



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 362 393**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **03753813 .9**

96 Fecha de presentación : **20.10.2003**

97 Número de publicación de la solicitud: **1557018**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **27.07.2005**

54 Título: **Pre-ecualización para estación base UMTS.**

30 Prioridad: **18.10.2002 GB 0224297**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
04.07.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
04.07.2011

73 Titular/es:
WIRELESS TECHNOLOGY SOLUTIONS L.L.C.
550 Madison Avenue
New York, New York 10022, US

72 Inventor/es: **Howard, Paul**

74 Agente: **Curell Aguilá, Marcelino**

ES 2 362 393 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

Pre-ecualización para estación base UMTS.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere al filtrado de RF (Radiofrecuencia), y en particular (aunque no de forma exclusiva) a un filtrado de este tipo en aplicaciones de comunicaciones inalámbricas.

10 **Antecedentes de la invención**

15 Las especificaciones (3GPP TS 25.105 V3.10.0, "BS Radio Transmission and Reception (TDD)", a la cual en lo sucesivo se denominará [1]) del 3GPP (Proyecto de Asociación de 3ª Generación) exponen el comportamiento de un equipo de Nodo B (estación base en un sistema 3GPP) de TDD (Dúplex por División de Tiempo). Estas especificaciones cubren la "Relación de Fuga de Canal Adyacente" (ACLR) para Nodos B especificada para un equipo que está ubicado conjuntamente con otros Nodos B de TDD o FDD (Dúplex por División de Frecuencia) que funcionan sobre canales adyacentes.

20 Con fines relacionados con la ubicación conjunta, especificaciones estrictas sobre la pureza espectral de transmisión de Nodos B de TDD del UMTS exigen el montaje de un filtro de RF de un solo canal después del amplificador de potencia (PA). La especificación del filtro de RF es además extremadamente estricta y se requiere un filtro pasivo de Q muy alta para lograr la banda de rechazo requerida. Al adoptar un filtro de RF con un factor de caída (*roll-off factor*) tan pronunciado, es inevitable que el filtro tenga un efecto sobre la precisión de la transmisión; de hecho, la inclusión de este filtro puede provocar que el Nodo B deje de cumplir el requisito de precisión de transmisión. La ecualización de RF pasiva no es deseable debido al aumento correspondiente en la complejidad del filtro de RF y al hecho de que la ecualización de amplitud no es posible sin incrementar las pérdidas de inserción a través de la banda de paso. La ecualización analógica de banda base no es deseable ya que es necesario adaptar la respuesta del ecualizador al filtro de RF para lograr una precisión de transmisión óptima y la sintonización de filtros de banda base para adaptarse al filtro de RF, lo cual en la práctica tendría un impacto significativo en la producción del Nodo B.

25 El documento titulado "Digital predistortion based power amplifier linearization for UMTS", de Springer *et al*, y publicado en la *European Conference on Wireless technology*, 27 de septiembre de 2001, págs. 185 a 188, describe una disposición de pre-distorsión conocida que aplica un único coeficiente a señales digitales de banda base "I" y "Q".

30 Existe, por lo tanto una necesidad de un pre-ecualizador digital para un filtro de RF, en el que se pueda(n) aliviar lo(s) inconveniente(s) mencionado(s) anteriormente.

35 **Exposición de la invención**

Según un primer aspecto de la presente invención, se proporciona una estación base, tal como se reivindica en la reivindicación 1.

40 Según un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un método, para filtrado en un transmisor de comunicaciones inalámbricas, según se reivindica en la reivindicación 3.

Breve descripción de los dibujos

50 A continuación, se describirán únicamente a título de ejemplo, un pre-ecualizador digital, una disposición y un método para filtrado de RF que incorporan la presente invención, haciendo referencia al(a los) dibujo(s) adjunto(s), en los cuales:

55 la figura 1 muestra una representación esquemática de bloques de una arquitectura ejemplificativa de un transmisor que muestra la aplicación de la pre-ecualización digital;

la figura 2 muestra una representación gráfica de la respuesta en magnitud de un filtro de RF de un solo canal;

60 la figura 3 muestra una representación gráfica de la mejora del retardo de grupo tras la introducción de un filtro digital de ecualización de fase;

la figura 4 muestra una representación gráfica de la caída de amplitud de una máscara de modulación ideal y de un filtro de RF,

65 la figura 5 muestra una representación gráfica de un ejemplo de un filtro de RF ecualizado en amplitud;

la figura 6 muestra una representación esquemática de bloques de una realización ejemplificativa del filtro FIR de pre-equalización digital de la figura 1.

Descripción de la(s) forma(s) de realización preferida(s)

5 Las especificaciones del 3GPP [1] a las cuales se ha hecho referencia anteriormente abarcan la “Relación de Fuga de Canal Adyacente” (ACLR) para Nodos B especificada para un equipo que está ubicado conjuntamente con otros Nodos B de TDD o FDD que funcionan en canales adyacentes.

10 La ACLR es una medida de la relación entre la potencia de la señal transmitida en el canal deseado de funcionamiento y la potencia no deseada transmitida en los canales adyacentes al canal deseado. En la versión de las especificaciones a la cual se ha hecho referencia, la potencia de canal adyacente se especifica como un límite absoluto de -80 dBm en un ancho de banda de medición de 3,84 MHz.

15 Esta limitación es necesaria para garantizar que la transmisión de un Nodo B en el canal “A” no provoca una interferencia inaceptable en otro Nodo B que reciba en el canal “B” al mismo tiempo.

20 En la mayoría de Nodos B, la potencia transmitida en el canal adyacente se determina mediante la linealidad del amplificador de potencia usado en el transmisor del Nodo B. Con la tecnología disponible actualmente de los PA, no es posible lograr estos niveles de potencia de canal adyacente con niveles típicos de potencia de transmisión de los Nodos B. Para ilustrar este problema se ofrece a continuación un breve ejemplo.

25 Se considera que las transmisiones de canal adyacente están relacionadas con el nivel de los productos de intermodulación de 3^{er} Orden generados dentro del amplificador de potencia. Tomando un amplificador de potencia ejemplificativo de Nodo B con una P1dB igual a 44 dBm, y una IP3 de salida de +63 dBm, la potencia de transmisión deseada máxima coherente con una potencia de canal adyacente de -80 dBm será típicamente del orden de +15 dBm (31 mW) para una señal de prueba de CDMA (Acceso Múltiple por División de Código). El amplificador de potencia disipará cerca de 100 W, lo cual representa un rendimiento de conversión de potencia de DC a RF del 0,03%.

