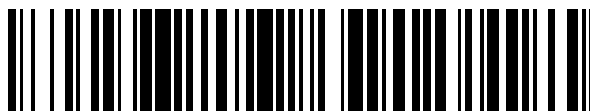


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 691 651**

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 10012083 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.08.2018 EP 2299626**

54 Título: **Procedimiento y aparato de señalización en un sistema de acceso múltiple de 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:

28.11.2018

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:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 691 651 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 y aparato de señalización en un sistema de acceso múltiple de OFDM

5 REFERENCIA CRUZADA A SOLICITUDES RELACIONADAS

[0001] Esta solicitud reivindica la prioridad 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 DE OFDM".

10

CAMPO TÉCNICO

[0002] Esta invención se refiere a un sistema de comunicación de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y, más específicamente, a un sistema de comunicación de OFDM para una red de comunicación de acceso múltiple.

15

ANTECEDENTES

[0003] El multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de multiplexado relativamente bien conocida para sistemas de comunicación. Los sistemas de comunicación de OFDM se pueden utilizar para proporcionar comunicación de acceso múltiple, donde a diferentes usuarios se les asignan diferentes tonos ortogonales dentro de un ancho de banda de frecuencia para transmitir datos al mismo tiempo. En un sistema de comunicación de 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 de banda W 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 así ortogonales los tonos. Además de la duración T del símbolo, que está disponible para la transmisión de datos del usuario, un período de tiempo adicional T_c se puede utilizar 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 símbolo 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 de OFDM.

20

25

30

[0004] 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 tonos de frecuencia establecidos. La señal construida en el dominio de frecuencia se transforma entonces al dominio temporal 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 razón relativamente baja entre máximo y promedio. Por ejemplo, los símbolos de una constelación de QPSK tienen todos la misma amplitud. Sin embargo, después de haber sido transformadas mediante la IDFT o la IFFT, las muestras de la señal de dominio temporal resultantes son la suma ponderada de todos los símbolos y, por lo tanto, generalmente no preservan la deseable propiedad de una baja razón entre máximo y promedio. En particular, la señal del dominio temporal resultante tiene habitualmente una alta razón entre máximo y promedio.

35

40

[0005] Las técnicas existentes para la implementación de sistemas de comunicación de OFDM pueden ser sumamente ineficaces, debido a la relativamente alta razón entre máximo y promedio, en comparación con otros esquemas de señalización, tales como los esquemas de modulación de portadoras individuales. 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 razón entre máximo y promedio de la señal transmitida requiere una gran cantidad de potencia en la estación de base y en el dispositivo inalámbrico. Los requisitos de gran energía dan como resultado una vida corta de la batería y amplificadores de potencia más caros para los dispositivos o terminales manuales de comunicación inalámbrica. En consecuencia, es deseable proporcionar una técnica de OFDM que reduzca la razón entre máximo y promedio de la señal a transmitir, aprovechando simultáneamente el mayor ancho de banda de comunicación ofrecido por un sistema de comunicación de OFDM.

45

50

55

[0006] Se destaca el documento US 5 838 268 A que describe un procedimiento de modulación de señal que comprende recibir al menos flujos entrantes sincronizados primero y segundo de símbolos complejos para definir así una pluralidad de vectores entrantes que incluyen 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 en cuadratura, comprendiendo la señal en cuadratura una transformada de Hilbert de dicha señal en fase, donde todos los componentes de señal son esencialmente mutuamente ortogonales y donde los espectros de frecuencia de todos los componentes de señal correlacionados a partir de un único flujo entrante se centran alrededor de una ubicación de frecuencia común que es única para el flujo entrante único y donde los espectros de frecuencia de los componentes de señal, correlacionados a partir de diferentes flujos entrantes que tienen ubicaciones de frecuencia comunes adyacentes se superponen parcialmente y donde los componentes de señal correlacionados a partir de símbolos entrantes secuenciales se superponen parcialmente en el tiempo, y

60

65

combinar todos los componentes de señal en una representación de una señal de salida.

[0007] Se destaca además el documento WO 99/41871 A1 que describe un sistema de comunicación inalámbrica que transmite datos en múltiples portadoras simultáneamente para proporcionar diversidad de frecuencia. La interferencia de portadora causa un pulso estrecho en el dominio temporal cuando las fases relativas de las portadoras múltiples son cero. La selección de la separación de frecuencia y las fases de las portadoras controla la temporización de los pulsos. Tanto la división del tiempo de los pulsos como la división de frecuencia de las portadoras logran acceso múltiple. La interferometría de portadora es una base a partir de la cual se pueden obtener otros protocolos de comunicación. El salto de frecuencia y el desplazamiento de frecuencia de las portadoras no cambian la envolvente de pulso si se preservan la separación de frecuencia relativa y las fases entre las portadoras. Se generan señales de CDMA de secuencia directa en el dominio temporal mediante una selección predeterminada de amplitudes de portadora. Cada pulso se puede muestrear en diferentes espacios de fase en diferentes momentos. Esto permite la comunicación en espacios de fase que no son detectables por receptores convencionales. La relación de fase dependiente del tiempo de las portadoras proporciona un barrido 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 fase se pueden adaptar a la dispersión cromática de una fibra óptica para aumentar la capacidad de la fibra.

[0008] También se destaca una publicación de BINGHAM titulada "ADSL, VDSL y modulación de múltiples portadoras", publicada en 2000, John Wiley & Sons, Nueva York, Estados Unidos, XP002199502, que describe, en la sección 7.1, figura 7.1 Dispersión de dominio de frecuencia por transformación matricial de la entrada de IFFT.

[0009] Se destaca el documento WO 98/00946 que describe un procedimiento y un aparato que logra la sincronización rápida de la temporización, la sincronización de frecuencia portadora y la sincronización de la tasa de muestreo de un receptor con una señal multiplexada por división de frecuencia ortogonal (OFDM). El procedimiento utiliza dos símbolos de entrenamiento de OFDM para obtener la sincronización completa en menos de dos tramas de datos. Un primer símbolo de entrenamiento de OFDM tiene solo subportadoras con número par y esencialmente ninguna subportadora con número impar, una disposición que da como resultado la simetría de medio símbolo. Un segundo símbolo de entrenamiento de OFDM tiene subportadoras con número par, diferencialmente moduladas en relación con las del primer símbolo de entrenamiento de OFDM en una secuencia predeterminada. La sincronización se logra mediante el cálculo de métricas que utilizan las propiedades únicas de estos dos símbolos de entrenamiento de OFDM. La sincronización de temporización se determina calculando una métrica de temporización que reconoce la simetría de medio símbolo del primer símbolo de entrenamiento de OFDM. La estimación de desfase de frecuencia portadora se realiza utilizando la métrica de temporización así como una métrica de desfase de frecuencia portadora que alcanza el máximo valor en el valor correcto de desfase de frecuencia portadora. La estimación del desfase de la tasa de muestreo se realiza evaluando la pendiente del lugar de los puntos de rotación de fase debido al desfase de la tasa de muestreo como una función del número de frecuencia subportadora.

[0010] También se destaca el documento US5907585 que describe un detector y un procedimiento de detección de señales digitales. Una señal recibida analógica de control de ganancia automática se convierte por AD en una señal digital, que se somete a procesamiento de desmodulación en cuadratura mediante operación. El resultado de la desmodulación en cuadratura está sujeto al procesamiento de filtro de paso bajo mediante operación, es decir, se realiza una detección digital mediante el procesamiento de software a 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

[0011] De acuerdo con la presente invención, se proporcionan un aparato y un producto de programa de ordenador tal como se expone en las reivindicaciones independientes, respectivamente. Modos de realización preferidos de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes. 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 expuestos en lo que antecede. El procedimiento de señalización de OFDM incluye la definición de una constelación que tiene una pluralidad de símbolos, la definición de la duración de símbolo para la señal de comunicación de OFDM y la definición de una pluralidad de instantes de tiempo en la duración de símbolo. En una duración de símbolo dada, una pluralidad de tonos en la duración de símbolo se asigna a un transmisor particular y la señal a transmitir se representa mediante un vector de símbolos de datos de la constelación de símbolos. Los símbolos primero se correlacionan directamente con los instantes de tiempo prescritos en la duración de símbolo. Una señal continua se construye entonces mediante la aplicación de funciones continuas de interpolación a los símbolos correlacionados, de manera que los valores de la señal continua en los instantes de tiempo prescritos sean respectivamente iguales a los símbolos correlacionados y que 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. Como alternativa, 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 razón entre máximo y promedio, las elecciones apropiadas de tonos de frecuencia asignados, instantes de tiempo prescritos y funciones de interpolación

pueden dar como resultado una razón minimizada entre máximo y promedio de la función continua y de las muestras de señales digitales.

5 **[0012]** En un aspecto, un aparato para generar un vector de muestras de señales digitales (S) para la transmisión en un sistema basado en OFDM de razón baja entre máximo y promedio que comprende un circuito de transformada discreta de Fourier (DFT) que recibe una señal discreta de símbolos de datos complejos (C), y calcula las respuestas de frecuencia (A_1, \dots, A_M) correspondientes a los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$), mediante una DFT de M puntos, y emite un vector $[A_1, \dots, A_M]$ de longitud M, un circuito que expande el vector $[A_1, \dots, A_M]$ hasta un nuevo vector de longitud N que comprende un primer conjunto de tonos y un segundo conjunto de tonos, correspondiendo el primer conjunto de tonos a tonos distintos de los tonos asignados a un transmisor y siendo el segundo conjunto de tonos contiguo, y un circuito de transformada discreta inversa de Fourier (IDFT) que realiza una operación de transformada discreta inversa de Fourier de N puntos sobre el nuevo vector después de la expansión para obtener el vector de muestras de señales digitales (S).

