

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 636 443**

51 Int. Cl.:

G10L 21/038 (2013.01)

G10L 21/0232 (2013.01)

G10L 19/02 (2013.01)

G10L 19/038 (2013.01)

G10L 19/24 (2013.01)

G10L 21/0208 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **03.04.2006 PCT/US2006/012235**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.10.2006 WO06107840**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.04.2006 E 06740358 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.05.2017 EP 1864282**

54 Título: **Sistemas, procedimientos y aparatos para codificación de voz de banda ancha**

30 Prioridad:

01.04.2005 US 667901 P

22.04.2005 US 673965 P

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

05.10.2017

73 Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)

5775 MOREHOUSE DRIVE

SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121, US

72 Inventor/es:

VOS, KOEN, BERNARD y

KANDHADAI, ANANTHAPADMANABHAN, A.

74 Agente/Representante:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 636 443 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

Sistemas, procedimientos y aparatos para codificación de voz de banda ancha

5 **Campo de la invención**

[0001] La presente invención se refiere al procesamiento de señales.

Antecedentes

10 [0002] Las comunicaciones de voz por la red telefónica pública conmutada (PSTN) han estado tradicionalmente limitadas en ancho de banda a la gama de frecuencias de 300-3400 kHz. Las nuevas redes para comunicaciones de voz, tales como telefonía móvil y voz por IP (Protocolo de Internet, VoIP), pueden no tener los mismos límites de ancho de banda, y puede ser deseable transmitir y recibir comunicaciones de voz que incluyen una gama de frecuencias de banda ancha por dichas redes. Por ejemplo, puede ser deseable soportar una gama de frecuencias de audio que se extienda hasta 50 Hz y/o hasta 7 u 8 kHz. También puede ser deseable soportar otras aplicaciones, como audio de alta calidad o audio / videoconferencia, que pueden tener contenido de voz de audio en gamas fuera de los límites tradicionales de PSTN.

20 [0003] La ampliación de la gama soportada por un codificador de voz a frecuencias más altas puede mejorar la inteligibilidad. Por ejemplo, la información que diferencia fricativas como "s" y "f" está en gran parte en las frecuencias altas. La ampliación de la banda alta también puede mejorar otras cualidades de la voz, como la presencia. Por ejemplo, incluso una vocal sonora puede tener energía espectral muy por encima del límite PSTN.

25 [0004] Un enfoque para codificación de voz de banda ancha implica escalar una técnica de codificación de voz de banda estrecha (por ejemplo, una configurada para codificar la gama de 0-4 kHz) para cubrir el espectro de banda ancha. Por ejemplo, se puede muestrear una señal de voz a una velocidad más alta para incluir componentes a altas frecuencias, y se puede reconfigurar una técnica de codificación de banda estrecha para usar más coeficientes de filtro para representar esta señal de banda ancha. Sin embargo, las técnicas de codificación de banda estrecha, como CELP (predicción lineal excitada de libro de códigos), son computacionalmente intensivas y un codificador CELP de banda ancha puede consumir demasiados ciclos de procesamiento para ser práctico para muchas aplicaciones móviles y otras incorporadas. La codificación de todo el espectro de una señal de banda ancha a una calidad deseada usando tal técnica también puede conllevar un aumento inaceptablemente grande en el ancho de banda. Además, sería necesaria la transcodificación de dicha señal codificada antes incluso de que su porción de banda estrecha pudiera ser transmitida y/o descodificada por un sistema que solo soporta codificación de banda estrecha.

35 [0005] Otro enfoque para codificación de voz de banda ancha implica extrapolar la envolvente espectral de banda alta a partir de la envolvente espectral de banda estrecha codificada. Aunque tal aproximación puede ser implementada sin ningún aumento en el ancho de banda y sin necesidad de transcodificación, la envolvente espectral aproximada o la estructura formante de la porción de banda alta de una señal de voz en general no se puede predecir con precisión a partir de la envolvente espectral de la porción de banda estrecha.

40 [0006] Puede ser deseable implementar la codificación de voz de banda ancha de tal manera que al menos la porción de banda estrecha de la señal codificada puede ser enviada a través de un canal de banda estrecha (tal como un canal PSTN) sin transcodificación u otra modificación significativa. La eficiencia de la ampliación de codificación de banda ancha puede ser también deseable, por ejemplo, para evitar una reducción significativa del número de usuarios que pueden ser atendidos en aplicaciones tales como telefonía celular inalámbrica y radiodifusión por canales inalámbricos y por cable.

45 [0007] Los documentos US 5 978 759 y US 5 455 888 describen aparatos para ensanchar el ancho de banda de una señal de voz, que reciben una señal de voz de banda estrecha de entrada y emiten una señal de voz con un ancho de banda ampliado. El documento EP 1 089 258 A2 divulga un códec de voz por banda que extiende una señal de excitación de banda baja para obtener una señal de excitación de banda alta y que mezcla la señal de excitación de banda alta con ruido.

Resumen

50 [0008] En un modo de realización, se divulga un procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 1.

[0009] En otro modo de realización, se divulga un aparato de acuerdo con la reivindicación 9.

55 [0010] En otro modo de realización, se divulga un procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 18.

[0011] En otro modo de realización, se divulga un aparato de acuerdo con la reivindicación 26.

Breve descripción de los dibujos

5 [0012]

La FIGURA 1a muestra un diagrama de bloques de un codificador de voz de banda ancha A100 de acuerdo con un modo de realización.

10 La FIGURA 1b muestra un diagrama de bloques de una implementación A102 del codificador de voz de banda ancha A100.

La FIGURA 2a muestra un diagrama de bloques de un decodificador de voz de banda ancha B100 de acuerdo con un modo de realización.

15 La FIGURA 2b muestra un diagrama de bloques de una implementación B102 del codificador de voz de banda ancha B100.

La FIGURA 3a muestra un diagrama de bloques de una implementación A112 del banco de filtros A110.

20 La FIGURA 3b muestra un diagrama de bloques de una implementación B 122 del banco de filtros B120.

La FIGURA 4a muestra la cobertura de ancho de banda de las bandas baja y alta para un ejemplo de banco de filtros A110.

25 La FIGURA 4b muestra la cobertura de ancho de banda de las bandas baja y alta para otro ejemplo de banco de filtros A110.

La FIGURA 4c muestra un diagrama de bloques de una implementación A114 del banco de filtros A112.

30 La FIGURA 4d muestra un diagrama de bloques de una implementación B 124 del banco de filtros B122.

La FIGURA 5a muestra un ejemplo de un gráfico de frecuencia frente a amplitud de registro para una señal de voz.

35 La FIGURA 5b muestra un diagrama de bloques de un sistema de codificación de predicción lineal básico.

La FIGURA 6 muestra un diagrama de bloques de una implementación A122 del codificador de banda estrecha A120.

40 La FIGURA 7 muestra un diagrama de bloques de una implementación B 112 del decodificador de banda estrecha B110.

La FIGURA 8a muestra un ejemplo de un gráfico de frecuencia frente a amplitud de registro para una señal residual para voz sonora.

45 La FIGURA 8b muestra un ejemplo de un gráfico de tiempo frente a amplitud de registro para una señal residual para voz sonora.

La FIGURA 9 muestra un diagrama de bloques de un sistema de codificación de predicción lineal básico que también realiza predicción a largo plazo.

50 La FIGURA 10 muestra un diagrama de bloques de una implementación A202 del codificador de banda alta A200.

La FIGURA 11 muestra un diagrama de bloques de una implementación A302 del generador de excitación de banda alta A300.

55 La FIGURA 12 muestra un diagrama de bloques de una implementación A402 del ampliador de espectro A400.

La FIGURA 12a muestra gráficos de espectros de señal en varios puntos en un ejemplo de una operación de ampliación espectral.

60 La FIGURA 12b muestra gráficos de espectros de señal en varios puntos en otro ejemplo de una operación de ampliación espectral.

65 La FIGURA 13 muestra un diagrama de bloques de una implementación A304 del generador de excitación de banda alta A302.

- La FIGURA 14 muestra un diagrama de bloques de una implementación A306 del generador de excitación de banda alta A302.
- 5 La FIGURA 15 muestra un diagrama de flujo para una tarea de cálculo de envolvente T100.
- La FIGURA 16 muestra un diagrama de bloques de una implementación 492 del combinador 490.
- La FIGURA 17 ilustra un enfoque para calcular una medida de periodicidad de la señal de banda alta S30.
- 10 La FIGURA 18 muestra un diagrama de bloques de una implementación A312 del generador de excitación de banda alta A302.
- La FIGURA 19 muestra un diagrama de bloques de una implementación A314 del generador de excitación de banda alta A302.
- 15 La FIGURA 20 muestra un diagrama de bloques de una implementación A316 del generador de excitación de banda alta A302.
- La FIGURA 21 muestra un diagrama de flujo para una tarea de cálculo de ganancia T200.
- La FIGURA 22 muestra un diagrama de flujo para una implementación T210 de una tarea de cálculo de ganancia T200.
- 25 La FIGURA 23a muestra un diagrama de una función de ventana.
- La FIGURA 23b muestra una aplicación de una función de ventana como se muestra en la FIGURA 23a para subtramas de una señal de voz.
- 30 La FIGURA 24 muestra un diagrama de bloques para una implementación B202 del descodificador de banda alta B200.
- La FIGURA 25 muestra un diagrama de bloques de una implementación AD10 del codificador de voz de banda ancha A100.
- 35 La FIGURA 26a muestra un diagrama esquemático de una implementación D122 de la línea de retardo D120.
- La FIGURA 26b muestra un diagrama esquemático de una implementación D124 de la línea de retardo D120.
- 40 La FIGURA 27 muestra un diagrama esquemático de una implementación D130 de la línea de retardo D120.
- La FIGURA 28 muestra un diagrama de bloques de una implementación AD 12 del codificador de voz de banda ancha AD 10.
- 45 La FIGURA 29 muestra un diagrama de flujo de un procedimiento de procesamiento de señal MD100 de acuerdo con un modo de realización.
- La FIGURA 30 muestra un diagrama de flujo para un procedimiento M100 de acuerdo con un modo de realización.
- 50 La FIGURA 31a muestra un diagrama de flujo para un procedimiento M200 de acuerdo con un modo de realización.
- La FIGURA 31b muestra un diagrama de flujo para una implementación M210 del procedimiento M200.
- La FIGURA 32 muestra un diagrama de flujo para un procedimiento M300 de acuerdo con un modo de realización.
- 55 **[0013]** En las figuras y la descripción que se acompaña, las mismas etiquetas de referencia se refieren a los mismos o análogos elementos o señales.

Descripción detallada

- 60 **[0014]** Los modos de realización como se describen en el presente documento incluyen sistemas, procedimientos y aparatos que pueden configurarse para proporcionar una ampliación a un codificador de voz de banda estrecha para soportar la transmisión y/o almacenamiento de señales de voz de banda ancha a un aumento de ancho de banda de solo aproximadamente 800 a 1000 bps (bits por segundo). Entre las posibles ventajas de tales implementaciones se incluye la codificación incorporada para soportar compatibilidad con sistemas de banda estrecha, asignación y reasignación relativamente fáciles de bits entre los canales de codificación de banda estrecha y de banda alta,
- 65

evitando una operación de síntesis de banda ancha computacionalmente intensiva, y mantenimiento de una frecuencia de muestreo baja para señales a procesar mediante rutinas de codificación de forma de onda computacionalmente intensivas.

5 **[0015]** A menos que esté expresamente limitado por su contexto, el término "calcular" se utiliza en el presente documento para indicar cualquiera de sus significados ordinarios, tales como el cálculo, la generación, y la selección a partir de una lista de valores. Cuando se utiliza el término "que comprende" en la presente descripción y en las reivindicaciones, no excluye otros elementos u operaciones. El término "A se basa en B" se utiliza para indicar cualquiera de sus significados ordinarios, incluyendo los casos (i) "A es igual a B" y (ii) "A se basa en al menos B." El término "Protocolo de Internet" incluye la versión 4, tal como se describe en RFC (solicitud de comentarios) de la IETF (Fuerza de Trabajo de Ingeniería de Internet) 791 y versiones posteriores como la versión 6.