30 Para lograr la ACLR especificada, queda claro a partir del análisis anterior que, para potencias de transmisión razonables, se requiere un filtro de RF de banda estrecha.

35 Usando como referencia el amplificador de potencia del ejemplo anterior, la ACLR típica esperada con una potencia de transmisión de +34 dBm (2,5 W) será del orden de 55 dB (ó -21 dBm absolutos). Con este nivel de potencia de canal adyacente generada en el PA, se requiere que el filtro de RF proporcione por lo menos 60 dB de protección al canal adyacente.

40 Ésta es también una especificación extremadamente difícil de cumplir y requiere la utilización de resonadores dieléctricos de Q muy alta.

45 En el transmisor de estación base considerado, el filtro de RF debe seguir inmediatamente al amplificador de potencia, y como tal el filtro se debe realizar usando técnicas analógicas. Es bien sabido que los filtros analógicos presentan en general un retardo de grupo no constante, aunque es posible obtener una aproximación a un retardo de grupo constante a expensas de una velocidad de caída (*roll-off rate*) significativamente relajada. No obstante, con fines relacionados con la ubicación conjunta, es esencial una velocidad de caída (*roll-off rate*) muy pronunciada, lo cual da como resultado un conflicto de requisitos entre la variación del retardo de grupo de la banda de paso y la velocidad de caída del filtro.

50 Un retardo de grupo no constante tiene un efecto directo sobre la calidad de la señal transmitida, ya que los diferentes componentes de frecuencia dentro de la señal experimentan retardos diferentes a medida que pasan a través del filtro. El resultado es que el filtro de RF introduce interferencia entre símbolos (ISI) en la señal transmitida.

55 Las especificaciones técnicas en [1] definen la “Magnitud del Vector de Error” (EVM) como una medida de la precisión de transmisión. La EVM es una relación de la señal recibida ideal en comparación con la señal recibida real, expresada como un porcentaje. La señal de referencia es filtrada dos veces por un filtro de “raíz cuadrada de coseno alzado” (RRC), una vez en el transmisor y una vez en el receptor de medición; por lo tanto, siempre que no haya problemas con la señal, la señal de referencia recibida debería estar exenta de ISI. Se puede observar que la temporización del receptor se optimiza para minimizar la EVM.

60 Simulaciones de la EVM obtenida con el filtro de RF de un solo canal presente han mostrado que la EVM es típicamente del 17 %. Estos ejemplos únicamente consideran la contribución del Filtro de RF a la EVM, no incluyéndose en este cálculo el resto de la línea de transmisión hasta este punto.

Las especificaciones del 3GPP [1] especifican que la EVM máxima sea del 12,5 %; por lo tanto, queda claro que, aun cuando una parte de la especificación requiere la presencia del filtro de RF, el mismo provoca un fallo en la parte de EVM.

5 Aunque es posible una ecuación analógica de RF, este planteamiento no es el preferido por varias razones, tales como el aumento del tamaño, el coste, las pérdidas de inserción y la complejidad. Además, la ecualización analógica se optimiza para la frecuencia central del filtro, y se observará posteriormente que, por el contrario, resulta beneficioso optimizar la ecualización dependiendo del centro exacto del canal requerido por la aplicación.

10 Para lograr un rendimiento adecuado de la ecualización analógica con el fin de obtener una contribución aceptable hacia la EVM desde el filtro de RF, el ecualizador pasivo será, típicamente, tan complejo como el propio filtro real.

15 Otro problema con el planteamiento de la ecualización analógica pasiva de RF es que la misma no es adecuada para realizar ecualizaciones de amplitud sin incrementar las pérdidas de inserción a través de la banda completa del filtro. Esto es debido a que las realizaciones pasivas únicamente pueden crear atenuación, no ganancia.

20 Tras haber descartado la ecualización pasiva de RF, al diseñador le queda la posibilidad de la ecualización de banda base. Esto se puede lograr con filtros de banda base analógicos o bien pasivos o bien activos o con un filtro digital. Tal como se explicará de forma más detallada posteriormente, en la forma de realización preferida de la presente invención, la solución del filtro digital es la única solución adecuada en una aplicación en la que será necesario optimizar la ecualización requerida para cada filtro individual y en la que no será posible sintonizar ecualizadores analógicos en un entorno de producción. El filtro de ecualización digital se puede calcular por medio de un programa de ordenador directamente a partir de una medición del filtro de RF que se va a ecualizar, produciéndose de este modo un impacto mínimo en la producción de la unidad.

25 Las frecuencias centrales de los canales en la interfaz de radiocomunicaciones del UMTS se definen de manera que son un múltiplo entero de 200 KHz, aunque las asignaciones de canales de 5 MHz se definen nominalmente entre bloques enteros de 5 MHz, por ejemplo, de 1.900 MHz a 1.905 MHz. Evidentemente, en este ejemplo la verdadera frecuencia central es 1.902,5 MHz, que no es un múltiplo entero de 200 kHz. La elección exacta de la frecuencia central depende del operador o de la autoridad que concede las licencias. Para la asignación ejemplificativa de canales, son viables dos posibles frecuencias centrales: 1.902,4 MHz ó 1.902,6 MHz.

30 Como los filtros de RF son caros y tienen un plazo de entrega largo para su suministro, no es deseable tener dos filtros diferentes para cada bloque de 5 MHz del espectro. Es bastante más preferible mantener un filtro en existencias con la frecuencia central en la frecuencia central verdadera. La consecuencia de realizar esto es que este filtro centrado deteriorará adicionalmente la precisión de transmisión de señales centradas en 1.902,4 MHz y 1.902,6 MHz.

35 Tal como se explicará posteriormente, en una forma de realización preferida de la presente invención, la sección de ecualización de amplitud del pre-ecualizador digital se puede ajustar fácilmente durante la fabricación de manera que se optimice para la frecuencia central específica. Además, si se requiere, los coeficientes se pueden cambiar de manera remota con la unidad in situ a través de un control de software para posibilitar que la unidad transmita sobre cualquiera de los centros de los canales.