15 **[0013]** En un aspecto, un aparato para generar un vector de muestras de señales digitales (S) para la transmisión en un sistema basado en OFDM de razón baja entre máximo y promedio que comprende medios para recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos (C), y calcula las respuestas de frecuencia (A_1, \dots, A_M) correspondientes a los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$), mediante una DFT de M puntos, y emite un vector $[A_1, \dots, A_M]$ de longitud M, medios para expandir el vector $[A_1, \dots, A_M]$ hasta un nuevo vector de longitud N que comprende un primer conjunto de tonos y un segundo conjunto de tonos, correspondiendo el primer conjunto de tonos a tonos distintos de los tonos asignados a un transmisor y siendo el segundo conjunto de tonos contiguo, y medios para realizar una operación de transformada discreta inversa de Fourier de N puntos sobre el nuevo vector después de la expansión para obtener el vector de muestras de señales digitales (S). Los detalles de uno o más modos de realización 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 a partir de las reivindicaciones.

DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

30 **[0014]**

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

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

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

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

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

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

50 La Fig. 4B 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 el que los tonos de frecuencia asignados sean contiguos.

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

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

60 La Fig. 4E es un gráfico que muestra la razón reducida entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio temporal mediante la técnica de las Fig. 4A-4C.

65 La Fig. 5A muestra otra técnica de implementación para producir el vector de muestras de señales digitales utilizando la correlación de símbolos del dominio temporal en el caso en el que los tonos asignados sean equidistantes en frecuencia.

La Fig. 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 el que los tonos de frecuencia asignados sean equidistantes.

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

La Fig. 5D es un gráfico que muestra la razón reducida entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio temporal mediante la técnica de las Fig. 5A-5C.

10

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

La Fig. 7 muestra el uso de un desplazamiento cíclico de los componentes de señales reales e imaginarios.

15 La Fig. 8A es un gráfico que muestra la aplicación de una función de generación de ventanas en el dominio de la frecuencia para reducir aún más la razón entre máximo y promedio.

La Fig. 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.

20

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

25 La Fig. 8D es un gráfico que muestra la razón reducida entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio temporal mediante la técnica de las Fig. 8A-8C.

[0015] Los símbolos de referencia iguales en los diversos dibujos indican elementos iguales.

30 **DESCRIPCIÓN DETALLADA**

[0016] Haciendo referencia a la Fig. 1, se muestra un sistema de comunicación de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) 10. El sistema de comunicación de OFDM 10 recibe una primera constelación de símbolos $\{B\}$ 12 y proporciona los símbolos a un circuito de correlación de símbolo a símbolo 14, que produce una segunda constelación de símbolos complejos $\{C\}$ 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 diversidad de constelaciones de símbolos, incluyendo, pero sin limitarse a, 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 de correlación 14 es una etapa optativa realizada por el sistema de comunicación de OFDM 10.

40

[0017] A continuación, un circuito de correlación de instantes de tiempo 18 correlaciona cada símbolo complejo 16 con un instante de tiempo prescrito dentro de una determinada duración de símbolo de OFDM. La operación de correlación se realiza en el dominio temporal de modo que el circuito de correlación 18 genere una señal discreta de símbolos correlacionados dentro de la duración de símbolo del dominio temporal. La salida del circuito de correlación 18 se proporciona a un circuito de interpolación 20, que produce una serie de muestras de señales digitales $\{S\}$ 22. Las muestras de señales digitales 22 se forman mediante el muestreo de una señal continua, que se construye mediante la aplicación de una o más funciones predeterminadas de interpolación continuas a los símbolos complejos correlacionados 19. Como alternativa, las muestras de señales digitales 22 se forman mediante la aplicación directa de una o más funciones de interpolación discretas 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 de interpolación 20 se describe con mayor detalle a continuación. Un circuito de prefijo cíclico 24 recibe la serie de muestras de señales digitales 22 desde el circuito de interpolación 20 y antepone un prefijo cíclico a las muestras de señales digitales 22. El circuito de prefijo cíclico 24 opera para copiar y anteponer la última parte del vector de muestras de señales digitales S 22 al comienzo de la duración de símbolo de OFDM. Las muestras de señales digitales 22 resultantes, con el prefijo cíclico antepuesto, son convertidas en una señal analógica por un convertidor de digital a analógico 28. La señal analógica resultante se procesa adicionalmente mediante un filtro de conformación de impulsos 30, cuya salida se modula hacia una frecuencia portadora, y se amplifica mediante una unidad amplificadora de potencia 32 para su transmisión a través de una antena 34.

45

50

55

60

[0018] En una implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, el circuito de correlación de símbolo a símbolo 14, el circuito de correlación de instantes de tiempo 18, el circuito de interpolación 20 y el circuito de prefijo cíclico 24 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 independientes dentro del sistema de comunicación de OFDM 10.

65

[0019] Los detalles del circuito de interpolación 20 se muestran en la Fig. 2A. El circuito de interpolación 20 incluye un módulo de función de interpolación 21 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 razón entre máximo y promedio. Las funciones de interpolación pueden calcularse previamente y almacenarse en una memoria de funciones de interpolación 23 conectada al módulo de función de interpolación 21. Un circuito de tono de frecuencia y de asignación de instantes de tiempo 27 está conectado a la memoria de funciones de interpolación 23 y define un conjunto de tonos asignados, seleccionados entre los tonos de frecuencia distribuidos sobre un ancho de banda predeterminado, asociado al sistema de comunicación de OFDM 10. El conjunto de tonos asignados entonces se proporciona a la memoria de funciones de interpolación 23. El circuito de tono de frecuencia y de asignación de instantes de tiempo 27 también define los instantes de tiempo prescritos, distribuidos en la duración de símbolo del dominio temporal, que también se pueden almacenar en la memoria de funciones de interpolación 23 para su uso mediante el módulo de funciones de interpolación 21, así como otros módulos dentro del DSP 26. El circuito de interpolación 20 también incluye un circuito de muestreo 25 para la recepción y el muestreo de la señal continua en instantes de tiempo discretos distribuidos en la duración de símbolo del dominio temporal, para generar el vector de muestras de señales digitales 22. Como alternativa, en la Fig. 2B el módulo de funciones de interpolación 21 aplica una o más funciones de interpolación discretas a la señal discreta de símbolos correlacionados 19 para generar directamente el vector de muestras de señales digitales 22, en cuyo caso el circuito de muestreo 25 (de la Fig. 2A) no es necesario. Mediante la aplicación de las funciones de interpolación discretas, el módulo de función de interpolación 21 combina eficazmente las etapas de procesamiento de la aplicación de las funciones de interpolación continuas y de muestreo de la señal continua intermedia.

[0020] La Fig. 3A representa gráficamente las etapas de procesamiento de señales realizadas por los diversos circuitos del DSP 26. Más específicamente, la Fig. 3A muestra la construcción de la señal a transmitir en una duración dada de símbolo del dominio temporal de OFDM 40. La duración de símbolo del dominio temporal 40 es un intervalo de tiempo entre 0 y T. Para los fines de la siguiente descripción, la duración T de símbolo de OFDM no incluye el prefijo cíclico. La señal a transmitir en la duración de símbolo 40 está representada por símbolos complejos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16 que se correlacionan con los instantes de tiempo prescritos, donde M indica el número de símbolos a transmitir en la duración de símbolo 40.

[0021] En una implementación, el sistema de comunicación de OFDM 10 es un sistema de comunicación de acceso múltiple donde todo el ancho de banda disponible para todos los transmisores dentro del sistema se divide en F tonos de frecuencia ortogonales, f_1, f_2, \dots, f_F . En la duración dada de símbolo 40, a un transmisor particular que funciona dentro de un sistema de comunicación de acceso múltiple se le 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) a fin de 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 Fig. 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 de comunicación de OFDM 10 funcione como un sistema de comunicación de acceso múltiple.

[0022] 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 de tiempo prescritos dentro de la duración de símbolo del dominio temporal 40. La operación de correlación genera una señal discreta de símbolos correlacionados. Debería notarse que el número de instantes de tiempo prescritos es igual al número de símbolos M a transmitir. Tal como se ha descrito anteriormente, la correlación de símbolos se produce en el dominio temporal. Las funciones continuas de interpolación 42 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.

[0023] Las funciones de interpolación 42 se construyen de tal manera que los valores de la función continua CF(t) en los instantes de tiempo $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$ sean respectivamente iguales a $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ y que 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

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

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

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

[0024] Así, cada coeficiente A_k se genera mediante la multiplicación de una matriz de sinusoides predeterminados con la única columna de símbolos de datos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$.

[0025] La Fig. 3B muestra la respuesta de frecuencia de la función continua $CF(t)$. Más específicamente, la Fig. 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.

