

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 395 650**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.08.2007 E 07802012 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2012 EP 2062413**

54 Título: **Diseño de una simulación realista de un espectro de frecuencias**

30 Prioridad:

15.09.2006 DE 102006043411

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

14.02.2013

73 Titular/es:

**INNOVATIONSZENTRUM FÜR
TELEKOMMUNIKATIONSTECHNIK GMBH IZT
(100.0%)
AM WEICHSELGARTEN 5
91058 ERLANGEN, DE**

72 Inventor/es:

**GRÜNER, UWE;
KLOSE, ANDREAS;
PERTHOLD, RAINER y
ZIMMERMANN, ROLAND**

74 Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

ES 2 395 650 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

Diseño de una simulación realista de un espectro de frecuencias.

5 **[0001]** La presente invención se refiere a un aparato y a un procedimiento para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales que puede utilizarse, en particular, para la simulación realista de un espectro de frecuencias.

10 **[0002]** Procedimientos para la localización de transmisores o emisores de ondas de radio, respectivamente, tales como la radiogoniometría, son procedimientos en los que puede determinarse la posición individual de un radiogoniómetro o la posición y/o dirección de un transmisor o emisor, respectivamente, por ejemplo, mediante goniometría o la medición del tiempo de una señal de radio. También puede determinarse frecuentemente la velocidad relativa entre el transmisor y el receptor. Los radiogoniómetros tienen generalmente un comportamiento puramente pasivo y solo seleccionan ondas electromagnéticas irradiadas en otras ubicaciones por otros dispositivos. Generalmente, para la radiogoniometría, se requiere un receptor goniométrico y una o varias antenas.

15 **[0003]** Para probar los receptores o los radiogoniómetros, respectivamente, que se utilizan, por ejemplo, en la goniometría o en la radiogoniometría, respectivamente, en un escenario realista, es necesario generar una pluralidad de señales moduladas variables en el tiempo o señales de emisión, respectivamente, que tengan un contenido de señal realista dentro de un intervalo de frecuencias que sea lo más amplio posible. Además, para probar los radiogoniómetros, es necesario proporcionar esta pluralidad de señales en varias salidas de un dispositivo de pruebas con diferencias de fase, frecuencia y nivel definidas de manera precisa.

20 **[0004]** La Fig. 7 muestra los principios de la denominada goniometría de interferómetro, en la que las relaciones de fase entre varias antenas individuales, similares y separadas espacialmente se utilizan para la goniometría.

25 **[0005]** La Fig. 7 muestra un transmisor o emisor 100, respectivamente, una pluralidad de antenas receptoras 110-1, 110-2,..., 110-N y un medio de combinación 120. El emisor 100 emite una señal de emisión modulada variable en el tiempo $s(t)$ en una ubicación de señal, que se recibe en las antenas receptoras 110-1 a 110-N. Puesto que las antenas receptoras 110-1 a 110-N están separadas espacialmente entre sí, las señales de recepción respectivas $r_1(t)$ a $r_N(t)$ tienen diferentes relaciones de fase entre sí. Para un procesamiento adicional o la determinación de la ubicación de señal, respectivamente, las diferentes señales de recepción $r_1(t)$ a $r_N(t)$ pueden combinarse en una señal global o señal combinada $r_{ges}(t)$ mediante el medio de combinación 120.

30 **[0006]** El escenario mostrado en la Fig. 7 también puede invertirse. En este caso, las antenas 110-1, 110-2,..., 110-N pueden actuar, por ejemplo, como antenas de transmisión en diferentes ubicaciones de señal y transmitir señales de transmisión o de emisión, respectivamente, $s_1(t)$ a $s_N(t)$ a un receptor 100, que recibe entonces una señal $s_{ges}(t)$ compuesta por la pluralidad de señales individuales $s_1(t)$ a $s_N(t)$.

35 **[0007]** En pruebas prácticas de receptores o radiogoniómetros, respectivamente, que se llevan a cabo en un laboratorio, es ventajoso simular escenarios realistas con respecto a las posiciones de señal y de los receptores, tal y como se muestran de manera esquemática en la Fig. 7 para un emisor y varias antenas receptoras. Obviamente, también puede haber una pluralidad de emisores. En este caso, en principio, el número requerido de señales de emisión puede generarse mediante una tecnología de medición estándar que consiste en una combinación de un denominado generador de formas de onda arbitrarias (AWG) con un convertidor de frecuencia. Sin embargo, la desventaja de este procedimiento es que los respectivos requisitos de memoria en un AWG son relativamente altos, ya que las señales de emisión tienen que almacenarse en un ancho de banda de señal transmisible. Para poder simular un espectro con un ancho de 20 MHz durante 10 segundos solamente, se necesitan 1,5 gigabytes de datos aproximadamente. Además, el tiempo necesario para calcular los datos es largo y, normalmente, de órdenes de magnitud superiores a la duración real de la señal de emisión. En una configuración de este tipo tampoco es posible cambiar la configuración en tiempo real del transmisor o emisor, respectivamente, mediante la intervención de un usuario, lo que también supone una desventaja importante. Para evitar esta desventaja sería necesario utilizar un AWG con una frecuencia de reloj variable y un convertidor de frecuencia con una frecuencia central variable por emisor. Sin embargo, normalmente esto es ineficaz.

40 **[0008]** A partir del documento EP-A-0195573 se conoce un generador de señales que genera una señal con un gran ancho de banda espectral en un intervalo de 40 a 90 kHz que se utiliza en un sistema de señalización doméstico. En el generador 16 frecuencias individuales que tienen la misma separación de frecuencia entre sí pasan por un medio de muestreo que funciona a una frecuencia de reloj de 204,8 KHz y después por cuantificadores antes de que se almacenen. Las señales resultantes se combinan después de manera adecuada mediante un conmutador de selección antes de filtrarse, cuando están temporalmente en el dominio de tiempo.

[0009] Por tanto, el objeto de la presente invención es proporcionar un concepto mejorado para la simulación realista de un espectro de frecuencias de una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales.

[0010] Este objeto se resuelve mediante un aparato para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales según la reivindicación 1 o un procedimiento para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales según la reivindicación 19.

[0011] La presente invención se basa en el conocimiento de que las diferencias de fase, frecuencia y nivel de las señales individuales de la pluralidad de señales no se simulan de manera continua en el dominio de tiempo, sino que la simulación de la señal compuesta por la pluralidad de señales individuales procedentes de ubicaciones de señal respectivas se realiza en una ubicación de simulación, de manera que las diferentes características de las señales individuales emitidas se simulan parcialmente en el dominio de tiempo y parcialmente en el dominio de frecuencia.

[0012] Por lo tanto, las señales de emisión se proporcionan como funciones de tiempo en la banda base compleja en el dominio de tiempo. En realizaciones de la presente invención, las señales de emisión se almacenan por tanto en una memoria apropiada como funciones de tiempo en la banda base compleja con frecuencias de muestreo diferentes pero definidas de manera precisa. En una etapa subsiguiente, las señales de emisión se transforman desde el dominio de tiempo al dominio de frecuencia. Según realizaciones de la presente invención, las señales de emisión individuales variables en el tiempo se transforman por tanto en bloques o segmentos, respectivamente, mediante una transformada rápida de Fourier (FFT) corta respecto a un dominio de frecuencia de banda base. Después, cada señal de emisión transformada al dominio de frecuencia se procesa o manipula, respectivamente, según un canal de señal presente entre la ubicación de simulación y la ubicación de señal respectiva. En el dominio de frecuencia, los retardos temporales de las señales individuales pueden ajustarse de manera precisa, es decir, en el dominio de submuestras, mediante la ley de desplazamiento de la transformada discreta de Fourier (DFT) además de adquirir una atenuación de la propagación simulada o canal de señal, respectivamente. Posteriormente, las señales de emisión transformadas al dominio de frecuencia se combinan en una señal combinada en el dominio de frecuencia. Por lo tanto, según las realizaciones, el dominio de frecuencia de banda base de las señales individuales se extiende a un dominio de frecuencia de salida, es decir, según las realizaciones, una pluralidad de contenedores (*bins*) de la FFT corta se amplían para poder desplazar cada señal de banda base transformada al dominio de frecuencia a un dominio de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente. Cuando cada señal de emisión individual se desplaza a su dominio de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente, se combinan en la señal combinada o señal global, respectivamente, mediante el medio de combinación. Después, la señal combinada en el dominio de frecuencia se transforma al dominio de tiempo para obtener una señal combinada simulada en la ubicación de simulación. Por lo tanto, según las realizaciones, la señal global se transforma de nuevo al dominio de tiempo mediante una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT). En este caso debe observarse que la longitud de la IFFT es mayor que la longitud de la FFT corta en el lado de entrada para la transformación de frecuencia de las señales de emisión individuales debido al dominio de frecuencia de salida extendido.

[0013] En realizaciones adicionales de la presente invención, la señal de salida en el dominio de tiempo puede convertirse en una señal de tiempo analógica mediante un convertidor de digital a analógico (DAC), para suministrar la misma posteriormente a un receptor o radiogoniómetro, respectivamente, que va a probarse.

[0014] Para simular una ocupación de espectro de frecuencias de la manera más realista posible, es indispensable poder simular tantos transmisores o emisores de banda relativamente estrecha, respectivamente, como sea posible. El concepto inventivo tiene la ventaja de que con un elevado número de emisores, en particular emisores de banda estrecha, los requisitos de recursos para simular la señal compuesta por una pluralidad de señales individuales son bajos. Esto se debe en particular al hecho de que para transformar las señales individuales al dominio de frecuencia se utiliza una FFT de longitud relativamente corta, mientras que para calcular la señal de salida combinada se utiliza una IFFT de mayor longitud. Gracias a la longitud de la FFT corta en el lado de entrada puede simularse un elevado número de emisores con menor esfuerzo.