40 Haciendo referencia a continuación a la figura 1, una arquitectura de transmisor 100 está diseñada para su utilización en un equipo de Nodo B 200 de un sistema UMTS de TDD (no representado). El equipo de Nodo B es adecuado para la ubicación conjunta. Se entenderá que una ubicación conjunta abarca:

- 45 • una única antena compartida entre estaciones base de TDD y de FDD
- 50 • una única compartida entre estaciones base de TDD y de FDD
- 55 • cada estación base con su propia antena, aunque múltiples antenas de estación base ocupando la misma torre en el mismo emplazamiento celular.

60 Como se explicará posteriormente de forma más detallada, la arquitectura de transmisor 100 incorpora una pre-ecualización digital que utiliza la presente invención. La arquitectura de transmisión 100 incluye una sección de filtro de transmisión 110, una sección de pre-ecualizador digital 120, una sección de conversor digital-a-analógico (DAC) 130, una sección de transmisor 140, y una sección de filtro de canal único de RF de posconversión 150. Componentes I (En fase) y Q (fase de Cuadratura) de una señal de transmisión modulada se aplican a filtros de raíz de coseno alzado (RRC) respectivos 112 y 114 en la sección de filtro de transmisión 110; los filtros de RRC 112 y 114 tienen coeficientes de filtros reales. Las salidas de los filtros de RRC 112 y 114 se aplican a una disposición en serie de un primer filtro digital de FIR (Respuesta Impulsional Finita) 122 y un segundo filtro digital de FIR 124; los filtros digitales de FIR 122 y 124, que tienen coeficientes de filtro complejos, se describirán posteriormente de forma más detallada. Las salidas I y Q del segundo filtro digital de FIR 124 se aplican a unos respectivos conversores digitales-a-analógicos 132 y 134. Las salidas de los conversores DAC 132 y 134 se aplican a un conversor de

sentido ascendente de transmisión 142 para producir una única señal de salida de transmisión de frecuencia trasladada hacia arriba. La salida del conversor de sentido ascendente de transmisión 142 se aplica a un filtro de un solo canal de RF 152, para producir una señal de salida de transmisión T precisa y altamente limitada en cuanto a banda.

5

La función de la sección de pre-ecualizador digital 120 es corregir las características de la banda de paso no ideal del filtro de RF de un solo canal 152. Estas características no ideales se pueden dividir en dos factores independientes:

10

- Retardo de grupo no constante, que es equivalente a una respuesta no lineal de la fase con respecto a la frecuencia; la variación del retardo de grupo es una consecuencia de diseñar el filtro con una región de transición muy pronunciada usando un número razonable de secciones, y

15

- Caída (*roll-off*) prematura en la banda de paso de la señal – una consecuencia del diseño del filtro y de la realización práctica, es decir, una consecuencia de la Q finita.

Cada factor se puede considerar individualmente.

20

La ecualización del retardo de grupo se logra haciendo uso del conocimiento de que un filtro con respuesta impulsional simétrica tiene la propiedad de fase lineal. Por lo tanto, el filtro digital de FIR 122 se construye para proporcionar una ecualización del retardo de grupo filtrando la señal con una versión, invertida en el tiempo, de la respuesta impulsional del filtro de RF 152. La respuesta impulsional se obtiene aplicando la transformada discreta inversa de Fourier sobre la respuesta frecuencial medida del filtro de RF 152.

25

Se obtiene un ecualizador adecuado truncando y cuantificando la respuesta impulsional. Todo el procesamiento necesario se puede calcular fácilmente mediante un ordenador de sobremesa típico. Se entenderá que el esquema exacto de procesamiento de la señal aplicado con el fin de corregir la respuesta de fase del filtro no es crítico, y un esquema adecuado de procesamiento de la señal se situará dentro de los conocimientos de una persona con habilidades comunes en el campo de la invención.

30

La figura 2 muestra una representación gráfica de la respuesta en magnitud de un filtro de RF de banda estrecha, de un solo canal, en un Nodo B UTRA de 1,9 GHz.

35

La figura 3 muestra la mejora en el retardo de grupo mediante el prefiltrado de la señal de datos transmitida con el filtro de FIR digital 122, indicando las líneas superior e inferior el retardo de grupo con y sin el prefiltrado respectivamente.

40

Aunque el filtro de ecualización de fase 122 proporciona una suficiente corrección para la respuesta de fase no lineal del filtro de RF, la mejora resultante en la precisión de la transmisión (Magnitud del Vector de Error) llega a quedar limitada por la caída (*roll-off*) de la amplitud en la banda de paso. Por lo tanto, es necesario introducir una corrección para la respuesta de amplitud.

45

Por esta razón, se utiliza el segundo filtro de FIR 124, que intenta una corrección de la respuesta de amplitud sin tener un impacto sobre las propiedades de corrección de fase del primer filtro de FIR 122. Este criterio implica que el segundo filtro de corrección de amplitud 124 debe ser un filtro de FIR simétrico y presentar, por lo tanto, una fase lineal.

50

Este segundo filtro 124 se puede utilizar también para realizar correcciones adicionales, corrigiendo la respuesta asimétrica de filtros de RF en torno a la frecuencia central deseada del canal de RF, permitiendo de este modo que se optimice un filtro de RF para centros desplazados con respecto a la frecuencia central verdadera del filtro de RF en una cantidad pequeña.

55

En el presente ejemplo, un filtro de RF individual, centrado, por ejemplo, en 1.902,5 MHz, se puede optimizar de forma independiente para frecuencias centrales de canal de 1.902,4 MHz y 1.902,6 MHz, reduciéndose, de este modo, el número de soluciones alternativas de filtros de RF requeridas.

60

Al ser digital, el filtro de ecualización 122 es programable, lo cual ofrece la capacidad de optimizar la respuesta del filtro para permitir que un Nodo B actúe sobre cualquiera de estas dos frecuencias in situ (por ejemplo, a través de un control de software), sin la necesidad de cambiar el filtro de RF.

Debería observarse también que el filtro de ecualización de fase 122 realiza además la caída (*roll-off*) de amplitud del filtro de RF ya que la señal se filtra de manera eficaz dos veces; por lo tanto, la inclusión del ecualizador de fase 122 hace que aumente la necesidad del ecualizador de amplitud 124.

La figura 4 compara la respuesta de amplitud de la máscara de modulación ideal (forma más estrecha) y el filtro de RF (forma más amplia). Puede observarse que existe un desplazamiento de 100 KHz entre el filtro de RF y la modulación, lo cual da como resultado una mayor atenuación en el lado bajo de la modulación.