15 **[0016]** La FIGURA 1a muestra un diagrama de bloques de un codificador de voz de banda ancha A100 de acuerdo con un modo de realización. El banco de filtros A110 está configurado para filtrar una señal de voz de banda ancha S10 para producir una señal de banda estrecha S20 y una señal de banda alta S30. El codificador de banda estrecha A120 está configurado para codificar la señal de banda estrecha S20 para producir parámetros de filtro de banda estrecha (NB) S40 y una señal residual de banda estrecha S50. Como se describe con más detalle en el presente documento, el codificador de banda estrecha A120 está configurado típicamente para producir parámetros de filtro de banda estrecha S40 y señal de excitación de banda estrecha codificada S50 como índices de libro de códigos o en otra forma cuantificada. El codificador de banda alta A200 está configurado para codificar la señal de banda alta S30 de acuerdo con la información en la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 para producir los parámetros de codificación de banda alta S60. Como se describe con mayor detalle en el presente documento, el codificador de banda alta A200 está configurado típicamente para producir parámetros de codificación de banda alta S60 como índices de libro de códigos o en otra forma cuantificada. Un ejemplo particular del codificador de voz de banda ancha A100 está configurado para codificar la señal de voz de banda ancha S10 a una velocidad de aproximadamente 8,55 kbps (kilobits por segundo), siendo utilizados aproximadamente 7,55 kbps para los parámetros de filtro de banda estrecha S40 y la señal de excitación de banda estrecha codificada S50, y siendo utilizado aproximadamente 1 Kbps para los parámetros de codificación de banda alta S60.

30 **[0017]** Puede ser deseable combinar las señales de banda alta y banda estrecha codificadas en un único flujo de bits. Por ejemplo, puede ser deseable multiplexar las señales codificadas juntas para su transmisión (por ejemplo, a través de un canal de transmisión por cable, óptico o inalámbrico), o para almacenamiento, como una señal de voz de banda ancha codificada. La FIGURA 1b muestra un diagrama de bloques de una implementación A102 del codificador de voz de banda ancha A100 que incluye un multiplexor A130 configurado para combinar los parámetros de filtro de banda estrecha S40, la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 y los parámetros de filtro de banda alta S60 en una señal S70 multiplexada.

40 **[0018]** Un aparato incluyendo un codificador A102 también puede incluir circuitos configurados para transmitir la señal multiplexada S70 en un canal de transmisión tal como un canal por cable, óptico o inalámbrico. Tal aparato puede configurarse también para realizar una o más operaciones de codificación de canal en la señal, tales como codificación de corrección de errores (por ejemplo, codificación convolucional compatible con velocidad) y/o codificación de detección de errores (por ejemplo, codificación de redundancia cíclica) y/o una o más capas de codificación de protocolo de red (por ejemplo, Ethernet, TCP / IP, cdma2000).

45 **[0019]** Puede ser deseable para el multiplexor A130 estar configurado para incorporar la señal de banda estrecha codificada (incluyendo parámetros de filtro de banda estrecha S40 y señal de excitación de banda estrecha codificada S50) como un sub-flujo separable de señal multiplexada S70, de tal manera que la señal de banda estrecha codificada pueda recuperarse y descodificarse independientemente de otra porción de la señal multiplexada S70 tal como una señal de banda alta y/o banda baja. Por ejemplo, la señal multiplexada S70 puede estar dispuesta de tal manera que la señal de banda estrecha codificada pueda ser recuperada por eliminación de los parámetros de filtro de banda alta S60. Una posible ventaja de dicha característica es evitar la necesidad de transcodificar la señal de banda ancha codificada antes de pasarla a un sistema que soporta la descodificación de la señal de banda estrecha pero no soporta la descodificación de la porción de banda alta.

55 **[0020]** La FIGURA 2a es un diagrama de bloques de un descodificador de voz de banda ancha B100 de acuerdo con un modo de realización. El descodificador de banda estrecha B110 está configurado para descodificar los parámetros de filtro de banda estrecha S40 y la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 para producir una señal de banda estrecha S90. El descodificador de banda alta B200 está configurado para descodificar los parámetros de codificación de banda alta S60 de acuerdo con una señal de excitación de banda estrecha S80, basándose en la señal de excitación de banda estrecha codificada S50, para producir una señal de banda alta S100. En este ejemplo, el descodificador de banda estrecha B110 está configurado para proporcionar una señal de excitación de banda estrecha S80 al descodificador de banda alta B200. El banco de filtros B120 está configurado para combinar la señal de banda estrecha S90 y la señal de banda alta S100 para producir una señal de voz de banda ancha S110.

65 **[0021]** La FIGURA 2b es un diagrama de bloques de una implementación B102 del descodificador de voz de banda

ancha B100 que incluye un desmultiplexor B130 configurado para producir señales codificadas S40, S50 y S60 a partir de la señal multiplexada S70. Un aparato que incluye el descodificador B102 puede incluir circuitería configurada para recibir la señal multiplexada S70 desde un canal de transmisión tal como un canal por cable, óptico o inalámbrico. Un aparato de este tipo puede configurarse también para realizar una o más operaciones de descodificación de canal en la señal, tales como descodificación de corrección de errores (por ejemplo, descodificación convolucional compatible con velocidad) y/o descodificación de detección de errores (por ejemplo, descodificación de redundancia cíclica) y/o una o más capas de descodificación de protocolo de red (por ejemplo, Ethernet, TCP / IP, cdma2000).

[0022] El banco de filtros A110 está configurado para filtrar una señal de entrada de acuerdo con un esquema de banda dividida para producir una sub-banda de baja frecuencia y una sub-banda de alta frecuencia. Dependiendo de los criterios de diseño para la aplicación particular, las sub-bandas de salida pueden tener anchos de banda iguales o desiguales y pueden estar superpuestas o no superpuestas. También es posible una configuración del banco de filtros A110 que produce más de dos sub-bandas. Por ejemplo, dicho banco de filtros puede estar configurado para producir una o más señales de banda baja que incluyen componentes en una gama de frecuencias por debajo de la que tiene la señal de banda estrecha S20 (tal como la gama de 50-300 Hz). También es posible que dicho banco de filtros esté configurado para producir una o más señales de banda alta adicionales que incluyen componentes en una gama de frecuencias por encima de la que tiene la señal de banda alta S30 (tal como una gama 14-20, 16-20 o 16-32 kHz). En tal caso, el codificador de voz de banda ancha A100 puede implementarse para codificar esta señal o señales por separado, y el multiplexor A130 puede configurarse para incluir la señal o señales codificadas adicionales en la señal multiplexada S70 (por ejemplo, como porción separable).

[0023] La FIGURA 3a muestra un diagrama de bloques de una implementación A112 del banco de filtros A110 que está configurado para producir dos señales de sub-banda que tienen frecuencias de muestreo reducidas. El banco de filtros A110 está dispuesto para recibir una señal de voz de banda ancha S10 que tiene una porción de alta frecuencia (o banda alta) y una porción de baja frecuencia (o banda baja). El banco de filtros A112 incluye una vía de procesamiento de banda baja configurada para recibir la señal de voz de banda ancha S10 y para producir una señal de voz de banda estrecha S20 y una ruta de procesamiento de banda alta configurada para recibir la señal de voz de banda ancha S10 y para producir una señal de voz de banda alta S30. El filtro de paso bajo 110 filtra la señal de voz de banda ancha S10 para pasar una sub-banda de baja frecuencia seleccionada, y el filtro de paso alto 130 filtra la señal de voz de banda ancha S10 para pasar una sub-banda de alta frecuencia seleccionada. Debido a que ambas señales de sub-banda tienen anchos de banda más estrechos que la señal de voz de banda ancha S10, sus frecuencias de muestreo pueden reducirse en cierta medida sin pérdida de información. El muestreador descendente 120 reduce la frecuencia de muestreo de la señal de paso bajo de acuerdo con un factor de decimación deseado (por ejemplo, eliminando muestras de la señal y/o reemplazando muestras por valores medios) y el muestreador descendente 140 reduce asimismo la frecuencia de muestreo de la señal de paso alto de acuerdo con otro factor de decimación deseado.

[0024] La FIGURA 3b muestra un diagrama de bloques de una implementación correspondiente B122 del banco de filtros B120. El muestreador ascendente 150 aumenta la frecuencia de muestreo de la señal de banda estrecha S90 (por ejemplo, rellenando cero y/o duplicando muestras), y el filtro de paso bajo 160 filtra la señal muestreada ascendentemente para pasar solo una porción de banda baja (por ejemplo, para evitar el solapamiento). Del mismo modo, el muestreador ascendente 170 aumenta la frecuencia de muestreo de la señal de banda alta S100 y el filtro de paso alto 180 filtra la señal muestreada ascendentemente para pasar solamente una porción de banda alta. Las dos señales de banda de paso se suman a continuación para formar una señal de voz de banda ancha S110. En algunas implementaciones del descodificador B100, el banco de filtros B120 está configurado para producir una suma ponderada de las dos señales de banda de paso de acuerdo con una o más ponderaciones recibidas y/o calculadas por el descodificador de banda alta B200. También se contempla una configuración del banco de filtros B120 que combina más de dos señales de banda de paso.

[0025] Cada uno de los filtros 110, 130, 160, 180 puede implementarse como un filtro de respuesta de pulso finito (FIR) o como un filtro de respuesta de impulso infinito (IIR). Las respuestas en frecuencia de los filtros codificadores 110 y 130 pueden tener regiones de transición simétricas o distintas entre la banda de parada y la banda de paso. Del mismo modo, las respuestas en frecuencia de los filtros descodificadores 160 y 180 pueden tener regiones de transición simétricas o distintas entre la banda de parada y la banda de paso. Puede ser deseable pero no es estrictamente necesario que el filtro de paso bajo 110 tenga la misma respuesta que el filtro de paso bajo 160 y que el filtro de paso alto 130 tenga la misma respuesta que el filtro de paso alto 180. En un ejemplo, los dos pares de filtros 110, 130 y 160, 180 son bancos de filtros de espejo de cuadratura (QMF), con el par de filtros 110, 130 que tiene los mismos coeficientes que el par de filtros 160, 180.

[0026] En un ejemplo típico, el filtro de paso bajo 110 tiene una banda de paso que incluye la gama de PSTN limitada de 300-3400 Hz (por ejemplo, la banda de 0 a 4 kHz). Las FIGURAS 4a y 4b muestran anchos de banda relativos de señales de voz de banda ancha S10, banda estrecha S20 y banda alta S30 en dos ejemplos de implementación diferentes. En ambos ejemplos particulares, la señal de voz de banda ancha S10 tiene una frecuencia de muestreo de 16 kHz (que representa componentes de frecuencia dentro de la gama de de 0 a 8 kHz) y la señal de banda estrecha S20 tiene una frecuencia de muestreo de 8 kHz (que representa los componentes de

frecuencia dentro de la gama de 0 a 4 kHz).

[0027] En el ejemplo de la FIGURA 4a, no hay superposición significativa entre las dos sub-bandas. Se puede obtener una señal de banda alta S30 como se muestra en este ejemplo usando un filtro de paso alto 130 con una banda de paso de 4 - 8 kHz. En tal caso, puede ser deseable reducir la frecuencia de muestreo a 8 kHz mediante un muestreo descendente de la señal filtrada por un factor de dos. Una operación de este tipo, que se puede esperar para reducir significativamente la complejidad computacional de operaciones de procesamiento adicionales sobre la señal, desplazará la energía de banda de paso hasta la gama de 0 a 4 kHz sin pérdida de información.