[0015] Una ventaja adicional de las realizaciones de la presente invención es que etapas de procesamiento esenciales para simular las señales individuales pueden llevarse a cabo fácilmente en paralelo y, por lo tanto, pueden ejecutarse en plataformas de hardware distintas. Además, en dominios con una frecuencia de reloj baja, es decir, en dominios para simular las señales individuales en la banda base, puede obtenerse, mediante una multiplexación en el tiempo, una reducción significativa del esfuerzo con relación a los recursos utilizados. Una ventaja adicional es la sencilla estructuración de la implementación de las realizaciones de la presente invención, que es, por tanto, fácilmente escalable.

[0016] Otra ventaja de las realizaciones de la presente invención es que el número de etapas de procesamiento que van a sincronizarse de manera rápida, que se llevan a cabo en un orden de magnitud de un reloj de sistema, solo aumenta de manera desproporcionada con el número de transmisores o emisores simulados, respectivamente.

[0017] A continuación se describirán realizaciones preferidas de la presente invención con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

5 la Fig. 1 muestra un aparato para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales según una realización de la presente invención;

la Fig. 2 muestra un diagrama de bloques de un aparato para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales según una realización adicional de la presente invención;

10 las Fig. 3a a 3c muestran ilustraciones esquemáticas para explicar el modo de funcionamiento de un filtro de interpolación según una realización de la presente invención;

la Fig. 4 muestra una ilustración esquemática para explicar el modo de funcionamiento de una regla de relleno con ceros según una realización de la presente invención;

15 la Fig. 5 muestra una ilustración esquemática para explicar la extensión del dominio de frecuencia de banda base de las señales individuales transformadas a un dominio de frecuencia de salida según una realización de la presente invención;

20 la Fig. 6 muestra un diagrama de bloques de un aparato para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales según una realización adicional de la presente invención; y

la Fig. 7 muestra una ilustración esquemática de un escenario de goniometría de un transmisor que presenta un radiogoniómetro.

25 **[0018]** Con relación a la siguiente descripción, debe observarse que elementos funcionales idénticos o similares tienen los mismos números de referencia en las diferentes realizaciones y, por tanto, la descripción de tales elementos funcionales puede intercambiarse en las diferentes realizaciones presentadas a continuación.

30 **[0019]** La Fig. 1 muestra un diagrama de bloques de un aparato para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales procedentes de ubicaciones de señal respectivas en una ubicación de simulación según una realización de la presente invención.

35 **[0020]** El aparato 150 comprende un medio para proporcionar la pluralidad de señales individuales de banda base discretas en el tiempo $s_1[k]$ a $s_N[k]$ en el dominio de tiempo, un medio 170 para transformar las señales individuales discretas en el tiempo $s_1[k]$ a $s_N[k]$ a un dominio de frecuencia de banda base discreto en frecuencia, un medio 180 para procesar las señales individuales $s_1[m]$ a $s_N[m]$ transformadas al dominio de frecuencia de banda base, un medio 185 para combinar las señales individuales procesadas $\tilde{s}_1[m]$ a $\tilde{s}_N[m]$ transformadas al dominio de frecuencia en una señal combinada $S_{ges}[m]$ en el dominio de frecuencia y un medio 190 para transformar la señal combinada $S_{ges}[m]$ en el dominio de frecuencia al dominio de tiempo para generar la señal combinada discreta en el tiempo simulada $s_{ges}[k]$ en el dominio de tiempo en la ubicación de simulación.

45 **[0021]** Según realizaciones de la presente invención, el medio de provisión 160 puede tener, por ejemplo, una memoria en la que se almacenan al menos algunas de las señales de emisión $s_1[k]$ a $s_N[k]$ como funciones de tiempo en la banda base compleja con frecuencias de muestreo diferentes pero definidas de manera precisa $1/T_1$ a $1/T_N$, donde T_n ($n=1, 2, \dots, N$) indica un periodo de un periodo de muestreo de una señal de emisión $s_n[k]$ a $s_N[k]$. La memoria puede ser, por ejemplo, una RAM (memoria de acceso aleatorio) o una memoria de disco duro que no necesita estar integrada en el medio de provisión 160 o en el aparato de simulación 150, respectivamente. Por ejemplo, una memoria externa es posible. Según realizaciones adicionales de la presente invención, las señales de emisión individuales $s_1[k]$ a $s_N[k]$ también pueden, por ejemplo, generarse y proporcionarse en tiempo real.

55 **[0022]** Según realizaciones adicionales de la presente invención, el medio de provisión 160 presenta filtros de interpolación con diferentes factores de interpolación X_n ($n=1, 2, \dots, N$) para llevar cada señal de emisión de banda estrecha $s_1[k]$ a $s_N[k]$ a una frecuencia de muestreo superior $1/T_n'$ ($n=1, 2, \dots, N$), donde $T_n' = T_n/X_n$. El aumento de la frecuencia de muestreo tiene como objetivo, por un lado, que una longitud FFT mínima y útil en términos prácticos $L_{FFT,n}$ ($n=1, 2, \dots, N$) para cada una de las N señales individuales de banda base no se distorsione posteriormente y, por otro lado, que una respuesta de impulso de una etapa de interpolación posterior en el dominio de frecuencia pueda seleccionarse para que sea lo suficientemente corta.

60 **[0023]** En realizaciones adicionales de la presente invención, el medio de provisión 160 puede presentar además un mezclador digital y un oscilador controlado numéricamente (NCO). Por tanto, el mezclador digital se utiliza para combinar las señales de banda base interpoladas individuales con una señal armónica $S_{NCO}[k]$ generada por el NCO. Normalmente, un NCO comprende un sintetizador digital directo (DDS), que incrementa un contador de fase por intervalo de muestreo.

[0024] Por tanto, el mezclador digital y el NCO permiten un desplazamiento de frecuencia ajustable de las señales de emisión, en particular las señales de emisión interpoladas con una resolución más precisa de lo que es posible aplicando la ley de desplazamiento de la DFT con la conexión entre FFT e IFFT. En este caso, la DFT $s[m]$ de una secuencia finita discreta en el tiempo $s[k]$ de longitud K puede escribirse generalmente como

$$S[m] = \sum_{k=0}^{K-1} s[k] W_K^{mk} .$$

[0025] Por tanto, la DFT inversa se calcula según

$$s[k] = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} S[m] W_K^{-mk} ,$$

donde $W_K = e^{-j2\pi / K}$. La ley de desplazamiento de la DFT indica generalmente que un desplazamiento en el dominio de tiempo lleva a cabo una multiplicación del espectro de una secuencia no desplazada en el tiempo por un término de fase lineal, es decir, $s[k-i] \xrightarrow{DFT} W_K^{mi} S[m]$. Sin embargo, el desplazamiento tiene que ser un número total de muestras, es decir, $i \in \mathbb{Z}$. Además, un desplazamiento del espectro mediante la frecuencia angular en el dominio de tiempo corresponde a una modulación con esta frecuencia, es decir, $W_K^{-ki} s[k] \xrightarrow{DFT} S[m-i]$.

[0026] Para filtrar cada señal de banda base compleja $s_1[k]$ a $s_N[k]$ con un filtro paso bajo con una respuesta de impulsos finita $h_1[k]$ según la invención, puede utilizarse una convolución rápida orientada a bloques, donde la señal $s_n[k]$ ($n=1, \dots, N$) que va a filtrarse se divide en segmentos de longitud L . Cada segmento puede convolucionarse con la respuesta de impulsos finita $h_1[k]$ de longitud P , y los segmentos filtrados pueden combinarse después nuevamente de manera apropiada. Si un segmento de la señal que va a filtrarse $s_n[k]$ ($n=1, \dots, N$) tiene longitud L y la respuesta de impulsos $h_1[k]$ tiene longitud P , la convolución lineal de estas dos secuencias tiene una longitud finita $(L+P-1)$. Puesto que la DFT de la convolución de las dos secuencias, que tiene una longitud de $(L+P-1)$ muestras, describe la DFT de la convolución lineal de $s_n[k]$ y $h_1[k]$, la DFT de un segmento de la señal que va a filtrarse $s_n[k]$ ($n=1, \dots, N$) y $h_1[k]$ tiene que calcularse para esta longitud $(L+P-1)$. Es decir, tanto los segmentos de $s_n[k]$ ($n=1, \dots, N$) como los de $h_1[k]$ se extienden de manera ventajosa mediante una secuencia de ceros. Este proceso se denomina generalmente como relleno con ceros. Para conseguir esto, según las realizaciones de la presente invención, el medio de provisión 160 comprende un denominado bloque de relleno con ceros. Además, el bloque de relleno con ceros tiene la función de ajustar de manera aproximada un retardo de tiempo deseado i de la señal de emisión respectiva (interpolada), es decir, con una granularidad temporal del intervalo de muestras $T_n = T_N / X_n$, reduciendo o aumentando la longitud L en uno para un bloque, y adaptando en consecuencia el número de ceros insertados.

[0027] Según realizaciones de la presente invención, el medio 170 para transformar las señales de emisión individuales en el dominio de frecuencia N tiene bloques FFT, para transformar cada señal individual de la pluralidad de señales al dominio de frecuencia mediante una FFT corta, cuyo ancho de banda es del orden de dos veces el ancho de banda de una señal de emisión más el desplazamiento de frecuencia f_{NCO} mediante el NCO. Si un segmento de la señal de emisión que va a filtrarse tiene longitud L , dicho segmento se extiende mediante el bloque de relleno con ceros hasta, por ejemplo, una longitud $L_{FFT,n} = 2L > (L+P-1)$, para obtener un ancho de banda de la FFT del orden de dos veces el ancho de banda de la señal de emisión de banda base. Cada señal individual $S_n[m]$ ($m=1, 2, \dots, L_{FFT,n}$; $n=1, \dots, N$) transformada al dominio de frecuencia se multiplica ahora por la DFT $H_{1,n}[m]$ de la respuesta de impulso $h_{1,n}[k]$ ($m=1, 2, \dots, L_{FFT,n}$; $n=1, \dots, N$) para conseguir la convolución de las señales individuales con la respuesta de impulso en el dominio de frecuencia.