5 Aún cuando la caída (roll-off) de amplitud es pequeña (típicamente, el filtro de RF ha caído en 1 dB en los puntos de 3 dB en la máscara de modulación), el efecto sobre la EVM es significativo. La caracterización de varios filtros de RF ha mostrado que la aplicación únicamente de ecualización de fase da como resultado EVM en torno al 8 % (reducidas desde el 17 % para el filtro no ecualizado). La aplicación de ecualización de amplitud puede mejorar el vector de error hasta un nivel aceptable de aproximadamente el 3 %.

10 Para diseñar el filtro de FIR 124, se usa un programa de diseño de filtros de "mínimos cuadrados". Un programa de diseño de este tipo está disponible fácilmente en software comercial, y no es necesario describirlo más detalladamente. Como la respuesta de ecualización requerida es asimétrica y la mayoría de herramientas comerciales de diseño de filtros de FIR produce estructuras de FIR simétricas de valor real, el filtro se diseña como un filtro de banda de paso el cual, a continuación, se convierte en sentido descendente en una estructura compleja paso-bajo apta para su implementación en el procesado digital de la transmisión.

20 La figura 5 muestra un ejemplo del resultado obtenido a partir del ecualizador de amplitud, indicando respectivamente las líneas inferior y superior la respuesta del filtro después de solamente la ecualización de fase y después de la ecualización tanto de amplitud como de fase. Como puede observarse comparando las dos líneas, se logra una mejora significativa en la planitud de la banda de paso.

25 El filtro global se obtiene simplemente convolucionando la respuesta impulsional del ecualizador de fase y el ecualizador de amplitud. La longitud del filtro se optimiza seleccionando los N coeficientes consecutivos que contienen la energía acumulada más alta. El número de tomas, N , requerido es una función de la precisión de ecualización requerida.

30 Se comprenderá que, en la arquitectura de transmisor pre-ecualizado digitalmente 100 descrita anteriormente y mostrada en la figura 1, puesto que el filtrado de FIR digital 120 ecualiza errores en el filtro de RF de un solo canal, analógico, 152, el filtro de RF 152 se puede diseñar deliberadamente para caer (*roll-off*) en la banda de paso de la señal deseada con el fin de lograr una atenuación especificada de la banda de rechazo para obtener una implementación del filtro de RF de menor tamaño y más económica.

35 Se comprenderá que, en la arquitectura de transmisor pre-ecualizado digitalmente 100 descrita anteriormente y representada en la figura 1, el filtro de RF de un solo canal 152 es el final que se muestra en la figura 1, el filtro de RF de un solo canal 152 es el componente final en la arquitectura de transmisión. En un sistema de TDD es posible usar el filtro de RF 152 para funciones tanto de transmisión como de recepción. Aunque el procesado de la señal de recepción no se muestra, el ecualizador digital también se puede usar este contexto.

40 A diferencia del filtro de transmisión definido de manera fija (raíz de coseno alzado con factor de caída (roll-off) de 0,22 en el caso del UMTS), es necesario que el pre-ecualizador digital sea completamente programable; por lo tanto, su complejidad de implementación asociada es alta en términos del recuento de sus puertas. Por lo tanto, en la práctica, es necesario tomar medidas para reducir el número de puertas requeridas.

45 El número de puertas requeridas para construir cada filtro de FIR está relacionado con la longitud del filtro (es decir, número de coeficientes) y la cuantificación tanto del trayecto de datos como de los valores de los coeficientes. Se pueden utilizar simulaciones para determinar la longitud óptima del filtro y la cuantificación requerida de los coeficientes basándose en una muestra de filtros de RF.

50 Se midió a título de ejemplo la respuesta de varios filtros y se diseñaron los ecualizadores apropiados.

55 Se observó que las respuestas impulsionales para todos los filtros sometidos a prueba fue similar, de tal modo que el tamaño de los multiplicadores utilizados para implementar este filtro se pudo optimizar basándose en la magnitud del valor esperado de los coeficientes.

60 La figura 6 muestra una implementación de la sección de pre-ecualizador digital 120 basada en el ejemplo anterior. Tal como se muestra, el filtro digital de FIR (el filtro global, al que se ha hecho referencia anteriormente, obtenido mediante la convolución de la respuesta impulsional del ecualizador de fase 122 y el ecualizador de amplitud 124) consta de 40 fases (de las cuales se muestran seis). Cada etapa recibe un valor real de 10 bits $\text{Re}\{x(n)\}$ y un valor imaginario de 10 bits $\text{Im}\{x(n)\}$ que representan la señal de entrada I/Q $x(n)$ a filtrar, y multiplica (en uno de los multiplicadores 160) este par recibido de valores por un par de valores que representan la parte real $\text{Re}\{h_{eq}\}$ y la parte imaginaria $\text{Im}\{h_{eq}\}$ de un coeficiente de filtro respectivo. Las partes imaginarias de los coeficientes de filtro 1 a 40 son valores de 5 bits; las partes reales de los coeficientes 1 a 15 son valores de 5 bits, las partes reales de los coeficientes 19 a 25 son valores de 6 bits, y las partes reales de los coeficientes 26 a 40 son valores de 7 bits. Por lo tanto, las salidas de los multiplicadores de las etapas producen pares de valores de 15 bits (etapas 1 a 15), valores de 16 bits (etapas 16 a 25), y valores de 17 bits (etapas 26 a 40). Las salidas de los multiplicadores 160 se

combinan en el sumador 170, cuya salida de un par de valores de 22 bits se aplica a una unidad de selección de bits 180, que produce un par de valores de salida de 10 bits que representan la señal I/Q filtrada.

5 Se entenderá que el número exacto de bits utilizados en el filtro no es importante, aunque es deseable optimizar el número de bits utilizado en el filtro para reducir la complejidad.

10 Se apreciará que, en la aplicación del presente ejemplo, los coeficientes del filtro del ecualizador son complejos en lugar de solamente reales, y que, como consecuencia, el filtro es más complejo. Un filtro con datos de entrada complejos y coeficientes solamente reales debe implementar el mismo filtrado sobre datos de entrada tanto reales como imaginarios; por lo tanto, se requieren dos multiplicaciones para cada par de datos I/Q. Si los coeficientes son complejos, entonces cada multiplicador debe ser un multiplicador complejo completo lo cual da como resultado cuatro multiplicaciones complejas y dos sumas para cada par de datos I/Q. Por lo tanto, minimizar el número de bits en los multiplicadores es una ventaja significativa en términos de la complejidad del filtro. En esta aplicación, los grados de asimetría en la respuesta de los filtros son pequeños; por lo tanto, los coeficientes de los filtros se pueden optimizar de manera que los coeficientes más grandes sean reales. Esto permite que los coeficientes imaginarios sean pequeños y, por tanto, requieren un número menor de bits. Además, solamente una parte de la respuesta impulsional del filtro tiene coeficientes con una magnitud elevada; de este modo, el tamaño del filtro programable se puede optimizar a la forma general esperada para la respuesta del ecualizador. Puede observarse que cada filtro de RF puede requerir una respuesta impulsional ligeramente diferente, y el número de bits asignados a cada sección del filtro debe tener en cuenta esta variación.