[0028] En el ejemplo alternativo de la FIGURA 4b, las sub-bandas superior e inferior tienen una superposición apreciable, de manera que la región de 3,5 a 4 kHz se describe mediante ambas señales de sub-banda. Se puede obtener una señal de banda alta S30 como en este ejemplo utilizando un filtro de paso alto 130 con una banda de paso de 3,5-7 kHz. En tal caso, puede ser deseable reducir la frecuencia de muestreo a 7 kHz mediante muestreo descendente de la señal filtrada por un factor de 16/7. Una operación de este tipo, que se puede esperar para reducir significativamente la complejidad computacional de operaciones de procesamiento adicionales sobre la señal, desplazará la energía de banda de paso hasta la gama de 0 a 3,5 kHz sin pérdida de información.

[0029] En un microteléfono típico para la comunicación telefónica, uno o más de los transductores (es decir, el micrófono y el auricular o el altavoz) carece de una respuesta apreciable en la gama de frecuencias de 7-8 kHz. En el ejemplo de la FIGURA 4b, la porción de la señal de voz de banda ancha S10 entre 7 y 8 kHz no está incluida en la señal codificada. Otros ejemplos particulares del filtro de paso alto 130 tienen bandas de paso de 3,5 - 7,5 kHz y 3,5 - 8 kHz.

[0030] En algunas implementaciones, proporcionar una superposición entre sub-bandas como en el ejemplo de la FIGURA 4b permite la utilización de un filtro de paso bajo y/o un filtro de paso alto que tienen una atenuación progresiva suave sobre la región superpuesta. Típicamente, estos filtros son más fáciles de diseñar, menos complicados desde el punto de vista computacional y/o introducen menos retardos que los filtros con respuestas más nítidas o de "pared de ladrillo". Los filtros que tienen regiones de transición agudas tienden a tener lóbulos laterales más altos (que pueden causar solapamiento) que filtros de orden similar que tienen atenuaciones progresivas suaves. Los filtros que tienen regiones de transición agudas pueden tener también respuestas de pulso largas que pueden ocasionar artefactos de llamada. Para las implementaciones de bancos de filtros que tienen uno o más filtros IIR, permitir una atenuación progresiva suave sobre la región superpuesta puede permitir el uso de un filtro o filtros cuyos polos están más alejados del círculo unitario, lo cual puede ser importante para asegurar una implementación de punto fijo estable.

[0031] La superposición de sub-bandas permite una mezcla suave de banda baja y banda alta que puede conllevar menos artefactos audibles, solapamiento reducido y/o una transición menos notable de una banda a la otra. Además, la eficiencia de codificación del codificador de banda estrecha A120 (por ejemplo, un codificador de forma de onda) puede disminuir con una frecuencia creciente. Por ejemplo, la calidad de codificación del codificador de banda estrecha puede reducirse a bajas velocidades de bits, especialmente en presencia de ruido de fondo. En tales casos, proporcionar una superposición de las sub-bandas puede aumentar la calidad de los componentes de frecuencia reproducida en la región superpuesta.

[0032] Por otra parte, la superposición de sub-bandas permite un mezclado suave de banda baja y banda alta que puede conllevar menos artefactos audibles, un menor solapamiento, y/o una transición menos perceptible de una banda a la otra. Tal característica puede ser especialmente deseable para una implementación en la que el codificador de banda estrecha A120 y el codificador de banda A200 alta funcionan de acuerdo con diferentes metodologías de codificación. Por ejemplo, diferentes técnicas de codificación pueden producir señales que suenan bastante diferentes. Un codificador que codifica una envolvente espectral en forma de índices de libro de códigos puede producir una señal que tiene un sonido diferente al de un codificador que codifica el espectro de amplitud en su lugar. Un codificador de dominio de tiempo (por ejemplo, un codificador de modulación de código de pulsos o un codificador de PCM) puede producir una señal que tiene un sonido diferente al de un codificador de dominio de frecuencia. Un codificador que codifica una señal con una representación de la envolvente espectral y la correspondiente señal residual puede producir una señal que tiene un sonido diferente al de un codificador que codifica una señal con solo una representación de la envolvente espectral. Un codificador que codifica una señal como una representación de su forma de onda puede producir una salida que tiene un sonido diferente al de un codificador sinusoidal. En tales casos, el uso de filtros que tienen regiones de transición agudas para definir sub-bandas que no se superponen puede dar lugar a una transición abrupta y perceptiblemente perceptible entre las sub-bandas en la señal de banda ancha sintetizada.

[0033] Aunque los bancos de filtros QMF que tienen respuestas de frecuencia superpuestas complementarias se utilizan a menudo en técnicas de sub-banda, tales filtros no son adecuados para al menos algunas de las implementaciones de codificación de banda ancha descritas en el presente documento. Un banco de filtros QMF en el codificador está configurado para crear un grado significativo de solapamiento que se cancela en el banco de filtros QMF correspondiente en el descodificador. Tal disposición puede no ser apropiada para una aplicación en la que la señal incurre en una cantidad significativa de distorsión entre los bancos de filtros, ya que la distorsión puede

reducir la eficiencia de la propiedad de cancelación de solapamiento. Por ejemplo, las aplicaciones descritas en el presente documento incluyen implementaciones de codificación configuradas para operar a velocidades de bits muy bajas. Como consecuencia de la velocidad de bits muy baja, es probable que la señal descodificada aparezca significativamente distorsionada en comparación con la señal original, de tal manera que el uso de bancos de filtros QMF puede conllevar un solapamiento no calculado. Las aplicaciones que utilizan bancos de filtros QMF suelen tener velocidades de bits más altas (por ejemplo, más de 12 kbps para AMR y 64 kbps para G.722).

[0034] Además, un codificador puede estar configurado para producir una señal sintetizada que es perceptualmente similar a la señal original, pero que en realidad difiere significativamente de la señal original. Por ejemplo, un codificador que obtiene la excitación de banda alta del residuo de banda estrecha como se describe en el presente documento puede producir tal señal, ya que el residuo de banda alta real puede estar completamente ausente de la señal descodificada. El uso de los bancos de filtros QMF en tales aplicaciones puede conllevar un grado significativo de distorsión causada por un solapamiento no cancelado.

[0035] La cantidad de distorsión causada por el solapamiento QMF puede reducirse si la sub-banda afectada es estrecha, ya que el efecto del solapamiento está limitado a un ancho de banda igual al ancho de la sub-banda. Para los ejemplos que se describen en el presente documento en los que cada sub-banda incluye aproximadamente la mitad del ancho de banda de banda ancha, sin embargo, la distorsión causada por el solapamiento no cancelado podría afectar a una parte significativa de la señal. La calidad de la señal también puede verse afectada por la ubicación de la banda de frecuencia sobre la que se produce el solapamiento no cancelado. Por ejemplo, la distorsión creada cerca del centro de una señal de voz de banda ancha (por ejemplo, entre 3 y 4 kHz) puede ser mucho más objetable que la distorsión que se produce cerca de un borde de la señal (por ejemplo, por encima de 6 kHz).

[0036] Mientras que las respuestas de los filtros de un banco de filtros QMF están estrictamente relacionadas entre sí, las rutas de banda baja y banda alta de los bancos de filtros A110 y B120 puede estar configurado para tener espectros que están completamente no relacionados, aparte de la superposición de las dos sub-bandas. Definimos la superposición de las dos sub-bandas como la distancia desde el punto en el que la respuesta en frecuencia del filtro de banda alta cae a -20 dB hasta el punto en el que la respuesta en frecuencia del filtro de banda baja cae a -20 dB. En varios ejemplos del banco de filtros A110 y/o B120, esta superposición oscila entre aproximadamente 200 Hz y aproximadamente 1 kHz. La gama de aproximadamente 400 a aproximadamente 600 Hz puede representar un equilibrio deseable entre la eficiencia de codificación y la suavidad perceptual. En un ejemplo particular como se mencionó anteriormente, la superposición es de aproximadamente 500 Hz.

[0037] Puede ser deseable implementar un banco de filtros A112 y/o B 122 para realizar operaciones como se ilustra en las FIGURAS 4a y 4b en varias etapas. Por ejemplo, la FIGURA 4c muestra un diagrama de bloques de una implementación A114 del banco de filtros A112 que realiza un equivalente funcional de operaciones de filtrado y de muestreo descendente de paso alto usando una serie de operaciones de interpolación, remuestreo, decimación y otras operaciones. Tal implementación puede ser más fácil de diseñar y/o puede permitir la reutilización de bloques funcionales de lógica y/o código. Por ejemplo, puede utilizarse el mismo bloque funcional para realizar las operaciones de decimación a 14 kHz y decimación a 7 kHz como se muestra en la FIGURA 4c. La operación de inversión espectral puede implementarse multiplicando la señal por la función $e^{j\pi m}$ o la secuencia $(-1)^n$, cuyos valores alternan entre +1 y -1. La operación de conformación espectral se puede implementar como un filtro de paso bajo configurado para conformar la señal para obtener una respuesta de filtro global deseada.

[0038] Se observa que, como consecuencia de la operación de inversión espectral, el espectro de la señal de banda alta S30 se invierte. Las operaciones subsiguientes en el codificador y el descodificador correspondiente pueden configurarse en consecuencia. Por ejemplo, el generador de excitación de banda alta A300 como se describe en el presente documento puede configurarse para producir una señal de excitación de banda alta S120 que también tiene una forma espectralmente invertida.

[0039] La FIGURA 4d muestra un diagrama de bloques de una implementación B 124 del banco de filtros B122 que realiza un equivalente funcional de operaciones de muestreo ascendente y filtrado de paso alto utilizando una serie de operaciones de interpolación, remuestreo y otras operaciones. El banco de filtros B124 incluye una operación de inversión espectral en la banda alta que invierte una operación similar a la realizada, por ejemplo, en un banco de filtros del codificador tal como el banco de filtros A114. En este ejemplo particular, el banco de filtros B124 también incluye filtros de muesca en la banda baja y banda alta que atenúan un componente de la señal a 7100 Hz, aunque tales filtros son opcionales y no necesitan ser incluidos. La Solicitud de Patente "SISTEMAS, PROCEDIMIENTOS Y APARATOS PARA LA FILTRACIÓN DE SEÑALIZACIÓN DE VOZ" presentada aquí, Documento de Abogado 050551, incluye descripción adicional y figuras relacionadas con respuestas de elementos de implementaciones particulares de bancos de filtros A110 y B120 y este material se incorpora aquí como referencia.

[0040] El codificador de banda estrecha A120 se implementa de acuerdo con un modelo de filtro fuente que codifica la señal de voz de entrada como (A) un conjunto de parámetros que describen un filtro y (B) una señal de excitación que impulsa al filtro descrito para producir una reproducción sintetizada de la señal de voz de entrada. La FIGURA 5a muestra un ejemplo de una envolvente espectral de una señal de voz. Los picos que caracterizan esta envolvente

espectral representan resonancias del tracto vocal y se llaman formantes. La mayoría de los codificadores de voz codifican al menos esta estructura espectral aproximada como un conjunto de parámetros tales como coeficientes de filtro.

5 **[0041]** La FIGURA 5b muestra un ejemplo de una disposición básica de filtro de fuente según se aplica a la codificación de la envolvente espectral de la señal de banda estrecha S20. Un módulo de análisis calcula un conjunto de parámetros que caracterizan un filtro correspondiente al sonido de voz durante un período de tiempo (típicamente 20 ms). Un filtro de blanqueo (también denominado filtro de error de predicción o análisis) configurado de acuerdo con esos parámetros de filtro elimina la envolvente espectral para aplanar espectralmente la señal. La señal blanqueada resultante (también llamada residual) tiene menos energía y por lo tanto menos varianza y es más fácil de codificar que la señal de voz original. Los errores resultantes de la codificación de la señal residual también se pueden distribuir más uniformemente sobre el espectro. Los parámetros de filtro y residual son típicamente cuantificados para una transmisión eficiente a través del canal. En el descodificador, un filtro de síntesis configurado de acuerdo con los parámetros del filtro es excitado por una señal basada en el residuo para producir una versión sintetizada del sonido de voz original. El filtro de síntesis se configura típicamente para tener una función de transferencia que es la inversa de la función de transferencia del filtro de blanqueo.