[0028] Para poder procesar las señales individuales $S_n[m]$ ($m=1, 2, \dots, L_{FFT,n}$; $n=1, \dots, N$) transformadas al dominio de frecuencia según un canal de señal $H_{2,n}[m]$ ($m=1, 2, \dots, L_{FFT,n}$; $n=1, \dots, N$) presente entre la ubicación de simulación y la ubicación de señal respectiva, el medio de procesamiento 180 comprende bloques en los que las señales individuales $S_n[m]$ ($n = 1, \dots, N$) transformadas al dominio de frecuencia y multiplicadas por $H_1[m]$ pueden multiplicarse por un término de desplazamiento de fase y un valor de amplitud. Mediante el término de desplazamiento de fase de $H_{2,n}[m]$, un retardo de tiempo deseado y la posición de fase de la señal de entrada $s_n[k]$ ($n=1, \dots, N$) pueden ajustarse de manera precisa, es decir, en el dominio de submuestras. Con la amplitud o valor escalar, respectivamente, de $H_{2,n}[m]$, por ejemplo, puede simularse una atenuación del canal de propagación desde la ubicación de señal hasta la ubicación de simulación.

[0029] Además, según una realización de la presente invención, $H_{1,n}[m]$ y/o $H_{2,n}[m]$ pueden ponderarse adicionalmente de manera que pueden compensarse errores en la respuesta de frecuencia de una señal

transformada de nuevo al dominio de tiempo, convertida posteriormente de digital a analógico y sometida a un procesamiento analógico adicional, donde un DAC según una realización de la presente invención convierte una señal $s_{ges}[k]$ compuesta por las señales de emisión individuales $S_n[m]$ ($n=1,\dots,N$) y transformada de nuevo al dominio de tiempo en una señal de tiempo analógica $s_{ges}(t)$, como se describirá posteriormente. Además, según una realización adicional de la presente invención, esta compensación de respuesta de frecuencia también puede llevarse a cabo con un filtro aparte adicional $H_{3,n}[m]$ no mostrado en la Fig. 2, que puede suponer una ventaja cuando se implementa el concepto inventivo. En este caso, la compensación de respuesta de frecuencia tiene lugar generalmente mediante funciones de ponderación de valor complejo $H_{1,n}[m]$, $H_{2,n}[m]$ o $H_{3,n}[m]$.

[0030] Con la ponderación compleja o funciones de transferencia $H_{1,n}[m]$, $H_{2,n}[m]$ o $H_{3,n}[m]$, respectivamente, las señales individuales transformadas al dominio de frecuencia pueden modificarse con respecto a su fase respectiva (fase constante), su retardo respectivo (fase linealmente creciente o decreciente), su amplitud respectiva (cantidad constante) así como con respecto a una posible compensación de errores en una parte analógica aguas abajo (algún tipo de función compleja).

[0031] Según una realización de la presente invención, el medio de combinación 185 comprende una matriz sumadora que determina dónde estará una frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente, de las señales de emisión respectivas $s_n[k]$ ($n = 1, \dots, N$) en un dominio de frecuencia de salida. Según una realización, esto se obtiene ampliando el número de contenedores de la FFT corta, lo que implica extender el dominio de frecuencia y situar los datos de salida discretos de frecuencia $S_n[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT,n}$; $n = 1,\dots,N$) de la FFT corta en posiciones o contenedores apropiados, respectivamente, en el dominio de frecuencia de salida extendido. Esto corresponde prácticamente a un desplazamiento de las señales de banda base individuales en una frecuencia respectiva intermedia o de portadora, respectivamente, hacia un dominio de frecuencia intermedia o de portadora. Si varias señales de emisión van a colocarse de manera próxima entre sí o incluso solapándose con respecto a la frecuencia, los datos de salida $S_n[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT,n}$; $n = 1,\dots,N$) de las FFT pueden acumularse en el mismo contenedor en el dominio de frecuencia de salida. En este caso, estos datos se suman de manera correspondiente. Los datos de los contenedores de frecuencia individuales del dominio de frecuencia de salida forman un vector de entrada para una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) que se lleva a cabo, según una realización de la presente invención, mediante el medio 190 para transformar la señal combinada $S_{ges}[m]$ desde el dominio de frecuencia al dominio de tiempo.

[0032] Puesto que hay L muestras entre dos segmentos de entrada FFT, pero cada segmento filtrado tiene longitud $L_{FFT,n} \geq (L+P-1)$, al menos se solaparán $(P-1)$ valores que no tienden a cero. Estos valores solapados tienen que combinarse en el medio 190 cuando se lleva a cabo una suma o combinación, respectivamente, de dos segmentos de salida subsiguientes de la IFFT. Este procedimiento para determinar la señal de salida filtrada se denomina frecuentemente como el procedimiento "solapar y sumar", ya que los segmentos filtrados se solapan y se suman para determinar la señal de salida. La señal combinada discreta en el tiempo $s_{ges}[k]$ en el dominio de tiempo obtenida en la salida del medio 190 puede procesarse ahora adicionalmente para una prueba, por ejemplo de un radiogoniómetro.

[0033] A continuación se describirán en mayor detalle realizaciones adicionales del aparato inventivo para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales, con referencia a las Fig. 2 a 5.

[0034] La Fig. 2 muestra una realización de un aparato inventivo 150 para simular una señal $s_{ges}[k]$ compuesta por una pluralidad de señales $s_n[k]$ ($n = 1,\dots,N$), que comprende un medio 160 para proporcionar la pluralidad de señales individuales $s_n[k]$ ($n = 1,\dots,N$) en el dominio de tiempo, un medio 170 para transformar las señales individuales al dominio de frecuencia, un medio 180 para procesar las señales individuales $S_n[m]$ ($m=1,2,\dots,L_{FFT,n}$; $n = 1,\dots,N$) transformadas al dominio de frecuencia, un medio 185 para combinar las señales individuales procesadas transformadas al dominio de frecuencia y un medio 190 para transformar la señal combinada $S_{ges}[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{IFFT}$) en el dominio de frecuencia al dominio de tiempo.

[0035] El medio 160 para proporcionar las N señales individuales al dominio de frecuencia comprende una memoria 200, en la que las señales individuales $s_n[k]$ ($n = 1,\dots,N$) se almacenan como funciones de tiempo en la banda base compleja con frecuencias de muestreo $1/T_n$ diferentes pero definidas de manera precisa. La memoria 200 puede ser, por ejemplo, una RAM o una memoria de disco duro. Una secuencia de muestreo de una señal individual $s_n[k]$ ($n = 1,\dots,N$) proporcionada por la memoria 200 se lleva a una frecuencia de muestreo superior mediante un filtro de interpolación 210 incluido en el medio 160. Según realizaciones de la presente invención, un factor de aumento X_n ($n = 1,\dots,N$) de la frecuencia de muestreo puede ser, por ejemplo, $X_n=1$, $X_n=2$ o $X_n=4$. Generalmente, X_n puede adoptar cualquier valor, preferentemente entero. El aumento de la frecuencia de muestreo tiene como objetivo, por un lado, que una longitud FFT mínima y útil en términos prácticos $L_{FFT, n}$ no se distorsione en posteriores etapas de procesamiento y, por otro lado, que una respuesta de impulso $h_{1,n}[k]$ de una etapa de interpolación posterior en el dominio de frecuencia pueda seleccionarse para que sea lo suficientemente corta. La transformada discreta de Fourier de la señal de salida del interpolador $s_{n,int}[k]$ ($n = 1,\dots,N$) es una versión escalada en frecuencia de la transformada de Fourier de la señal de entrada $s_n[k]$ ($n = 1,\dots,N$).

[0036] El filtro de interpolación 210 puede ser, por ejemplo, un interpolador lineal cuya respuesta de impulso se muestra a modo de ejemplo en la Fig. 3a para $X_n = 5$, es decir, un aumento de frecuencia de muestreo en el factor $X_n = 5$. Un filtro de interpolación lineal de este tipo tiene generalmente una respuesta de impulso de

5

$$h_{lin} = \begin{cases} 1 - \frac{|k|}{X} & ; |k| \leq X \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases}$$

[0037] Para aumentar la frecuencia de muestreo en un factor X , generalmente se insertan $X-1$ ceros entre dos muestras subsiguientes de la secuencia de entrada, como se ilustra esquemáticamente en la Fig. 3b. Filtrando una señal aumentada en su frecuencia de muestreo con el filtro lineal, se obtiene una señal como la mostrada esquemáticamente en la Fig. 3c. Un intervalo típico de la frecuencia de muestreo después del filtro de interpolación 210 para una señal de emisión $s_{n,int}[k]$ ($n = 1, \dots, N$) es el comprendido entre 312,5 kS/s (kS/s = kilomuestras por segundo) y 10 MS/s (MS/s = megamuestras por segundo). Dependiendo de la aplicación del concepto inventivo puede haber frecuencias de muestreo más grandes o más pequeñas, respectivamente.

10

15

[0038] La señal $s_{n,int}[k]$ ($n = 1, \dots, N$) aumentada en su frecuencia de muestreo en la salida del filtro de interpolación 210 se mezcla con una señal armónica $S_{NCO,n}[k]$ generada por un NCO 225 mediante un mezclador digital 220. La señal armónica generada por el NCO 225 sirve para un desplazamiento de frecuencia ajustable de la señal de emisión con una resolución más precisa que aplicando la ley de desplazamiento de la DFT en la conexión entre la FFT y la IFFT. En este caso, la señal de emisión $s_{n,int}[k]$ ($n = 1, \dots, N$) se desplaza en una pequeña cantidad de frecuencia $f_{NCO,n}$, por ejemplo para simular un desplazamiento Doppler o un desajuste de oscilador local en una derivación de recepción de un radiogoniómetro.

20

[0039] La señal de emisión interpolada y desplazada en frecuencia se divide en segmentos o bloques, respectivamente, de longitud $L = \pm 1$ mediante un bloque de relleno con ceros 230 en la salida del mezclador digital 220. Mediante el relleno con ceros descrito anteriormente, los bloques individuales pasan a tener una longitud de $L_{FFT} \geq (L+P-1)$ para proporcionar una convolución orientada a bloques de la señal de emisión interpolada y desplazada en frecuencia con una respuesta de impulso $h_1[k]$ de longitud P , donde esta convolución se lleva a cabo para una reducción de complejidad en el dominio de frecuencia. El bloque de relleno con ceros 230 no solo sirve para rellenar con ceros, sino también para ajustar de manera aproximada un retardo de tiempo deseado de la señal de emisión respectiva $s_{n,int}[k]$ ($n = 1, \dots, N$). En este caso, un retardo de tiempo puede obtenerse en un rastreador con una granularidad del periodo de muestreo T_n' . Esta conexión se ilustra en la Fig. 4.