[0026] La salida del DSP 26 es un vector de muestras de señales digitales S , que son las muestras de la función continua $CF(t)$ en los instantes de 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 de tiempo discretos en el vector de las muestras de señales digitales S . En una forma general, t_1, \dots, t_M pueden no ser necesariamente iguales a cualquiera de los instantes de tiempo $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$. Por lo tanto, mientras que las muestras de señales digitales S pueden producirse en los instantes de tiempo t_1, \dots, t_M , el sistema de comunicación de OFDM 10 requiere que los instantes de tiempo $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$ sean iguales a t_1, \dots, t_M .

[0027] En otra implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, las muestras de señales digitales S pueden generarse mediante el DSP 26, multiplicando directamente una matriz Z de ondas sinusoidales calculadas previamente, que operan como funciones de interpolación discretas, por la señal discreta de símbolos correlacionados C , a fin de satisfacer la función de transformación $S=ZC$ de acuerdo a lo siguiente:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{i(1)} 0} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} 0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{i(1)} T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{i(1)} 0} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} 0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{i(1)} T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{i(1)} t_1} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} t_1} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{i(1)} t_M} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} t_M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$$

$$= ZC$$

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 de interpolación de un símbolo C_i correspondiente para generar las muestras de señales digitales S . Como tal, la matriz Z puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación del circuito de interpolación. El circuito de interpolación aplica entonces las funciones de interpolación discretas definidas por la matriz Z a la señal discreta de símbolos complejos correlacionados C para satisfacer los criterios de $S=ZC$ y para generar el vector de muestras de señales digitales.

[0028] El propósito de construir la señal en el dominio temporal es correlacionar directamente los símbolos, que tienen una propiedad deseable de baja razón entre máximo y promedio, con los instantes de tiempo prescritos dentro de la duración de símbolo. Se seleccionan funciones apropiadas de interpolación para obtener la función continua $CF(t)$ y las muestras de señales digitales, de tal manera que la propiedad deseable de baja razón entre máximo y promedio de los símbolos se conserve esencialmente para la función continua y para las muestras de señales digitales. La propiedad de razón entre máximo y promedio de la función continua $CF(t)$ resultante (interpolada) y de las muestras de señales digitales depende de las funciones de interpolación, la elección de los tonos de frecuencia asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ entre el conjunto de tonos y los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M .

[0029] Haciendo referencia a la Fig. 4A, una implementación del sistema 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 $k=1, \dots, M$, donde M es el número de símbolos. Si el sistema de comunicación de OFDM es un sistema de acceso múltiple, a cada transmisor asociado al sistema de comunicación se le asigna un subconjunto no solapado de 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.

[0030] Los símbolos complejos C_1, \dots, C_M se correlacionan en el dominio temporal con los instantes de tiempo siguientes $t_k = (k-1)T/M$, para $k=1, \dots, M$. Como parte de esta implementación, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes, uniformemente distribuidos en toda la duración de símbolo de OFDM, tal como se muestra en el primer gráfico del dominio temporal de la Fig. 4A. Dada la elección de los tonos de frecuencia asignados e instantes de tiempo prescritos, la matriz Z , que se utiliza para generar las muestras de señales digitales S , tal como se expone en las Fig. 3A-3B, se puede simplificar como

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

[0031] El segundo gráfico del dominio temporal de la Fig. 4A muestra el vector de muestras de señales digitales S 22 resultante después de que el circuito de interpolación 20 aplica las funciones de interpolación 42 definidas por la matriz Z a los símbolos complejos 16 de acuerdo a la expresión $S=ZC$. Como parte de esta implementación, el módulo de muestreo 25 no se utiliza generalmente, ya que el vector de muestras de señales digitales S 22 es generado directamente a partir de la señal discreta de símbolos correlacionados, utilizando la función de transformación $S=ZC$.

[0032] Pasando a la Fig. 4B, un sistema de procesamiento digital 50 proporciona otra técnica para obtener el vector de muestras de señales digitales S. Un circuito de 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 $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, mediante una transformada discreta de Fourier (DFT) de M puntos. El vector $[A_1, \dots, A_M]$ 54 emitido por el circuito de DFT 52 se expande entonces hasta un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes de tiempo en el vector de señales discretas S) mediante la 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, e insertar ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito de IDFT 58 realiza una transformada discreta inversa de Fourier de N puntos sobre el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector de muestras de señales digitales S. El procedimiento colectivo de la DFT, la inserción de ceros y la IDFT es una manera de implementar las funciones de interpolación discretas.

[0033] Pasando a la Fig. 4C, se muestra otra técnica para la obtención de muestras de señales digitales S. Para simplificar 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 para los otros casos, donde los tonos asignados no están centrados en la frecuencia 0, puede obtenerse de manera similar. Al igual que con la Fig. 4A, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes distribuidos uniformemente en toda la duración de símbolo de OFDM 40.

[0034] Los símbolos complejos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan en el dominio temporal con los instantes de 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 de tiempo prescritos, que es un super-conjunto de t_1, \dots, t_M , y que consiste en un número infinito de instantes de tiempo equidistantes, que cubren el intervalo de tiempo desde $-\infty$ 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 de interpolación de sincronización 60. Matemáticamente, las etapas anteriores construyen la función continua CF(t) como

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

en la que $\text{sinc}(a,b) = \text{sen}(\pi a/b)/(\pi a/b)$. La función de interpolación de sincronización 60 también puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación 23. Tal como se ha expuesto en la Fig. 3A, las muestras de señales digitales S 22 son las muestras de la función continua CF(t) en los instantes de tiempo 0, T/N, ..., T(N-1)/N. En las Fig. 4A-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 de símbolo 40 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.

[0035] Con fines de comparación, la Fig. 4D ilustra la razón resultante entre máximo y promedio para un vector de muestras de señales digitales S 62 y su señal asociada de OFDM transmitida 64, producida mediante los símbolos 16, donde la señal se construye en el dominio de la frecuencia. Tal como se ha descrito anteriormente, esta técnica conocida de correlación de los símbolos 16 en el dominio de la frecuencia produce una gran variación de señal en la señal de OFDM transmitida 64 y da como resultado una gran razón entre máximo y promedio.

[0036] La Fig. 4E ilustra la pequeña variación de señal resultante y la baja razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales S 66, asociado a la señal de OFDM transmitida 68. Tal como se apreciará mediante la comparación de las Fig. 4D y 4E, la correlación de la constelación de símbolos complejos 16 en el

dominio temporal produce una señal de OFDM 68 que tiene una razón entre máximo y promedio significativamente reducida.

[0037] La Fig. 5A muestra una segunda implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, y sirve para generalizar adicionalmente el sistema mostrado en las Fig. 4A-4C. Como parte del sistema de OFDM 10, 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 equidistantes en el conjunto de tonos f_1, f_2, \dots, f_F . Por lo tanto, $f_{i(k)} = f_0 + (k-1)\Delta$, para $k=1, \dots, M$ y L es un número entero positivo que representa la separación entre dos tonos adyacentes de frecuencia asignados. Cuando $L=1$, esta implementación es equivalente a la técnica de implementación descrita en las Fig. 4A-4C. En aras de la descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción para los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

[0038] En este caso, donde los tonos asignados son tonos equidistantes, la función continua construida $CF(t)$ es idéntica en cada uno de los L intervalos de tiempo, $[0, T/L), [T/L, 2T/L), \dots$, y $[(L-1)T/L, T/L)$. Como parte de esta técnica, los símbolos C_1, \dots, C_M se correlacionan con los siguientes instantes $t_k = (k-1)T/M/L$, para $k=1, \dots, M$. En esta implementación, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes, uniformemente distribuidos en una fracción $(1/L)$ de la duración de símbolo T_0 . Como comparación, en el caso de tonos contiguos asignados (Fig. 4A), los instantes de tiempo prescritos son equidistantes y están distribuidos en toda la duración de símbolos, tal como se expone respecto a la Fig. 4A.

[0039] El procedimiento para obtener las muestras de señales digitales S 22, descritas en la Fig. 4A, también puede aplicarse respecto a la Fig. 5A. Más específicamente, el vector de muestras de señales digitales S es el producto de la matriz Z (que define las funciones de interpolación discretas) y el vector de símbolos C . Dada la elección de los tonos de frecuencia asignados y los instantes de tiempo prescritos, la matriz Z , que se utiliza para generar las muestras de señales digitales 22 a partir de la señal discreta de símbolos asignados, puede simplificarse en la misma fórmula que en la Fig. 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 .

[0040] En la Fig. 5B, el procedimiento de obtención del vector de muestras de señales digitales S 22, descrito en la Fig. 4B, también se puede aplicar al caso de los tonos de frecuencia asignados que sean tonos equidistantes. Más específicamente, un sistema de procesamiento digital 100 proporciona otra técnica para obtener el vector de muestras de señales digitales S . Un circuito de 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 tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, mediante una transformada discreta de Fourier (DFT) de M puntos. El vector $[A_1, \dots, A_M]$ 104 emitido por el circuito de DFT 102 se expande entonces a un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes de tiempo en el vector de muestras de señales digitales S) mediante la inserción de ceros en el bloque 106. Más específicamente, este procedimiento implica poner el $k^{\text{ésimo}}$ símbolo A_k en el $i(k)$ ésimo elemento del nuevo vector, para $k=1, \dots, M$, donde $f_{i(k)}$ es el $k^{\text{ésimo}}$ tono asignado al transmisor, e insertar ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito de IDFT 108 realiza una transformada discreta inversa de Fourier de N puntos sobre el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector de muestras de señales digitales S del dominio temporal. El procedimiento colectivo de la DFT, la inserción de ceros y la IDFT es una forma de implementación de las funciones de interpolación discretas.

