

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 626 987**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)
H04B 1/71 (2011.01)
H04L 5/00 (2006.01)
H04L 9/08 (2006.01)
H04W 12/04 (2009.01)
H04B 1/7093 (2011.01)
H04L 1/04 (2006.01)
H04B 1/69 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **02.08.2012** **PCT/US2012/049372**
87 Fecha y número de publicación internacional: **13.06.2013** **WO13085575**
96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **02.08.2012** **E 12855027 (4)**
97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.03.2017** **EP 2789104**

54 Título: **Procedimientos y aparatos que utilizan bancos de filtros para señales de espectro expandido de múltiples portadores**

30 Prioridad:

05.12.2011 US 201113311357

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
26.07.2017

73 Titular/es:

BATTELLE ENERGY ALLIANCE, LLC (100.0%)
P.O. Box 1625
Idaho Falls, ID 83415-3899, US

72 Inventor/es:

MORADI, HUSSEIN;
BEHROUZ, FARHANG y
KUTSCHE, CARL, A.

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 626 987 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

Procedimientos y aparatos que utilizan bancos de filtros para señales de espectro expandido de múltiples portadores

Solicitudes relacionadas

- 5 Esta solicitud reivindica el beneficio y la prioridad de la solicitud de patente no provisional con número de serie US 13/311.357, titulada PROCEDIMIENTOS Y APARATOS QUE UTILIZAN BANCOS DE FILTROS PARA SEÑALES DE ESPECTRO EXPANDIDO DE MÚLTIPLES PORTADORES.

Derechos del Gobierno

La presente invención se realizó con el apoyo del Gobierno bajo el Contrato n.º DE-AC07-05ID14517 otorgado por el Departamento de Energía de Estados Unidos. El Gobierno tiene ciertos derechos en la invención.

10 Campo

Las realizaciones de la presente divulgación se dirigen al campo de la transmisión inalámbrica de señales y, más particularmente, a la transmisión inalámbrica de señales de espectro expandido.

Antecedentes

- 15 Hay una tendencia en equipos de consumo de comunicación móvil de múltiples portadores hacia la provisión de servicios inalámbricos multimodo utilizando diversos estándares, que se actualizan continuamente. Como la demanda de aplicaciones personalizadas adaptadas a las diversas necesidades sigue creciendo, hay una creciente necesidad de terminales multimodo que puedan proporcionar conectividad sin fisuras entre los distintos modos de múltiples portadores y que puedan adaptarse según las necesidades del usuario.

- 20 Una técnica de espectro expandido (SS) se utiliza a menudo para distribuir señales de transmisión inalámbricas a través de un ancho de banda más ancho que el ancho de banda de transmisión mínimo requerido. En aplicaciones militares, la transmisión SS puede usarse para evitar atascos, y también para reducir la probabilidad de detección o interceptación. En aplicaciones civiles, algunas formas de SS, conocidas como código de acceso múltiple por división (CDMA) se pueden usar para permitir que múltiples usuarios compartan el mismo canal o espectro. Las técnicas más comunes que se utilizan son espectro expandido por secuencia directa (DS-SS) y espectro expandido por salto de frecuencia (FH-SS). Estas técnicas SS comunes pueden sufrir de susceptibilidad para interferencia de banda estrecha y parcial. El espectro expandido de múltiples portadores (MC-SS) es una forma particular de SS que está diseñado para ser resistente a la interferencia de banda estrecha y/o parcial. En una forma convencional, se han utilizado técnicas de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para la creación de esta expansión.

- 25 Un ejemplo adicional se da mediante el documento US2005 0047513, que describe una técnica de modulación multiton filtrada aplicada a un sistema de comunicación.

- 30 Los inventores han apreciado que hay una necesidad de aparatos y procedimientos que utilizan una nueva forma de generar y detectar señales de espectro expandido de múltiples portadores que puedan llevar información a un nivel de potencia muy bajo distribuidos en el espectro de frecuencia.

Breve descripción de los dibujos

- 35 La figura 1A muestra una señal de espectro expandido de múltiples portadores de bancos de filtros (FB-MC-SS) a través de un espectro de frecuencia y con un nivel de potencia en o por debajo de un nivel de ruido;
La figura 1B muestra la señal FB-MC-SS sobre la banda de frecuencias con otras señales de comunicación en el espectro de frecuencias;
La figura 1C muestra la señal FB-MC-SS y otras señales de comunicación con canales de superposición de alta velocidad de datos incluidos en espacios en blanco en el espectro de frecuencias;
40 Las figuras 2A y 2B son diagramas de bloques de un transmisor para generar la señal FB-MC-SS como una señal subyacente;
La figura 3A es un gráfico que ilustra las partes real e imaginaria de funciones multiton filtradas en el dominio de tiempo;
45 La figura 3B es un gráfico que ilustra la función multiton filtrada en el dominio de frecuencias;
La figura 4 es un diagrama de bloques de un transmisor que muestra señales representadas como señal digital;
La figura 5 es un diagrama de bloques de un receptor para detectar y decodificar la señal FB-MC-SS;
La figura 6 es un gráfico que ilustra un pulso sincronizado construido como una suma de ondas sinusoidales complejas;
50 La figura 7 es un gráfico que ilustra un tren de pulsos sincronizados desde el filtro adaptado separado en el tiempo a intervalos de $T/2$;
La figura 8 es un gráfico que ilustra la recuperación de una secuencia de símbolos de datos desde la salida del filtro adaptado representado como un tren de pulsos de unidad; y
La figura 9 es un gráfico que ilustra un pulso recuperado con diferentes opciones para el desplazamiento de

frecuencia de portador.

Descripción detallada

En la siguiente descripción, se hace referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales se muestran, a modo de ilustración, realizaciones específicas en las que la divulgación puede ponerse en práctica. Las realizaciones están destinadas a describir aspectos de la divulgación en detalle suficiente para permitir a los expertos en la técnica para hacer uso, y de otra manera poner en práctica la invención. Además, las implementaciones específicas mostradas y descritas son solo ejemplos y no deben interpretarse como la única manera de implementar la presente divulgación, a menos que se especifique lo contrario en el presente documento. Será fácilmente evidente para un experto ordinario en la técnica que las diversas realizaciones de la presente divulgación pueden ser practicadas mediante otras numerosas soluciones de partición. Otras realizaciones se pueden utilizar, y se pueden hacer cambios a las realizaciones descritas sin apartarse del alcance de la divulgación. La siguiente descripción detallada no debe tomarse en un sentido limitativo, y se define el alcance de la presente invención solamente por las reivindicaciones adjuntas.

En la siguiente descripción, elementos, circuitos y funciones pueden mostrarse en forma de diagramas de bloques con el fin de no oscurecer la presente divulgación con detalles innecesarios. A la inversa, las implementaciones específicas mostradas y descritas son solo ejemplos y no deben interpretarse como la única manera de implementar la presente divulgación, a menos que se especifique lo contrario en el presente documento. Además, las definiciones de bloques y de partición de lógica entre varios bloques es un ejemplo de una implementación específica. Será fácilmente evidente para un experto ordinario en la técnica que la presente divulgación puede ser practicadas mediante otras numerosas soluciones de partición. En su mayor parte, detalles relativos a consideraciones de tiempo y similares se han omitido donde tales detalles no son necesarios para obtener una comprensión completa de la presente divulgación y están dentro de las habilidades de las personas de experiencia ordinaria en la técnica relevante.

Los expertos en la técnica entenderán que la información y las señales pueden representarse utilizando cualquiera de una variedad de diferentes tecnologías y técnicas. Por ejemplo, datos, instrucciones, comandos, información, señales, bits, símbolos, y chips que pueden referenciarse a lo largo de la descripción anterior pueden representarse mediante tensiones, corrientes, ondas electromagnéticas, campos o partículas magnéticas, campos o partículas ópticas, o cualquier combinación de los mismos. Algunos dibujos pueden ilustrar señales como una sola señal para claridad de presentación y descripción. Se entenderá por parte de una persona de experiencia ordinaria en la técnica que la señal puede representar un bus de señales, en el que el bus puede tener una variedad de anchos de bits y la presente divulgación puede implementarse en cualquier número de señales de datos que incluyen una única señal de datos.

Los diversos bloques lógicos, módulos y circuitos ilustrativos descritos en relación con las realizaciones dadas a conocer en el presente documento pueden implementarse o realizarse con un procesador de propósito general, un procesador de propósito especial, con un procesador de señales digitales (DSP), con un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), con una matriz de puertas de campo programable (FPGA) o con otro dispositivo de lógica programable, lógica de transistor o de puertas discretas, componentes de hardware discretos, o con cualquier combinación de los mismos diseñada para realizar las funciones descritas en el presente documento. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador, pero, como alternativa, el procesador puede ser cualquier procesador, controlador, micro-controlador o máquina de estados convencional. Un procesador de propósito general puede considerarse como un procesador de propósito especial, mientras el procesador de propósito general ejecuta instrucciones (por ejemplo, código de software) almacenado en un medio legible por ordenador. Un procesador también puede implementarse como una combinación de dispositivos informáticos, por ejemplo, una combinación de un DSP y un microprocesador, una pluralidad de microprocesadores, uno o más microprocesadores junto con un núcleo de DSP o cualquier otra configuración de este tipo.

Además, se hace notar que las realizaciones pueden describirse en términos de un procedimiento que puede representarse como un esquema de flujo, un diagrama de flujo, un diagrama de estructura o un diagrama de bloques. Aunque un diagrama de flujo puede describir actos operacionales como un procedimiento secuencial, muchos de estos actos se pueden realizar en otra secuencia, en paralelo, o sustancialmente al mismo tiempo. Además, el orden de los actos se puede recolocar. Un procedimiento puede corresponder a una técnica, una función, un medio, una subrutina, un subprograma, etc. Además, los procedimientos descritos en este documento pueden implementarse en hardware, software, o ambos. Si se implementan en software, las funciones pueden almacenarse o transmitirse como una o más instrucciones o código en un medio legible por ordenador. Los medios legibles por ordenador incluyen soportes informáticos de almacenamiento y medios de comunicación que incluyen cualquier medio que facilite la transferencia de un programa informático de un lugar a otro.

Elementos descritos en este documento pueden incluir varias instancias del mismo elemento. Estos elementos pueden estar indicados genéricamente mediante un designador numérico (por ejemplo, 110) y, específicamente, indicado por el indicador numérico seguido de un designador alfabético (por ejemplo, 110A) o un indicador numérico precedido por un "guion" (por ejemplo, 110-1). Para facilitar la siguiente la descripción, para la mayoría de los indicadores de número de parte del elemento comienzan con el número del dibujo en el que se introducen los

elementos o se describen de una manera más completa. Así, por ejemplo, los identificadores de elementos en una figura 1 serán en su mayoría en el formato numérico 1xx y los elementos en la figura 4 serán en su mayoría en el formato numérico 4xx.

Debe entenderse que cualquier referencia a un elemento en este documento usando una designación tal como "primero", "segundo", y así sucesivamente, no limita la cantidad o el orden de esos elementos, a menos que tal limitación se indique explícitamente. Más bien, estas designaciones pueden ser utilizadas en el presente documento como un procedimiento conveniente de distinguir entre dos o más elementos o instancias de un elemento. Por lo tanto, una referencia a un primer y segundo elementos no significa que solo dos elementos se puedan emplear allí o que el primer elemento debe preceder al segundo elemento de alguna manera. Además, a menos que se indique lo contrario, un conjunto de elementos puede comprender uno o más elementos.

El término "bus" puede ser usado para referirse a una pluralidad de señales o de conductores, que se puede usar para transferir uno o más diversos tipos de información, tales como datos, direcciones, control, o estado. Además, un bus o una colección de señales pueden indicarse en singular como una señal. Algunos dibujos pueden ilustrar señales como una sola señal para claridad de presentación y descripción. Se entenderá por parte de una persona de experiencia ordinaria en la técnica que la señal puede representar un bus de señales, en el que el bus puede tener una variedad de anchos de bits y la presente divulgación puede implementarse en cualquier número de señales de datos que incluyen una única señal de datos.