25

30

[0040] La Fig. 4 muestra a modo de ejemplo un segmento de la señal $s_{1,int}[k]$ de longitud $L=6$ que está relleno con ceros para obtener una longitud $L_{FFT,1}=16$. Además, la Fig. 4 muestra un segmento de una señal $s_{2,int}[k]$ de longitud $L=6$ que está retardado en dos periodos de muestreo T_2' y que está relleno adicionalmente con ceros hasta una longitud total de $L_{FFT,2}=16$.

35

[0041] Según realizaciones adicionales de la presente invención, las señales $s_{n,int}[k]$ no están desplazadas entre sí para obtener un retardo de tiempo aproximado. En cambio, cuando sea necesario, se utilizan, por ejemplo, $L+1$ o $L-1$ muestras, respectivamente, para un segmento para obtener un desfase de tiempo con relación a las otras señales de emisión. De ese modo puede evitarse, de manera ventajosa, llegar al final de la ventana de longitud $L_{FFT,n}$ mostrada en la Fig. 4 debido a un desplazamiento de tiempo. Sin embargo, una condición es, por tanto, que normalmente se introduzca al menos un cero más de lo necesario.

40

45

[0042] Para calcular la convolución rápida, el segmento relleno con ceros de longitud $L_{FFT,n}$ se transforma al dominio de frecuencia con un algoritmo FFT para calcular de manera eficaz la DFT en el bloque 240. En este caso, la longitud $L_{FFT,n}$ de la FFT puede configurarse desde, por ejemplo, una $L_{FFT}=32$ correspondiente a una frecuencia de muestreo de señal de emisión $1/T_n'$ de 312,5 kS/s hasta una $L_{FFT}=1024$ correspondiente a una frecuencia de muestreo de señal de emisión de 10 MS/s. Cuanto más estrecha sea la banda de una señal de emisión, es decir, cuanto más pequeña sea la frecuencia de muestreo de señal de emisión, más señales de emisión podrán simularse con el concepto inventivo. Según realizaciones de la presente invención, pueden utilizarse diferentes algoritmos para calcular la FFT, tales como, por ejemplo algoritmos de base 2^x ($x=1,2,\dots$), o también el algoritmo Winograd. En este caso, la selección del algoritmo FFT depende, entre otras cosas, de la longitud $L_{FFT,n}$ de la FFT.

50

55

[0043] El segmento de señal de salida $S_n[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT,n}$; $n = 1,2,\dots,N$) transformado al dominio de frecuencia del bloque FFT 240 se multiplica ahora por una respuesta de impulso transformada en frecuencia $H_{1,n}[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT,n}$; $n = 1,2,\dots,N$) mediante un mezclador digital 250, que corresponde a una convolución en el dominio de tiempo. En este caso, $H_{1,n}[m]$ representa la respuesta de impulso transformada en frecuencia de un filtro paso bajo o de interpolación, respectivamente. $H_{1,n}[m]$ garantiza preferentemente que los datos de salida, es decir, los

60

segmentos del bloque FFT 240, no se sobreconvolucionen ya que, en caso contrario, un desplazamiento cíclico subsiguiente para adaptar la frecuencia a un dominio de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente, no funcionará. Por tanto, es ventajoso que $H_{1,n}[m]$ tenga valores de cero en los bordes.

5 **[0044]** La interpolación de las señales de emisión $s_n[k]$ ($n = 1, \dots, N$) mediante el factor L comprende una expansión de las señales de entrada (limitadas en banda) $s_n[k]$ con $L-1$ ceros por muestra k . De ese modo, el espectro respectivo se vuelve periódico y la señal aparece L veces en el dominio espectral. Una de estas L "imágenes" es seleccionada por el filtro de interpolación $H_{1,n}[m]$, normalmente un filtro paso bajo y algunas veces un filtro paso banda, y el resto se suprime. Cuando se implementa la convolución en el dominio de frecuencia, se utiliza el hecho de que las muestras de $H_{1,n}[m]$ en el dominio de frecuencia son en su mayoría cero debido a las señales de emisión de banda estrecha $s_n[k]$ y a los grandes factores de interpolación (por ejemplo, 128). Estos dígitos no tienen que calcularse y, por tanto, basta con una FFT corta.

10 **[0045]** La convolución en el dominio de frecuencia requiere que se añadan a los datos de entrada del bloque FFT 240 al menos tantos ceros como la longitud de la respuesta de impulso de $H_{1,n}[m]$, o hasta la longitud a la que éstos pueden reducirse con respecto a los errores permisibles. Por tanto, $H_{1,n}[m]$, se selecciona de tal manera que las respuesta de impulso sea lo bastante corta como para que la FFT 240 no tenga que seleccionarse demasiado larga. Además, el dominio de frecuencia utilizable de la señal de emisión respectiva no debe limitarse demasiado por $H_{1,n}[m]$.

15 **[0046]** Una realización de $H_{1,n}[m]$, según una realización de la presente invención, es un filtro de media banda que tiene un ancho de banda de paso de 0,2 normalizado al dominio de frecuencia utilizable, y una atenuación de banda de corte de 80dB empezando en 0,8 del dominio de frecuencia utilizable. La respuesta de impulso asociada tiene, por ejemplo, una longitud de 15 y, por tanto, puede permitirse fácilmente en una FFT corta de longitud $L_{FFT,n}=32$ (es decir, 16 ± 1 datos útiles, $15 \dots 17$ ceros). Por tanto, el ancho de banda de la señal útil está limitado a 0,2 veces la frecuencia de muestreo $1/T_n$ ($n=1,2,\dots,N$) que, sin embargo, no tiene limitación en la práctica, ya que esto puede garantizarse mediante una interpolación con el factor 2 en la etapa 210. Por tanto, la señal de entrada de 200 puede tener un ancho de banda (normalizado) de 0,4, lo que resulta práctico. Según las realizaciones, la etapa 210 tiene una frecuencia de reloj tan baja que los esfuerzos de cálculo pueden despreciarse prácticamente.

20 **[0047]** La señal de emisión filtrada paso bajo por el mezclador digital 250 y la DFT $H_{1,n}[m]$ en el dominio de frecuencia se multiplica posteriormente por la DFT $H_{2,n}[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT}$; $n = 1,2,\dots,N$) mediante un mezclador digital adicional 260 y, de este modo, se ajusta de manera precisa un retardo de tiempo deseado o posición de fase, respectivamente, de la señal de entrada $S_n[k]$ ($n = 1,2,\dots,N$). Por tanto, la función $H_{2,n}[m]$ representa una relación lineal entre frecuencia y fase. Por tanto, debe observarse que según realizaciones de la presente invención, el orden de la multiplicación con las dos funciones de transferencia $H_{1,n}[m]$ y $H_{2,n}[m]$ también puede intercambiarse, es decir, puede aplicarse la ley distributiva. Además, la amplitud o atenuación, respectivamente, de un canal del enésimo emisor hacia la ubicación de simulación o la ubicación del receptor puede ajustarse mediante un valor escalar en la función $H_{2,n}[m]$. Un cambio producido con anterioridad en la amplitud de la señal de emisión en la cadena de señal, por ejemplo en el dominio de tiempo, también es posible según realizaciones adicionales de la presente invención, pero causaría mayores imprecisiones de cálculo.

25 **[0048]** En la realización de la presente invención mostrada en la Fig. 2, el procesamiento de señales de los medios 200 a 265 descritos anteriormente para simular las N señales de emisión se lleva a cabo en paralelo en N bloques, como se indica en la Fig. 2. Es decir, las etapas de procesamiento en los bloques #1 a #N también pueden ejecutarse en plataformas de hardware diferentes.

30 **[0049]** Las señales de salida individuales $\tilde{S}_n[m] = S_n[m] \cdot H_1[m] \cdot H_{2,n}[m]$ ($m=1,2,\dots,L_{FFT}$; $n = 1,2,\dots,N$) de los bloques #1 a #N son ahora las transformadas de Fourier de longitud $L_{n,FFT}$ de las señales individuales atenuadas y retardadas en el tiempo en la banda base. Para desplazar las N señales de banda base a su dominio respectivo de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente, la longitud $L_{n,FFT}$ del dominio de frecuencia de entrada o de banda base, respectivamente, se amplía a una longitud mayor $L_{IFFT} > L_{n,FFT}$ de un dominio de frecuencia de salida para una señal $S_{ges}[m]$ compuesta por las N señales individuales. En este caso, el número de contenedores para el dominio de frecuencia de salida es L_{IFFT} , donde $L_{IFFT} = 4096$ según una realización. Dependiendo del ancho de banda de las N señales de emisión, una relación $L_{IFFT}/L_{n,FFT}$ de las longitudes es $L_{IFFT}/L_{n,FFT} \geq 4$. La Δf de ancho de banda de un contenedor FFT individual es idéntica para la FFT corta y para la IFFT más larga.

35 **[0050]** La Fig. 5 muestra esquemáticamente el proceso cuando las señales individuales atenuadas, retardadas en el tiempo y sometidas a la transformada de Fourier se desplazan en la banda base hacia sus dominios respectivos de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente.

40 **[0051]** La Fig. 5 muestra a modo de ejemplo una transformada de Fourier $S_n[m]$ de longitud $L_{FFT}=8$. La longitud $L_{FFT}=8$ del dominio de frecuencia de entrada o de banda base, respectivamente, se extiende a una mayor longitud $L_{IFFT}=16$ de un dominio de frecuencia de salida, es decir, el dominio de frecuencia está duplicado en el

escenario mostrado en la Fig. 5. Posteriormente, la señal de banda base se desplaza en $4\Delta f$ hacia un dominio de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente.