20 **[0042]** La FIGURA 6 muestra un diagrama de bloques de una implementación básica A122 del codificador de banda estrecha A120. En este ejemplo, un módulo de análisis de codificación de predicción lineal (LPC) 210 codifica la envolvente espectral de la señal de banda estrecha S20 como un conjunto de coeficientes de predicción lineal (LP) (por ejemplo, coeficientes de un filtro todo-polo $1/A(z)$). El módulo de análisis típicamente procesa la señal de entrada como una serie de tramas no superpuestas, con un nuevo conjunto de coeficientes que se calcula para cada trama. El periodo de trama es en general un período sobre el cual se puede esperar que la señal sea localmente estacionaria; un ejemplo común es de 20 milisegundos (equivalente a 160 muestras a una frecuencia de muestreo de 8 kHz). En un ejemplo, el módulo de análisis LPC 210 está configurado para calcular un conjunto de diez coeficientes de filtro LP para caracterizar la estructura formante de cada trama de 20 milisegundos. También es posible implementar el módulo de análisis para procesar la señal de entrada como una serie de tramas superpuestas.

30 **[0043]** El módulo de análisis puede estar configurado para analizar las muestras de cada trama directamente, o las muestras pueden ponderarse primero de acuerdo con una función de ventanas (por ejemplo, una ventana de Hamming). El análisis también se puede realizar sobre una ventana que es más grande que la trama, como una ventana de 30 ms. Esta ventana puede ser simétrica (por ejemplo, 5-20-5, de manera que incluya los 5 milisegundos inmediatamente antes y después de la trama de 20 milisegundos) o asimétrica (por ejemplo, 10-20, de manera que incluya los últimos 10 milisegundos de la trama anterior). Un módulo de análisis LPC se configura típicamente para calcular los coeficientes del filtro LP usando una recursión Levinson-Durbin o el algoritmo Leroux-Gueguen. En otra implementación, el módulo de análisis puede estar configurado para calcular un conjunto de coeficientes cepstrales para cada trama en lugar de un conjunto de coeficientes de filtro LP.

40 **[0044]** La velocidad de salida del codificador A120 puede reducirse significativamente, con relativamente poco efecto sobre la calidad de reproducción, cuantificando los parámetros de filtro. Los coeficientes de filtro de predicción lineal son difíciles de cuantificar de manera eficiente y habitualmente se asignan a otra representación, tales como pares espectrales de línea (LSPs) o frecuencias espectrales de línea (LSF), para codificación de cuantificación y/o entropía. En el ejemplo de la FIGURA 6, la transformación 220 de coeficiente a LSF del filtro LP transforma el conjunto de coeficientes de filtro LP en un conjunto correspondiente de LSF. Otras representaciones uno a uno de los coeficientes de filtro LP incluyen coeficientes de parcor; valores de relación de registro a área; pares espectrales de imitancia (ISPs); y frecuencias espectrales de imitancia (ISFs), que se utilizan en el códec AMR-WB (Banda Ancha de Múltiples Velocidades Adaptativa) GSM (Sistema Global para Comunicaciones Móviles). Típicamente, una transformación entre un conjunto de coeficientes de filtro LP y un conjunto correspondiente de LSF es reversible, pero los modos de realización también incluyen implementaciones del codificador A120 en las que la transformación no es reversible sin error.

50 **[0045]** El cuantificador 230 está configurado para cuantificar el conjunto de LSF de banda estrecha (u otra representación de coeficiente) y el codificador de banda estrecha A122 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como los parámetros de filtro de banda estrecha S40. Dicho cuantificador incluye típicamente un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice a una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos.

60 **[0046]** Como se ve en la FIGURA 6, el codificador de banda estrecha A122 también genera una señal residual haciendo pasar la señal de banda estrecha S20 a través de un filtro de blanqueo 260 (también llamado un filtro de análisis o de error de predicción) que está configurado de acuerdo con el conjunto de coeficientes de filtro. En este ejemplo particular, el filtro de blanqueo 260 se implementa como un filtro FIR, aunque también se pueden usar implementaciones IIR. Esta señal residual típicamente contendrá información importante desde el punto de vista perceptual de la trama de voz, tal como estructura a largo plazo relacionada con el tono, que no está representada en los parámetros de filtro de banda estrecha S40. El cuantificador 270 está configurado para calcular una representación cuantificada de esta señal residual para salida como señal de excitación de banda estrecha

codificada S50. Dicho cuantificador incluye típicamente un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice a una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos. De forma alternativa, dicho cuantificador puede configurarse para enviar uno o más parámetros a partir de los cuales el vector puede generarse dinámicamente en el descodificador, en lugar de recuperarse del almacenamiento, como en un procedimiento de libro de códigos disperso. Tal procedimiento se utiliza en esquemas de codificación tales como CELP algebraico (predicción lineal de excitación de libro de códigos) y códecs tales como 3GPP2 (Asociación de Tercera Generación 2), EVRC (Código de Velocidad Variable Mejorado).

[0047] Es deseable que el codificador de banda estrecha A120 genere la señal de excitación de banda estrecha codificada de acuerdo con los mismos valores de los parámetros de filtro que estarán disponibles para el descodificador de banda estrecha correspondiente. De esta manera, la señal de excitación de banda estrecha codificada resultante puede ya tener en cuenta hasta cierto punto las no desviaciones en esos valores de parámetros, tales como el error de cuantificación. En consecuencia, es deseable configurar el filtro de blanqueo usando los mismos valores de coeficiente que estarán disponibles en el descodificador. En el ejemplo básico del codificador A122 como se muestra en la FIGURA 6, el cuantificador inverso 240 descuantifica los parámetros de codificación de banda estrecha S40, la transformación del coeficiente de filtro LSF-a-LP 250 asigna los valores resultantes nuevamente a un conjunto correspondiente de coeficientes de filtro LP y este conjunto de coeficientes se utiliza para configurar el filtro de blanqueo 260 para generar la señal residual que es cuantificada por el cuantificador 270.

[0048] Algunas implementaciones de A120 del codificador de banda estrecha están configuradas para calcular la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 mediante la identificación de uno entre un conjunto de vectores de libro de códigos que mejor coincida con la señal residual. Se observa, sin embargo, que el codificador de banda estrecha A120 también se puede implementar para calcular una representación cuantificada de la señal residual sin generar realmente la señal residual. Por ejemplo, el codificador de banda estrecha A120 puede configurarse para utilizar un número de vectores de libro de códigos para generar señales sintetizadas correspondientes (por ejemplo, de acuerdo con un conjunto actual de parámetros de filtro) y para seleccionar el vector de libro de códigos asociado con la señal generada que mejor coincida con la señal de banda estrecha original S20 en un dominio ponderado perceptualmente.

[0049] La FIGURA 7 muestra un diagrama de bloques de una implementación B 112 del descodificador de banda estrecha B110. El cuantificador inverso 310 descuantifica los parámetros de filtro de banda estrecha S40 (en este caso, a un conjunto de LSF) y la transformación de coeficiente de filtro LSF a LP 320 transforma los LSF en un conjunto de coeficientes de filtro (por ejemplo, como se ha descrito anteriormente con referencia al cuantificador inverso 240 y la transformación 250 del codificador de banda estrecha A122). El cuantificador inverso 340 descuantifica la señal residual de banda estrecha S40 para producir una señal de excitación de banda estrecha S80. Basándose en los coeficientes de filtro y en la señal de excitación de banda estrecha S80, el filtro de síntesis de banda estrecha 330 sintetiza la señal de banda estrecha S90. En otras palabras, el filtro de síntesis de banda estrecha 330 está configurado para formar espectralmente la señal de excitación de banda estrecha S80 de acuerdo con los coeficientes de filtro descuantificados para producir la señal de banda estrecha S90. El descodificador de banda estrecha B112 también proporciona una señal de excitación de banda estrecha S80 al codificador de banda alta A200, que la utiliza para obtener la señal de excitación de banda alta S120 como se describe en el presente documento. En algunas implementaciones como se describe a continuación, el descodificador de banda estrecha B110 puede configurarse para proporcionar información adicional al descodificador de banda alta B200 que se refiera a la señal de banda estrecha, tal como inclinación espectral, ganancia de tono y retardo, y modo de voz.

[0050] El sistema de codificador de banda estrecha A122 y de descodificador de banda estrecha B112 es un ejemplo básico de un códec de voz de análisis por síntesis. La codificación de predicción lineal de excitación de libro de códigos (CELP) es una familia popular de codificación de análisis por síntesis, y las implementaciones de dichos codificadores pueden realizar codificación de forma de onda del residuo, incluyendo operaciones tales como selección de entradas de libros de códigos fijos y adaptativos, operaciones de minimización de errores y/u operaciones de ponderación perceptual. Otras implementaciones de la codificación de análisis por síntesis incluyen codificación de predicción lineal de excitación mixta (MELP), CELP algebraica (ACELP), relajación CELP (RCEL), excitación de pulso regular (RPE), CELP multipulsos (MPE), y predicción lineal excitada de suma de vectores (VSELP). Los procedimientos de codificación relacionados incluyen codificación de excitación multibanda (MBE) y de interpolación de forma de onda prototípica (PWI). Entre los ejemplos de códecs de voz de análisis por síntesis normalizados se incluyen el códec de velocidad máxima de ETSI (European Telecommunications Standards Institute) -GSM (GSM 06.10), que utiliza la predicción lineal excitada residual (REL); el códec de velocidad máxima mejorado GSM (ETSI-GSM 06.60); el codificador de la norma de la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) 11,8 kb / s G.729 Anexo E; los códecs IS (Interim Standard) -641 para IS-136 (un esquema de acceso múltiple por división de tiempo); los códecs GSM de múltiples velocidades adaptativas (GSMAMR); y el códec 4GV™ (Vocoder™ de Cuarta Generación) (QUALCOMM Incorporated, San Diego, CA). El codificador de banda estrecha A120 y el descodificador B110 correspondiente pueden implementarse de acuerdo con cualquiera de estas tecnologías, o cualquier otra tecnología de codificación de voz (conocida o por desarrollar) que represente una señal de voz como (A) un conjunto de parámetros que describen un filtro y (B) una señal de excitación utilizada para accionar el filtro descrito para reproducir la señal de voz.

[0051] Incluso después de que el filtro de blanqueo haya eliminado la envolvente espectral aproximada de la señal de banda estrecha S20, puede permanecer una cantidad considerable de estructura armónica finas, especialmente para voz sonora. La FIGURA 8a muestra un gráfico espectral de un ejemplo de una señal residual, tal como puede producirse mediante un filtro de blanqueo, para una señal sonora tal como una vocal. La estructura periódica visible en este ejemplo está relacionada con el tono, y diferentes sonidos sonoros emitidos por el mismo altavoz pueden tener diferentes estructuras formantes pero estructuras de tono similares. La FIGURA 8b muestra una representación en el dominio de tiempo de un ejemplo de dicha señal residual que muestra una secuencia de pulsos de tono en el tiempo.

[0052] La eficiencia de codificación y/o la calidad de la voz pueden aumentarse utilizando uno o más valores de parámetros para codificar características de la estructura de tono. Una característica importante de la estructura del tono es la frecuencia del primer armónico (también llamada la frecuencia fundamental), que está típicamente en la gama de 60 a 400 Hz. Esta característica se codifica típicamente como la inversa de la frecuencia fundamental, también llamada el retardo del tono. El retardo de tono indica el número de muestras en un periodo de tono y puede codificarse como uno o más índices de libro de códigos. Las señales de voz de los altavoces masculinos tienden a tener mayores retardos de tono que las señales de voz de los altavoces femeninos.