Las realizaciones de la presente divulgación incluyen aparatos y procedimientos, para generar y recibir señales de espectro expandido de múltiples portadores que transportan información en un nivel de potencia muy bajo distribuidas en el espectro de frecuencias.

Las realizaciones descritas en este documento usan una implementación única para señales MC-SS basadas en bancos de filtros. Los filtros de subportadores no solapados utilizados en los bancos de filtros se utilizan en sistemas de transmisión y recepción, que generan señales MC-SS que pueden coexistir con otras señales dentro del mismo espectro. Una señal de espectro expandido de múltiples portadores de bancos de filtros (FB-MC-SS) puede existir en un nivel de ruido aparente de otras señales de comunicación convencionales que operan a una potencia mayor. Además, la señal FB-MC-SS puede presentar múltiples redundancias en la transmisión de símbolos de datos. Como resultado de estas características, el FB-MC-SS puede tener una baja probabilidad de detección e interceptación, y puede ser capaz de operar bajo duros entornos de RF y/o condiciones de interferencia. Las señales FB-MC-SS presentan poco o nada de tasación sobre el espectro en condiciones de uso, ya que las señales FB-MC-SS pueden transmitir en o cerca del nivel de ruido de otras señales y pueden desplegarse en la mayoría de cualquier banda de frecuencias. Además, las señales FB-MC-SS pueden resultar útiles en el rechazo de interferencias de banda estrecha y parciales en oposición a técnicas SS convencionales. Por ejemplo, técnicas convencionales en las que las subportadores de la señal SS pueden caer simplemente la comunicación, en lugar de ser capaz de determinar la interferencia y reducir el peso dado a esas subportadores.

La figura 1A muestra un gráfico 100A que ilustra una señal 120 FB-MC-SS. El eje x del gráfico 110A representa la frecuencia de las señales sobre un espectro 125 de frecuencias, y el eje y del gráfico 110A representa la densidad espectral de potencia de las señales. La línea 110 es un umbral que representa el nivel de ruido 110 sobre el espectro 125 de frecuencias. El espectro de frecuencias puede tener un cierto ancho de banda deseado. Como ejemplo no limitativo, un ancho de banda de este tipo puede ser de 50 MHz.

La señal 120 FB-MC-SS tiene un nivel de potencia en o por debajo de un nivel de ruido 110. El nivel de ruido 110 es un nivel de potencia por debajo del cual otras señales de comunicación que se transmiten en el espectro 125 de frecuencias se considerarían ruido, que no tendría un impacto significativo en su señal de comunicación. La señal 120 FB-MC-SS puede considerarse como un canal de control subyacente (es decir, significando subyacente que está por debajo del nivel de ruido 110) con un número relativamente grande de subportadores sobre el espectro 125 de frecuencias. Las subportadores se ilustran mediante las flechas que apuntan hacia arriba dentro de un ancho de banda relativamente pequeño ilustrado mediante una caja alrededor de cada flecha. El número de subportadores se selecciona generalmente para ser un número grande, y también se puede seleccionar para ser una potencia de dos (es decir, 2^n), tal como, por ejemplo, 128, 2048, y 4096 subportadores.

La señal 120 FB-MC-SS incluye un símbolo de datos modulada sobre cada subportador. Además, el mismo símbolo de datos se modula de forma redundante en cada subportador. En otras palabras, cada subportador de la señal 120 FB-MC-SS incluye los mismos datos. Como ejemplo no limitativo, la modulación de símbolos de datos puede ser tan simple como un único bit modulado con modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK). Además, las técnicas de modulación de símbolos de datos más complejos se pueden usar para símbolos de datos que contienen más bits de datos. Por ejemplo, y sin limitación, se pueden usar técnicas de modulación tales como modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) y modulaciones de amplitud en cuadratura (QAM), tales como QAM 16, QAM 32, y QAM 64. Por supuesto, estos ejemplos están destinados a ser no limitativos, y se contemplan otras técnicas de modulación de símbolos de datos. Generalmente, los esquemas de modulación más simples pueden permitir la recuperación de símbolos de datos más fácil y pueden ser más robustos en realizaciones que transmiten a niveles de potencia muy bajos.

La figura 1B es un gráfico 100B que muestra la señal 120 FB-MC-SS sobre la banda de frecuencias con otras señales de comunicación que se transmiten en el espectro 125 de frecuencias. Por ejemplo, varias señales 130 de banda estrecha y señales 140 de banda ancha se pueden transmitir en varias bandas de frecuencia dentro del espectro de frecuencias. Las señales 130 de banda estrecha y las señales 140 de banda ancha pueden colectivamente indicarse como señales 130, 140 de comunicaciones en el presente documento.

En relación con otros tipos de señales, una señal 130 de banda estrecha tiende a estar en una banda de frecuencias relativamente estrecha y en un nivel de potencia relativamente más alto. Por ejemplo, dependiendo de las frecuencias implicadas, las señales 130 de banda estrecha pueden incluir señales de un solo portador (es decir, tono) u otras bandas de frecuencias relativamente estrechas, tal como señales de modulación de frecuencia (FM), señales de salto de frecuencia, canales de comunicación de seguridad pública, y señales de sistema global para telecomunicaciones móviles (GSM).

Las señales 140 de banda ancha pueden ser señales que tienen varios portadores repartidos en una banda relativamente ancha, tal como, por ejemplo, señales de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM). Una señal 140 de banda ancha también tiende a tener una banda de frecuencia estrecha alrededor de cada subportador, pero incluye múltiples subportadores, que propaga la señal en una banda de frecuencias más amplia. En general, las señales de banda ancha 140 pueden estar a un nivel de potencia inferior a las señales 130 de banda estrecha. Como ejemplos no limitativos, los niveles de potencia para la señal 120 FB-MC-SS pueden estar en el intervalo de 100 milivatios, mientras que los niveles de potencia para una señal 140 de banda ancha o una señal 130 de banda estrecha pueden estar en el intervalo de 2.000 a 10.000 milivatios.

Además, en muchas definiciones de señales de banda ancha de espectro expandido, las bandas de frecuencia en torno a cada subportador pueden superponerse mediante una pequeña cantidad. En contraste, la señal 120 FB-MC-SS de las realizaciones de la presente divulgación puede estar configurada con bandas estrechas, de manera que hay poca o ninguna superposición de bandas entre subportadores adyacentes. En otras palabras, la señal 120 FB-MC-SS propaga la señal a través de un conjunto de bandas de subportadores espectralmente aisladas.

La señal 120 FB-MC-SS puede coexistir con las señales 130, 140 de comunicación, debido a que el nivel de potencia es suficientemente cerca del nivel de ruido 110, de tal manera que las señales 130, 140 de comunicación tendrán en cuenta la señal 120 FB-MC-SS para estar en un nivel de ruido aparente. Sin embargo, las señales 130, 140 de comunicación pueden considerarse como una interferencia a la señal 120 FB-MC-SS. Por lo tanto, las llaves debajo del gráfico en las figuras 1B y 1C muestran bandas 180 de interferencia, donde puede haber otras señales 130, 140 de comunicación, y otras llaves muestran bandas 170 vacías donde no se encuentran señales de alta potencia detectables. Como se describe más completamente a continuación, las realizaciones de la presente divulgación pueden no proporcionar ningún peso, o un peso relativamente bajo, a las frecuencias de portador de la señal 120 FB-MC-SS que se encuentran en las bandas 180 de interferencia y proporcionan un peso relativamente alto a frecuencias portadores de la señal 120 FB-MC-SS que están en bandas 170 vacías. En otras palabras, la señal 120 FB-MC-SS demodulada combinada en el lado del receptor puede contener una mayor cantidad de las señales menos ruidosas (es decir, subportadores no interferidas de la señal 120 FB-MC-SS) y una cantidad más pequeña de las señales más ruidosas (es decir, subportadores interferidas de la señal 120 FB-MC-SS).

La figura 1C es un gráfico 100C que muestra la señal 120 FB-MC-SS y otras señales 130, 140 de comunicación con las señales 190 de múltiples portadores del banco de filtros (FB-MC) incluidas en los espacios en blanco en las bandas 170 vacías del espectro 125 de frecuencias. Aunque las señales 130, 140 de comunicación pueden generarse mediante otros operadores, las señales 190 FB-MC pueden generarse mediante el mismo operador que genera la señal 120 FB-MC-SS. Por lo tanto, como se describió anteriormente, la señal 120 FB-MC-SS puede considerarse un canal de capa base, mientras que la señal 190 FB-MC puede considerarse un canal de superposición (es decir, superposición significando que está por encima del nivel de ruido 110) del mismo operador. Además, la señal 190 FB-MC no puede ser una señal SS. Con la mayor potencia, las señales 190 FB-MC pueden estar configuradas con más símbolos de datos complejos y transmiten diferentes símbolos de datos en cada subportador. Como resultado, los datos transmitidos por el operador sobre las señales 190 FB-MC pueden tener una velocidad de datos relativamente mayor que la señal 120 FB-MC-SS. Además, debido a las características de conformación de pulsos descritas a continuación, las señales 190 FB-MC pueden estar más aisladas espectralmente. Como resultado, las señales 190 FB-MC pueden tener subportadores que están separadas más juntas que otras señales 140 de banda ancha, como se indica mediante la separación de las flechas mostradas en la figura 1C. Como resultado, las señales FB-MC 190 pueden tener una velocidad de datos relativamente más alta que las otras señales 140 de banda ancha generadas por otros operadores dentro del espectro 120 de frecuencias.

Las realizaciones de la presente divulgación pueden utilizar la señal 120 FB-MC-SS para detectar estos espacios en blanco. Una vez detectado, un escenario de radio adaptativa puede configurarse, mediante el cual las señales 190 FB-MC de mayor potencia pueden ser transmitidas sobre los portadores que ocupan el espacio en blanco. En tal escenario, la señal 120 FB-MC-SS puede pensarse como un canal de control subyacente para la detección de espacios en blanco y el control las señales 190 FB-MC de velocidad de datos más alta como el canal de superposición. El período de ocupación de radio adaptativa para los canales 190 de superposición de alta velocidad de datos puede ser un período de tiempo relativamente corto, tal como, por ejemplo, 10 milisegundos, que puede variar con diferentes protocolos definidos para el acceso al espectro dinámico de espectros de frecuencias no

utilizadas.

La figura 2A es un diagrama de bloques de un transmisor 200A para generar la señal 120 FB-MC-SS como una señal subyacente. El transmisor 200A incluye un módulo de conformación y distribución de pulsos 210 y un modulador 220. El módulo de conformación y de distribución de pulsos 210 puede estar configurado para recibir símbolos 205 de datos de entrada (es decir, $s(t)$), y realizar una función de filtrado y distribución del espectro (por ejemplo, una respuesta de impulso representada por $g(t)$) para generar una señal de salida de banda base 215 (es decir, $x(t)$). El modulador 220 recibe la señal 215 de salida de banda base para modularse y convertirse de manera ascendente para la transmisión de RF como la señal 225 de RF (por ejemplo, señal 120 FB-MC-SS (figura 1)).

En una realización para la generación de una señal 120 FB-MC-SS de velocidad de datos de baja a media como un canal de control subyacente, se puede transmitir un símbolo a la vez y ese símbolo se extiende sobre todas las frecuencias portadoras en la señal de espectro expandido. En otras palabras, en un primer tiempo de símbolo, todas las subportadoras modulan el mismo primer símbolo, y en un segundo tiempo de símbolo, todas las subportadoras modulan el mismo segundo símbolo, etc. Por lo tanto, en una realización, cada símbolo de datos es un simple bit binario. Otras realizaciones pueden, sin embargo, incluir modulación más compleja de múltiples bits para cada símbolo de datos. Además, cuando se configura transmitir señales 190 FB-MC de la velocidad de datos más alta (figura 1) como canales de superposición, diferentes símbolos de datos pueden transmitirse en diferentes subportadoras. En otras palabras, para el canal de superposición, la transmisión puede no ser de espectro expandido.