[0052] La longitud $L_{FFT,n}$ del vector de salida de la FFT corta ($L_{FFT,n}=8$ en la Fig. 5) mostrada a modo de ejemplo en la parte superior de la Fig. 5 pasa a tener la longitud L_{IFFT} del vector de entrada de la IFFT ($L_{IFFT}=16$ en la Fig. 5), como se muestra a modo de ejemplo en la parte central de la Fig. 5. Empezando por la representación FFT común, donde las frecuencias negativas están en la mitad superior del vector de salida FFT, se insertan ceros en la parte central entre los contenedores de frecuencia positiva y los contenedores de frecuencia negativa hasta que las frecuencias negativas se sitúen de nuevo en el extremo superior del vector de entrada extendido de la IFFT. El desplazamiento de los contenedores de frecuencia al dominio de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente, se lleva a cabo de manera cíclica según las realizaciones, es decir, las frecuencias negativas pasan de nuevo al dominio de frecuencias positivas desde el extremo inferior, como se muestra en la parte inferior de la Fig. 5, donde el espectro de banda base ilustrado en la parte superior de la Fig. 5 está desplazado en $4\Delta f$ hacia el dominio de frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente.

[0053] Con una matriz sumadora mostrada en la Fig. 2, que comprende los bloques 270 y 275, se determina dónde estará situada la frecuencia intermedia o de portadora, respectivamente, del emisor respectivo en el dominio de frecuencia de salida. Esto se obtiene situando los datos de salida $\tilde{S}_n[m]$ de la FFT (banda base) en las posiciones apropiadas en el dominio de frecuencia de salida. Si los emisores van a colocarse de manera próxima entre sí o incluso de manera solapada, los datos de salida $\tilde{S}_n[m]$ de las FFT pueden acumularse en los mismos contenedores en el dominio de frecuencia de salida. En ese caso, estos datos de salida se suman de manera correspondiente. Si todas las N señales de emisión se suman de una manera correcta para la frecuencia mediante el medio 185, un segmento de salida de longitud L_{IFFT} de la señal combinada $S_{ges}[m]$ se transformará al dominio de tiempo mediante una IFFT 280. Por tanto, la representación espectral de todos los N emisores se transforma de nuevo desde el dominio de frecuencia al dominio de tiempo. Mediante la relación $L_{IFFT}/L_{FFT,n}$ tiene lugar una conversión de frecuencia de muestreo en el dominio de tiempo, correspondiendo cada una a la relación de la longitud de la IFFT a las longitudes respectivas $L_{FFT,n}$ de las FFT para los emisores individuales.

[0054] Un circuito intermedio de salida que sigue al bloque IFFT 280 que consiste en bloques 285 y 290 proporciona los datos de los cálculos de IFFT que van a añadirse con el desfase de tiempo requerido, que corresponde a los ceros insertados mediante el relleno con ceros. Por lo tanto, los valores en el circuito intermedio 290 se leen y se suman de una manera correcta para el tiempo mediante el sumador 285 (procedimiento "solapar y sumar"). Según una realización de la presente invención, la frecuencia de muestreo en la salida del circuito intermedio 290 es $B = 40$ MHz. Según una realización de la presente invención, la longitud L_{IFFT} es $L_{IFFT}=4096$ según el ancho de banda de un contenedor de $\Delta f=B/L_{IFFT}=9,765625$ kHz. Por tanto se obtiene una profundidad de memoria de 4096 para los bloques 275 y 285 en la Fig. 2.

[0055] Una posible implementación del procedimiento inventivo mostrado en la Fig. 2 puede llevarse a cabo en paralelo, en serie o en semiparalelo, respectivamente, para varios emisores. Una variación en serie utiliza un procesamiento de operaciones secuencial para la multiplexación con la ayuda de los mismos recursos. Esto reduce los requisitos de recursos con una necesidad simultánea de multiplexores y una mayor velocidad de procesamiento. Por lo tanto, la Fig. 6 muestra una realización adicional de la presente invención, donde las operaciones de los bloques 230 a 275 de la Fig. 2 se procesan en serie para todos los emisores.

[0056] Después del procesamiento con los bloques 200 a 225 (etapas de procesamiento 1 a 3 en la Fig. 6), las señales de tiempo $s_{n,int}[k]$ ($n = 1, \dots, N$) almacenadas en una memoria 200 e interpoladas posteriormente se proporcionan de una manera desplazable en frecuencia por emisor. Con la ayuda de un multiplexor 600 (etapa de procesamiento 4 en la Fig. 6), cada una de estas señales de emisión se transforma secuencialmente al dominio de frecuencia mediante una FFT corta 240 de longitud L_{FFT} (etapa de procesamiento 5 en la Fig. 6) y, con el medio de procesamiento 180, se interpola en el dominio de frecuencia con $H_{1,n}[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT}$; $n = 1,2,\dots,N$) de la manera descrita anteriormente, y un retardo, fase y amplitud se fija con $H_{2,n}[m]$ ($m=1,2,\dots, L_{FFT,n}$; $n = 1,2,\dots,N$) (etapas de procesamiento 5 a 8 en la Fig. 6). Los valores discretos $\tilde{S}_n[m]=S_n[m] \cdot H_{1,n}[m] \cdot H_{2,n}[m]$ ($m=1,2,\dots,L_{FFT}$; $n = 1,2,\dots,N$) generados de esa manera se sitúan de manera correspondiente en el dominio de frecuencia de salida en la memoria 275 después de extender el dominio de frecuencia de la FFT y se suman posiblemente con el sumador 270, cuando se solapan. De ese modo, en la realización de la presente invención mostrada en la Fig. 6, el espectro de todas las señales de emisión 1 a N están disponibles dentro del ancho de banda $B=\Delta f \cdot L_{IFFT}$ de la señal de salida combinada $S_{ges}[m]$.

[0057] Tal y como se ha descrito anteriormente, las unidades aguas abajo 280 a 290 sirven para la retransformación al dominio de tiempo. En la realización de la presente invención mostrada en la Fig. 6 tiene lugar una adaptación de frecuencia de muestreo adicional de la señal combinada simulada $s_{ges}[k]$ en la ubicación de simulación mediante el bloque aguas abajo 610. Después, la señal combinada simulada descrita en el tiempo $s_{ges}[k]$ se convierte al dominio analógico con un convertidor D/A 620, es decir $s_{ges}[k] \rightarrow s_{ges}(t)$. Si la señal analógica

combinada simulada $s_{ges}(t)$ está en un dominio de frecuencia intermedia después de la transformación de la señal combinada en el dominio de frecuencia al dominio de tiempo, la señal combinada simulada $s_{ges}(t)$ puede desplazarse hacia una banda de frecuencia deseada con un convertidor de frecuencia aguas abajo 630 según una realización de la presente invención.

5 **[0058]** Una lista de recursos para las multiplicaciones de cálculo necesarias en la realización de la presente invención mostrada en la Fig. 6 da lugar a la siguiente estimación, donde MM/MHz representa las megamultiplicaciones por ancho de banda sumado en MHz de todos los emisores.

- 10 • etapas de procesamiento 1 a 4: 30 MM/MHz
- etapa de procesamiento 5 (FFT): 280 MM/MHz
- 15 • etapas de procesamiento 6 a 8: 100 MM/MHz
- etapas de procesamiento 9 a 12: 3520 MM

[0059] Esto da como resultado el siguiente balance global estimado: 410 MM x (ancho de banda posible de todos los N emisores combinados) + 3520 MM.

20 **[0060]** Por tanto, el concepto inventivo tiene la ventaja de que con un elevado número de emisores, en particular emisores de banda estrecha, los requisitos de recursos para simular la señal compuesta por una pluralidad de señales individuales son bajos.

25 **[0061]** Una ventaja adicional de las realizaciones de la presente invención es que etapas de procesamiento esenciales para simular las señales individuales pueden llevarse a cabo fácilmente en paralelo y, por tanto, pueden ejecutarse en plataformas de hardware diferentes. Además, en dominios con una baja frecuencia de reloj, es decir, en dominios para simular las señales individuales en la banda base puede obtenerse, mediante una multiplexación en el tiempo, una reducción significativa del esfuerzo con relación a los recursos utilizados. Una ventaja adicional es la sencilla estructuración de la implementación de las realizaciones de la presente invención, que es, por tanto, fácilmente escalable.

30 **[0062]** Otra ventaja de las realizaciones de la presente invención es que el número de etapas de procesamiento que van a sincronizarse de manera rápida, por ejemplo la IFFT, que se llevan a cabo en un orden de magnitud de un reloj de sistema, es independiente del número de transmisores o emisores simulados, respectivamente.

35 **[0063]** En resumen, el concepto inventivo proporciona un procedimiento para generar varias señales de prueba en el dominio HF de datos previamente almacenados, caracterizado por el hecho de que cada dato almacenado comprende una secuencia de señales de un emisor individual como una función de tiempo y no como una combinación de señales independientes. El aumento de la interpolación o de la frecuencia de muestreo, respectivamente, se divide en una interpolación en el dominio de tiempo y en una interpolación en dominio de frecuencia en el procedimiento inventivo, donde la FFT utilizada en el lado de entrada durante la interpolación en el dominio de frecuencia es más corta que la IFFT utilizada en el lado de salida. Un desplazamiento de frecuencia posiblemente deseado del emisor se divide en una parte entera representada en el dominio de frecuencia y una parte fraccionada representada en el dominio de tiempo. Además, un desfase de tiempo posiblemente deseado del emisor se divide en una parte entera representada en el dominio de tiempo y en una parte fraccionada representada en el dominio de frecuencia. Una interpolación en el dominio de tiempo antes de la FFT corta es posible según la realización de la presente invención, pero no es absolutamente necesaria. Por tanto, el procedimiento inventivo no utiliza una cadena de filtros por emisor para la interpolación, sino que utiliza una combinación de transformadas de Fourier.