[0041] La Fig. 5C es la contraparte de la Fig. 4C, donde los símbolos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan con t_1, \dots, t_M , respectivamente, en una fracción $(1/L)$ de la duración de símbolo T_0 . La correlación de símbolos también se realiza en el dominio temporal. 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 de 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 de interpolación de sincronización 72. Así, la función continua $CF(t)$ incluye las muestras de señales digitales correlacionadas con los instantes de tiempo prescritos, así como los puntos de muestras digitales entre los instantes de tiempo prescritos. Matemáticamente, las etapas anteriores construyen la función continua como

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

[0042] Con referencia continuada a la Fig. 5C, cada función de interpolación de sincronización 72 es más estrecha y, por lo tanto, decae más rápidamente que la función de interpolación de sincronización 60 que se muestra en la Figura 4C. La función de interpolación de sincronización 72 también puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación 23, para su uso mediante el módulo de funciones de interpolación 21. El vector de muestras digitales S 22 puede obtenerse con la misma técnica que se muestra en la Fig. 4C. En las Fig. 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 a partir de la descripción anterior.

[0043] La Fig. 5D ilustra la pequeña variación de señal resultante y la baja razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales S 74, asociado a la señal de OFDM transmitida 76. Tal como se apreciará

mediante la comparación de las Fig. 4D y 5D, la correlación de la constelación de símbolos complejos 16 en el dominio temporal produce una señal de OFDM 76 que tiene una razón entre máximo y promedio significativamente menor.

5 **[0044]** Con referencia ahora a la Fig. 6, una técnica de rotación de símbolo en $\pi/4$ se utiliza para reducir más la razón entre máximo y promedio de la señal de OFDM transmitida. En una duración de símbolo 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 girado en fase en $\pi/4$. Por ejemplo, si los símbolos B_1, \dots, B_M pertenecen a una constelación de QPSK (0, $\pi/2$, π , $\pi 3/2$), los símbolos de número impar C_k aún pertenecen a la misma constelación de QPSK, mientras que, después de haber sido girados en fase, los símbolos de número par 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 22 en el dominio temporal, tal como se ha descrito anteriormente respecto a las Fig. 3A-5C.

15 **[0045]** Con referencia a la Fig. 7, se muestra otra técnica para reducir la razón entre máximo y promedio, que introduce un desplazamiento cíclico de los componentes de señal real e imaginario. Esta técnica implica una primera etapa de desplazamiento de los componentes imaginarios de las muestras de señales digitales S 22, que se han generado usando la técnica de las Fig. 3A-5C, mediante 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 muestra, entre los componentes de señal real e imaginario en la trayectoria de transmisión.

25 **[0046]** En una duración de símbolo 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 Fig. 3A-5C, el vector de muestras de señales digitales S es entonces correlacionado con otro vector S' de la siguiente manera. El componente real de la muestra de señal digital S'_k es igual al de la muestra de señal digital S_k. El componente imaginario de la muestra de señal digital S'_k es igual al de la muestra de señal digital S_j, donde el índice $j = (k+d-1) \text{ mod } N+1$, para $k=1, \dots, N$, representando mod una operación del módulo. El parámetro d es un entero que representa el desfase cíclico, en términos del número de muestras, entre los componentes reales e imaginarios.

30 **[0047]** En una implementación, el valor de d se determina mediante $\frac{N}{2LM}$, donde L se comenta en la Fig. 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 $\frac{N}{2LM}$.

35 **[0048]** En un ejemplo, d se elige para que sea el mayor entero no mayor que $\frac{N}{2LM}$.

[0049] Este ejemplo se puede extender fácilmente para otras opciones de d.

40 **[0050]** El vector de muestras de señales digitales S' se pasa a continuación al circuito de anteposición del prefijo cíclico 24, tal como se muestra en la Fig. 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 24 de la Fig. 1.

[0051] No mostrados específicamente en la Fig. 7 cuando, o después de que, el vector de muestra S' y el prefijo cíclico se emiten hacia el convertidor de digital a analógico 28, los componentes imaginarios son retrasados

45 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.

50 **[0052]** Como una variante de la técnica mostrada en la Fig. 7 (no mostrada 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 de señal, reales e imaginarios, en la trayectoria de transmisión. Como parte de esta técnica, los componentes reales e imaginarios de las muestras de señales digitales S 22 deseadas se generan por separado, tal como se describe a continuación.

55 **[0053]** Una primera serie de las muestras de señales digitales 22 se genera mediante la técnica de las Fig. 3A-5C. Los componentes reales de las muestras de señales digitales 22 deseadas son iguales a los de la primera serie de muestras. Una segunda serie de muestras de señales digitales 22 se genera mediante la técnica de las Fig. 3A-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 Fig. 3, 4A y 5A, la matriz

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

se convierte en

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

5 **[0054]** En el procedimiento del diagrama de bloques que se describe respecto a la Fig. 4B, se requiere una operación adicional 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 gira en fase, en $e^{-j2\pi f_k \frac{T}{2LM}}$.

10 **[0055]** Haciendo referencia a las Fig. 8A-8D, otra técnica para reducir aún más la razón entre máximo y promedio se implementa mediante la asignación de más tonos de frecuencia que el número de símbolos complejos a transmitir en una duración de símbolo 40. En las Fig. 3-7, 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 símbolo de OFDM. En comparación con las otras técnicas descritas respecto a las Fig. anteriores, la técnica de las Fig. 8A-8D requiere una sobrecarga adicional del ancho de banda para transmitir el mismo número de símbolos complejos.

15 **[0056]** Por ejemplo, si al sistema de comunicación 10 se asignan $M + M_{ex}$ 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 se han de transmitir en una duración de símbolo 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 equidistantes. Como parte de esta implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, M_{ex} es un número positivo que representa el número de tonos en exceso a utilizar, y se supone que es un

$$f_{i(k)} = f_0 + (k - \frac{M_{ex}}{2} - 1)\Delta,$$

número par. Por lo tanto, el tono asignado 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.

25 **[0057]** Al igual que con la técnica descrita respecto a la Fig. 4A, los instantes de tiempo prescritos son $t_k = (k-1)T/M$, para $k=1, \dots, M$, es decir, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes en la duración de símbolo 40.

30 **[0058]** Como parte de esta técnica que se muestra en la Fig. 8A, $P(f)$ es una función llana de formación de ventanas 90 en el dominio de la 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 interferencia cero entre símbolos de Nyquist, es decir,

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

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

35 **[0059]** La Fig. 8B muestra el diagrama de bloques de la técnica. Tal como se ha descrito anteriormente, una correlación 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 mediante una transformada discreta de Fourier (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 formación de ventanas 90 según lo siguiente:

$$A'_k = A_{g(k)} * P((k-1)\Delta + f_1)$$

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

45

[0060] En el bloque 88, el vector de muestras de señales digitales S se obtiene tomando una transformada discreta inversa de Fourier (IDFT) de N puntos del nuevo vector A'. Finalmente, el prefijo cíclico es añadido por el circuito de prefijo cíclico 24, tal como se ha descrito anteriormente respecto a la Fig. 1.

5 **[0061]** Para proporcionar una percepción adicional para la anterior técnica 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 con la Fig. 4C), los símbolos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan con instantes de tiempo equidistantes en la duración de símbolo 40, y luego se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican desde $-\infty$ a $+\infty$. Lo que es diferente de la Fig. 4C es que una función de interpolación diferente 92, que está determinada por la función de formación de ventanas 90, se utiliza para generar la función continua

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

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

[0062] En un aspecto a modo de ejemplo de esta técnica, si se utiliza una función de formación de ventanas de coseno elevado, es decir,

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

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

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

25 **[0063]** A medida que β aumenta, la función de interpolación $p(t)$ 92 decae más rápidamente, reduciendo así la probabilidad de tener un máximo grande en las muestras entre t_i .

30 **[0064]** La Fig. 8D muestra la pequeña variación resultante de la señal y la baja razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales S 94, asociado a la señal de OFDM transmitida 96. Tal como se apreciará, la correlación de los símbolos de constelación 16 en el dominio temporal produce una señal de OFDM 96 que tiene una razón de señal de pico a promedio significativamente menor.