20 Se comprenderá, por tanto, que existe una ventaja a tener en cuenta para una implementación de filtro que implementa una respuesta asimétrica de amplitud y fase utilizando un filtro de coeficientes complejos y en la que la fase de los propios coeficientes se ha rotado para garantizar que los coeficientes más grandes son reales; por ello, para magnitudes relativamente pequeñas de asimetría del filtro, se minimiza la complejidad de la implementación del filtro.

25 Se entenderá que el esquema de filtrado de RF pre-ecualizado digitalmente, descrito anteriormente, proporciona las siguientes etapas:

30 posibilita el cumplimiento de especificaciones de ubicación conjunta de Nodos B del 3GPP al mismo tiempo que proporciona tanto una buena precisión de transmisión como un rendimiento de ISI aceptable; y

35 permite sintonizar *in situ* con software la frecuencia central del filtro, posibilitando el uso de un filtro básico de un solo canal, de RF, con su frecuencia central ajustable *in situ* a un valor deseado centrado en un canal UMTS.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Estación base que comprende un transmisor, comprendiendo el transmisor unos medios para recibir señales digitales en cuadratura (I, Q), un pre-ecualizador digital (120) que está dispuesto para filtrar las señales digitales en cuadratura, un conversor digital a analógico (130) que está dispuesto para convertir las salidas en cuadratura del pre-ecualizador en señales analógicas, y un filtro de canal analógico (150) que está dispuesto para filtrar las señales analógicas antes de la transmisión,
- 10 estando caracterizada la estación base porque el pre-ecualizador digital comprende un primer filtro digital que está construido para aplicar coeficientes complejos con el fin de proporcionar una versión invertida en el tiempo de la respuesta impulsional del filtro de canal analógico.
- 15 2. Estación base, según la reivindicación 1, adaptada para su utilización en una red de comunicaciones inalámbricas de tipo dúplex por división en el tiempo.
- 20 3. Método de filtrado en un transmisor de una estación base de comunicaciones inalámbricas, comprendiendo el método recibir unas señales digitales en cuadratura (I, Q), filtrar las señales digitales en cuadratura en un pre-ecualizador (120), convertir (130) las señales filtradas en señales analógicas, filtrar las señales analógicas en un filtro de canal analógico (150), y transmitir la salida del filtro de canal analógico (150),
- 25 estando caracterizado el método porque, el pre-ecualizador aplica unos coeficientes complejos para proporcionar una versión invertida en el tiempo de la respuesta impulsional del filtro de canal analógico.
4. Método según la reivindicación 3, aplicado en un sistema de comunicaciones inalámbricas UMTS.

