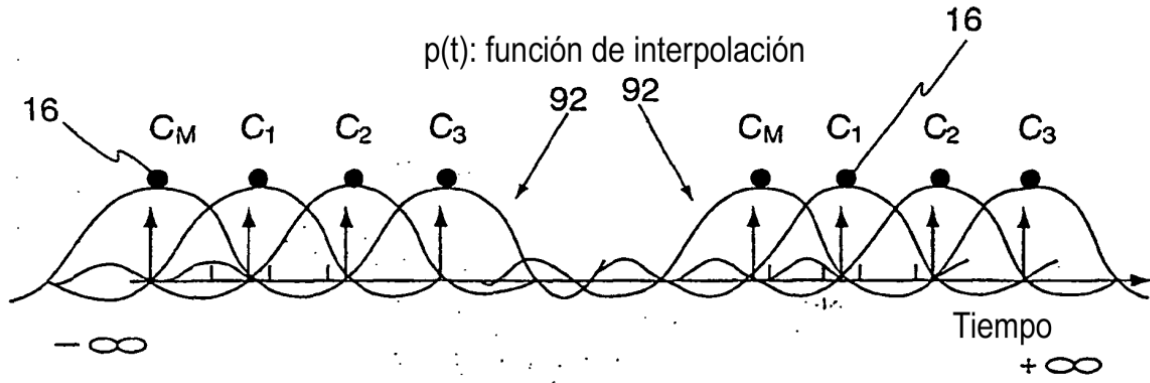


FIG. 8C

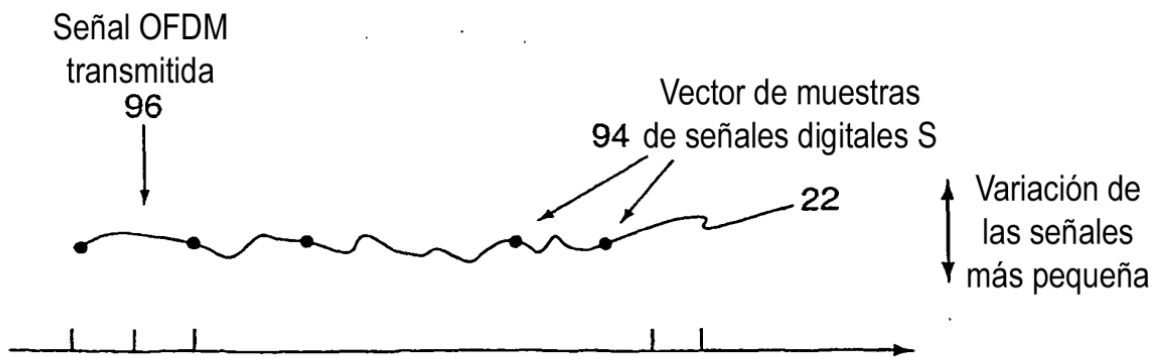


FIG. 8D