La figura 2B es un diagrama de bloques de un transmisor 200B para generar la señal 120 FB-MC-SS como una señal subyacente. En esta realización, el módulo 210 de conformación y distribución de pulsos de la figura 2A se separa en un banco 212 de filtros de síntesis y un módulo 214 de distribución de espectro. El transmisor 200B incluye además el modulador 220 configurado como se ha descrito anteriormente. El banco 212 de filtros de síntesis recibe los símbolos 205 de datos de entrada, que es la información a transmitir. Los símbolos 205 de datos de entrada se filtran y se añade ganancia al banco 212 de filtros de síntesis. El módulo 214 de distribución de espectro está configurado para añadir fase a los símbolos 205 de datos de entrada para generar la señal 215 de salida de banda base que incluye los símbolos de datos distribuidos a lo largo de la pluralidad de subportadoras del espectro de frecuencia.

El filtro de conformación de pulsos $g(t)$ (figura 2A) en el lado de transmisor puede desglosarse en dos componentes separados, a saber, un "filtro prototipo" $h(t)$, y otro en función del tiempo $p(t)$, así: $g(t) = h(t)p(t)$. En otras palabras, los símbolos 205 de datos de entrada se pasan a través del filtro de conformación de pulsos $g(t)$ (caracterizado por una respuesta de impulsos representada por $g(t)$) antes de modularse y convertirse de manera ascendente para la transmisión de RF.

Con los símbolos 205 de datos de entrada definidos como un tren de símbolos de datos $s[n]$ a una distancia T , los símbolos 205 de datos de entrada ($s(t)$) pueden expresarse como:

$$s(t) = \sum_n s[n] \delta(t - nT). \quad (1)$$

En el banco 212 de filtros de síntesis, el filtro prototipo $h(t)$ es un filtro de conformación de pulsos que es el mismo para todas las subportadoras. Por lo tanto, el filtro prototipo $h(t)$ también puede denominarse aquí como un filtro de conformación de pulsos, y puede configurarse como un filtro de paso bajo, tal como un filtro de Nyquist de raíz cuadrada (por ejemplo, raíz cuadrada de aumento de coseno). En consecuencia, uno puede observar que el conjunto de filtros $\gamma_0 h(t)$ a través de $\gamma_{N-1} h(t)$ puede ser utilizado para limitar la banda de la corriente de símbolos 205 de datos de entrada en cada banco del banco 212 de filtros de síntesis y también aplicar la difusión de factores de ganancia γ_0 a través de γ_{N-1} a cada banco.

El módulo 214 de distribución de espectro incluye un conjunto de moduladores a la salida de cada banco a una frecuencia diferente dentro del espectro expandido. En otras palabras, los moduladores cambian los espectros de las señales de banda limitada y expandidas al conjunto de frecuencias de subportador f_0 a F_{N-1} . Las frecuencias subportadoras resultantes con las señales moduladas se combinan como una señal 215 de salida de banda base con una señal de espectro expandido.

El modulador 220 convierte de manera ascendente la señal 215 de salida de banda base, representada como $x(t)$, a una señal 225 de RF para la transmisión. Combinando la ecuación (1) anterior con las funciones de filtro del banco de filtros de síntesis 212 y la función de modulación del módulo 214 de distribución de espectro, da como resultado una ecuación para la señal 215 de salida de banda base como:

$$x(t) = \sum_n \sum_{k=0}^{N-1} \gamma_k s[n] h(t - nT) e^{j2\pi f_k t}. \quad (2)$$

Cuando las frecuencias de subportador f_k se seleccionan de tal manera que $f_k T$, para $k = 0, 1, \dots, N-1$, es un número entero, $e^{j2\pi f_k t} = e^{j2\pi f_k (t-nT)}$, la ecuación (2) anterior puede reordenarse como:

$$x(t) = \sum_n s[n]g(t-nT) \quad (3)$$

donde:

$$g(t) = h(t)p(t) \quad (4)$$

y

$$p(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \gamma_k e^{j2\pi f_k t}. \quad (5)$$

Por lo tanto, según la ecuación (4) anterior, $g(t)$ puede representarse como una multiplicación del filtro de prototipo $h(t)$ y otra en función del tiempo $p(t)$. Esta otra función del tiempo $p(t)$ representada por la ecuación (5) anterior puede determinarse mediante las ganancias de dispersión γ_k y las frecuencias de subportador f_k .

La ecuación (3) anterior puede interpretarse como, la señal FB-MC-SS $x(t)$ se obtiene haciendo pasar la corriente de datos $s[n]$ a través del filtro común de conformación de pulsos $g(t)$. La elección de $g(t)$, determinada por $h(t)$, las ganancias de propagación γ_k y las frecuencias de subportador f_k , puede dar lugar a diversas formas de sistemas FB-MC-SS. Cuando $h(t)$ es un pulso rectangular con un ancho de T igual a la longitud de una FFT (T_{FFT}), más la longitud de un prefijo cíclico (T_{CP}), y las frecuencias de subportador f_k están en el intervalo regular $1/T_{FFT}$, $x(t)$ será una señal SS basada en OFDM, por lo tanto, puede denominarse como OFDM-SS.

Otro ejemplo es generar una señal de espectro expandido de tipo multitono filtrado (FMT). Como un ejemplo no limitativo, un filtro de Nyquist de raíz cuadrada se puede implementar mediante $h(t)$. Un filtro de "Nyquist de raíz" puede utilizarse como una abreviatura para un filtro de Nyquist de raíz cuadrada. Un ejemplo de un filtro de Nyquist de raíz cuadrada es un filtro de coseno elevado de raíz cuadrada con un factor de descarga (α). Por lo tanto, la definición de $h(t)$ como la respuesta de impulsos de un filtro de raíz cuadrada elevada de coseno con un factor de descarga (α) y una velocidad de símbolos $1/T$, y el establecimiento de las frecuencias de subportador f_k a un intervalo regular $(1 + \alpha)/T$, la salida de banda base 215, $x(t)$ será una señal SS basada en FMT. Además, también se contemplan otras opciones de $h(t)$ y f_k que conducen a otros tipos de FB-MC-SS. Por ejemplo, ejemplos adicionales del filtro Nyquist de raíz cuadrada incluyen los descritos en B. Farhang-Boroujeny, "Square-root Nyquist (M) filter design for digital communication systems," IEEE Trans. On Signal Processing, vol. 56, n.º 5, mayo 2008, páginas 2127 - 2132; y G. Nigam, R. Singh, y A.K. Chaturvedi, "Finite Duration Root Nyquist Pulses with Maximum In-Band Fractional Energy," IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 14, N.º 9, SEPTIEMBRE 2010, páginas 797-799. Además, para facilitar una implementación del receptor simplificada, se puede seleccionar un factor de descarga (α) igual a uno. Otras opciones del factor de descarga (α) se pueden utilizar, que pueden resultar en una cierta modificación del diseño del receptor.

Para descripción, los detalles de un sistema FMT-SS se desarrollan más completamente. La elección de FMT para modulación de múltiples portadores permite simplicidad en el análisis y diseño que, a su vez, se traduce en un sistema MC-SS simple y robusto. Para desarrollar el ejemplo, se supone que N es par, se establece $\alpha = 1$, y se difunden las frecuencias subportadores f_k en las posiciones $\pm 1/T, \pm 3/T, \dots, \pm (N-1)/T$. Más específicamente, sea $f_0 = -(N-1)/T, f_1 = -(N-3)/T, \dots, f_{N-1} = (N-1)/T$. Los factores de ganancia de difusión γ_k se eligen como:

$$\gamma_k = e^{j\theta_k}, \text{ para } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

donde θ_k son un conjunto de ángulos de fase que se pueden elegir para mejorar las propiedades de la forma de onda MC-SS. Entre las diversas opciones, $\theta_k = \pi k^2/N$ es un interesante conjunto de ángulos de fase, que pertenecen a una clase de códigos polifásicos. Este conjunto de ángulos de fase conduce a una señal de transmisión $x(t)$ con una relación de potencia de pico a promedio moderadamente baja (PAPR), que puede ser un parámetro importante en el diseño de la forma del pulso $g(t)$. Como otro ejemplo, también se pueden seleccionar los ángulos de fase θ_k de manera aleatoria. En cualquier caso, para cualquier elección de θ_k , en la ecuación (6) anterior de las siguientes identidades se mantienen:

$$|\gamma_k|^2 = 1, \text{ para } k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (7)$$

La figura 3A es un gráfico 300 que ilustra una parte real 310 y una parte imaginaria 320 de una función de multitono filtrado en el dominio de tiempo. La figura 3B es un gráfico 325 que ilustra una función de multitono filtrado 330 en el dominio de frecuencia. Específicamente, las figuras 3A y 3B presentan un ejemplo de $g(t)$ y la magnitud al cuadrado

de su transformada de Fourier, $|G(f)|^2$, cuando $N = 8$ y $h(t)$ es un filtro de coseno elevado de raíz cuadrada limitado a la longitud de $4T$. También se puede observar que la señal MC-SS $x(t)$ tiene un espectro que se asemeja al de $|G(f)|^2$.

- 5 Aunque las formulaciones dadas anteriormente son en términos de señales de tiempo continuo y filtros, la generación práctica de la forma de onda de transmisión puede realizarse convenientemente en tiempo discreto utilizando bloques de procesamiento de señales eficientes.

La figura 4 es un diagrama de bloques de un transmisor 400 que muestra señales representadas como señal digital. El transmisor 400 incluye un expansor 410 de frecuencia de muestreo, y un bloque 420 de realización discreta. El expansor 410 de velocidad de muestreo recibe un símbolo 405 de datos y aumenta la velocidad de muestreo por un factor de L mediante la inserción de $L - 1$ ceros después de cada muestra de la entrada $s[n]$. El bloque 420 de realización de tiempo discreto realiza el filtro de conformación de pulsos $h(t)$ y la adición de las ganancias de propagación γ_k , es decir, el banco 212 de filtros de síntesis, así como la distribución 214 de espectro. Por lo tanto, la secuencia $g[n]$ puede pensarse como la versión muestreada de $g(t)$. Al igual que con la parte analógica contraria, las subportadores se combinan para generar una salida 425 de banda base.

15 La figura 5 es un diagrama esquemático de bloques de un receptor 500 para detectar y decodificar la señal FB-MC-SS 120 (figura 1). El receptor 500 incluye un demodulador 510, un filtro 520 adaptado, recuperación 530 de portadores, recuperación 540 de temporización, banco 550 de filtros de análisis, estimador 560 de canal, y unidad 570 de combinación de máxima relación. Una señal 505 de RF se recibe mediante el receptor 500 para su procesamiento. La señal 505 de RF puede ser similar a la señal 225 de RF generada por el transmisor 200A de la figura 2A. Por supuesto, la similitud puede estar algo distorsionada debido a condiciones tales como trayectorias múltiples, interferencia, bloqueo, etc. El demodulador 510 recibe la señal 505 de RF, y convierte la señal 505 de RF en una entrada 515 de banda de base. La entrada 515 de banda de base se pasa a un banco 550 de filtros de análisis y un filtro 520 adaptado.

25 El filtro 520 adaptado está configurado para tener características de filtro adaptadas a las del banco 212 de filtros de síntesis en el transmisor (por ejemplo, 200B de la figura 2B). Con la selección especial de los parámetros discutidos anteriormente con respecto al transmisor 200B, la salida del filtro 520 adaptado puede ser la secuencia pulsos de alta amplitud (es decir, estrechos) que puede identificarse claramente incluso cuando la señal 120 FB-MC-SS (figura 1) está a un nivel de ruido. La combinación de los procedimientos de transmisión y recepción puede resultar en una mejora significativa e inesperada (computacionalmente más rápida y más precisa) en recuperación de temporización y bloqueo entrante de frecuencia. El sistema FB-MC-SS mejora la modulación MC-SS mediante la compensación de frecuencia y la diferencia de fase en el lado del receptor, proporcionando un portador y una adquisición de tiempo que mejora los procedimientos de seguimiento, e incluye una metodología mejorada de estimación de canal ciego.

30 La secuencia de pulsos 525 estrechos desde el filtro 520 adaptado pueden producirse a intervalos regulares y lleva la información necesaria para la temporización y la adquisición del portador, así como para su seguimiento. En general, cualquier procedimiento de recuperación de portadores y de temporización se aprovecha de las propiedades del procedimiento de modulación que se ha utilizado para construir la señal transmitida. Debido a las imprecisiones de aplicación y a las condiciones del canal (por ejemplo, la precisión de los componentes y el desplazamiento Doppler en el canal), la frecuencia portadora utilizada en el transmisor 200B (figura 2B) y su frecuencia de la parte contraria en el receptor 500 están obligados a sufrir una falta de coincidencia.