35 **[0065]** Se han descrito un número de modos de realización de la invención. No obstante, se entenderá que se pueden hacer diversas modificaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por consiguiente, otros modos de realización están dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un aparato (10) para generar un vector de muestras de señales digitales (S), el aparato comprendiendo un procesador de señales digitales (26), DSP, el DSP estando configurado para:

 recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos (C), calcular las respuestas de frecuencia (A_1, \dots, A_M) correspondientes a los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$), mediante una DFT de M puntos, y emitir un vector de longitud M;

 expandir el vector emitido hasta un nuevo vector de longitud N, en el que el nuevo vector de longitud N comprende entradas correspondientes a los tonos asignados a un transmisor, y en el que los tonos asignados al transmisor son un subconjunto no solapado de tonos de frecuencia con respecto a otros transmisores,

 insertar símbolos de valor cero correspondientes a tonos distintos de los tonos asignados al transmisor; y

 realizar una operación de transformada discreta inversa de Fourier de N puntos en el nuevo vector después de la inserción de ceros para obtener el vector de muestras de señales digitales (S), y generar una señal basada en OFDM usando el vector de muestras de señales digitales (S) para su transmisión.
- 20 2. El aparato de la reivindicación 1, en el que los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$) son tonos asignados disponibles para su transmisión.
3. El aparato de la reivindicación 1 o 2, en el que los tonos asignados son contiguos; y/o en el que el vector de longitud N es mayor que el vector de longitud M; y/o en el que los tonos asignados son equidistantes.
- 25 4. Un producto de programa de ordenador, que comprende instrucciones legibles por ordenador que, cuando se ejecutan por un ordenador, hacen que el ordenador realice un procedimiento para generar un vector de muestras de señales digitales (S), el procedimiento comprendiendo:

 recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos (C), calcular las respuestas de frecuencia (A_1, \dots, A_M) correspondientes a los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$), mediante una DFT de M puntos, y emitir un vector [A_1, \dots, A_M] de longitud M;

 expandir el vector hasta un nuevo vector de longitud N, en el que el nuevo vector de longitud N comprende entradas correspondientes a tonos asignados a un transmisor, y en el que los tonos asignados al transmisor son un subconjunto no solapado de tonos de frecuencia con respecto a otros transmisores,

 insertar símbolos de valor cero correspondientes a tonos distintos de los tonos asignados al transmisor; y

 realizar una operación de transformada discreta inversa de Fourier de N puntos en el nuevo vector después de la inserción de ceros para obtener el vector de muestras de señales digitales (S), y generar una señal basada en OFDM usando el vector de muestras de señales digitales (S) para su transmisión.
- 40 5. El producto de programa de ordenador de la reivindicación 4, en el que expandir el vector comprende asignar los tonos ($f_{(1)}, \dots, f_{(M)}$) como tonos disponibles para su transmisión.
- 45 6. El producto de programa de ordenador de la reivindicación 4 o 5, en el que asignar los tonos comprende asignar tonos de manera contigua; y/o en el que expandir el vector comprende expandir el vector de longitud N de manera que que el vector de longitud N sea mayor que el vector de longitud M; y/o en el que asignar los tonos comprende asignar que sean equidistantes.