40 **[0064]** En particular, debe observarse que, dependiendo de las circunstancias, el esquema inventivo para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales procedentes de ubicaciones de señal respectivas en una ubicación de simulación también puede implementarse en software. La implementación puede ser en un medio de almacenamiento digital, en particular un disco o un CD con señales de control electrónicamente legibles, que puede actuar conjuntamente con un sistema informático programable y/o un microcontrolador para llevar a cabo el procedimiento respectivo para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales procedentes de ubicaciones de señal respectivas en una ubicación de simulación. Por tanto, de manera genérica, la invención consiste también en un producto de programa informático con un código de programa en un portador legible por máquina para llevar a cabo el procedimiento inventivo para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales, cuando el producto de programa informático se ejecuta en un ordenador y/o un microcontrolador. Dicho de otro modo, la invención puede realizarse como un programa informático con un código de programa para llevar a cabo el procedimiento para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador y/o un microcontrolador.

65

REIVINDICACIONES

1. Un aparato (150) para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales, que comprende:
 - 5 un medio (160) para proporcionar la pluralidad de señales individuales ($s_n[k]$) en el dominio de tiempo;

un medio (170) para transformar cada señal individual ($s_n[k]$) desde el dominio de tiempo al dominio de frecuencia mediante una transformada discreta de Fourier que tiene una primera longitud ($L_{FFT,n}$);
 - 10 un medio (180) para procesar cada señal individual ($S_n[m]$) transformada al dominio de frecuencia según un canal de señal presente entre una ubicación de simulación y una ubicación de señal respectiva;

un medio (185) para combinar las señales individuales procesadas transformadas al dominio de frecuencia en una señal combinada ($S_{ges}[m]$), donde el medio de combinación (185) está implementado para extender el ancho de banda del dominio de frecuencia respectivo de la transformada discreta de Fourier a un dominio de frecuencia de salida; y
 - 15 un medio (190) para transformar la señal combinada ($S_{ges}[m]$) desde el dominio de frecuencia de salida al dominio de tiempo mediante una transformada discreta de Fourier inversa que tiene una segunda longitud (L_{IFFT}), para obtener la señal combinada ($S_{ges}[k]$), donde la segunda longitud de la transformada discreta de Fourier inversa es mayor que la primera longitud ($L_{FFT,n}$) de la transformada discreta de Fourier respectiva debido al dominio de frecuencia de salida extendido.
2. El aparato según la reivindicación 1, en el que el medio de provisión (160) presenta una memoria (200) en la que la pluralidad de señales individuales se almacenan en el dominio de tiempo con frecuencias de muestreo definidas.
3. El aparato según la reivindicación 1 o 2, en el que el medio de provisión (160) presenta un filtro de interpolación (210) en el dominio de tiempo para poder aumentar las frecuencias de muestreo de las señales individuales.
4. El aparato según una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el medio de provisión (160) presenta además un medio de mezclado digital (220) y un oscilador controlado numéricamente (225) para poder desplazar las señales individuales en una frecuencia ajustable del oscilador controlado numéricamente (225).
5. El aparato según una de las reivindicaciones 1 a 4, en el que el medio de provisión (160) presenta un medio de relleno con ceros (230) para poder rellenar con ceros partes de señal de las señales individuales, de manera que puede ajustarse un retardo de tiempo de una señal individual con una resolución temporal correspondiente a la frecuencia de muestreo de la señal individual.
6. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el medio de transformación (170) está implementado para transformar partes de señal de cada señal individual desde el dominio de tiempo hasta el dominio de frecuencia mediante una transformada rápida de Fourier FFT.
7. El aparato según la reivindicación 6, en el que un ancho de banda de la FFT es del orden de dos veces el ancho de banda de las señales individuales más el desplazamiento de frecuencia mediante el oscilador controlado numéricamente (225).
8. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el medio de procesamiento (180) está implementado para multiplicar cada señal individual transformada al dominio de frecuencia por una transformada de Fourier de un filtro (250, 255).
9. El aparato según la reivindicación 8, en el que el filtro (250, 255) es un filtro paso bajo.
10. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el medio de procesamiento (180) está implementado para multiplicar cada señal individual transformada al dominio de frecuencia por una función de transferencia (260, 265) del canal de señal existente, donde la función de transferencia es de valores complejos.
11. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el medio de combinación (185) está implementado para desplazar los dominios de frecuencia de las señales individuales en el dominio de frecuencia de salida correspondiente a los desplazamientos de frecuencia asociados a las señales individuales.
12. El aparato según la reivindicación 11, en el que el medio de combinación (185) está implementado además para sumar las FFT de las señales individuales a través del dominio de frecuencia de salida para obtener una señal combinada ($S_{ges}[m]$) en el dominio de frecuencia.

13. El aparato según la reivindicación 1, en el que una longitud (L_{IFFT}) de la IFFT con respecto a una longitud ($L_{FFT,n}$) de la FFT corresponde a la relación entre el dominio de frecuencia de salida y el dominio de frecuencia de entrada.
- 5 14. El aparato según la reivindicación 1 o 13, en el que el medio de transformación (190) está implementado para combinar dos segmentos temporales subsiguientes de la señal de salida combinada ($S_{ges}[k]$) transformada por IFFT mediante el procedimiento "solapar y sumar".
- 10 15. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, donde el aparato de simulación (150) presenta un filtro de interpolación adicional (610) en el dominio de tiempo para aumentar la frecuencia de muestreo de la señal combinada simulada en la ubicación de simulación.
- 15 16. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, donde el aparato de simulación (150) presenta además un convertidor de digital a analógico (620) para convertir la señal combinada simulada ($S_{ges}[k]$) en una señal analógica en la ubicación de simulación.
- 20 17. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, donde el aparato de simulación (150) presenta además un convertidor de frecuencia (630) para desplazar la señal combinada simulada hacia una banda de frecuencia definida.
- 25 18. El aparato según una de las reivindicaciones anteriores, donde el aparato de simulación (150) presenta un multiplexor (600) para transformar secuencialmente cada una de las señales individuales al dominio de frecuencia.
- 30 19. Un procedimiento para simular una señal compuesta por una pluralidad de señales individuales, que comprende:
 proporcionar la pluralidad de señales individuales en el dominio de tiempo;
 transformar cada señal individual desde el dominio de tiempo al dominio de frecuencia mediante una transformada discreta de Fourier que tiene una primera longitud ($L_{FFT,n}$);
 procesar cada señal individual transformada al dominio de frecuencia según un canal de señal presente entre la ubicación de simulación y la ubicación de señal respectiva;
 combinar las señales individuales procesadas transformadas al dominio de frecuencia en una señal combinada donde, durante la combinación, un ancho de banda del dominio de frecuencia respectivo de la transformada discreta de Fourier se extiende a un dominio de frecuencia de salida; y
 35 transformar la señal combinada desde el dominio de frecuencia de salida al dominio de tiempo mediante una transformada discreta de Fourier inversa IFFT que tiene una segunda longitud (L_{IFFT}) para obtener la señal combinada simulada ($S_{ges}[k]$), donde la segunda longitud de la transformada discreta de Fourier inversa es mayor que la primera longitud ($L_{FFT,n}$) de la transformada discreta de Fourier respectiva debido al dominio de frecuencia de salida extendido.
- 40 20. Un programa informático que presenta un código de programa para llevar a cabo el procedimiento para simular una señal combinada según la reivindicación 19 cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador.