35 La unidad 530 de recuperación de portadores encuentra tales desajustes y compensa los desajustes en el receptor 500. Para lograr esta recuperación del portador, el filtro 520 adaptado se puede usar para desarrollar algoritmos de recuperación de portadores y de temporización relativamente eficientes. La salida del filtro 520 adaptado incluye la secuencia de pulsos 525 estrechos en la $\frac{1}{2}$ de separación de la temporización de símbolos ($T/2$). Estos pulsos 525 estrechos están presentes en los instantes de tiempo que son múltiplos pares de $T/2$ y que corresponden a alrededor del centro de los símbolos de datos.

40 Por otro lado, en los instantes de tiempo que son múltiplos impares de $T/2$, la presencia de tales pulsos depende de los bits de información transmitidos antes y después del instante de tiempo. En otras palabras, y como se explica más completamente a continuación, el pulso en los múltiplos impares de $T/2$ aparecerá cuando dos símbolos consecutivos tengan el mismo valor, de lo contrario el pulso sería un valor nulo. Esta propiedad del filtro adaptado 520 permite el desarrollo de un algoritmo de recuperación de temporización con una complejidad/potencia de procesamiento relativamente baja. Una vez que se reconocen los pulsos en los múltiplos pares de $T/2$, cualquier portador desplazada en la señal demodulada puede identificarse mediante la comparación de las fases relativas de los pulsos en los instantes de tiempo sucesivos, que conduce a la recuperación de la frecuencia portadora.

45 La unidad 530 de recuperación de portadores puede recibir la secuencia de pulsos 525 estrechos y generar señales 535 de control para desarrollar un bucle bloqueado de fase (PLL) entre el demodulador 510, el filtro 520 adaptado, y la unidad de recuperación de portadores 530, como es conocido por los expertos en la técnica. A medida que el PLL se bloquea, la fase de la entrada 515 de banda base se conoce respecto a la secuencia de pulsos 525 estrechos a partir del filtro 520 adaptado. Como resultado, una unidad de recuperación de temporización 540 puede usar la secuencia de pulsos 525 estrechos como una señal de sincronización para asegurar que las señales demoduladas y

combinadas de todas las subportadores (es decir, la entrada 515 de banda base) pueden ser muestreadas en tiempos correctos mediante el banco 550 de filtros de análisis.

La secuencia de pulsos 525 estrechos que contienen la información de temporización y la entrada 515 de banda base desde el demodulador 510 se pasan al banco 550 de filtros de análisis. El banco de filtros de análisis extrae la señal recibida de cada uno de las diferentes subportadores en paralelo y las muestrea en una fase de sincronización apropiada sobre la base de la información de temporización. El banco 550 de filtros de análisis realiza el procedimiento inverso del banco 212 de filtros de síntesis del transmisor 200B (figura 2B). Por lo tanto, la salida del banco 550 de filtros de análisis es un conjunto de señales 555 que corresponden a cada una de las frecuencias subportadores en la señal 120 FB-MC-SS (figura 1). Debido al nivel de potencia muy bajo de la señal recibida, algunas de estas señales en el conjunto de señales 555 no puede llevar información precisa. Sin embargo, muchas de las señales en el conjunto de señales 555 llevarán la misma información que se transmitió.

El estimador 560 de canal examina el conjunto de señales 555 que corresponden a cada una de las frecuencias subportadores para estimar una ganancia de canal y una potencia de ruido más interferencia en cada una de las bandas de subportador mediante el cálculo de la respuesta de impulso de cada canal en el dominio de tiempo y de frecuencia. El procesamiento de señal digital (DSP) y las matrices de puertas programables de campo (FPGAs) pueden permitir un ejemplo de una implementación de bajo coste para muchas de las funciones en el receptor 500 y el estimador 560 de canal en particular.

La unidad 570 de combinación de máxima proporción recibe el conjunto de señales 555 desde el banco 550 de filtros de análisis y la información 565 en la salida del estimador 560 de canal para obtener una estimación de los símbolos de datos transmitidos. La unidad 570 de combinación de máxima proporción calcula un promedio ponderado de los símbolos de datos detectados en la salida del banco 550 de filtros de análisis. Las salidas menos ruidosas dan ponderaciones más altas y las salidas más ruidosas dan ponderaciones más bajas. Para realizar la combinación, la unidad 570 de combinación de máxima proporción puede dividir una estimación de potencia de cada canal por el cuadrado medio del ruido/interferencia estimada, lo que puede resultar en un ruido disminuido donde la señal es más fuerte o la eliminación de las subportadores determinadas donde el ruido/interferencia es mayor que el ruido medio.

Una descripción matemática detallada de los procedimientos descritos comienza con una exploración de la forma del pulso $g(t)$. En un caso en el que el canal es ideal y la demodulación se realiza perfectamente, la salida del demodulador es la señal de transmisión de banda de base $x(t)$ dada por la ecuación (3) anterior. Pasando la señal de banda base $x(t)$ (por ejemplo, la entrada 515 de banda base en la figura 5) a través de un filtro adaptado a la forma del pulso de transmisión $g(t)$ produce una respuesta global del sistema que se define como:

$$\eta(t) = g(t) \star g^*(-t) \quad (8)$$

donde $\star$ indica convolución y el superíndice $*$ indica conjugación. Utilizando las ecuaciones (4) anterior y (5) en la ecuación (8) anterior y observando que por diseño $h(-t) = h(t)$, se obtiene:

$$\eta(t) = \left(\sum_{k=0}^{N-1} \gamma_k h(t) e^{j2\pi f_k t} \right) \star \left(\sum_{l=0}^{N-1} \gamma_l^* h(t) e^{j2\pi f_l t} \right). \quad (9)$$

Véase que, por diseño, $h(t)e^{j2\pi f_k t}$ y $h(t)e^{j2\pi f_l t}$ puede pensarse como un par de filtros. Este par de filtros tienen una banda común (cuando $F_k = f_l$) o cubren bandas que no se solapan. En el último caso, $h(t)e^{j2\pi f_k t} \star h(t)e^{j2\pi f_l t} = 0$. Por lo tanto, la ecuación (9) anterior puede reducirse a:

$$\eta(t) = \sum_{k=0}^{N-1} |\gamma_k|^2 (h(t)e^{j2\pi f_k t} \star h(t)e^{j2\pi f_k t}). \quad (10)$$

Manipulaciones directas de la ecuación (10) anterior y recordando la ecuación (7) anterior lleva a:

$$\eta(t) = \beta(t)\rho(t) \quad (11)$$

donde $\rho(t) = h(t) \star h(t)$, por diseño, es un pulso de Nyquist cuyo pico aparece en $t = 0$, y

$$\beta(t) = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi f_k t}. \quad (12)$$

La figura 6 es un gráfico 600 que ilustra un pulso sincronizado construido como una suma de ondas sinusoidales complejas. En particular, el gráfico muestra la transformada de Fourier de $\beta(t)$ como un tren de pulsos 610 en el dominio de frecuencia. Uno puede notar que $\beta(t)$ es la suma de N ondas sinusoidales complejas, todas con una amplitud unitaria. Por lo tanto, la transformada de Fourier de $\beta(t)$ es efectivamente una versión muestreada de un pulso rectangular 620. Debe tenerse en cuenta que las muestras en el dominio de frecuencia están separadas por $2/T$. Esto implica que $\beta(t)$ es el tren de pulsos 710 de sincronización (figura 7) separados en el tiempo en el intervalo $T/2$. En $t = 0$ y múltiplos no enteros de T , todos los componentes de $\beta(t)$ tienen fase cero y, por lo tanto, se suman a un valor de N . En los puntos donde t es un múltiplo impar de $T/2$, todos los componentes de $\beta(t)$ tienen la fase de π y, por lo tanto, se suman a un valor de $-N$.

La figura 7 es un gráfico 700 que ilustra un tren de pulsos 710 sincronizados desde el filtro adaptado separado en el tiempo a intervalos de $T/2$; La figura 7 muestra un ejemplo de $\beta(t)$ para el caso donde $N = 16$. Cuando N aumenta y tiende a infinito, los pulsos 710 de sincronización se acercan a un tren de impulsos y, por tanto, $\eta(t)$ se acercará a una forma de onda que consiste en un número de impulsos (es decir, impulsos estrechos y altos, cuando N es finito, pero grande) cuyas magnitudes corresponden a las muestras (o las muestras negadas) del pulso de Nyquist $\rho(t)$. Cuando el factor de descarga $\alpha = 1$, se puede demostrar que solo hay tres muestras no nulas de $\rho(t)$, con valores de $-0,5$, 1 , y $-0,5$ en las posiciones correspondientes de $t = -T/2$, 0 , y $T/2$, respectivamente. Por lo tanto, cuando $\alpha = 1$ y $N \rightarrow \infty$,

$$\eta(t) = -0,5\delta(t + T/2) + \delta(t) - 0,5\delta(t - T/2). \quad (13)$$

Este resultado se convierte en una aproximación cuando N es finito, pero suficientemente grande. Una expresión más precisa será definir:

$$\beta_0(t) = \beta(t)\Pi\left(\frac{t}{T_0}\right) \quad (14)$$

donde $\Pi(t/T_0)$ indica un pulso rectangular con una anchura adecuadamente elegida de T_0 , y, en consecuencia, la ecuación (13) anterior puede escribirse como:

$$\eta(t) = -0,5\beta_0(t + T/2) + \beta_0(t) - 0,5\beta_0(t - T/2). \quad (15)$$

La ecuación (15) anterior define la respuesta del sistema entre la entrada $s(t)$ y la salida del filtro adaptado $g^*(-t)$. Por lo tanto, utilizando la ecuación (1) anterior, se puede demostrar que la salida del filtro adaptado 520 se da mediante:

$$z(t) = \sum_n s[n] \left(-0,5\beta_0\left(t + \frac{T}{2} - nT\right) + \beta_0(t - nT) - 0,5\beta_0\left(t - \frac{T}{2} - nT\right) \right) + \nu_0(t). \quad (16)$$

La figura 8 es un gráfico 800 que ilustra la recuperación de una secuencia de símbolos de datos desde la salida del filtro adaptado representado como un tren de pulsos de unidad. En particular, el gráfico 800 presenta la recuperación de una señal típica en la salida del filtro 520 adaptado (figura 5), donde, para mayor claridad de la presentación, $\beta_0(t)$ se muestra como impulsos unitarios. En general, los impulsos tienen cada uno una amplitud de $s[n]$. Debe tenerse en cuenta que en cada posición nT , un impulso con una amplitud unitaria aparece en una dirección positiva (810A, 810C, y 810D) o negativa (830A y 830B), donde T es un periodo de tiempo entre símbolos de datos. En los puntos medios (es decir, $(n + 0,5)T$) el impulso es cero, si $s[n] \neq s[n + 1]$ (mostrado como 820A y 820B), o es un impulso con una amplitud $-s[n]$, si $s[n] = s[n + 1]$ (mostrado como 810B y 830C). En otras palabras, un cambio en la polaridad del siguiente símbolo se indica por un cero en el punto medio entre las posiciones nT . El siguiente símbolo es la misma polaridad si hay un impulso en la dirección opuesta en el punto medio (por ejemplo, 810B, 830C) entre las posiciones nT .

En el ejemplo de la figura 8, la secuencia de símbolos es: $s[n] = \{+1, -1, -1, +1, +1\}$. El punto medio 820A es un cero entre las posiciones 0 y T , lo que indica que el siguiente símbolo (830A) después de un símbolo actual (810A) es de la polaridad opuesta. Del mismo modo, el punto medio 820B es un cero entre las posiciones $2T$ y $3T$, lo que indica que el siguiente símbolo (810C) después de un símbolo actual (830B) es de la polaridad opuesta. Por otro lado, el punto medio 810B es un impulso en la dirección opuesta entre las posiciones T y $2T$, lo que indica que el siguiente símbolo (830B) después de un símbolo actual (830A) es de la misma polaridad. De manera similar, el punto medio 830C es un impulso en la dirección opuesta entre las posiciones $3T$ y $4T$, lo que indica que el siguiente símbolo (810D) después de un símbolo actual (810C) es de la misma polaridad.