[0053] Otra característica de señal relacionada con la estructura de tono es la periodicidad, la cual indica la intensidad de la estructura de tono o, en otras palabras, el grado en que la señal es armónica o no armónica. Dos indicadores típicos de periodicidad son cruces de cero y funciones de autocorrelación normalizadas (NACFs). La periodicidad también puede ser indicada por la ganancia de tono, que comúnmente se codifica como una ganancia de libro de códigos (por ejemplo, una ganancia de libro de códigos adaptativa cuantificada).

[0054] El codificador de banda estrecha A120 puede incluir uno o más módulos configurados para codificar la estructura armónica a largo plazo de la señal S20 de banda estrecha. Como se muestra en la FIGURA 9, un paradigma CELP típico que se puede usar incluye un módulo de análisis LPC de bucle abierto, que codifica las características a corto plazo o envolvente espectral aproximada, seguido por una etapa de análisis de predicción a largo plazo de ciclo cerrado, que codifica la estructura armónica o el tono fino. Las características de corto plazo se codifican como coeficientes de filtro y las características a largo plazo se codifican como valores para parámetros tales como retardo de tono y ganancia de tono. Por ejemplo, el codificador de banda estrecha A120 puede configurarse para emitir la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 en una forma que incluye uno o más índices de libro de códigos (por ejemplo, un índice de libro de códigos fijo y un índice de libro de códigos adaptativo) y valores de ganancia correspondientes. El cálculo de esta representación cuantificada de la señal residual de banda estrecha (por ejemplo, mediante el cuantificador 270) puede incluir la selección de tales índices y el cálculo de dichos valores. La codificación de la estructura de tono puede también incluir interpolación de una forma de onda de prototipo de tono, cuya operación puede incluir calcular una diferencia entre pulsos de tono sucesivos. El modelado de la estructura a largo plazo puede ser inhabilitado para tramas que corresponden a voz sorda, que típicamente es ruidosa y no estructurada.

[0055] Una implementación de descodificador de banda estrecha B110 de acuerdo con un paradigma tal como se muestra en la FIGURA 9 puede estar configurada para señal de excitación de banda estrecha de salida S80 para descodificador de banda alta B200 después de que la estructura a largo plazo (tono o estructura armónica) se haya restaurado. Por ejemplo, un descodificador de este tipo puede configurarse para emitir una señal de excitación de banda estrecha S80 como una versión descuantificada de la señal de excitación de banda estrecha codificada S50. Por supuesto, también es posible implementar el descodificador de banda estrecha B110 de tal manera que el descodificador de banda alta B200 realice la descuantificación de la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 para obtener la señal de excitación de banda estrecha S80.

[0056] En una implementación del codificador de voz de banda ancha A100 de acuerdo con un paradigma tal como se muestra en la FIGURA 9, el codificador de banda alta A200 puede estar configurado para recibir la señal de excitación de banda estrecha como la producida por el análisis a corto plazo o el filtro de blanqueo. En otras palabras, el codificador de banda estrecha A120 puede configurarse para transmitir la señal de excitación de banda estrecha al codificador de banda alta A200 antes de codificar la estructura a largo plazo. Sin embargo, es deseable que el codificador de banda alta A200 reciba del canal de banda estrecha la misma información de codificación que será recibida por el descodificador de banda alta B200, de tal manera que los parámetros de codificación producidos por el codificador de banda alta A200 ya puedan tener en cuenta hasta cierto punto las no idealidades de esa información. Por lo tanto, puede ser preferible que el codificador de banda alta A200 reconstruya la señal de excitación de banda estrecha S80 a partir de la misma señal de excitación de banda estrecha codificada parametrizada y/o cuantificada S50 para ser emitida por el codificador de voz de banda ancha A100. Una posible ventaja de este enfoque es un cálculo más preciso de los factores de ganancia de banda alta S60b descritos a continuación.

[0057] Además de los parámetros que caracterizan la estructura a corto plazo y / o largo plazo de la señal de banda estrecha S20, el codificador de banda estrecha A120 puede producir valores de parámetros que se refieren a otras características de señal de banda estrecha S20. Estos valores, que pueden cuantificarse adecuadamente para la

- 5 salida mediante el codificador de voz de banda ancha A100, pueden incluirse entre los parámetros de filtro de banda estrecha S40 o se pueden emitir por separado. El codificador de banda alta A200 también se puede configurar para calcular los parámetros de codificación de banda alta S60 de acuerdo con uno o más de estos parámetros adicionales (por ejemplo, después de la descuantificación). En el descodificador de voz de banda ancha B100, el descodificador de banda alta B200 puede configurarse para recibir los valores de los parámetros a través del descodificador de banda estrecha B110 (por ejemplo, después de la descuantificación). De forma alternativa, el descodificador de banda alta B200 puede configurarse para recibir (y posiblemente para descuantificar) los valores de los parámetros directamente.
- 10 **[0058]** En un ejemplo de parámetros adicionales de codificación de banda estrecha, el codificador de banda estrecha A120 produce valores para los parámetros de modo de voz e inclinación espectral para cada trama. La inclinación espectral se refiere a la forma de la envolvente espectral sobre la banda de paso y está típicamente representada por el primer coeficiente de reflexión cuantificado. Para la mayoría de los sonidos sonoros, la energía espectral disminuye con el aumento de la frecuencia, de manera que el primer coeficiente de reflexión es negativo y puede aproximarse a -1. La mayoría de los sonidos sordos tienen un espectro que es plano, de modo que el primer coeficiente de reflexión es cercano a cero, o tiene más energía a altas frecuencias, de tal manera que el primer coeficiente de reflexión es positivo y puede aproximarse a +1.
- 15 **[0059]** El modo de voz (también llamado modo de sonoridad) indica si la trama actual representa voz sonora o sorda. Este parámetro puede tener un valor binario basado en una o más medidas de periodicidad (por ejemplo, cruces por cero, NACF, ganancia de tono) y/o actividad de voz para la trama, tal como una relación entre tal medida y un valor de umbral. En otras implementaciones, el parámetro de modo de voz tiene uno o más estados diferentes para indicar modos tales como silencio o ruido de fondo, o una transición entre el silencio y la voz sonora.
- 20 **[0060]** El codificador de banda alta A200 está configurado para codificar la señal de banda alta S30 de acuerdo con un modelo de filtro de fuente, estando la excitación para este filtro basada en la señal de excitación de banda estrecha codificada. La FIGURA 10 muestra un diagrama de bloques de una implementación A202 del codificador de banda alta A200 que está configurado para producir un flujo de parámetros de codificación de banda alta S60 que incluye parámetros de filtro de banda alta S60a y factores de ganancia de banda alta S60b. El generador de excitación de banda alta A300 obtiene una señal de excitación de banda alta S120 a partir de la señal de excitación de banda estrecha codificada S50. El módulo de análisis A210 produce un conjunto de valores de parámetros que caracterizan la envolvente espectral de la señal de banda alta S30. En este ejemplo particular, el módulo de análisis A210 está configurado para realizar análisis LPC para producir un conjunto de coeficientes de filtro LP para cada trama de señal de banda alta S30. La transformación 410 del coeficiente de filtro de predicción lineal a LSF transforma el conjunto de coeficientes de filtro LP en un conjunto correspondiente de LSF. Como se ha indicado anteriormente con referencia al módulo de análisis 210 y la transformación 220, el módulo de análisis A210 y/o transformación 410 puede configurarse para utilizar otros conjuntos de coeficientes (por ejemplo, coeficientes cepstrales) y/o representaciones de coeficientes (por ejemplo, ISP).
- 25 **[0061]** El cuantificador 420 está configurado para cuantificar el conjunto de LSF de banda alta (u otra representación de coeficiente, tal como ISP), y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como los parámetros de filtro de banda alta S60a. Dicho cuantificador incluye típicamente un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice a una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos.
- 30 **[0062]** El codificador de banda alta A202 también incluye un filtro de síntesis A202 configurado para producir una señal de banda alta sintetizada S130 de acuerdo con la señal de excitación de banda alta S120 y la envolvente espectral codificada (por ejemplo, el conjunto de coeficientes de filtro LP) producido por el módulo de análisis A210. El filtro de síntesis A220 se implementa típicamente como un filtro IIR, aunque también se pueden usar implementaciones FIR. En un ejemplo particular, el filtro de síntesis A220 se implementa como un filtro autorregresivo lineal de sexto orden.
- 35 **[0063]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 calcula una o más diferencias entre los niveles de la señal de banda alta original S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 para especificar una envolvente de ganancia para la trama. El cuantificador 430, que puede implementarse como un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice para una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos, cuantifica el valor o valores que especifican la envolvente de ganancia y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como factores de ganancia de banda alta S60b.
- 40 **[0064]** En una implementación tal como se muestra en la FIGURA 10, el filtro de síntesis A220 está dispuesto para recibir los coeficientes de filtro del módulo de análisis A210. Una implementación alternativa del codificador de banda alta A202 incluye un cuantificador inverso y una transformación inversa configurada para descodificar los coeficientes de filtro de los parámetros de filtro de banda alta S60a, y en este caso el filtro de síntesis A220 está dispuesto para recibir en su lugar los coeficientes de filtro descodificados. Dicha disposición alternativa puede soportar un cálculo más preciso de la envolvente de la envolvente de ganancia mediante el calculador de ganancia de banda alta A230.
- 45 **[0065]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 calcula una o más diferencias entre los niveles de la señal de banda alta original S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 para especificar una envolvente de ganancia para la trama. El cuantificador 430, que puede implementarse como un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice para una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos, cuantifica el valor o valores que especifican la envolvente de ganancia y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como factores de ganancia de banda alta S60b.
- 50 **[0066]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 calcula una o más diferencias entre los niveles de la señal de banda alta original S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 para especificar una envolvente de ganancia para la trama. El cuantificador 430, que puede implementarse como un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice para una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos, cuantifica el valor o valores que especifican la envolvente de ganancia y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como factores de ganancia de banda alta S60b.
- 55 **[0067]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 calcula una o más diferencias entre los niveles de la señal de banda alta original S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 para especificar una envolvente de ganancia para la trama. El cuantificador 430, que puede implementarse como un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice para una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos, cuantifica el valor o valores que especifican la envolvente de ganancia y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como factores de ganancia de banda alta S60b.
- 60 **[0068]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 calcula una o más diferencias entre los niveles de la señal de banda alta original S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 para especificar una envolvente de ganancia para la trama. El cuantificador 430, que puede implementarse como un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice para una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos, cuantifica el valor o valores que especifican la envolvente de ganancia y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como factores de ganancia de banda alta S60b.
- 65 **[0069]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 calcula una o más diferencias entre los niveles de la señal de banda alta original S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 para especificar una envolvente de ganancia para la trama. El cuantificador 430, que puede implementarse como un cuantificador vectorial que codifica el vector de entrada como un índice para una entrada de vector correspondiente en una tabla o libro de códigos, cuantifica el valor o valores que especifican la envolvente de ganancia y el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir el resultado de esta cuantificación como factores de ganancia de banda alta S60b.

[0065] En un ejemplo particular, el módulo de análisis A210 y el calculador de ganancia de banda alta A230 emiten un conjunto de seis LSF y un conjunto de cinco valores de ganancia por trama, respectivamente, de tal manera que puede conseguirse una ampliación de banda ancha de la señal de banda estrecha S20 con solo once valores adicionales por trama. El oído tiende a ser menos sensible a los errores de frecuencia a altas frecuencias, de modo que la codificación de banda alta a un orden de LPC bajo puede producir una señal que tiene una calidad perceptual comparable a la codificación de banda estrecha a un orden de LPC más alto. Una implementación típica del codificador de banda alta A200 puede configurarse para emitir de 8 a 12 bits por trama para la reconstrucción de alta calidad de la envolvente espectral y otros 8 a 12 bits por trama para una reconstrucción de alta calidad de la envolvente temporal. En otro ejemplo particular, el módulo de análisis A210 emite un conjunto de ocho LSF por trama.