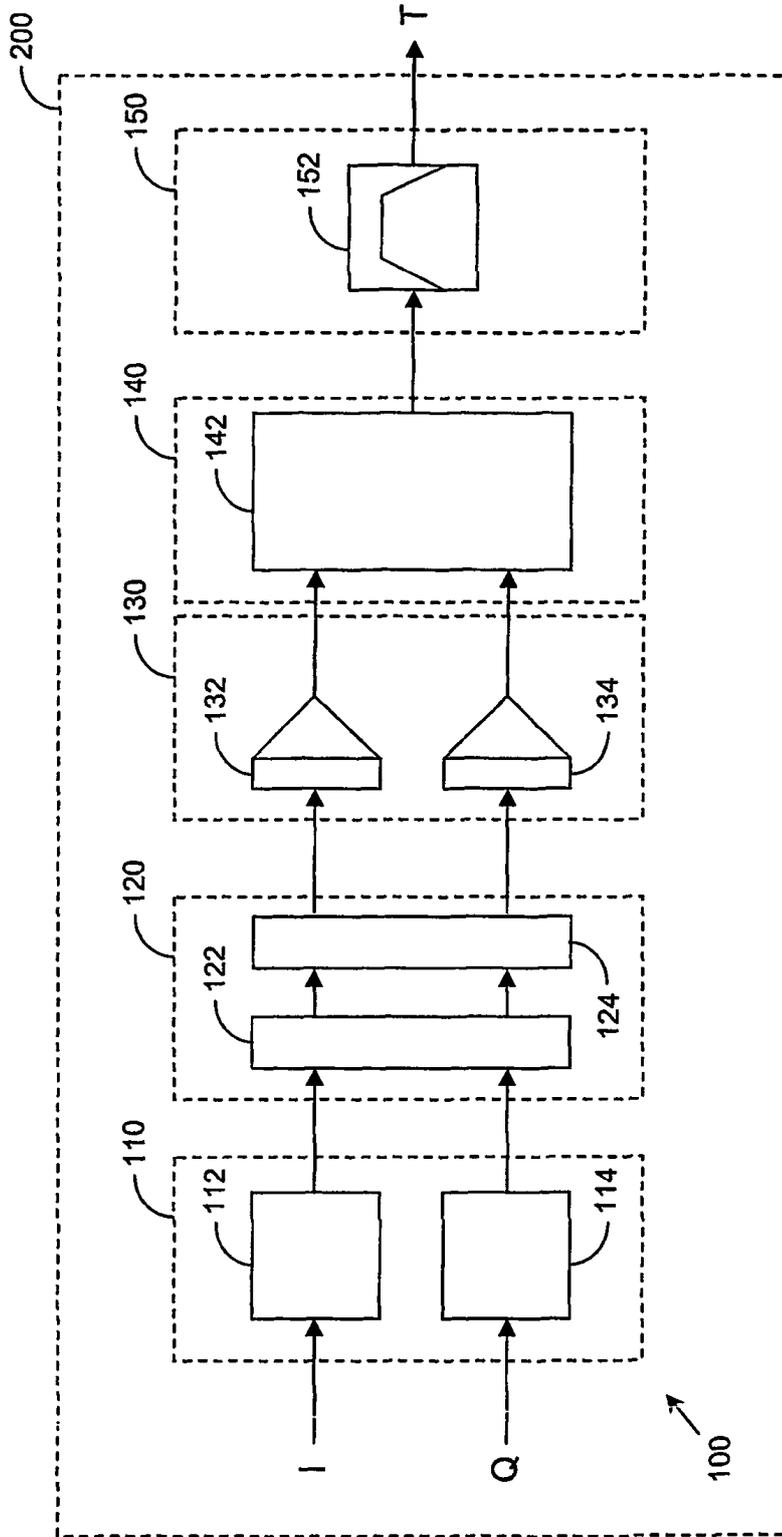


FIG. 1

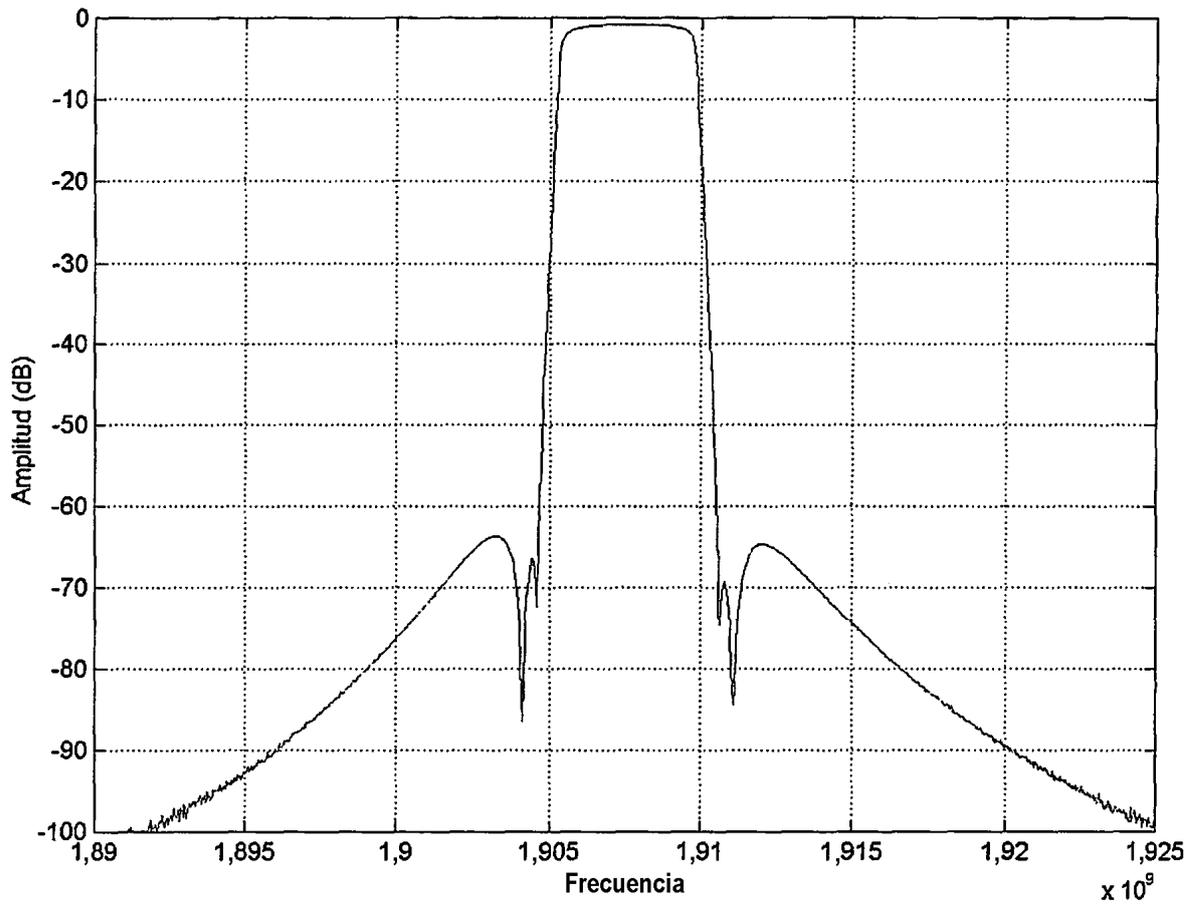


FIG. 2