Con respecto al desplazamiento de la frecuencia portadora, suponiendo que el canal es ideal, pero existe un desplazamiento de frecuencia portadora Δf_c entre el transmisor y el receptor, la ecuación (9) anterior se convertirá en:

$$\eta(t) = \left(\sum_{k=0}^{N-1} \gamma_k h(t) e^{j2\pi(f_k + \Delta f_c)t} \right) \star \left(\sum_{l=0}^{N-1} \gamma_l^* h(t) e^{j2\pi f_l t} \right). \quad (17)$$

Para el caso donde $0 < \Delta f_c < 2/T$, los filtros de análisis de subportador en bandas k y $k + 1$ del receptor se solapan con la señal transmitida desde la k -ésima banda. Tomando nota de esto, la ecuación (17) anterior se puede producir:

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(h(t) e^{j2\pi(f_k + \Delta f_c)t} \star h(t) e^{j2\pi f_k t} \right) \\ &+ \sum_{k=0}^{N-2} \gamma_k \gamma_{k+1}^* \left(h(t) e^{j2\pi(f_k + \Delta f_c)t} \star h(t) e^{j2\pi(f_k + \frac{2}{T})t} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

5 La manipulación directa de los términos en la ecuación (18) anteriormente conduce a:

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \beta(t) \left(h(t) e^{j2\pi \Delta f_c t} \star h(t) \right) \\ &+ \kappa(t) \left(h(t) e^{j2\pi(\Delta f_c - \frac{2}{T})t} \star h(t) \right) \end{aligned} \quad (19)$$

donde $\beta(t)$ viene dada por la ecuación (12) anterior, y:

$$\kappa(t) = e^{j(4\pi/T)t} \sum_{k=0}^{N-2} \gamma_k \gamma_{k+1}^* e^{j2\pi f_k t}. \quad (20)$$

10 Obsérvese que un conjunto de ganancias de dispersión elegidas de manera aleatoria $\gamma_k, \kappa(t)$, en general, aparecerá como una señal como ruido. Por lo tanto, el segundo término en el lado derecho de la ecuación (19) anterior puede tratarse como ruido aditivo de tiempo limitado. Por lo tanto, la ecuación (19) anterior puede escribirse como:

$$\eta(t) = \beta(t) \rho'(t) + \nu(t) \quad (21)$$

donde:

$$\rho'(t) = h(t) e^{j2\pi \Delta f_c t} \star h(t) \quad (22)$$

15 y $\nu(t)$ es un ruido aditivo.

Claramente, para $\Delta f_c = 0$, $\rho'(t)$ se reduce a $\rho(t)$. Como Δf_c se desvía de cero, $\rho'(t)$ se desvía de $\rho(t)$. Sin embargo, algunas características especiales que pueden ser utilizados con fines de sincronización siguen siendo casi iguales. En particular, $|\rho'(t)|$ preserva la forma de $|\rho(t)|$ en gran medida y su amplitud disminuye solo ligeramente durante un intervalo relativamente amplio de Δf_c .

20 La figura 9 es un gráfico 900 que ilustra un pulso 910 recuperado con diferentes opciones para el desplazamiento de frecuencia de portador. El pulso de amplitud más alta corresponde con la ecuación más superior en la clave que se muestra en la parte superior derecha de la figura 9. En otras palabras, la curva de amplitud más alta se corresponde con $\Delta f_c = 0$ y la curva de amplitud más baja se corresponde con $\Delta f_c = \pm \Delta_{sc}/4$, donde $\Delta_{sc} = 2/T$ indica la separación de subportador.

25 Cuando Δf_c se aproxima a $2/T$, o pasa este valor, $\rho'(t)$ se desvanece a cero y, por lo tanto, ningún pico pertinente aparecerá en $\eta(t)$. Esto, a su vez, implica que ningún pico pertinente aparecerá en la salida del filtro adaptado, $z(t)$. Se puede considerar esta propiedad de la salida del filtro adaptado para detectar la presencia de una gran frecuencia de desplazamiento en el receptor y, en consecuencia, buscar el valor correcto de la frecuencia portadora. Por ejemplo, es posible ejecutar la señal de entrada a través de un conjunto de filtros adaptados sintonizados para
30 unas pocas opciones de Δf_c y escoger la que proporcione picos pertinentes en su salida. Además, la sintonización de Δf_c se puede realizar posteriormente.

Con respecto a la respuesta de impulso del canal, cuando el canal es no ideal, es decir, $c(t) \neq \delta(t)$, $\eta(t)$ de la ecuación (13) anterior se convierte en:

$$\eta(t) = -0,5c'(t + T/2) + c'(t) - 0,5c'(t - T/2) \quad (23)$$

35 donde:

$$c'(t) = c(t) \star \beta_0(t). \quad (24)$$

Para valores suficientemente grandes de T , los tres términos en el lado derecho de la ecuación (23) anterior permanecen sin solapamiento. De hecho, para valores típicos de T y la propagación de respuesta de impulso del canal, $c'(t)$ sigue siendo un pulso relativamente estrecho y alto, o un grupo de pulsos estrechos y altos.

- 5 Para la estimación de canal, una vez que la señal recibida es compensada por el portador y se obtiene la información de temporización, la señal muestreada en las salidas del banco de filtros de análisis del receptor 550 satisface el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$z_k(nT) = \gamma_k C_{BB}(e^{j2\pi f_k}) s[n] + \vartheta_k(nT),$$

para $k = 0, 1, \dots, N-1$, (25)

- 10 donde $C_{BB}(e^{j2\pi f_k})$ es la respuesta equivalente de frecuencia de canal de banda de base f_k y $\vartheta_k(nT)$ surge de las contribuciones de señales de interferencia y de ruido que puedan existir en la banda de transmisión.

- Tomando nota de que $C_{BB}(e^{j2\pi f_k})$ es la transformada de Fourier de las muestras de la respuesta de impulso de canal, se puede utilizar (25) para obtener una estimación del canal dentro de un factor de ambigüedad determinado por $s[n]$. Cuando $s[n]$ es conocido, la ecuación (29) anterior proporciona una estimación única del canal. Cuando $s[n]$ es desconocido, la ecuación (29) anterior proporciona una estimación con una ambigüedad de señal, ya que $s[n] = \pm 1$.
15 La ecuación (25) anterior hace uso de un instante de nT para la estimación de la respuesta de impulso/frecuencia del canal. Para promediar el ruido, y obtener así una estimación más precisa de la respuesta de impulso del canal, se puede elegir promedia la ecuación (25) durante un número de instantes de tiempo nT .

- Como se describe a continuación, la implementación de un receptor óptimo, a través del mecanismo de combinación de relación máxima, requiere la estimación de la varianza de los elementos del vector de interferencia $\vartheta(nT)$. Una vez que se obtiene la estimación de canal, estas últimas estimaciones se pueden obtener fácilmente por un promedio de la magnitud cuadrada de las muestras de ruido $\vartheta_k(nT)$.
20

Volviendo a la combinación de relación máxima, sustituyendo la estimación de canal $\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_k})$ en la ecuación (25) anterior, una transposición sencilla conduce a:

$$s'_k[n] = \frac{\gamma_k^*}{\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_k})} z_k(nT), \quad (26)$$

- 25 donde:

$$s'_k[n] = s[n] + \frac{\gamma_k^*}{\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_k})} \vartheta_k(nT), \quad (27)$$

para $k = 0, 1, \dots, N-1$, son un conjunto de estimaciones de ruido de $s[n]$.

Un objetivo puede ser combinar estas estimaciones ruidosas para construir una estimación de $s[n]$ con una varianza mínima. Esta construcción se puede definir como:

$$\hat{s}[n] = \mathbf{w}_o^H \mathbf{s}'[n] \quad (28)$$

donde:

$$\mathbf{w}_o = \arg \min_{\mathbf{w}} E[|\mathbf{w}^H \vartheta'[n]|^2]$$

sujeto a la restricción $\mathbf{w}^H \mathbf{u} = 1$, (29)

$\vartheta'[n]$ tiene los elementos $\frac{\gamma_k^*}{\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_k})} \vartheta_k(nT)$, y $\mathbf{u}$ es un vector de longitud N con elementos de 1. Este problema puede resolverse utilizando el procedimiento de multiplicadores de Lagrange, que se traduce en:

$$\mathbf{w}_o = \frac{1}{\mathbf{u}^T \mathbf{R}_{\vartheta'\vartheta}^{-1} \mathbf{u}} \mathbf{R}_{\vartheta'\vartheta}^{-1} \mathbf{u} \quad (30)$$

- 35 donde $\mathbf{R}_{\vartheta'\vartheta} = E[\vartheta'[n] \vartheta'^H[n]]$. Por otra parte, la varianza del error de estimación se obtiene como $E[|\mathbf{w}_o^H \vartheta'[n]|^2] = 1/(\mathbf{u}^T \mathbf{R}_{\vartheta'\vartheta}^{-1} \mathbf{u})$.

En realizaciones de la presente divulgación, las bandas de subportadores no se solapan y $\mathbf{R}_{\mathcal{G}\mathcal{G}'}$ es una matriz diagonal. Como resultado, usando σ_k^2 para indicar la varianza de $\mathcal{G}_k(nT)$ conduce a:

$$\mathbf{R}_{\mathcal{G}\mathcal{G}'} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_0^2}{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_0})|^2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{\sigma_1^2}{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_1})|^2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{\sigma_{N-1}^2}{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_{N-1}})|^2} \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Utilizando la ecuación (31) anterior en la ecuación (30) anterior, conduce a:

$$\mathbf{w}_o = \frac{1}{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_k})|^2}{\sigma_k^2}} \begin{bmatrix} \frac{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_0})|^2}{\sigma_0^2} \\ \frac{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_1})|^2}{\sigma_1^2} \\ \vdots \\ \frac{|\hat{C}_{BB}(e^{j2\pi f_{N-1}})|^2}{\sigma_{N-1}^2} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Son posibles muchas extensiones, modificaciones, o una combinación de las mismas para el transmisor 200 y el receptor 500 propuestos. Como ejemplos no limitativos, unos pocos se mencionan aquí. Sin embargo, una persona con experiencia ordinaria en la técnica entenderá que muchas más modificaciones y ampliaciones son posibles.

El filtro adaptado se definió como:

$$g^*(-t) = \sum_{k=0}^{N-1} \gamma_k^* h(t) e^{j2\pi f_k t}$$

que incluye todas las subportadores. Puede ser posible utilizar un filtro adaptado modificado:

$$g'^*(-t) = \sum_{k \in \mathcal{K}} \gamma_k^* h(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (33)$$

donde $\mathcal{K}$ es un subconjunto de $\{0, 1, \dots, N-1\}$ (es decir, solo un subconjunto de subportadores está incluido en el filtrado adaptado). Este cambio preserva las propiedades pertinentes de la señal filtrada $z(t)$ que se usó para fines de sincronización. Al mismo tiempo, este filtro adaptado modificado puede reducir el efecto de fuertes perturbadores.

Hasta ahora, se ha supuesto que un símbolo $s[n]$ se extiende por todas las subportadores en un instante de tiempo nT . Una serie de símbolos (por ejemplo, $s_1[n]$, $s_2[n]$, ..., $s_M[n]$) se pueden transmitir de forma simultánea, cada uno de ellos distribuidos en un subconjunto de subportadores. Este procedimiento permitirá un aumento en la velocidad de datos a un coste de ganancia de procesamiento reducido. Alternativamente, se puede optar por transmitir los mismos símbolos de datos durante un número de instantes de tiempo, por ejemplo, nT , $(n+1)T$, ..., $(n+P-1)T$, (es decir, un período de segundos PT). Este procedimiento aumenta en la ganancia de procesamiento a un coste de velocidad de datos reducida.

En las ecuaciones de combinación de relación máxima presentadas anteriormente, se consideraron las señales de todas las subportadores. Claramente, las subportadores que se ven afectadas por una interferencia significativa (posiblemente a partir de la presencia de usuarios primarios) pueden excluirse de las ecuaciones para reducir la complejidad computacional.