[0066] Algunas implementaciones de codificador de banda alta A200 están configuradas para producir la señal de excitación de banda alta S120 mediante la generación de una señal de ruido aleatorio que tiene componentes de frecuencia de banda alta y modulación de amplitud de la señal de ruido de acuerdo con la envolvente de dominio de tiempo de la señal de banda estrecha S20, la señal de excitación de banda estrecha S80 o la señal de banda alta S30. Si bien este procedimiento basado en el ruido puede producir resultados adecuados para los sonidos sordos, sin embargo, puede no ser deseable para sonidos sonoros, cuyos residuos son en general armónicos y, por consiguiente, tienen alguna estructura periódica.

[0067] El generador de excitación de banda alta A300 está configurado para generar una señal de excitación de banda alta S120 ampliando el espectro de la señal de excitación de banda estrecha S80 a la gama de frecuencias de banda alta. La FIGURA 11 muestra un diagrama de bloques de una implementación A302 del generador de excitación de banda alta A300. El cuantificador inverso 450 está configurado para descuantificar la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 para producir la señal de excitación de banda estrecha S80. El amplificador de espectro A400 está configurado para producir una señal ampliada armónicamente S160 basada en la señal de excitación de banda estrecha S80. El combinador 470 está configurado para combinar una señal de ruido aleatoria generada por el generador de ruido 480 y una envolvente de dominio de tiempo calculada por el calculador de envolvente 460 para producir una señal de ruido modulada S170. El combinador 490 está configurado para mezclar la señal ampliada armónicamente S60 y la señal de ruido modulada S170 para producir una señal de excitación de banda alta S120.

[0068] En un ejemplo, el amplificador de espectro A400 está configurado para realizar una operación de plegado espectral (también llamado reflexión) en señal de excitación de banda estrecha S80 para producir la señal armónicamente ampliada S160. El plegado espectral puede realizarse mediante la señal de excitación de relleno cero S80 y después aplicar un filtro de paso alto para retener el solapamiento. En otro ejemplo, el amplificador de espectro A400 está configurado para producir una señal ampliada armónicamente S160 mediante la traslación espectral de la señal de excitación de banda estrecha S80 a la banda alta (por ejemplo, mediante un muestreo seguido por una multiplicación con una señal de coseno de frecuencia constante).

[0069] Los procedimientos de plegado y de traducción espectrales pueden producir señales ampliada espectralmente cuya estructura armónica es discontinua con la estructura armónica original de la señal de excitación de banda estrecha S80 en fase y/o frecuencia. Por ejemplo, tales procedimientos pueden producir señales que tienen picos que en general no están localizados en múltiplos de la frecuencia fundamental, lo cual puede ocasionar artefactos de resonancia acústica en la señal de voz reconstruida. Estos procedimientos también tienden a producir armónicos de alta frecuencia que tienen características tonales anormalmente intensas. Además, debido a que se puede muestrear una señal PSTN a 8 kHz pero con banda limitada a no más de 3400 Hz, el espectro superior de la señal de excitación de banda estrecha S80 puede contener poca o ninguna energía, de modo que una señal ampliada generada de acuerdo con una operación de plegado espectral o traducción espectral puede tener un orificio espectral superior a 3400 Hz.

[0070] Otros procedimientos de generación de señal armónicamente ampliada S160 incluyen la identificación de una o más frecuencias fundamentales de la señal de excitación de banda estrecha S80 y la generación de tonos armónicos de acuerdo con esa información. Por ejemplo, la estructura armónica de una señal de excitación puede caracterizarse por la frecuencia fundamental junto con la información de amplitud y fase. Otra implementación del generador de excitación de banda alta A300 genera una señal ampliada armónicamente S160 basada en la frecuencia y amplitud fundamental (como se indica, por ejemplo, mediante el retardo de tono y la ganancia de tono). A menos que la señal ampliada armónicamente sea coherente con la fase con la señal de excitación de banda estrecha S80, sin embargo, la calidad de la voz descodificado resultante puede no ser aceptable.

[0071] Una función no lineal puede ser utilizada para crear una señal de excitación de banda alta que sea coherente en fase con la excitación de banda estrecha y preserve la estructura armónica sin discontinuidad de fase. Una función no lineal también puede proporcionar un mayor nivel de ruido entre los armónicos de alta frecuencia, que tienden a sonar más naturales que los armónicos de alta frecuencia tonales producidos mediante procedimientos tales como el plegamiento espectral y la traducción espectral. Las funciones no lineales sin memoria típicas que pueden aplicarse mediante varias implementaciones del amplificador de espectro A400 incluyen la función de valor

absoluto (también llamada rectificación de onda completa), rectificación de onda media, cuadratura, cubicación y recorte. Otras implementaciones del amplificador de espectro A400 pueden configurarse para aplicar una función no lineal que tiene memoria.

5 **[0072]** La FIGURA 12 es un diagrama de bloques de una implementación A402 del amplificador de espectro A400 que está configurado para aplicar una función no lineal para ampliar el espectro de la señal de excitación de banda estrecha S80. El muestreador ascendente 510 está configurado para realizar un muestreo ascendente de la señal de excitación de banda estrecha S80. Puede ser deseable muestrear la señal lo suficiente como para minimizar el solapamiento tras la aplicación de la función no lineal. En un ejemplo particular, el muestreador ascendente 510 realiza un muestreo ascendente de la señal por un factor de ocho. El muestreador ascendente 510 puede configurarse para realizar la operación de muestreo ascendente mediante relleno cero de la señal de entrada y el filtrado de paso bajo del resultado. El calculador de función no lineal 520 está configurado para aplicar una función no lineal a la señal muestreada ascendentemente. Una posible ventaja de la función de valor absoluto sobre otras funciones no lineales para la ampliación espectral, como la cuadratura, es que no es necesaria la normalización de energía. En algunas implementaciones, la función de valor absoluto puede aplicarse eficientemente mediante la separación o borrado del bit de signo de cada muestra. El calculador de función no lineal 520 también se puede configurar para realizar una distorsión de amplitud de la señal muestreada ascendentemente o ampliada espectralmente.

20 **[0073]** El muestreador descendente 530 está configurado para muestrear descendentemente el resultado espectralmente ampliado de la aplicación de la función no lineal. Puede ser deseable que el muestreador descendente 530 realice una operación de filtrado de paso de banda para seleccionar una banda de frecuencias deseada de la señal ampliada espectralmente antes de reducir la frecuencia de muestreo (por ejemplo, para reducir o evitar solapamiento o corrupción mediante una imagen no deseada). También puede ser deseable que el muestreador descendente 530 reduzca la frecuencia de muestreo en más de una etapa.

30 **[0074]** La FIGURA 12a es un diagrama que muestra los espectros de señal en varios puntos en un ejemplo de una operación de ampliación espectral, en la que la escala de frecuencia es la misma a través de las diversas tramas. El gráfico (a) muestra el espectro de un ejemplo de señal de excitación de banda estrecha S80. El gráfico (b) muestra el espectro después de que la señal S80 se haya muestreado ascendentemente por un factor de ocho. El gráfico (c) muestra un ejemplo del espectro ampliado después de la aplicación de una función no lineal. El gráfico (d) muestra el espectro después del filtrado de paso bajo. En este ejemplo, la banda de paso se extiende hasta el límite de frecuencia superior de la señal de banda alta S30 (por ejemplo, 7 kHz u 8 kHz).

35 **[0075]** El gráfico (e) muestra el espectro después de una primera etapa de muestreo descendente, en la que la frecuencia de muestreo se reduce en un factor de cuatro para obtener una señal de banda ancha. El gráfico (f) muestra el espectro después de una operación de filtrado de paso alto para seleccionar la porción de banda alta de la señal ampliada, y el gráfico (g) muestra el espectro después de una segunda etapa de muestreo, en el que la frecuencia de muestreo se reduce en un factor de dos. En un ejemplo particular, el muestreador descendente 530 realiza el filtrado de paso alto y la segunda etapa de muestreo descendente haciendo pasar la señal de banda ancha a través del filtro de paso alto 130 y el muestreador descendente 140 del banco de filtros A112 (u otras estructuras o rutinas que tengan la misma respuesta) para producir una señal ampliada espectralmente que tenga la gama de frecuencias y la frecuencia de muestreo de la señal de banda alta S30.

45 **[0076]** Como puede verse en la parcela (g), el muestreo descendente de la señal de paso alto mostrada en la parcela (f) provoca la inversión de su espectro. En este ejemplo, el muestreador descendente 530 está configurado también para realizar una operación de inversión espectral sobre la señal. El gráfico (h) muestra un resultado de la aplicación de la operación de desplazamiento espectral, que puede realizarse multiplicando la señal por la función $e^{j\pi n}$ o la secuencia $(-1)^n$, cuyos valores alternan entre +1 y -1. Una operación de este tipo es equivalente a desplazar el espectro digital de la señal en el dominio de la frecuencia en una distancia de π . Se observa que el mismo resultado puede obtenerse también aplicando las operaciones de muestreo descendente e inversión espectral en un orden diferente. Las operaciones de muestreo ascendente y/o muestreo descendente también pueden configurarse para incluir el remuestreo para obtener una señal ampliada espectralmente que tenga la frecuencia de muestreo de la señal de banda alta S30 (por ejemplo, 7 kHz).

55 **[0077]** Como se señaló anteriormente, los bancos de filtros A110 y B120 se pueden implementar de tal manera que uno o ambas de las señales de banda estrecha y de banda alta S20, S30 tenga una forma espectralmente invertida en la salida del banco de filtros A110, se codifique y descodifique en la forma espectralmente invertida y se invierta espectralmente de nuevo en el banco de filtros B120 antes de ser emitida en señal de voz de banda ancha S110. En tal caso, por supuesto, no sería necesaria una operación de vuelco espectral como se muestra en la FIGURA 12a, ya que sería deseable que la señal de excitación de banda alta S120 tuviera también una forma espectral invertida.

65 **[0078]** Las diversas tareas de muestreo ascendente y de muestreo descendente de una operación de ampliación espectral como la realizada por el espectro A402 amplificador pueden estar configuradas y dispuestas de muchas maneras diferentes. Por ejemplo, la FIGURA 12b es un diagrama que muestra los espectros de señal en varios puntos en otro ejemplo de una operación de ampliación espectral, donde la escala de frecuencia es la misma a

través de las diversas tramas. El gráfico (a) muestra el espectro de un ejemplo de señal de excitación de banda estrecha S80. El gráfico (b) muestra el espectro después de que la señal S80 se haya muestreado ascendientemente por un factor de dos. El gráfico (c) muestra un ejemplo del espectro ampliado después de la aplicación de una función no lineal. En este caso, el solapamiento que puede ocurrir en las frecuencias más altas es aceptado.

[0079] El gráfico (d) muestra el espectro después de una operación de inversión espectral. El gráfico (e) muestra el espectro después de una única etapa de muestreo descendente, en la que la frecuencia de muestreo se reduce en un factor de dos para obtener la señal ampliada espectralmente deseada. En este ejemplo, la señal está en forma espectralmente invertida y puede utilizarse en una implementación del codificador de banda alta A200 que procesa la señal de banda alta S30 de tal forma.

[0080] La señal ampliada espectralmente producida por el calculador de función no lineal 520 es probable que tenga una pendiente pronunciada en amplitud a medida que aumenta la frecuencia. El amplificador espectral A402 incluye un aplanador espectral 540 configurado para realizar una operación de blanqueo sobre la señal muestreada descendientemente. El aplanador espectral 540 puede estar configurado para realizar una operación de blanqueo fijo o para realizar una operación de blanqueo adaptativo. En un ejemplo particular de blanqueo adaptativo, el aplanador espectral 540 incluye un módulo de análisis LPC configurado para calcular un conjunto de cuatro coeficientes de filtro a partir de la señal muestreo descendente y un filtro de análisis de cuarto orden configurado para blanquear la señal de acuerdo con esos coeficientes. Entre otras implementaciones del amplificador de espectro A400 se incluyen configuraciones en las que el aplanador espectral 540 funciona sobre la señal ampliada espectralmente antes del muestreador descendente 530.