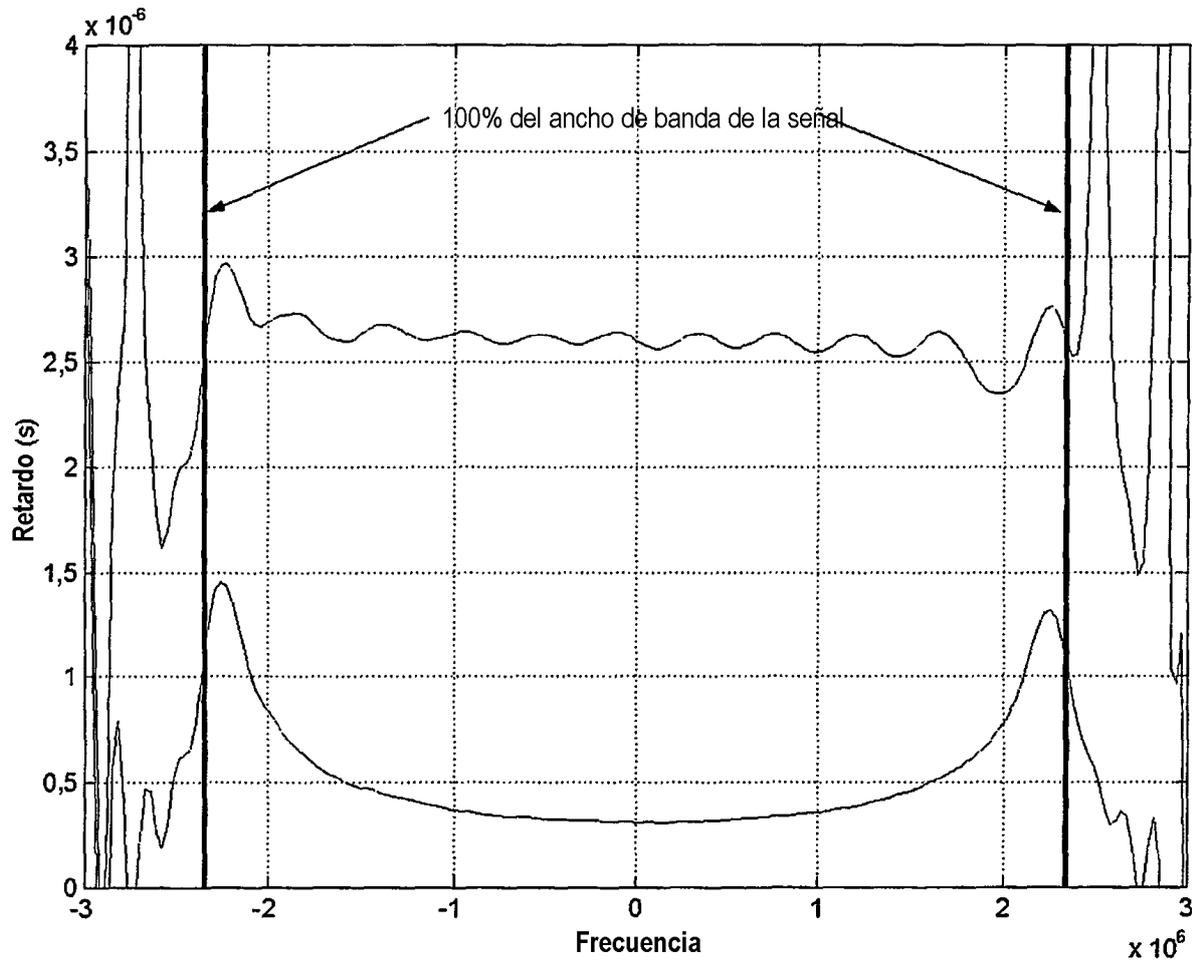


FIG. 3

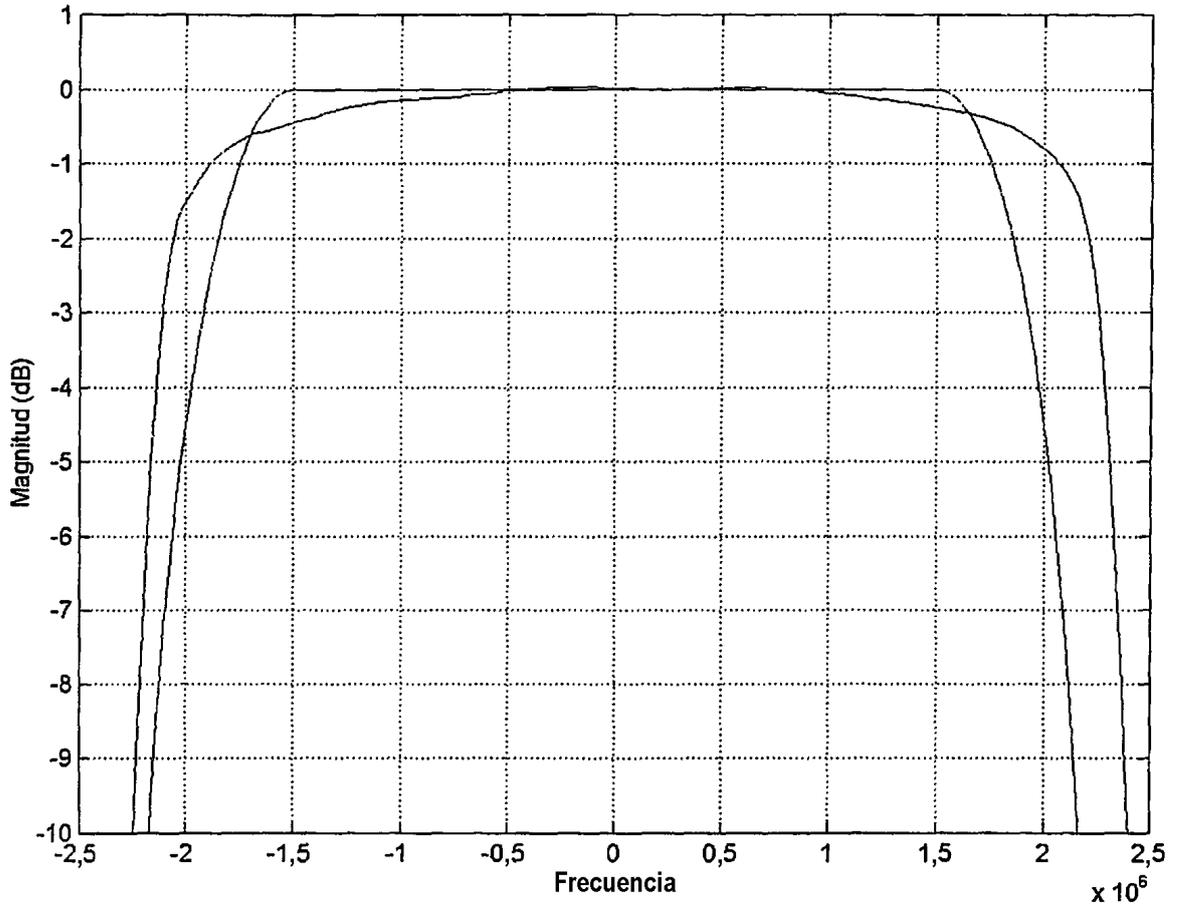


FIG. 4