CONCLUSIÓN

Las realizaciones de la presente divulgación incluyen aparatos y procedimientos, para generar y recibir señales de espectro expandido de múltiples portadores que transportan información en un nivel de potencia muy bajo distribuidas en el espectro de frecuencias.

En algunas realizaciones, un procedimiento incluye la transmisión de una señal de espectro expandido mediante la difusión de un símbolo de datos a una pluralidad de frecuencias a través de un espectro de frecuencias mediante la codificación del símbolo de datos en cada frecuencia de la pluralidad. Un filtro de conformación de pulsos común se aplica a cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo de datos. Una pluralidad de ganancias se aplica a la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo de datos, en el que cada ganancia de la pluralidad está correlacionada con cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias. La pluralidad de frecuencias se combina para generar la señal de espectro expandido y se transmite la señal de espectro expandido.

En algunas realizaciones, un transmisor de espectro expandido incluye un banco de filtros de síntesis y un módulo de distribución de espectro. El banco de filtros de síntesis está configurado para la difusión de un símbolo de datos a una pluralidad de frecuencias a través de un espectro de frecuencias mediante la codificación del símbolo de datos en cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias, y aplicando un filtro de conformación de pulsos común a cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo de datos. El banco de filtros de síntesis también está configurado para aplicar una pluralidad de ganancias a la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo de datos, en el que cada ganancia de la pluralidad de ganancias está correlacionada con cada frecuencia entre la pluralidad de frecuencias. El módulo de distribución de espectro está configurado para la modulación de cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias sobre un subportador diferente, en el que las diferentes subportadoras están separadas de manera sustancialmente uniforme a través del espectro de frecuencias.

En algunas realizaciones, un procedimiento incluye la recepción de una señal de espectro expandido que incluye una pluralidad de frecuencias a través de un espectro de frecuencia generado por un banco de filtros de síntesis en un transmisor. La señal de espectro expandido se filtra con un filtro adaptado emparejado con el banco de filtros de síntesis filtrando de manera sustancialmente simultánea cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias para generar una secuencia de pulsos estrechos. La secuencia de pulsos estrechos está bloqueada en fase en la señal de espectro expandido.

En algunas realizaciones, un procedimiento de recepción de una señal de espectro expandido incluye la recepción de una señal de espectro expandido que incluye una pluralidad de frecuencias a través de un espectro de frecuencia generado por un banco de filtros de síntesis en un transmisor. La señal de espectro expandido se filtra con un banco de filtros de análisis adaptado al banco de filtros de síntesis mediante el filtrado de manera sustancialmente simultánea de cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias para generar un conjunto de señales correspondientes a cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias. Al menos algunas del conjunto de señales que corresponden a al menos algunas de las frecuencias de la pluralidad de frecuencias se promedian y un símbolo de datos se deriva a partir del resultado del promediado.

En algunas realizaciones, el receptor de espectro expandido incluye un demodulador, un filtro adaptado, y una unidad de recuperación de portadores. El demodulador está configurado para convertir una entrada de frecuencia de radio a una señal de espectro expandido en una banda de base. El filtro adaptado configurado para recibir la señal de espectro expandido incluye una pluralidad de frecuencias a través de un espectro de frecuencias generado por un banco de filtros de síntesis en un transmisor, y filtrando la señal de espectro expandido con un filtro común que tiene características coincidentes al banco de filtros de síntesis y filtrando de manera sustancialmente simultánea cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias para generar una secuencia de pulsos estrechos. La unidad de recuperación del portador está configurada para generar señales de control sensibles a la secuencia de pulsos estrechos adecuados para generar un bucle bloqueado en fase entre el demodulador, el filtro adaptado, y la unidad de recuperación del portador.

Aunque la divulgación es susceptible de diversas modificaciones y su implementación en formas alternativas, realizaciones específicas se han mostrado a modo de ejemplos en los dibujos y se han descrito en detalle en este documento. Sin embargo, se debe entender que la invención no pretende estar limitada a las formas particulares desveladas. Más bien, la invención incluye todas las modificaciones, equivalentes y alternativas que caen dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de recepción de una señal de banco de filtros de múltiples portadores de espectro expandido (120, $x(t)$), que comprende:

recibir la señal (505, 120) del banco de filtros de múltiples portadores de espectro expandido (FB-MC-SS) que incluye una pluralidad de frecuencias a través de un espectro de frecuencias generadas por un banco de filtros (212) de síntesis en un transmisor (200);
demodular la señal (505, 120) FB-MC-SS mediante un demodulador (510) para convertir la señal (505, 120) FB-MC-SS en una entrada (515) de banda de base;
filtrar la entrada (515) de banda de base con un filtro (520) adaptado que está adaptado a la batería (212) de filtros de síntesis mediante el filtrado de manera sustancialmente simultánea de cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias para generar una secuencia de pulsos (525) estrechos; y
bloquear en fase la secuencia de pulsos (525) estrechos generados por el filtro (520) adaptado con la señal (505, 120) FB-MC-SS.

2. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además el uso de la secuencia de pulsos (525) estrechos como una referencia de temporización para un banco (550) de filtros de análisis para muestrear la señal (505, 120) FB-MC-SS.

3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la secuencia de pulsos (525) estrechos incluye tres muestras distintas de cero con valores relativos de aproximadamente $-0,5$, 1 , y $-0,5$ correspondientes a posiciones temporales de $t = -T/2$, 0 , y $T/2$, respectivamente, en el que T es un periodo de tiempo entre símbolos de datos.

4. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la secuencia de pulsos (525) estrechos comprende un tren de símbolos de datos binarios, de manera que:

un símbolo (830A) siguiente se indica como un cambio en la polaridad si hay un impulso cero en un punto (820A) medio entre una posición de un símbolo (810A) actual y una posición del siguiente símbolo (830A); y
el siguiente símbolo (830A) se indica como una misma polaridad si hay un impulso en una dirección opuesta en el punto (820A) medio entre la posición del símbolo (810A) actual y la posición del siguiente símbolo (830A).

5. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el filtrado de la señal (505, 120) FB-MC-SS comprende filtrar la señal (505, 120) FB-MC-SS con un banco (550) de filtros de análisis adaptado al banco (212) de filtros de síntesis, mediante:

filtrar de manera sustancialmente simultánea cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias para generar un conjunto de señales (555) correspondientes a cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias en la señal (505, 120) FB-MC-SS;
promediar al menos algunos del conjunto de señales (555) correspondientes a al menos algunas de las frecuencias de la pluralidad de frecuencias; y
derivar un símbolo de datos a partir del resultado del promediado.

6. El procedimiento de la reivindicación 5, que comprende, además:

detectar al menos otra señal (130, 140) de comunicación dentro del espectro (125) de frecuencias de la señal (505, 120) FB-MC-SS;
asignar una ponderación relativamente baja a frecuencias dentro del espectro (125) de frecuencias que incluyen la al menos otra señal (130, 140) de comunicación; y
asignar una ponderación relativamente alta a frecuencias dentro del espectro (125) de frecuencias que no incluyen la al menos otra señal (130, 140) de comunicación;
en el que un promediado de al menos algunos del conjunto de señales (555) incluye la aplicación de ponderaciones relativamente altas y de ponderaciones relativamente bajas a las frecuencias correspondientes.

7. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende, además:

transmitir otra señal (120, 225) FB-MC-SS, que comprende:

difundir un símbolo (205) de datos a una pluralidad de frecuencias a través de un espectro (125) de frecuencias mediante la codificación del símbolo (205) de datos en cada frecuencia de la pluralidad;
aplicar un filtro ($g(t)$) de conformación de pulsos común a cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo (205) de datos;
aplicar una pluralidad de ganancias a la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo (205) de datos, en el que cada ganancia de la pluralidad de ganancias está correlacionada con cada frecuencia entre la pluralidad de frecuencias;
combinar la pluralidad de frecuencias para generar la otra señal (120, 225) FB-MC-SS; y
transmitir la otra señal (120, 225) FB-MC-SS.

8. Un receptor (500) de espectro expandido, que comprende:

un demodulador (510) configurado para convertir una entrada (505) de frecuencia de radio (RF) que incluye una señal (FB-MC-SS) de banco de filtros de múltiples portadores de espectro expandido a una entrada (515) de banda de base

un filtro (520) adaptado configurado para:

recibir la entrada (515) de banda de base que incluye una pluralidad de frecuencias a través de un espectro (125) de frecuencias generado por un banco (212) de filtros de síntesis en un transmisor (200); y
filtrar la entrada (515) de banda de base con un filtro común que tiene características adaptadas al banco (212) de filtros de síntesis y filtrar de manera sustancialmente simultánea cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias para generar una secuencia de pulsos (525) estrechos; y

una unidad (530) de recuperación del portador configurada para generar señales (535) de control sensibles a la secuencia de pulsos (525) estrechos adecuados para generar un bucle bloqueado en fase entre el demodulador (510), el filtro (520) adaptado y la unidad (530) de recuperación del portador.

9. El receptor (500) de espectro expandido de la reivindicación 8, en el que el banco (520) de filtros adaptados genera la secuencia de pulsos (525) estrechos que tiene un símbolo (205) de datos con tres muestras distintas de cero con valores relativos de aproximadamente $-0,5$, 1 , y $-0,5$ correspondientes a las posiciones temporales de $t = -T/2$, 0 y $T/2$, respectivamente, en el que T es un periodo de tiempo entre símbolos (205) de datos.

10. El receptor (500) de espectro expandido de la reivindicación 8, en el que el banco (520) de filtros adaptados genera la secuencia de pulsos (525) estrechos para incluir un tren de símbolos (205) de datos binarios tal que:

un símbolo (830A) siguiente se indica como un cambio en la polaridad si hay un impulso cero en un punto (820A) medio entre una posición de un símbolo (810A) actual y una posición del siguiente símbolo (830A); y
el siguiente símbolo (830A) se indica como una misma polaridad si hay un impulso en una dirección opuesta en el punto (820A) medio entre la posición del símbolo (810A) actual y la posición del siguiente símbolo (830A).

11. El receptor (500) de espectro expandido de la reivindicación 8, que comprende, además:

un banco (550) de filtros de análisis configurado para filtrar la señal FB-MC-SS ($x(t)$) con un banco de filtros adaptado para el banco (212) de filtros de síntesis mediante el filtrado de manera sustancialmente simultánea de cada frecuencia entre la pluralidad de frecuencias para generar un conjunto de señales (555), en el que cada señal del conjunto de señales (555) corresponde a una frecuencia de la pluralidad de frecuencias en la señal (120) FB-MC-SS; y

una unidad (570) de combinación de relación máxima configurada para:

promediar el conjunto de señales (555) desde al menos algunas de las frecuencias de la pluralidad de frecuencias en la señal (120) FB-MC-SS; y
derivar un símbolo de datos resultante del promediado.

12. El receptor (500) de espectro expandido de la reivindicación 11, que comprende, además:

un estimador (560) de canal configurado para:

detectar otras señales (130, 140) de comunicación dentro del espectro (125) de frecuencias de la señal FB-MC-SS ($x(t)$);
asignar al menos una ponderación relativamente baja a por lo menos una frecuencia dentro del espectro (125) de frecuencias que incluye al menos una de las otras señales (130, 140) de comunicación; y
asignar una ponderación relativamente alta a por lo menos una frecuencia dentro del espectro (125) de frecuencias que no incluye las otras señales (130, 140) de comunicación; y

en el que la unidad (570) de combinación de relación máxima está configurada además para promediar el conjunto de señales (555) mediante la aplicación de la al menos una ponderación relativamente alta y la al menos una ponderación relativamente baja a las frecuencias correspondientes.

13. El receptor (500) de espectro expandido de la reivindicación 8, que comprende además una unidad (540) de recuperación de temporización configurada para utilizar la secuencia de pulsos (525) estrechos para generar una referencia de temporización para un banco (550) de filtros de análisis para muestrear la señal FB-MC-SS ($x(t)$).