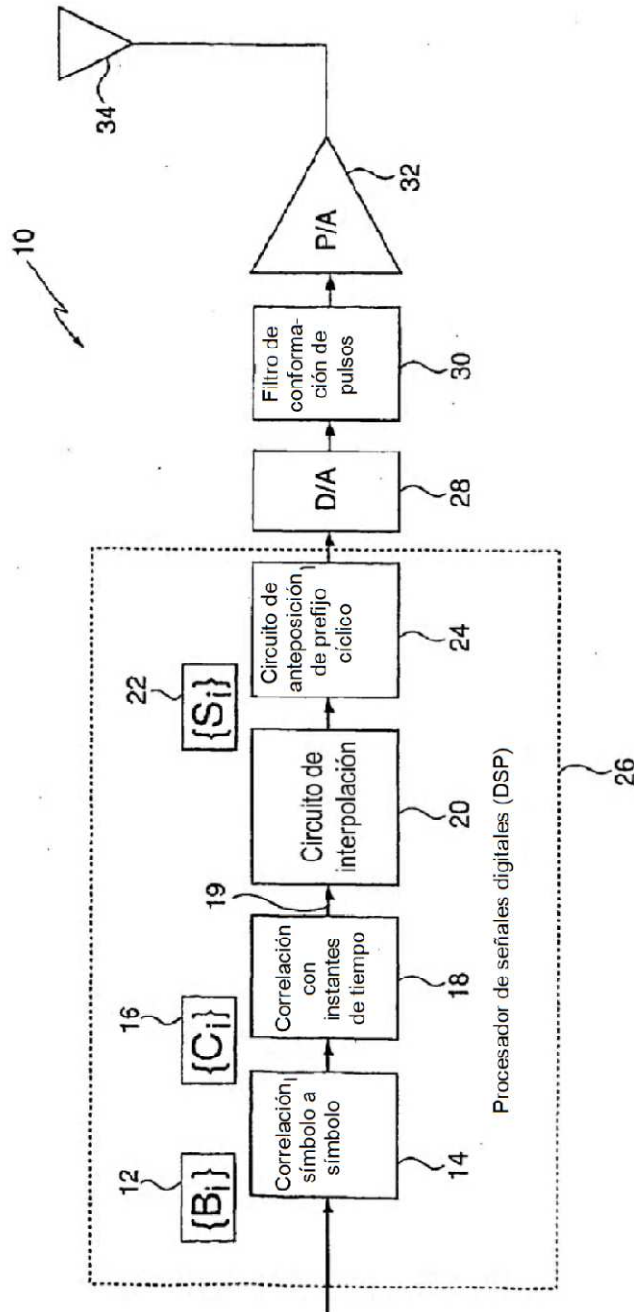


FIG. 1

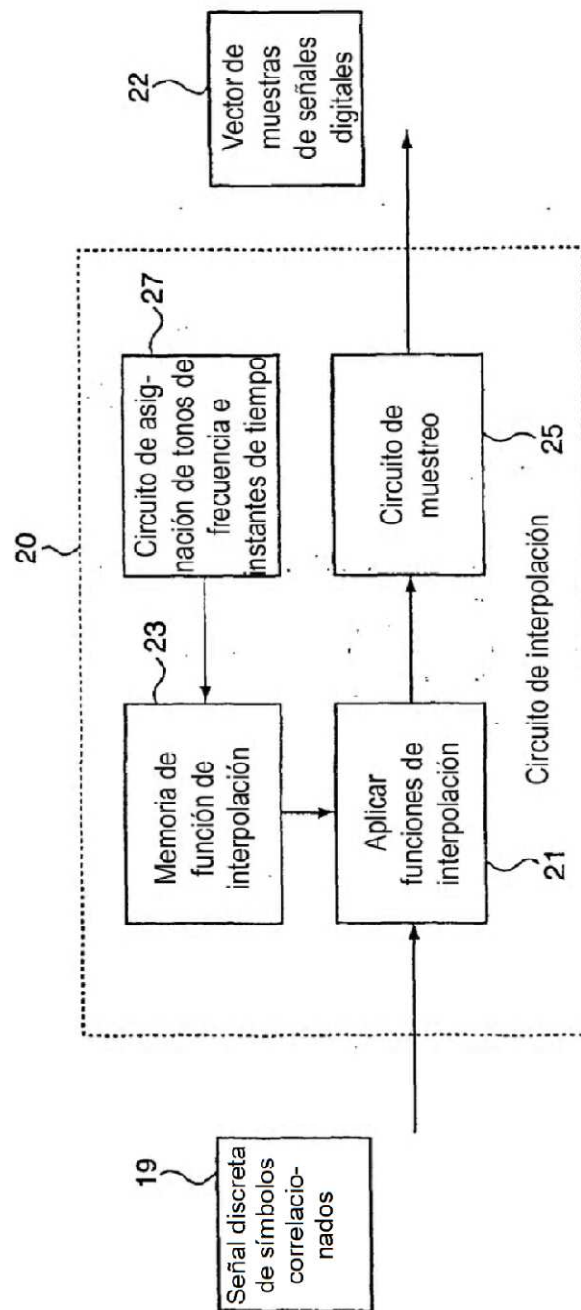


FIG. 2A

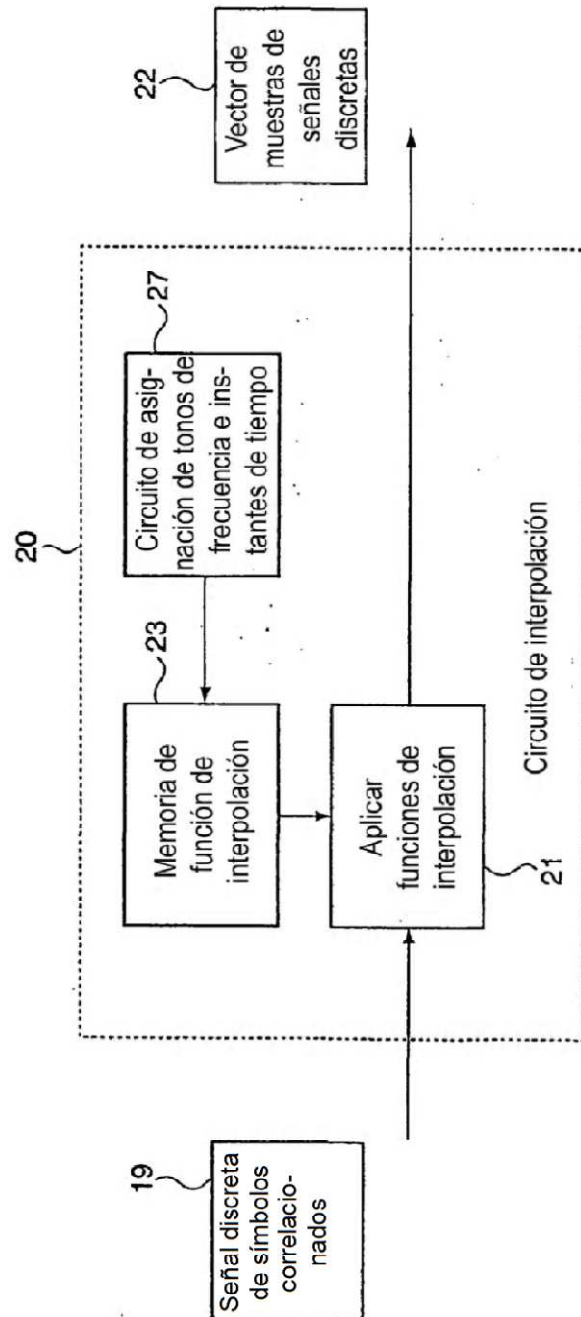


FIG. 2B

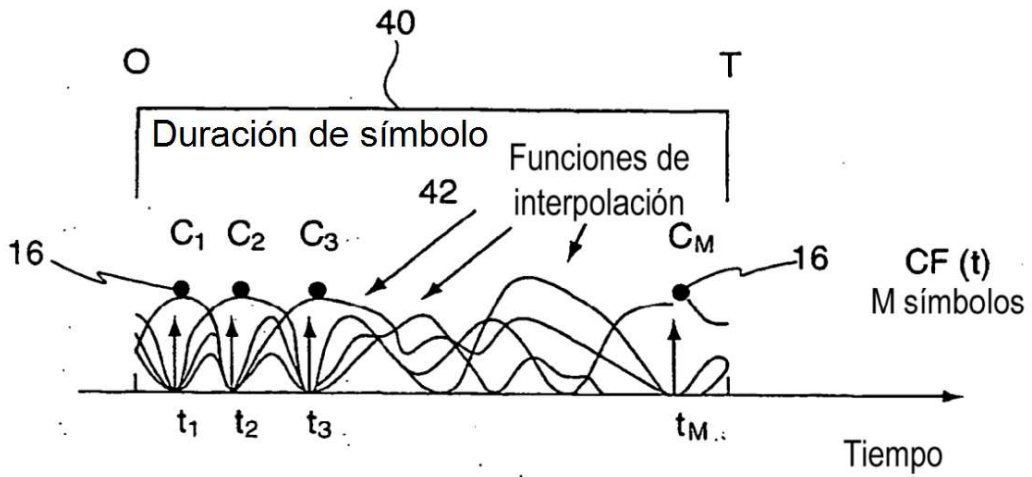


FIG. 3A

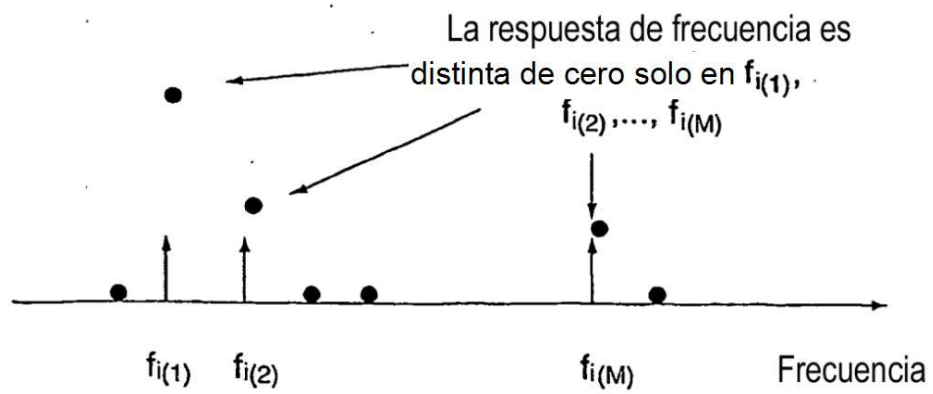


FIG. 3B

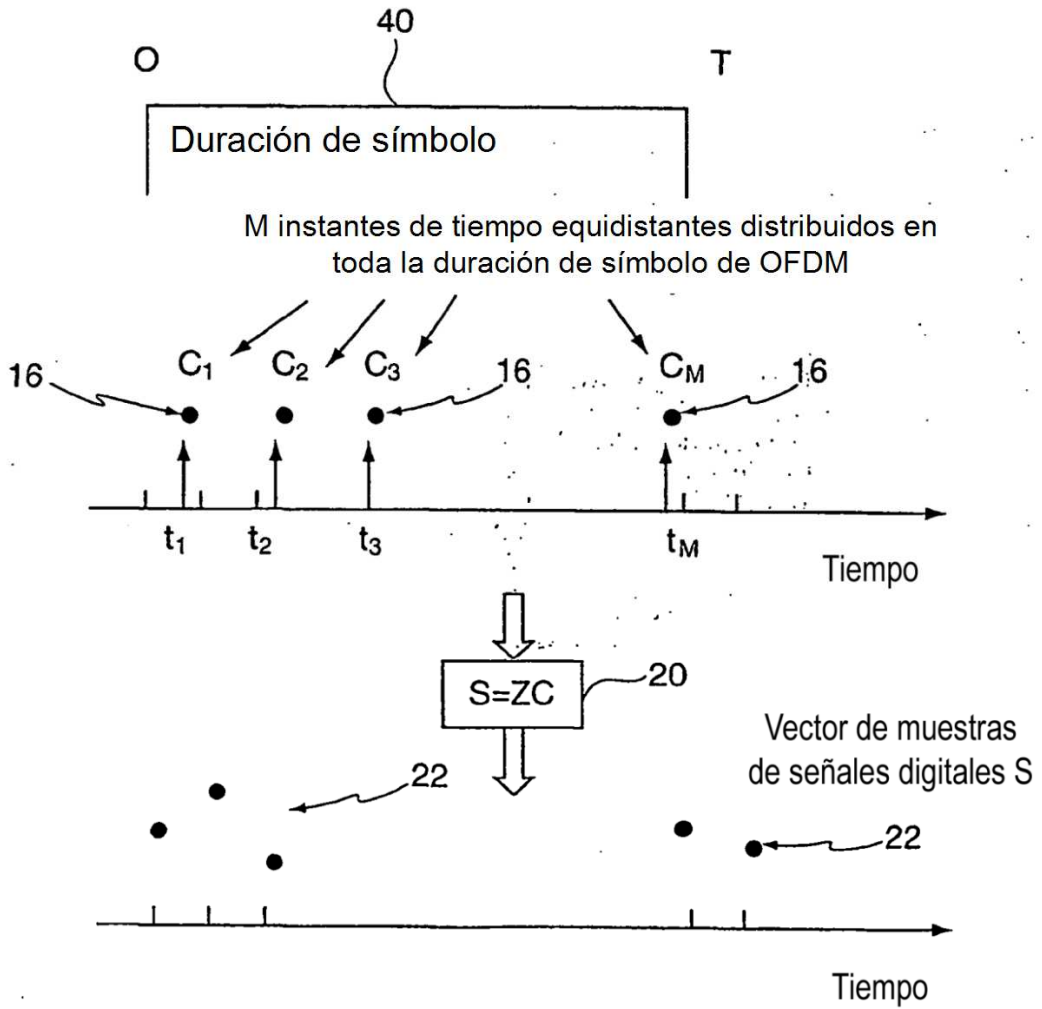