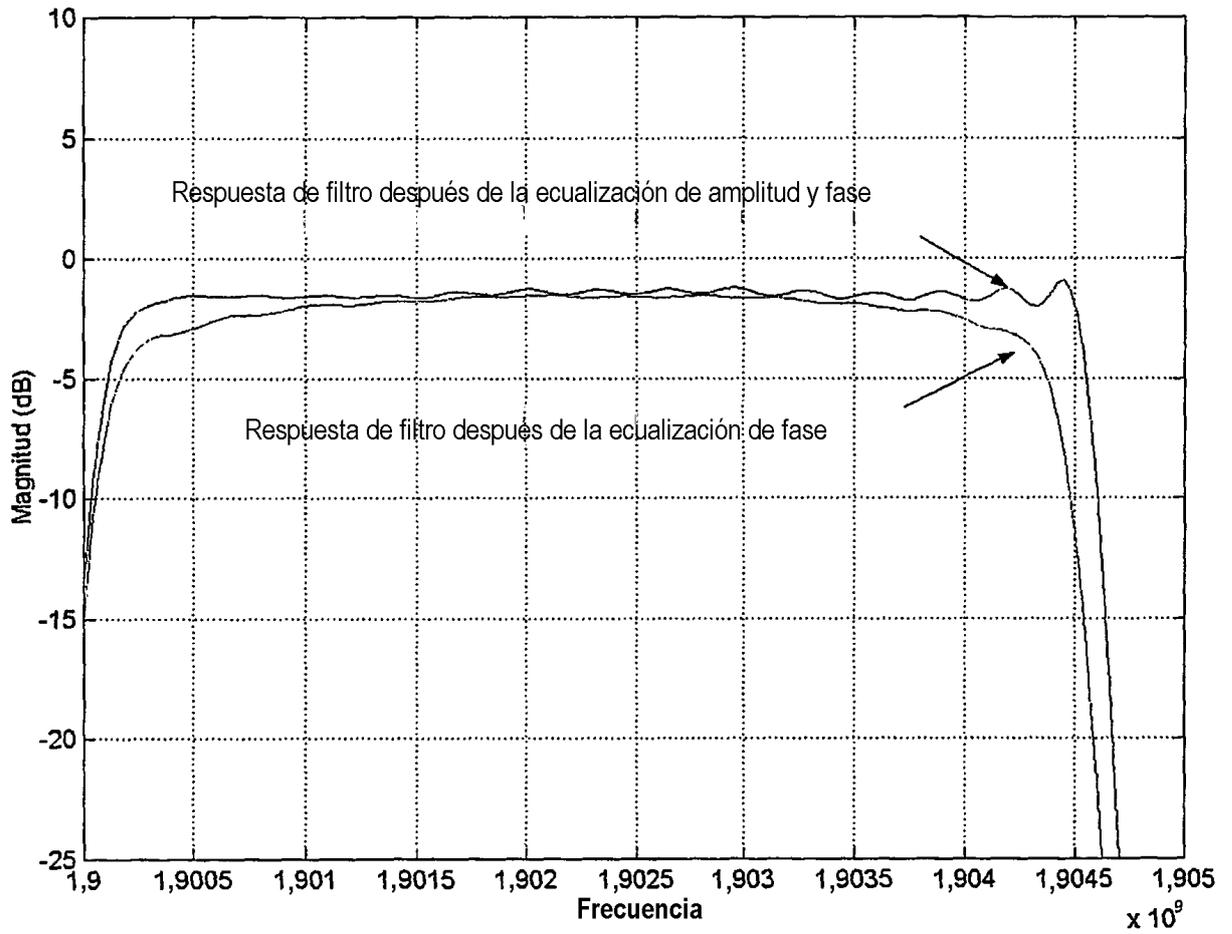


FIG. 5

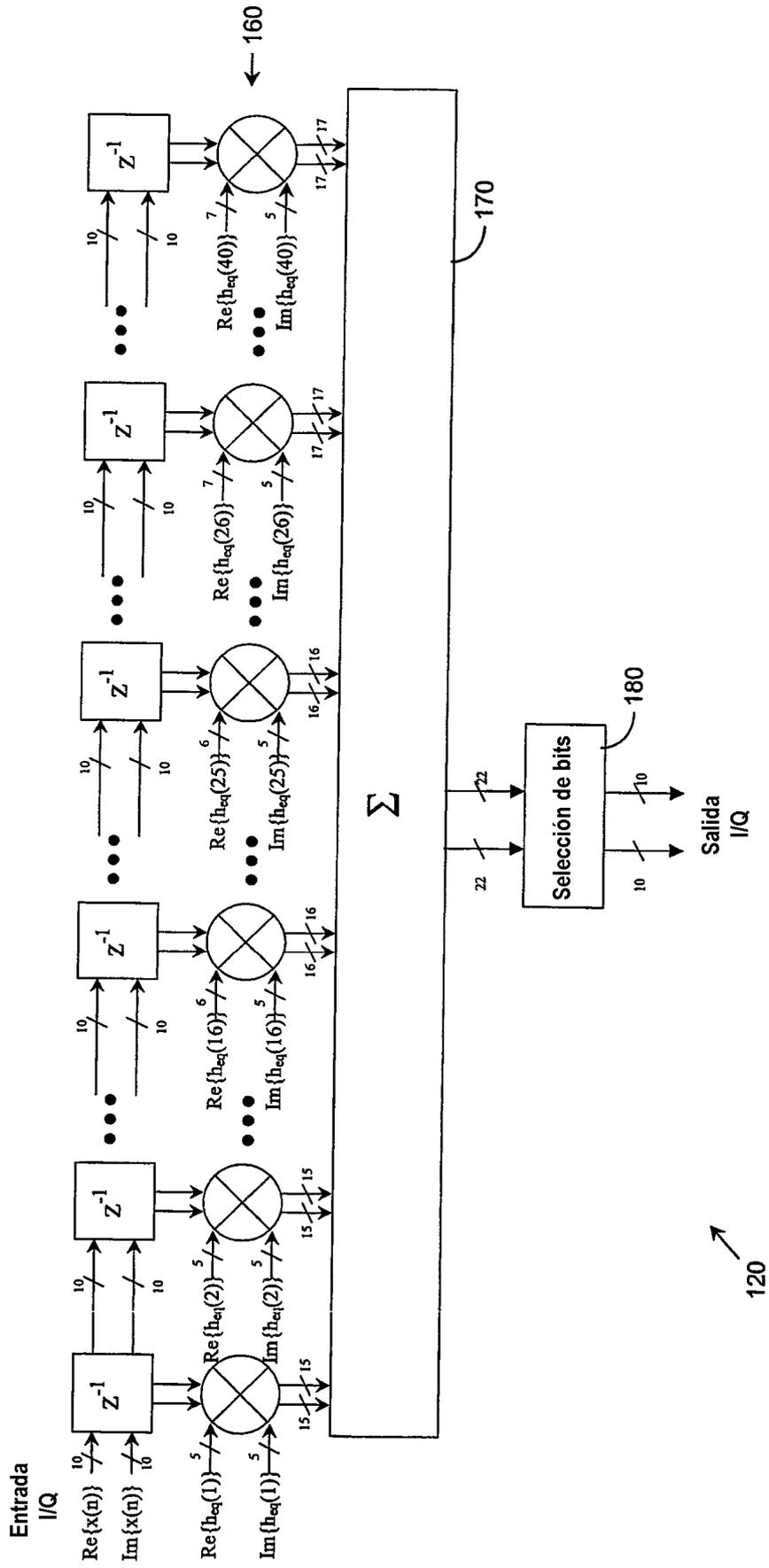


FIG. 6