14. El receptor (500) de espectro expandido de la reivindicación 8, que comprende, además:

un transmisor (200) de espectro expandido, que comprende:

un banco (212) de filtros de síntesis configurado para:

- 5 difundir un símbolo de datos a una pluralidad de frecuencias a través de un espectro (125) de frecuencias mediante la codificación del símbolo de datos en cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias; aplicar un filtro ($g(t)$) de conformación de pulsos común a cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo de datos; y
- 5 aplicar una pluralidad de ganancias a la pluralidad de frecuencias, incluyendo el símbolo de datos, en el que cada ganancia de la pluralidad de ganancias está correlacionada con cada frecuencia entre la pluralidad de frecuencias; y
- 10 un módulo (214) de distribución de espectro configurado para modular cada frecuencia de la pluralidad de frecuencias sobre al menos uno entre una pluralidad de diferentes subportadores, en el que los diferentes subportadores de la pluralidad de diferentes subportadores están sustancialmente a distancias iguales en el espectro (125) de frecuencias.

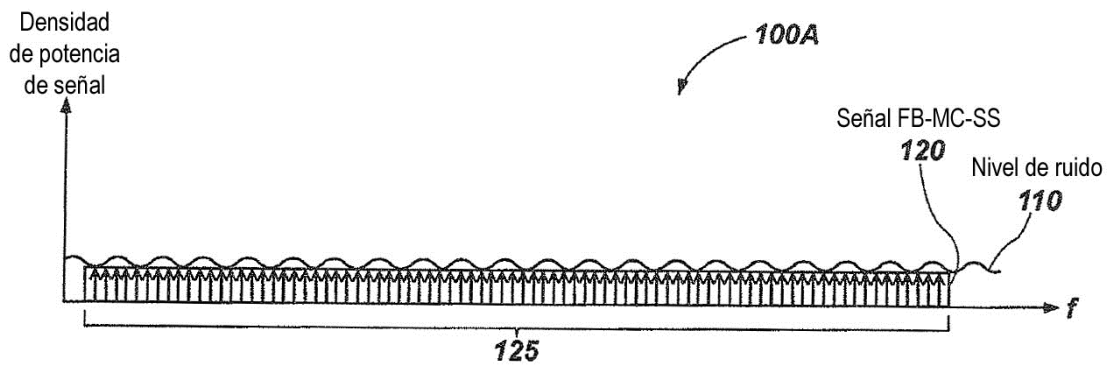


FIG. 1A

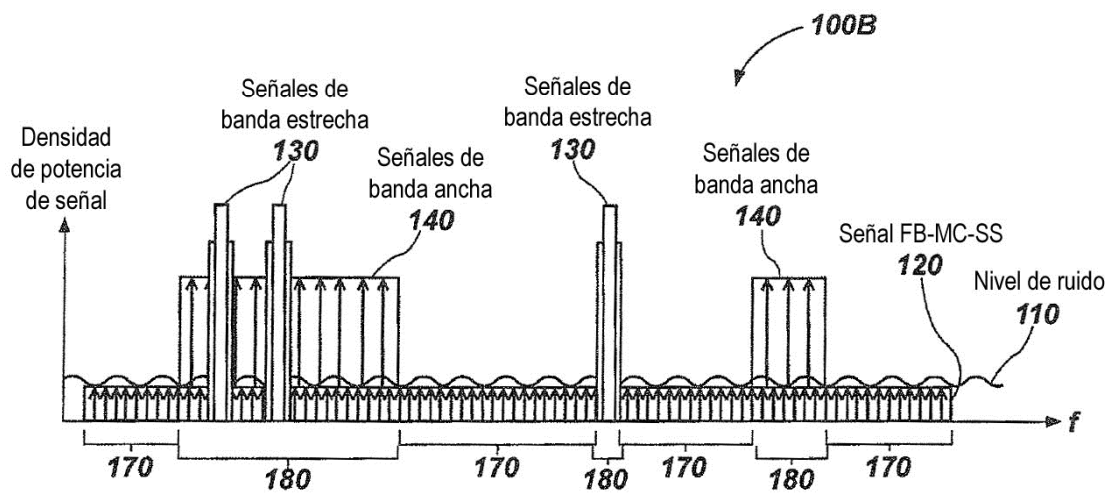


FIG. 1B

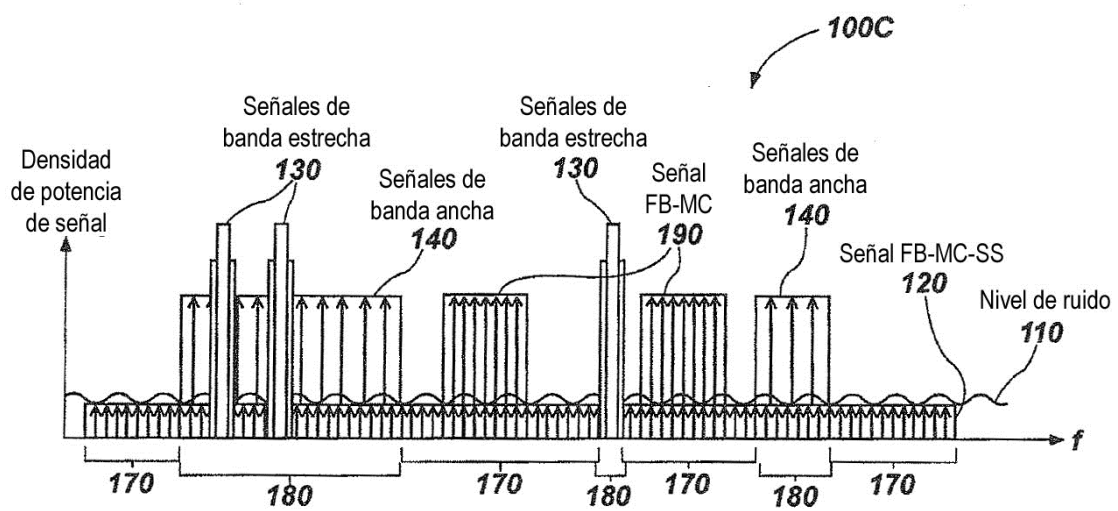


FIG. 1C

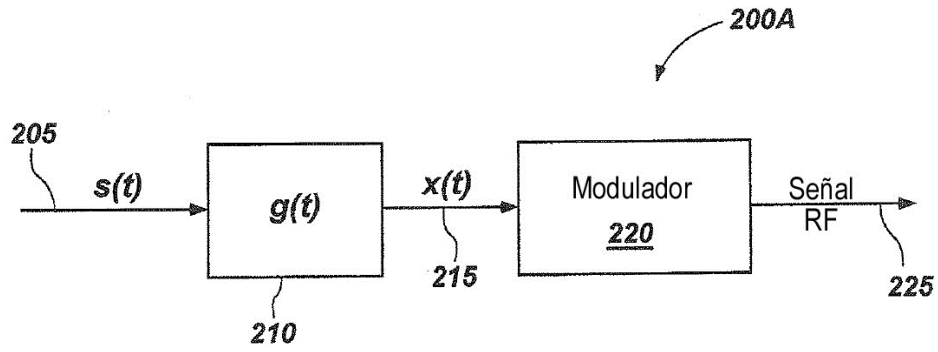


FIG. 2A

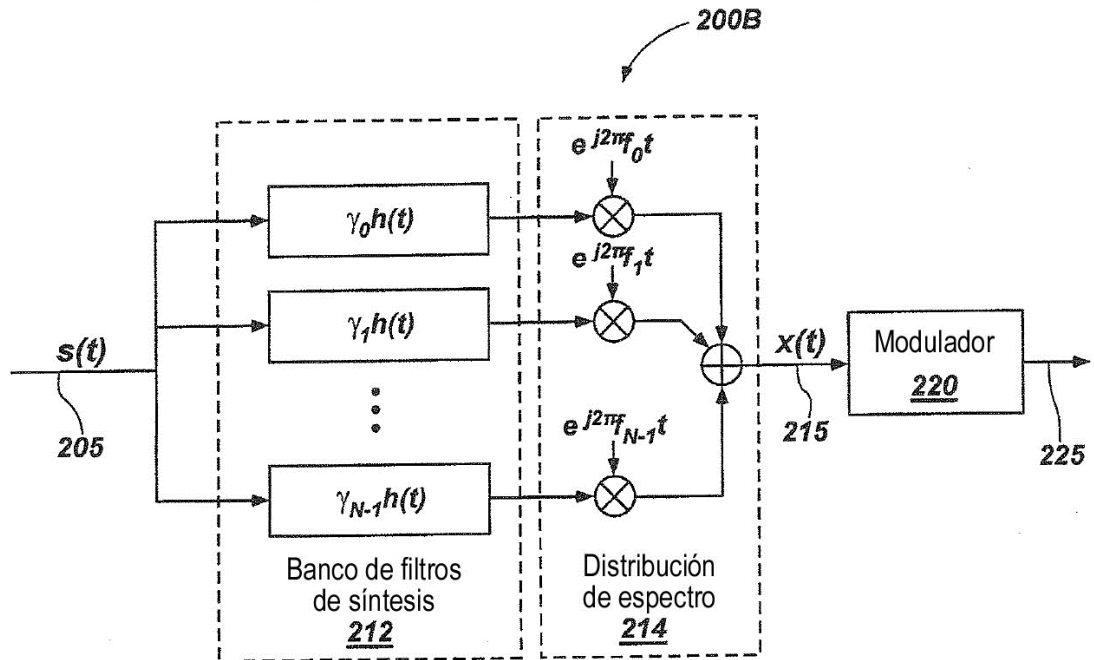


FIG. 2B

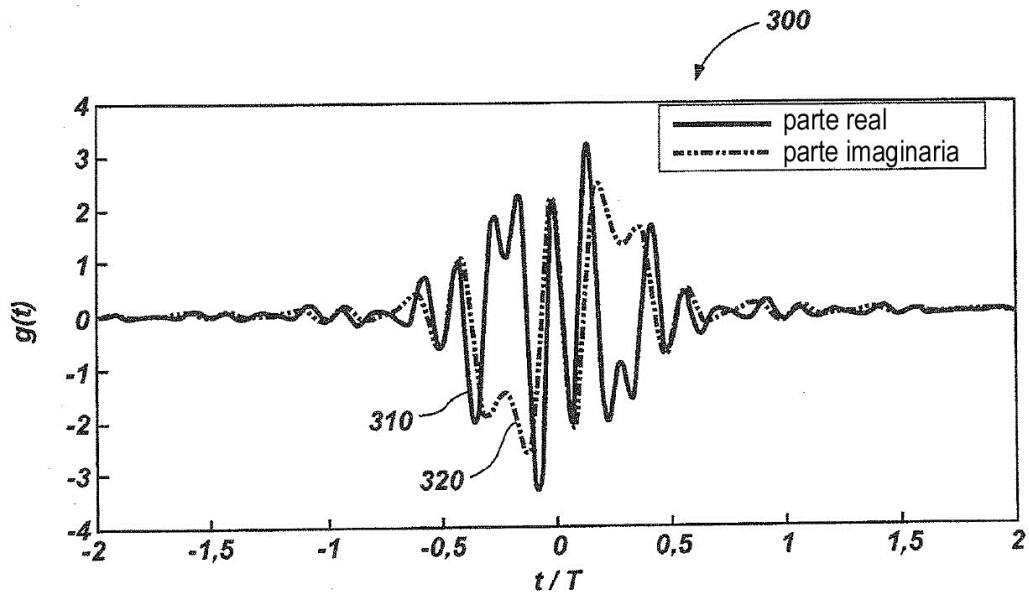


FIG. 3A

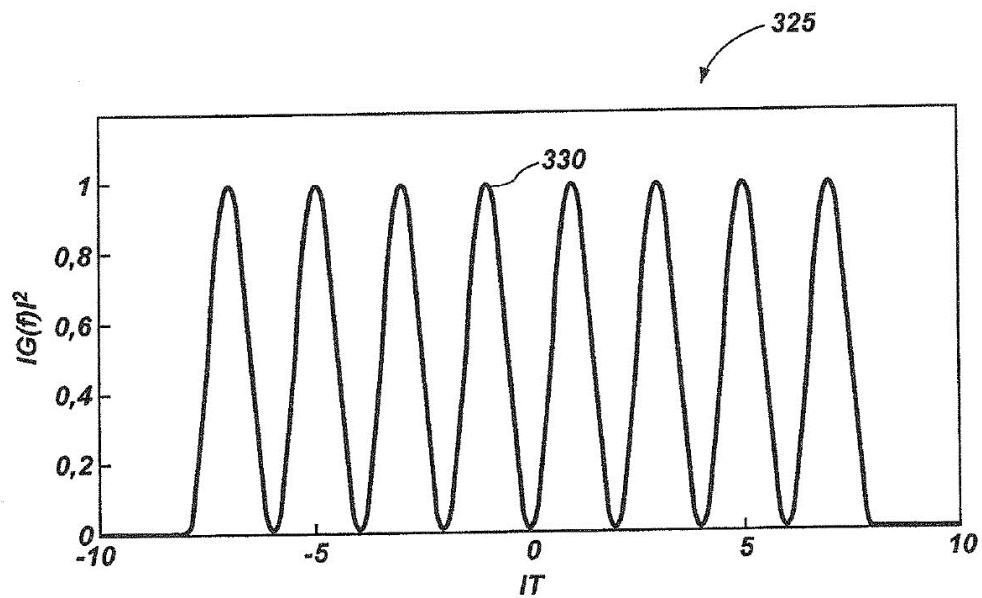


FIG. 3B

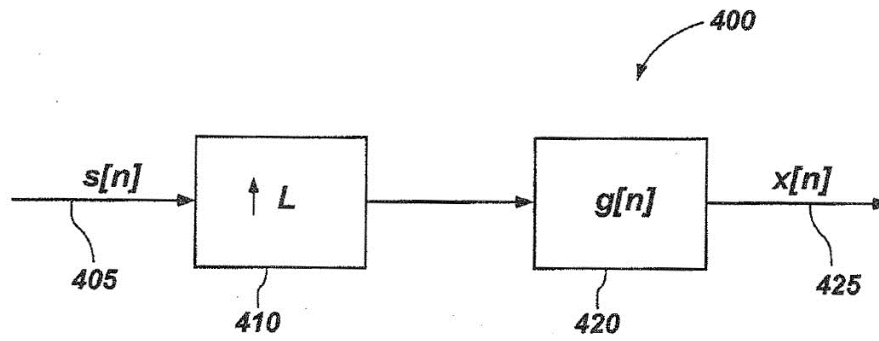


FIG. 4

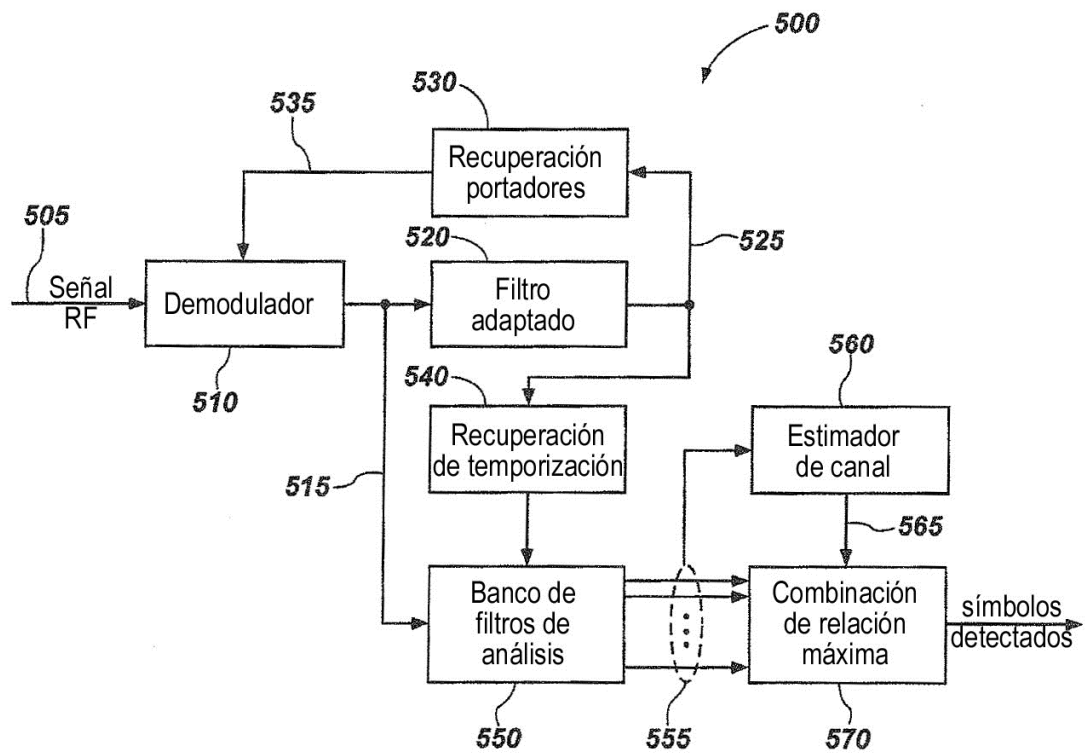


FIG. 5

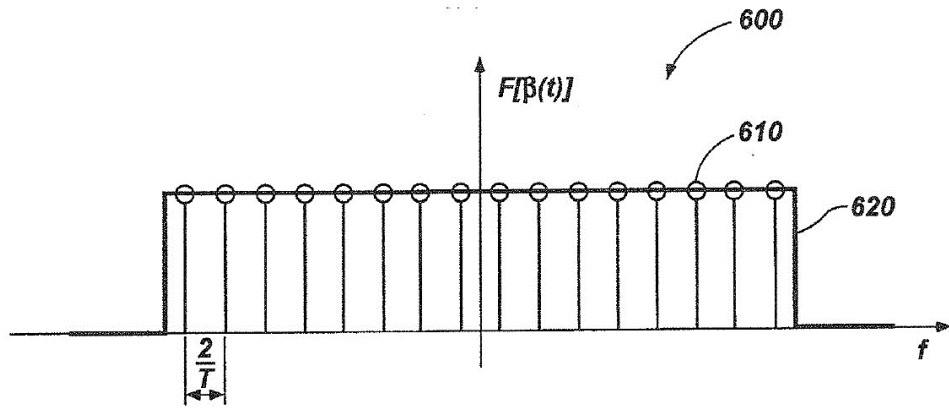


FIG. 6

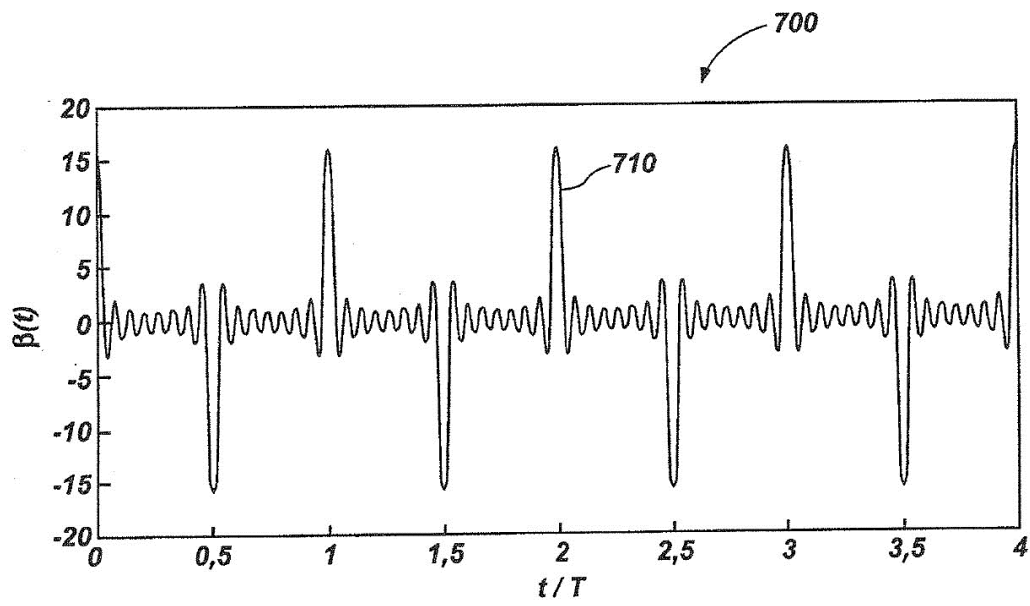


FIG. 7

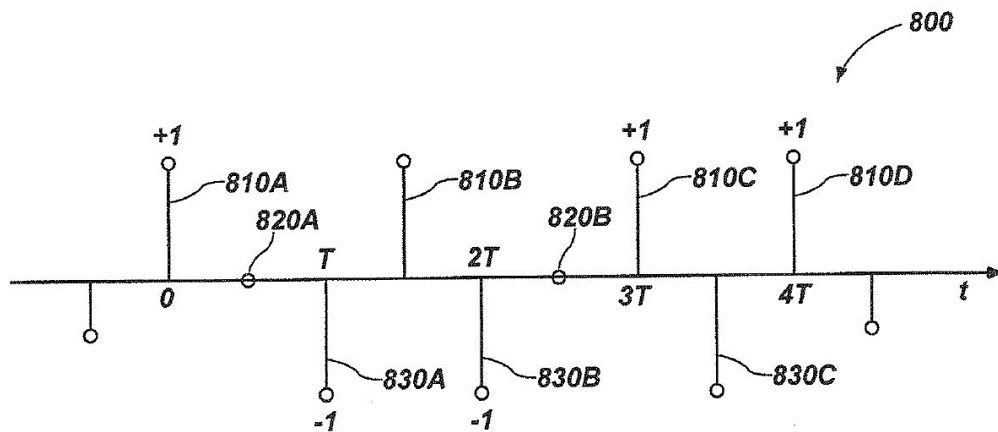


FIG. 8

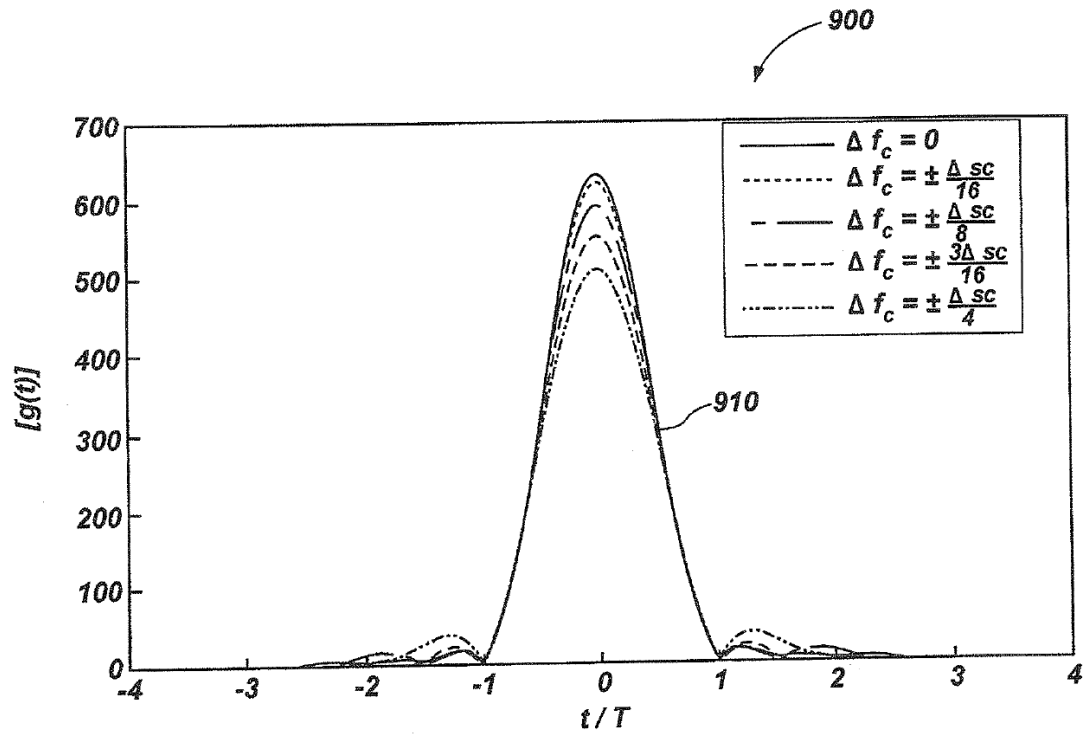


FIG. 9