FIG. 4A

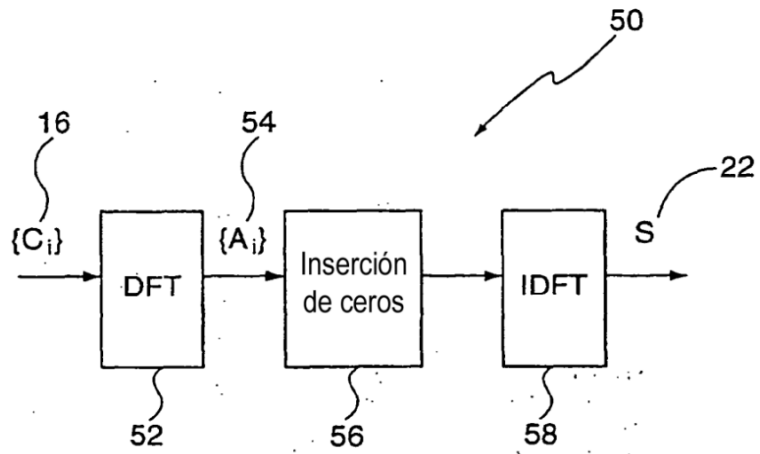


FIG. 4B

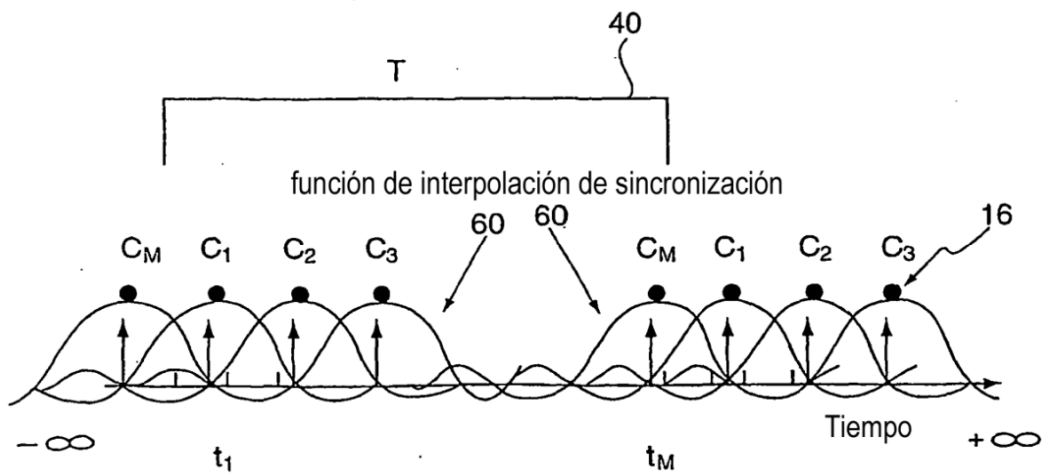


FIG. 4C

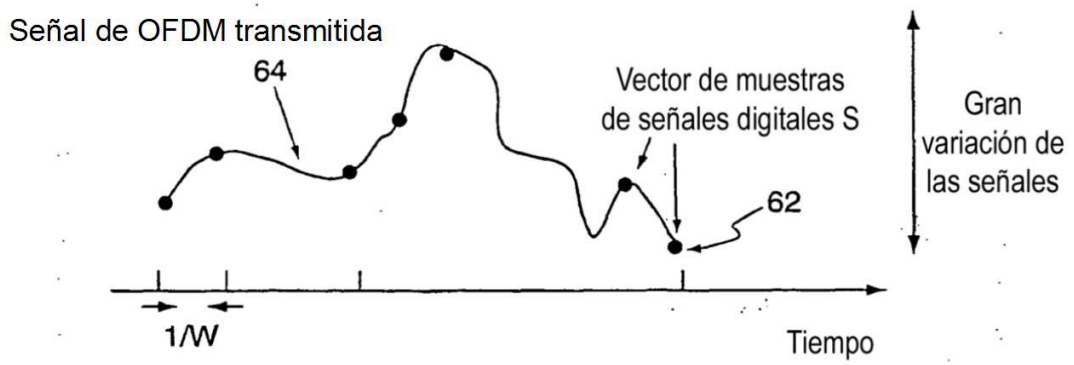


FIG. 4D

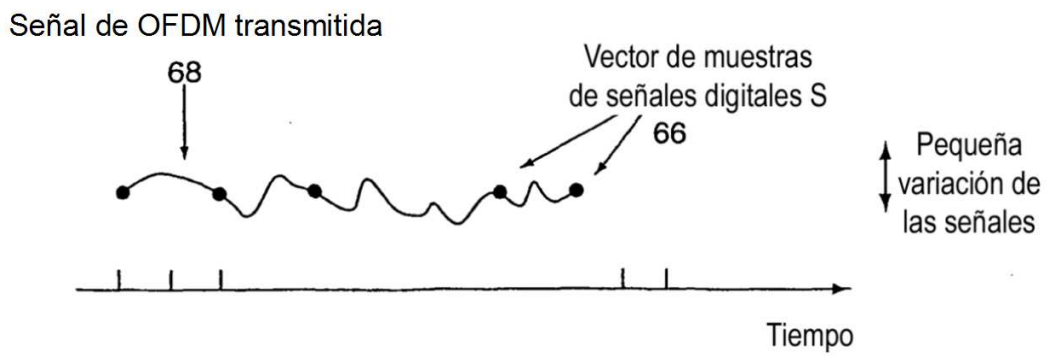
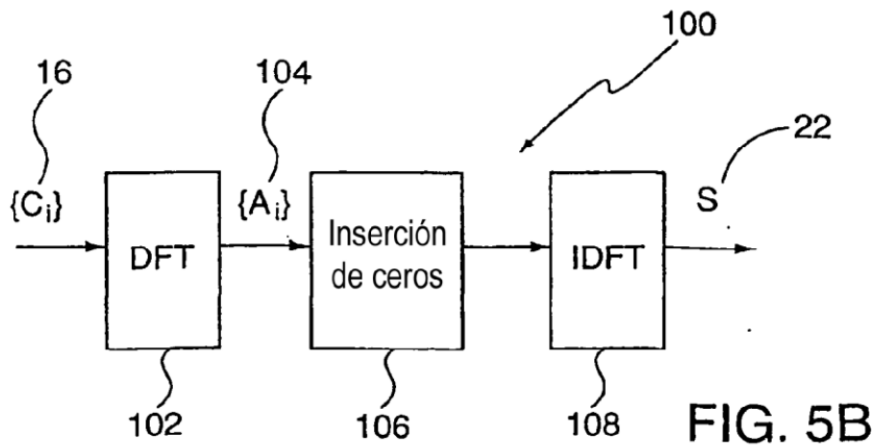
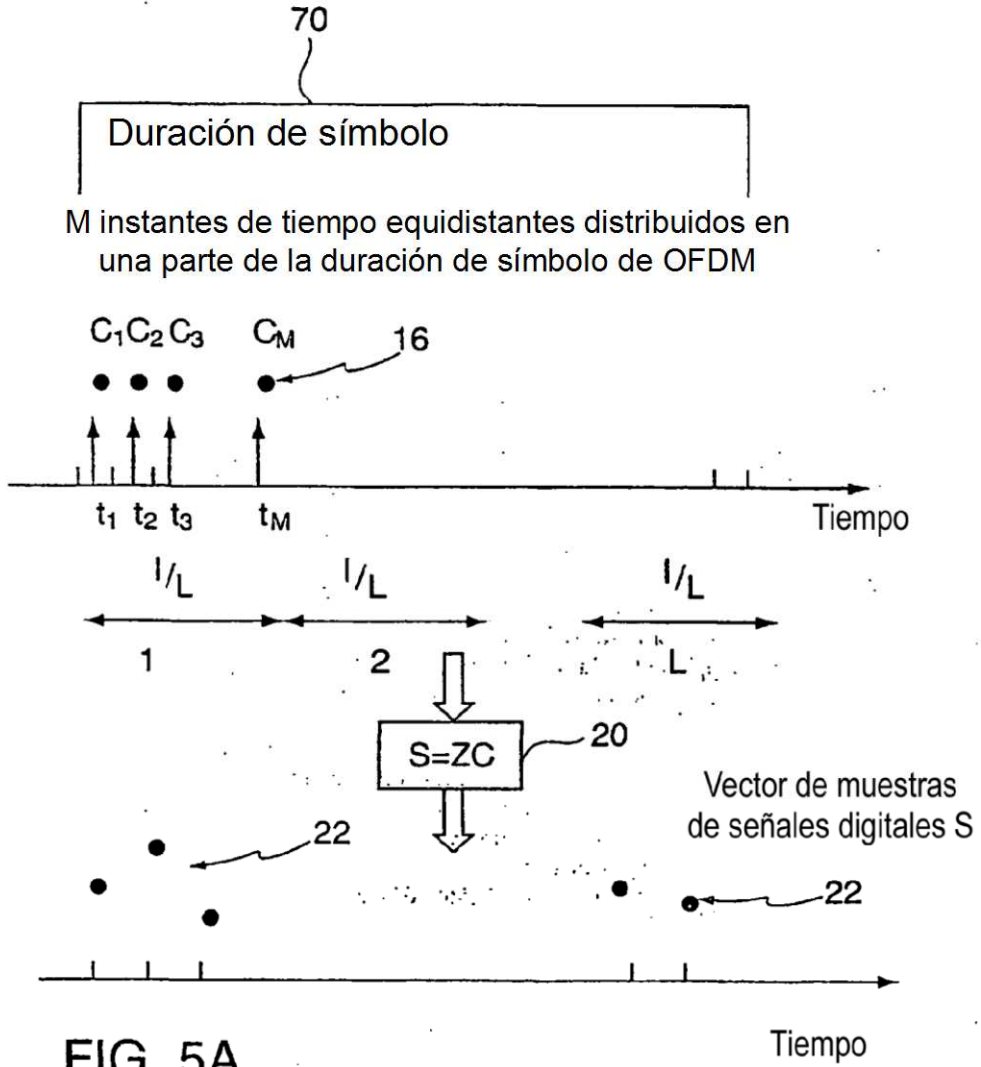