[0081] El generador de excitación de banda alta A300 puede implementarse para emitir la señal ampliada armónicamente 160 como señal de excitación de banda alta S120. En algunos casos, sin embargo, usar solamente una señal ampliada armónicamente como excitación de banda alta puede dar como resultado artefactos audibles. La estructura armónica de la voz es en general menos pronunciada en la banda alta que en la banda baja, y el uso de demasiada estructura armónica en la señal de excitación de banda alta puede dar como resultado un sonido de zumbido. Este artefacto puede ser especialmente notable en las señales de voz de los hablantes femeninos.

[0082] Entre los modos de realización se incluyen implementaciones del generador de excitación de banda alta A300 que están configuradas para mezclar la señal ampliada armónicamente S160 con una señal de ruido. Como se muestra en la FIGURA 11, el generador de excitación de banda alta A302 incluye un generador de ruido 480 que está configurado para producir una señal de ruido aleatorio. En un ejemplo, el generador de ruido 480 está configurado para producir una señal de ruido pseudoaleatorio blanco de variación de unidad, aunque en otras implementaciones la señal de ruido no necesita ser blanca y puede tener una densidad de potencia que varía con la frecuencia. Puede ser deseable que el generador de ruido 480 esté configurado para emitir la señal de ruido como una función determinista tal que su estado pueda duplicarse en el descodificador. Por ejemplo, el generador de ruido 480 puede configurarse para emitir la señal de ruido como una función determinista de la información codificada anteriormente dentro de la misma trama, tal como los parámetros de filtro de banda estrecha S40 y/o la señal de excitación de banda estrecha codificada S50.

[0083] Antes de ser mezclada con la señal armónicamente ampliada S160, la señal de ruido aleatorio producido por el generador de ruido 480 puede ser modulada en amplitud para tener una envolvente de dominio de tiempo que se aproxime a la distribución de energía en el tiempo de señal de banda estrecha S20, señal de banda alta S30, señal de excitación de banda estrecha S80, o señal ampliada armónicamente S160. Como se muestra en la FIGURA 11, el generador de excitación de banda alta A302 incluye un combinador 470 configurado para modular en amplitud la señal de ruido producida por el generador de ruido 480 de acuerdo con una envolvente de dominio de tiempo calculada mediante el calculador de envolvente 460. Por ejemplo, el combinador 470 puede implementarse como un multiplicador dispuesto para escalar la salida del generador de ruido 480 de acuerdo con la envolvente de dominio de tiempo calculada mediante el calculador de envolvente 460 para producir la señal de ruido modulada S170.

[0084] En una implementación A304 del generador de excitación de banda alta, como se muestra en el diagrama de bloques de la FIGURA 13, el calculador de envolvente 460 está dispuesto para calcular la envolvente de la señal armónicamente ampliada S160. En una implementación A306 del generador de excitación de banda alta A302, como se muestra en el diagrama de bloques de la FIGURA 14, el calculador de envolvente 460 está dispuesto para calcular la envolvente de la señal de excitación de banda estrecha S80. Otras implementaciones del generador de excitación de banda alta A302 pueden estar configuradas de otro modo para añadir ruido a la señal ampliada armónicamente S160 de acuerdo con las posiciones de los pulsos de tono de banda estrecha en el tiempo.

[0085] El calculador de envolvente 460 puede configurarse para realizar un cálculo de envolvente como una tarea que incluye una serie de subtareas. La FIGURA 15 muestra un diagrama de flujo de un ejemplo T100 de tal tarea. La subtarea T110 calcula el cuadrado de cada muestra de la trama de la señal cuya envolvente tiene que modelarse (por ejemplo, la señal de excitación de banda estrecha S80 o la señal ampliada armónicamente S160) para producir una secuencia de valores cuadrados. La subtarea T120 realiza una operación de suavizado en la secuencia de valores cuadrados. En un ejemplo, la subtarea T120 aplica un filtro de paso bajo IIR de primer orden a la secuencia de acuerdo con la expresión

$$y(n) = ax(n) + (1 - a)y(n - 1), \quad (1)$$

5 donde x es la entrada del filtro, y es la salida del filtro, n es un índice de dominio de tiempo y a es un coeficiente de suavizado que tiene un valor entre 0,5 y 1. El valor del coeficiente de suavizado a puede ser fijo o, en una implementación alternativa, puede ser adaptativo de acuerdo con una indicación de ruido en la señal de entrada, de modo que a está más próximo a 1 en ausencia de ruido y más próximo a 0,5 en presencia de ruido. La subtarea T130 aplica una función de raíz cuadrada a cada muestra de la secuencia suavizada para producir la envolvente de dominio de tiempo.

10 **[0086]** Tal implementación del calculador de envolvente 460 puede estar configurado para realizar las diversas subtarefas de la tarea T100 en serie y/o paralelo. En otras implementaciones de la tarea T100, la subtarea T110 puede estar precedida por una operación de paso de banda configurada para seleccionar una porción de frecuencia deseada de la señal cuya envolvente tiene que modelarse, tal como la gama de 3-4 kHz.

15 **[0087]** El combinador 490 está configurado para mezclar la señal ampliada armónicamente S160 y la señal de ruido modulado S170 para producir la señal de excitación de banda alta S120. Las implementaciones del combinador 490 pueden configurarse, por ejemplo, para calcular la señal de excitación de banda alta S120 como una suma de la señal S160 ampliada armónicamente y la señal de ruido modulada S170. Dicha implementación del combinador 490 puede configurarse para calcular la señal de excitación de banda alta S120 como una suma ponderada aplicando un factor de ponderación a la señal ampliada armónicamente S160 y/o a la señal de ruido modulada S170 antes de la suma. Cada uno de estos factores de ponderación puede calcularse de acuerdo con uno o más criterios y puede ser un valor fijo o, de forma alternativa, un valor adaptativo que se calcula sobre la base de trama a trama o subtrama a subtrama.

25 **[0088]** La FIGURA 16 muestra un diagrama de bloques de una implementación 492 del combinador 490 que está configurada para calcular la señal de excitación de banda alta S120 como una suma ponderada de la señal ampliada armónicamente S160 y la señal de ruido modulada S170. El combinador 492 está configurado para ponderar la señal ampliada armónicamente S160 de acuerdo con el factor de ponderación de armónicos S 180, con la señal de ruido modulada en ponderación S170 de acuerdo con el factor de ponderación de ruido S190, y para emitir la señal de excitación de banda alta S120 como suma de las señales ponderadas. En este ejemplo, el combinador 492 incluye un calculador de factor de ponderación 550 que está configurado para calcular el factor de ponderación de armónicos S180 y el factor de ponderación de ruido S190.

30 **[0089]** El calculador de factor de ponderación 550 puede estar configurado para calcular los factores de ponderación S180 y S190 de acuerdo con una relación deseada de contenido armónico a contenido de ruido en la señal de excitación de banda alta S120. Por ejemplo, puede ser deseable que el combinador 492 produzca señal de excitación de banda alta S120 para tener una relación de energía armónica a energía de ruido similar a la de señal de banda alta S30. En algunas implementaciones del calculador de factor de ponderación 550, los factores de ponderación S180, S190 se calculan de acuerdo con uno o más parámetros relativos a una periodicidad de la señal de banda estrecha S20 o de la señal residual de banda estrecha, tal como la ganancia de tono y/o el modo de voz. Dicha implementación del calculador de factor de ponderación 550 puede configurarse para asignar un valor al factor de ponderación de armónicos S180 que sea proporcional a la ganancia de tono, por ejemplo, y/o asignar un valor más alto al factor de ponderación de ruido S190 para las señales de voz sordas que para señales de voz sonoras.

45 **[0090]** En otras implementaciones, el calculador de factor de ponderación 550 está configurado para calcular valores para el factor de ponderación de armónicos S180 y/o factor de ponderación de ruido S190 de acuerdo con una medida de periodicidad de la señal de banda alta S30. En un ejemplo de este tipo, el calculador de factor de ponderación 550 calcula el factor de ponderación de armónicos S180 como el valor máximo del coeficiente de autocorrelación de la señal de banda alta S30 para la trama o subtrama actual, donde la autocorrelación se realiza en un intervalo de búsqueda que incluye un retardo de un retardo de tono y no incluye un retardo de cero muestras. La FIGURA 17 muestra un ejemplo de tal intervalo de búsqueda de longitud n muestras que está centrado alrededor de un retardo de un retardo de tono y tiene una anchura no mayor que un retardo de tono.

50 **[0091]** La FIGURA 17 muestra también un ejemplo de otro enfoque en el que el calculador de factor de ponderación 550 calcula una medida de la periodicidad de la señal de banda alta S30 en varias etapas. En una primera etapa, la trama actual se divide en un número de subtramas, y el retardo para el cual el coeficiente de autocorrelación es máximo se identifica por separado para cada subtrama. Como se mencionó anteriormente, la autocorrelación se realiza en un intervalo de búsqueda que incluye un retardo de un retardo de tono y no incluye un retardo de muestras cero.

60 **[0092]** En una segunda etapa, una trama retardada se construye aplicando el correspondiente retardo identificado a cada subtrama, concatenando las subtramas resultantes para construir una trama retardada de manera óptima, y calculando el factor de ponderación de armónicos S180 como el coeficiente de correlación entre la trama original y la

trama óptimamente retardada. En otra alternativa, el calculador de factor de ponderación 550 calcula el factor de ponderación de armónicos S180 como un promedio de los coeficientes de autocorrelación máximos obtenidos en la primera etapa para cada subtrama. Las implementaciones del calculador de factor de ponderación 550 también pueden configurarse para escalar el coeficiente de correlación, y/o para combinarlo con otro valor, para calcular el valor para el factor de ponderación de armónicos S180.

[0093] Puede ser deseable para el calculador de factor de ponderación 550 calcular una medida de periodicidad de la señal de banda alta S30 solo en casos en que, de otro modo, se indique una presencia de periodicidad en la trama. Por ejemplo, el calculador de factor de ponderación 550 puede configurarse para calcular una medida de periodicidad de la señal de banda alta S30 de acuerdo con una relación entre otro indicador de periodicidad de la trama actual, tal como ganancia de tono y un valor de umbral. En un ejemplo, el calculador de factor de ponderación 550 está configurado para realizar una operación de autocorrelación en la señal de banda alta S30 solo si la ganancia de tono de la trama (por ejemplo, la ganancia de libro de códigos adaptativo del residuo de banda estrecha) tiene un valor de más de 0,5 (de forma alternativa, al menos 0,5). En otro ejemplo, el calculador de factor de ponderación 550 está configurado para realizar una operación de autocorrelación en la señal de banda alta S30 solo para tramas que tienen estados particulares de modo de voz (por ejemplo, solo para señales sonoras). En tales casos, el calculador de factor de ponderación 550 puede configurarse para asignar un factor de ponderación predeterminado para tramas que tengan otros estados de modo de voz y/o menores valores de ganancia de tono.

[0094] Los modos de realización incluyen implementaciones adicionales del calculador de factor de ponderación 550 que están configuradas para calcular factores de ponderación de acuerdo con características distintas o además de la periodicidad. Por ejemplo, tal implementación puede configurarse para asignar un valor más alto al factor de ganancia de ruido S190 para las señales de voz que tienen un retardo de tono grande que para las señales de voz que tienen un retardo de tono pequeño. Otra implementación de este tipo de calculador de factor de ponderación 550 está configurada para determinar una medida de armonicidad de la señal de voz de banda ancha S10, o de la señal de banda alta S30, de acuerdo con una medida de la energía de la señal en múltiplos de la frecuencia fundamental con respecto a la energía de la señal en otros componentes de frecuencia.

[0095] Algunas implementaciones de codificador de voz de banda ancha A100 están configuradas para emitir una indicación de periodicidad o armonicidad (por ejemplo, un indicador de un bit que indica si la trama es armónica o no armónica) en función de la ganancia de tono y/u otra medida de periodicidad o armonicidad como se describe en el presente documento. En un ejemplo, un descodificador de voz de banda ancha B100 correspondiente utiliza esta indicación para configurar una operación tal como el cálculo del factor de ponderación. En otro ejemplo, tal indicación se usa en el codificador y/o descodificador para calcular un valor para un parámetro de modo de voz.