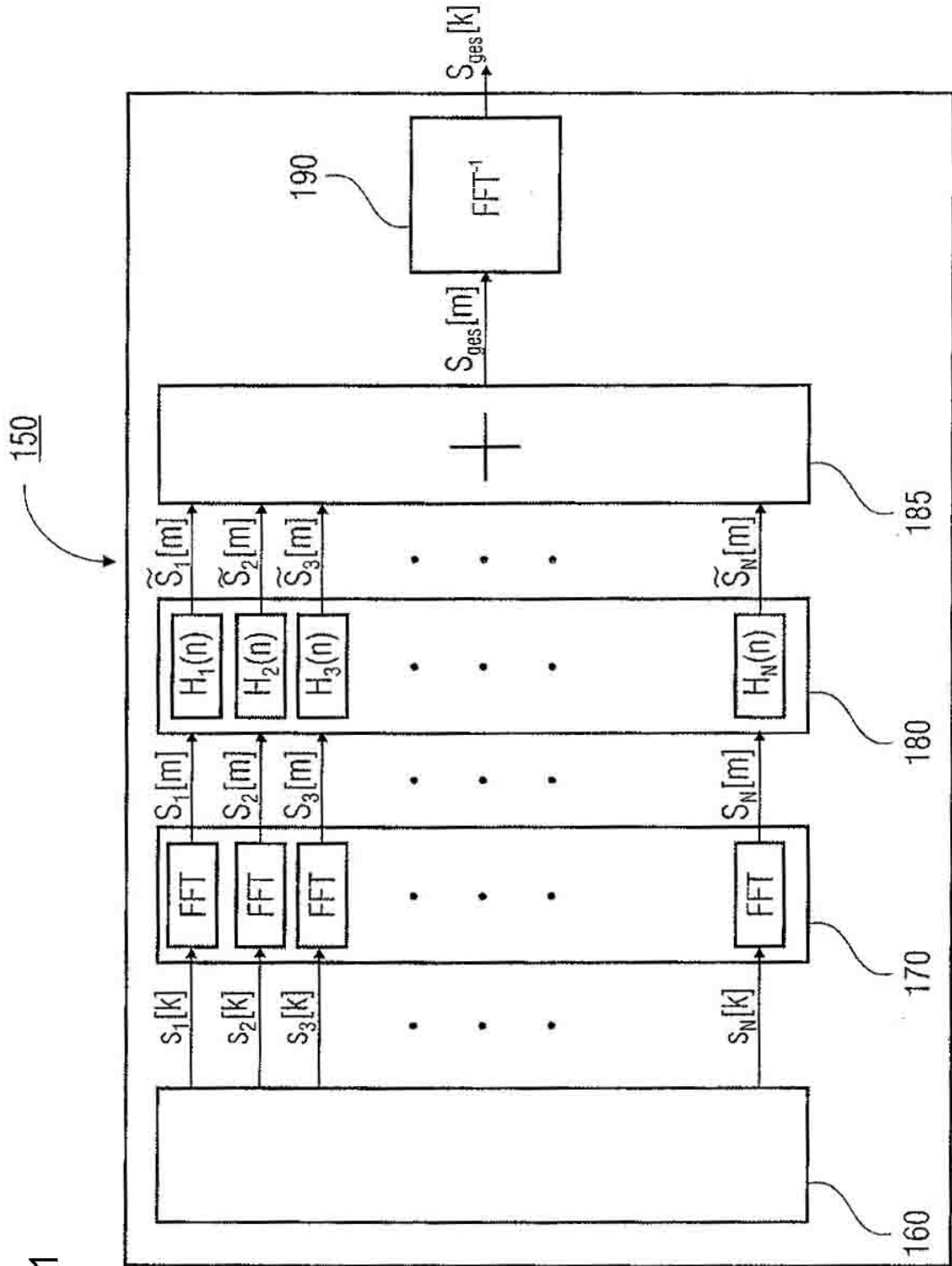


FIGURA 1

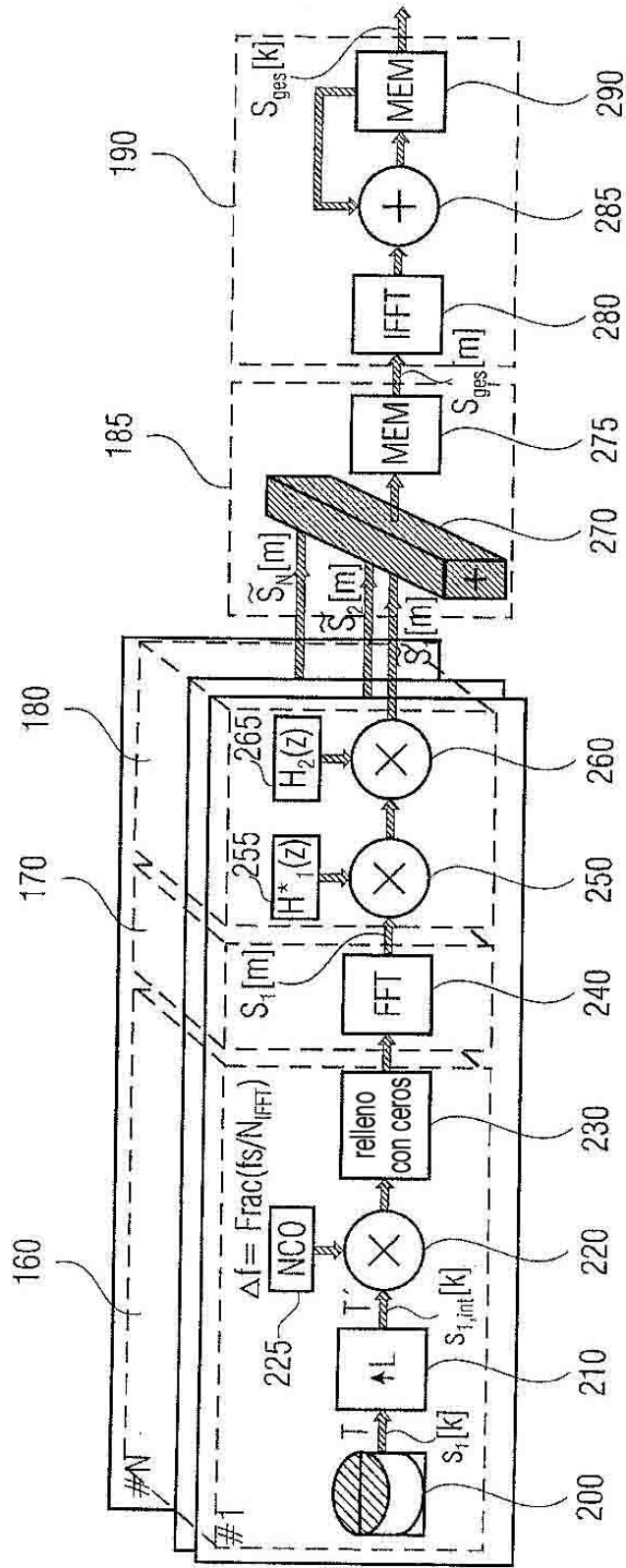


FIGURA 2

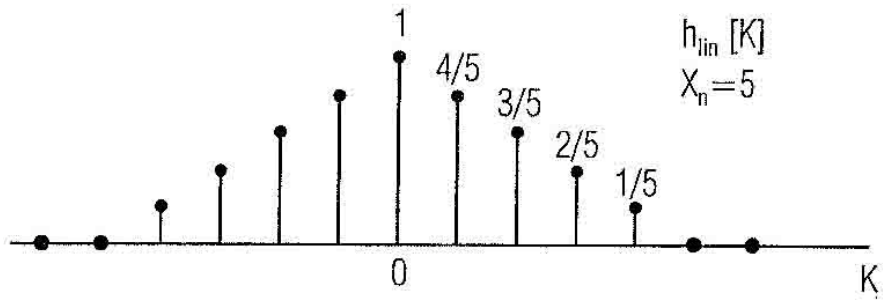


FIGURA 3A

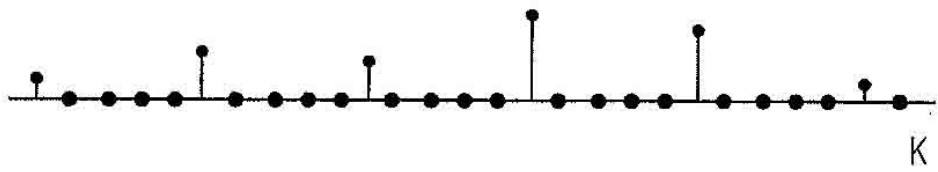


FIGURA 3B

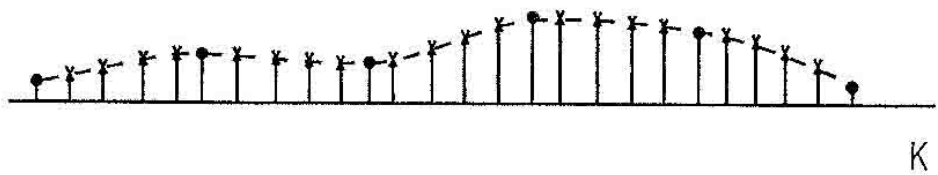


FIGURA 3C