FIG. 4E



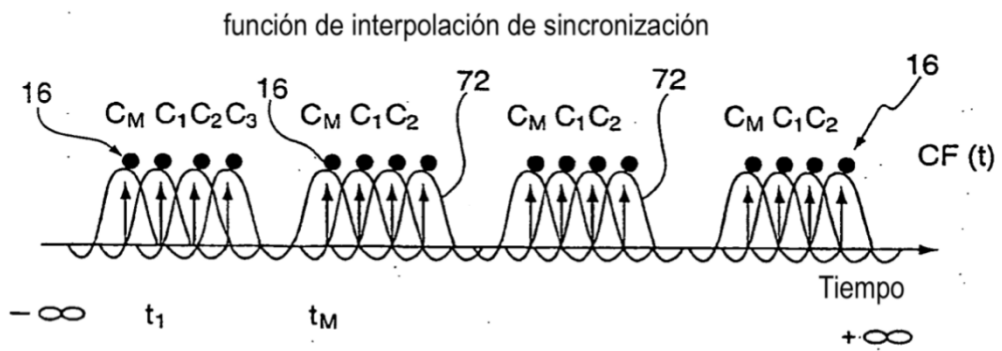


FIG. 5C

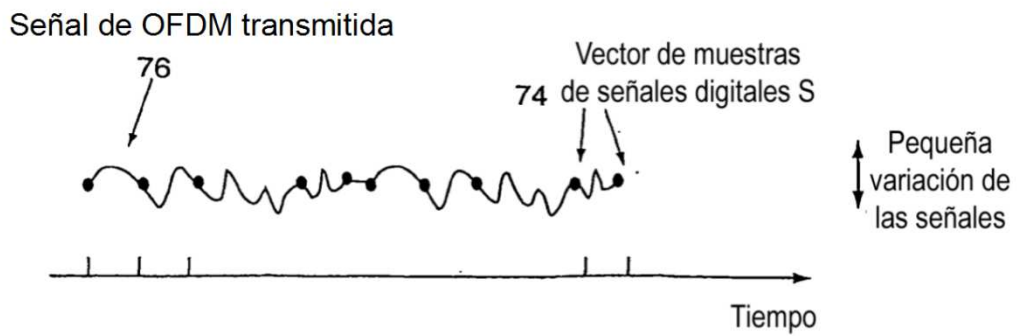


FIG. 5D

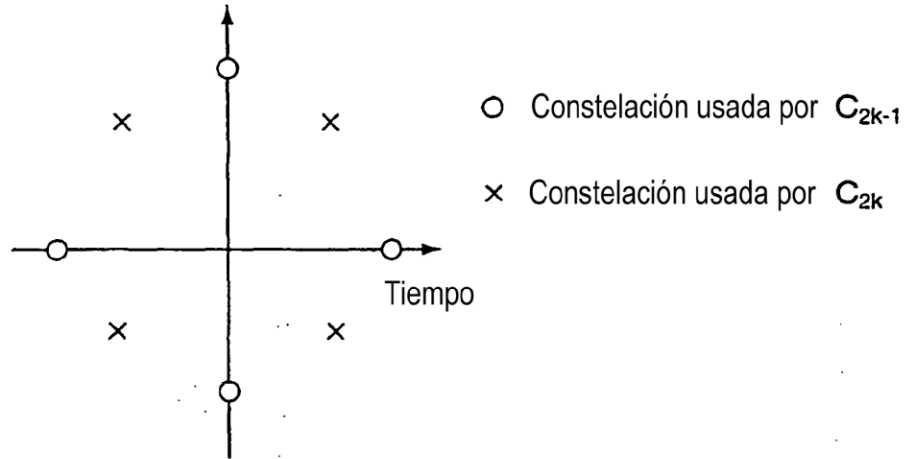


FIG. 6

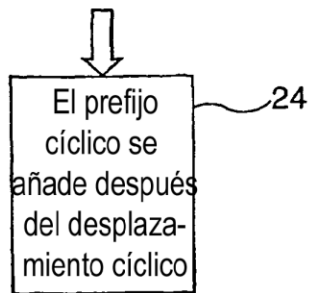
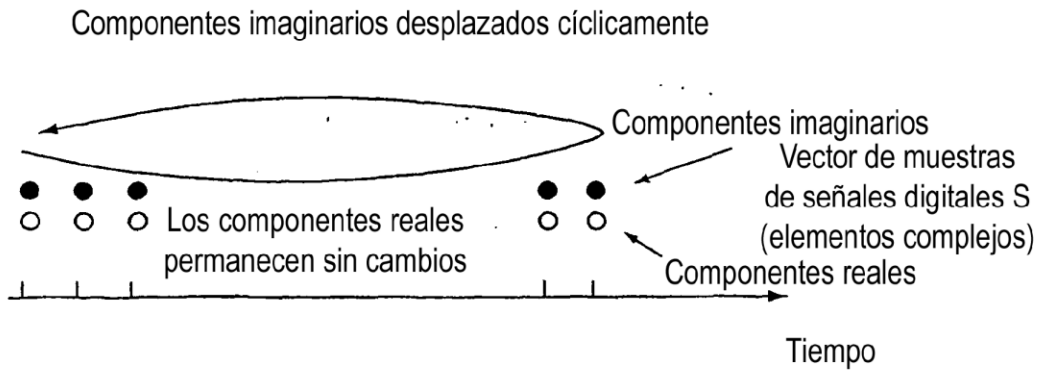


FIG. 7

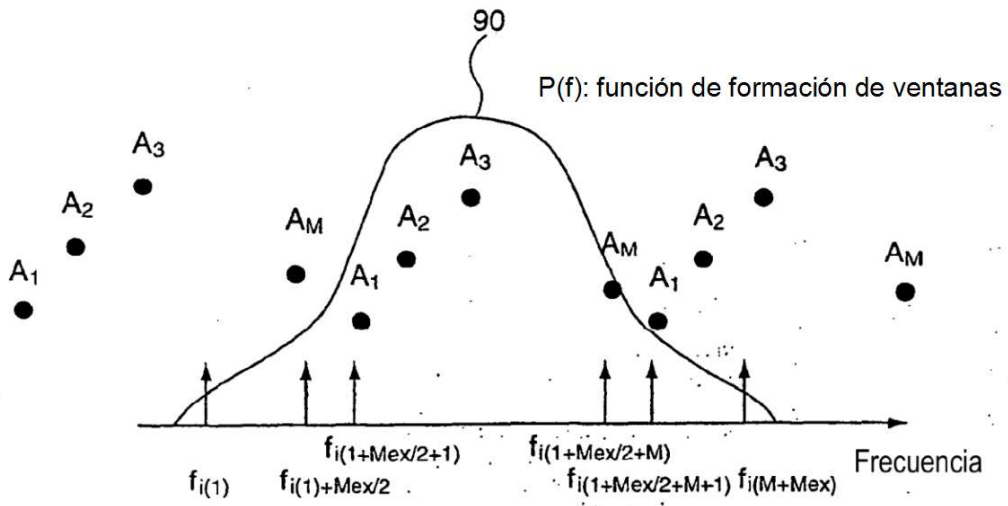


FIG. 8A

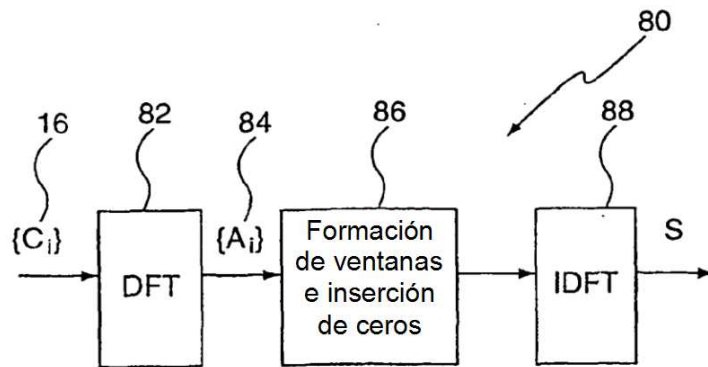


FIG. 8B

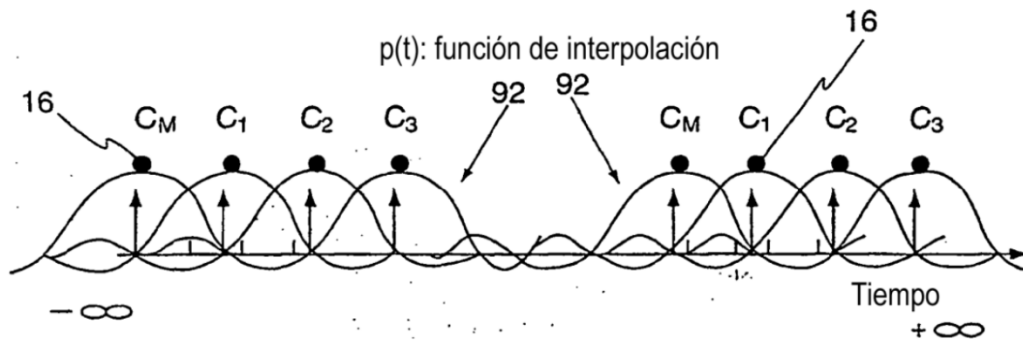


FIG. 8C

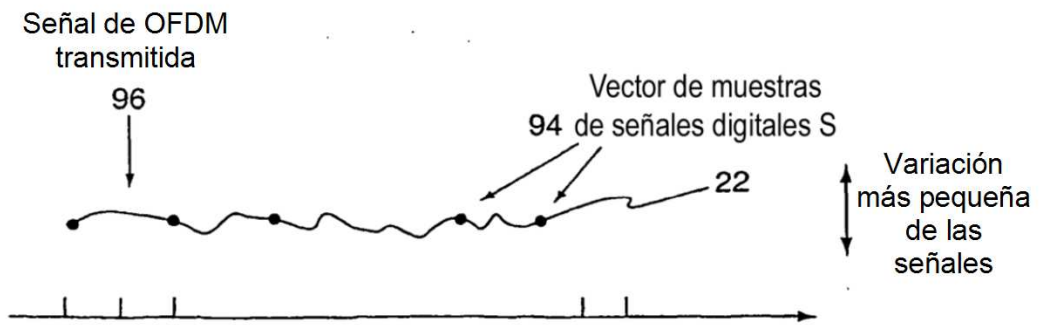


FIG. 8D