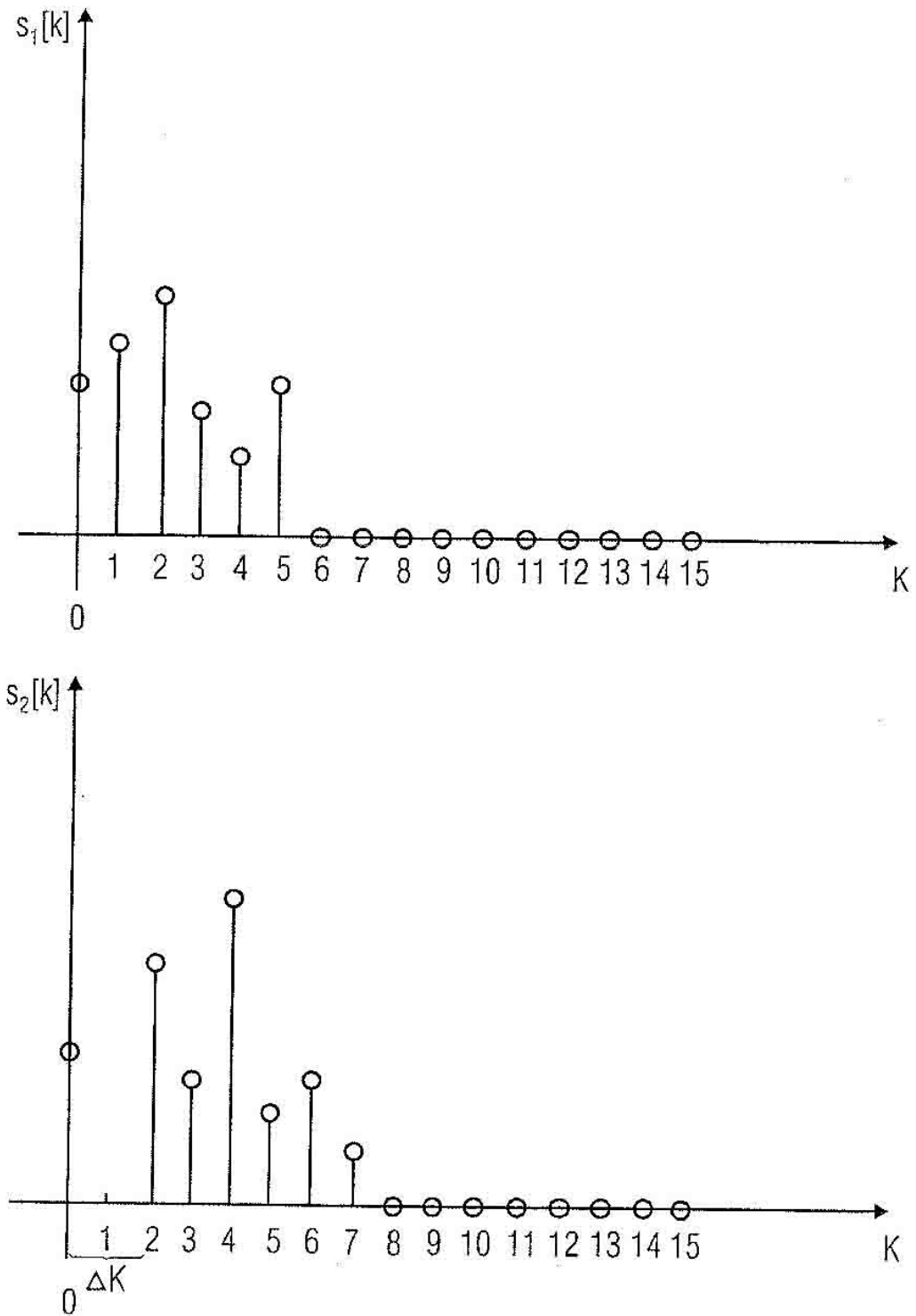


FIGURA 4

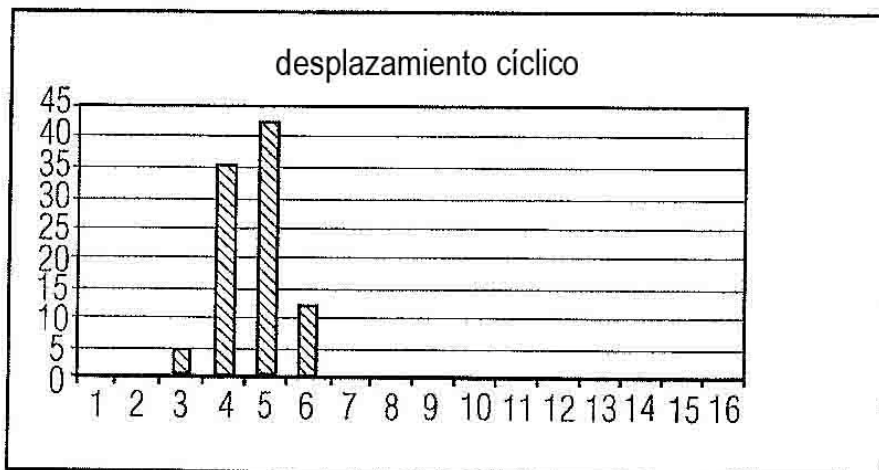
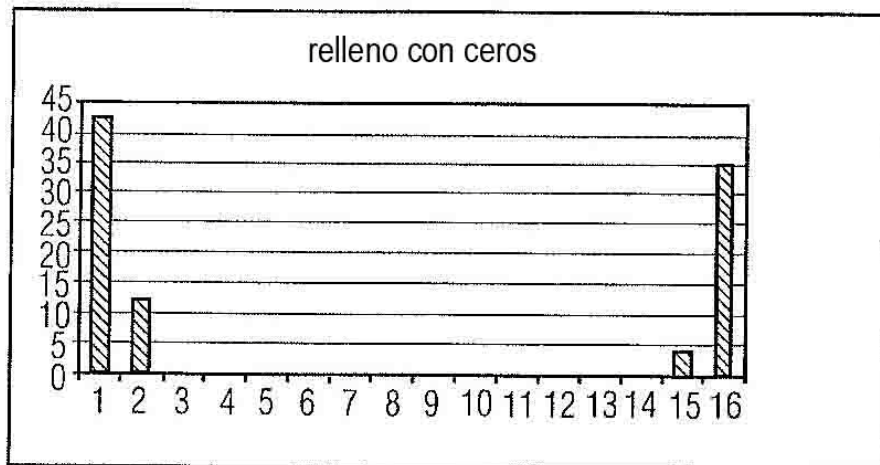
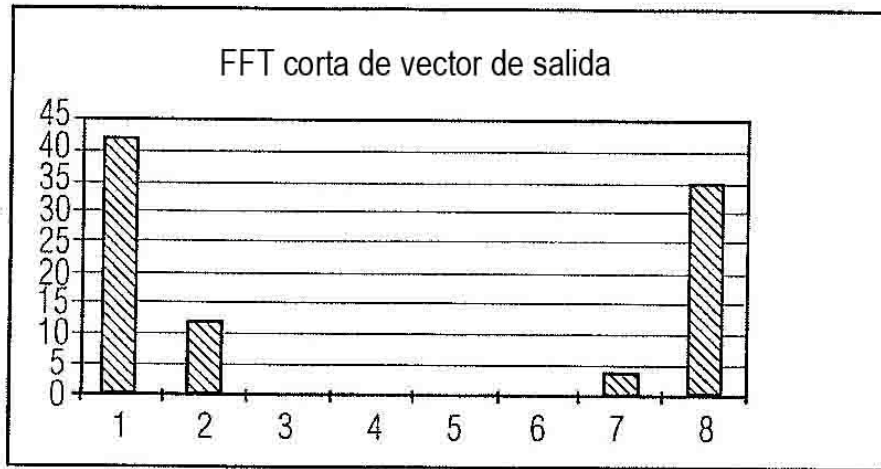
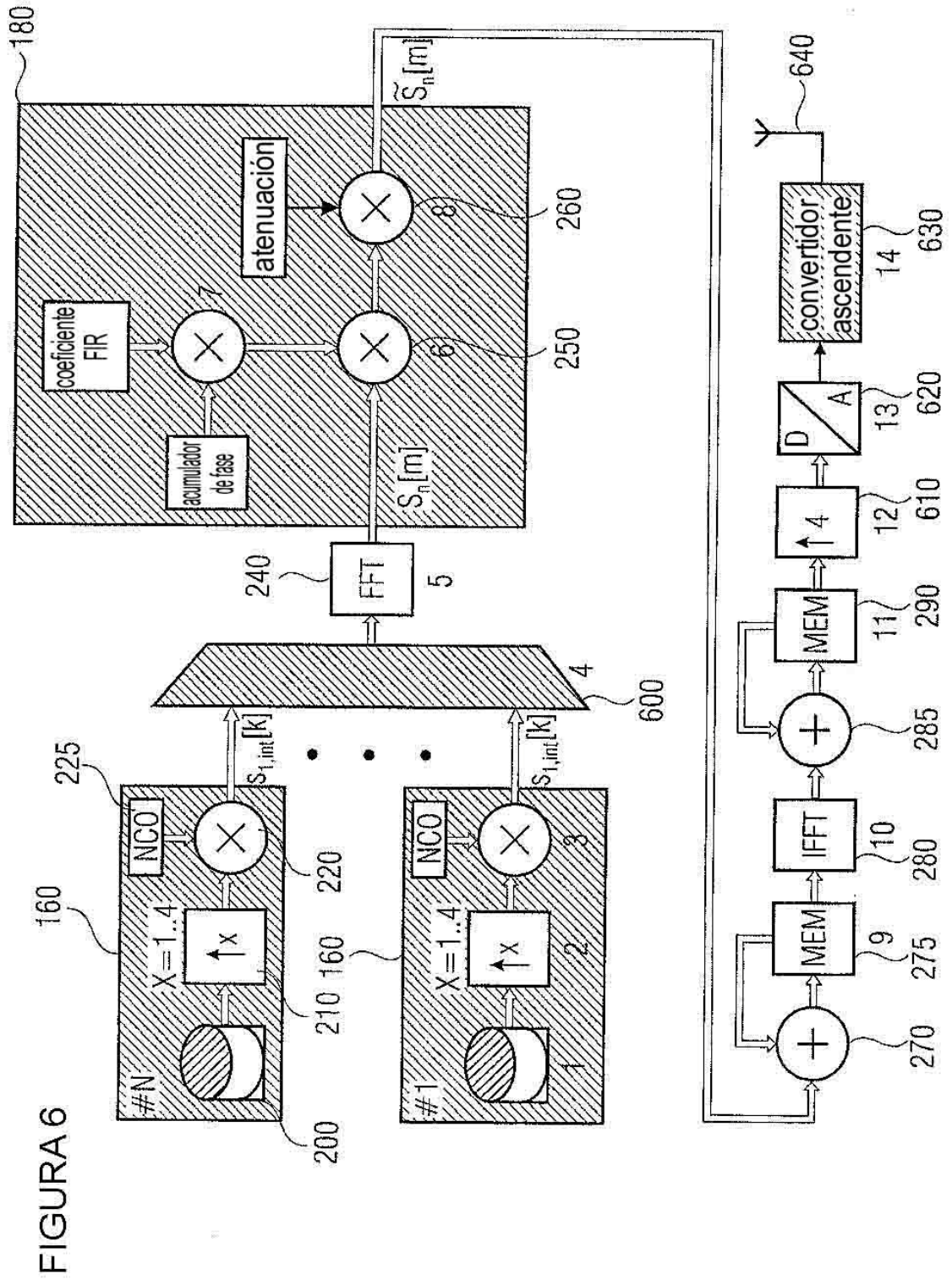


FIGURA 5



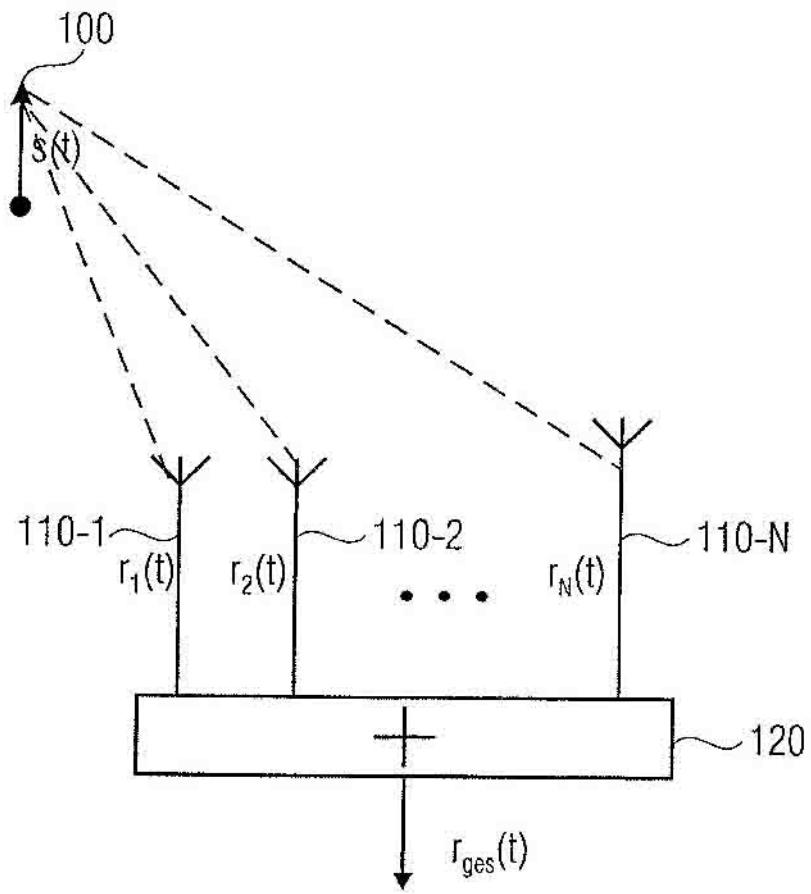


FIGURA 7