[0096] Puede ser deseable para el generador de excitación de banda alta A302 generar la señal de excitación de banda alta S120 tal que la energía de la señal de excitación no se vea sustancialmente afectada por los valores particulares de factores de ponderación S180 y S190. En tal caso, el calculador de factor de ponderación 550 puede configurarse para calcular un valor para el factor de ponderación de armónicos S180 o para el factor de ponderación de ruido S190 (o para recibir dicho valor del almacenamiento u otro elemento del codificador de banda alta A200) para obtener un valor para el otro factor de ponderación de acuerdo con una expresión tal como

$$(W_{\text{harmonic}})^2 + (W_{\text{noise}})^2 = 1, \quad (2)$$

donde el $W_{\text{armónico}}$ indica el factor de ponderación de armónicos S180 y el W_{ruido} indica el factor de ponderación de ruido S190. De forma alternativa, el calculador de factor de ponderación 550 puede configurarse para seleccionar, de acuerdo con un valor de una medida de periodicidad para la trama o subtrama actual, uno correspondiente entre una pluralidad de pares de factores de ponderación S180, S190, donde los pares se precálculan para satisfacer una relación de energía constante tal como la expresión (2). Para una implementación del calculador de factor de ponderación 550 en la que se observa la expresión (2), los valores típicos para el factor de ponderación de armónicos S180 oscilan entre aproximadamente 0,7 y aproximadamente 1,0 y los valores típicos para el factor de ponderación de ruido S190 oscilan entre aproximadamente 0,1 y aproximadamente 0,7. Otras implementaciones del calculador de factor de ponderación 550 pueden configurarse para funcionar de acuerdo con una versión de la expresión (2) que se modifica de acuerdo con una ponderación de línea de base deseada entre la señal ampliada armónicamente S160 y la señal de ruido modulada S170.

[0097] Los artefactos pueden ocurrir en una señal de voz sintetizada cuando un libro de códigos disperso (uno cuyas entradas son en su mayoría valores cero) se ha utilizado para calcular la representación cuantificada del residuo. La dispersión del libro de códigos se produce especialmente cuando la señal de banda estrecha se codifica a una velocidad de bits baja. Los artefactos causados por la dispersión del libro de códigos son típicamente cuasi periódicos en el tiempo y se producen principalmente por encima de 3 kHz. Debido a que el oído humano tiene mejor resolución de tiempo a frecuencias más altas, estos artefactos pueden ser más evidentes en la banda alta.

[0098] Los modos de realización incluyen implementaciones del generador de excitación de banda alta A300 que

están configuradas para realizar un filtrado anti-dispersión. La FIGURA 18 muestra un diagrama de bloques de una implementación A312 del generador de excitación de banda alta A302 que incluye un filtro anti-dispersión 600 dispuesto para filtrar la señal de excitación de banda estrecha descuantificada producida por el cuantificador inverso 450. La FIGURA 19 muestra un diagrama de bloques de una implementación A314 del generador de excitación de banda alta A302 que incluye un filtro anti-dispersión 600 dispuesto para filtrar la señal ampliada espectralmente producida por el amplificador de espectro A400. La FIGURA 20 muestra un diagrama de bloques de una implementación A316 del generador de excitación de banda alta A302 que incluye un filtro anti-dispersión 600 dispuesto para filtrar la salida del combinador 490 para producir una señal de excitación de banda alta S120. Por supuesto, se contemplan las implementaciones del generador de excitación de banda alta A300 que combinan las características de cualquiera de las implementaciones A304 y A306 con las características de cualquiera de las implementaciones A312, A314 y A316 y el presente documento se divulgan explícitamente. El filtro anti-dispersión 600 también puede estar dispuesto dentro del amplificador de espectro A400: por ejemplo, después de cualquiera de los elementos 510, 520, 530 y 540 en el amplificador de espectro A402. Se observa expresamente que el filtro anti-dispersión 600 también puede usarse con implementaciones del amplificador de espectro A400 que realizan plegado espectral, traducción espectral o ampliación armónica.

[0099] El filtro de antidispersión 600 puede estar configurado para alterar la fase de su señal de entrada. Por ejemplo, puede ser deseable que el filtro anti-dispersión 600 esté configurado y dispuesto de tal manera que la fase de la señal de excitación de banda alta S120 sea aleatoria, o esté de otra manera distribuida de manera más uniforme, con el tiempo. También puede ser deseable que la respuesta del filtro anti-dispersión 600 sea espectralmente plana, de manera que el espectro de magnitud de la señal filtrada no se modifique apreciablemente. En un ejemplo, el filtro anti-dispersión 600 se implementa como un filtro de paso-todo que tiene una función de transferencia de acuerdo con la siguiente expresión:

$$H(z) = \frac{-0.7 + z^{-4}}{1 - 0.7z^{-4}} \cdot \frac{0.6 + z^{-6}}{1 + 0.6z^{-6}} \quad (3).$$

Un efecto de tal filtro puede ser distribuir la energía de la señal de entrada de modo que ya no se concentre en solo unas cuantas muestras.

[0100] Los artefactos causados por la dispersión de libro de códigos son en general más notables para señales similares al ruido, en las que el residuo incluye menos información de tono, y también para la voz en ruido de fondo. La dispersión típicamente causa menos artefactos en los casos en los que la excitación tiene estructura a largo plazo, y de hecho la modificación de fase puede causar ruido en las señales sonoras. Por lo tanto, puede ser deseable configurar el filtro anti-dispersión 600 para filtrar señales sordas y para pasar al menos algunas señales sonoras sin alteración. Las señales sordas se caracterizan por una ganancia de tono bajo (por ejemplo, ganancia de libro de códigos adaptativa de banda estrecha cuantificada) y una inclinación espectral (por ejemplo primer coeficiente de reflexión cuantificado) que es cercana a cero o positiva, indicando una envolvente espectral plana o inclinada hacia arriba con frecuencia creciente. Las implementaciones típicas del filtro anti-dispersión 600 están configuradas para filtrar sonidos sordos (por ejemplo, como se indica mediante el valor de la inclinación espectral), para filtrar sonidos sonoros cuando la ganancia de tono es menor que un valor umbral (de forma alternativa, no mayor que el valor umbral), y de otra manera para pasar la señal sin alteración.

[0101] Otras implementaciones de filtro de antidispersión 600 incluyen dos o más filtros que están configurados para tener diferentes ángulos de modificación de fase máxima (por ejemplo, hasta 180 grados). En tal caso, el filtro anti-dispersión 600 puede configurarse para seleccionar entre estos filtros de componentes de acuerdo con un valor de la ganancia de tono (por ejemplo, el libro de códigos adaptativo cuantificado o ganancia de LTP), de manera que se utiliza un ángulo de modificación de fase máximo mayor para tramas con valores de ganancia de tono más bajos. Una implementación del filtro anti-dispersión 600 también puede incluir filtros de componentes diferentes que están configurados para modificar la fase sobre más o menos el espectro de frecuencia, de tal manera que se utiliza un filtro configurado para modificar la fase en una gama de frecuencias más amplia de la señal de entrada para tramas que tienen valores de ganancia de tono más bajos.

[0102] Para una reproducción precisa de la señal de voz codificada, puede ser deseable que la relación entre los niveles de las porciones de banda alta y de banda estrecha de la señal de voz de banda ancha sintetizada S100 sea similar a la de la señal de voz de banda ancha original S10. Además de una envolvente espectral representada por los parámetros de codificación de banda alta S60a, el codificador de banda alta A200 puede configurarse para caracterizar la señal de banda alta S30 especificando una envolvente temporal o de ganancia. Como se muestra en la FIGURA 10, el codificador de banda alta A202 incluye un calculador de factor de ganancia de banda alta A230 que está configurado y dispuesto para calcular uno o más factores de ganancia de acuerdo con una relación entre la señal de banda alta S30 y la señal de banda alta sintetizada S130 tal como una diferencia o relación entre las energías de las dos señales sobre una trama o alguna porción de la misma. En otras implementaciones del codificador de banda alta A202, el calculador de ganancia de banda alta A230 puede estar configurado de manera similar, pero en lugar de eso, dispuesto para calcular la envolvente de ganancia de acuerdo con dicha relación

variable en el tiempo entre la señal de banda alta S30 y la señal de excitación de banda estrecha S80 o la señal de excitación de banda alta S120.

5 **[0103]** Las envolventes temporales de señal de excitación de banda estrecha S80 y señal de banda alta S30 es probable que sean similares. Por lo tanto, la codificación de una envolvente de ganancia que se basa en una relación entre la señal de banda alta S30 y la señal de excitación de banda estrecha S80 (o una señal derivada de ella, tal como señal de excitación de banda alta S120 o señal de banda alta sintetizada S130) será más eficiente que la codificación de una envolvente de ganancia basada solo en la señal de banda alta S30. En una implementación típica, el codificador de banda alta A202 está configurado para emitir un índice cuantificado de ocho a doce bits que especifica cinco factores de ganancia para cada trama.

15 **[0104]** El calculador de factor de ganancia de banda alta A230 puede configurarse para realizar el cálculo del factor de ganancia como una tarea que incluye una o más series de subtareas. La FIGURA 21 muestra un diagrama de flujo de un ejemplo T200 de tal tarea que calcula un valor de ganancia para una subtrama correspondiente de acuerdo con las energías relativas de la señal de banda alta S30 y la señal de banda alta sintetizada S130. Las tareas 220a y 220b calculan las energías de las correspondientes subtramas de las respectivas señales. Por ejemplo, las tareas 220a y 220b pueden configurarse para calcular la energía como una suma de los cuadrados de las muestras de la subtrama respectiva. La tarea T230 calcula un factor de ganancia para la subtrama como la raíz cuadrada de la relación de esas energías. En este ejemplo, la tarea T230 calcula el factor de ganancia como la raíz cuadrada de la relación de la energía de la señal de banda alta S30 a la energía de la señal de banda alta sintetizada S130 sobre la subtrama.

25 **[0105]** Puede ser deseable que el calculador de factor de ganancia de banda alta A230 se configure para calcular las energías de subtrama de acuerdo con una función de ventanas. La FIGURA 22 muestra un diagrama de flujo de tal implementación T210 de tarea de cálculo de factor de ganancia T200. La tarea T215a aplica una función de ventana a la señal de banda alta S30, y la tarea T215b aplica la misma función de ventana a la señal de banda alta sintetizada S130. Las implementaciones 222a y 222b de las tareas 220a y 220b calculan las energías de las ventanas respectivas y la tarea T230 calcula un factor de ganancia para la subtrama como la raíz cuadrada de la relación de las energías.

30 **[0106]** Puede ser deseable aplicar una función ventana que se superponga con las subtramas adyacentes. Por ejemplo, una función de ventana que produce factores de ganancia que pueden aplicarse en forma de superposición puede ayudar a reducir o evitar la discontinuidad entre subtramas. En un ejemplo, el calculador de factor de ganancia de banda alta A230 está configurado para aplicar una función de ventanilla trapezoidal como se muestra en la FIGURA 23a, en la que la ventana se superpone a cada una de los subtramas adyacentes en un milisegundo. La FIGURA 23b muestra una aplicación de esta función de ventana a cada una de las cinco subtramas de una trama de 20 milisegundos. Otras implementaciones del calculador de factor de ganancia de banda alta A230 pueden configurarse para aplicar funciones de ventana que tengan diferentes períodos de superposición y/o diferentes formas de ventana (por ejemplo, rectangular, Hamming) que pueden ser simétricas o asimétricas. También es posible que una implementación del calculador de factor de ganancia de banda alta A230 esté configurada para aplicar diferentes funciones de ventana a diferentes subtramas dentro de una trama y/o para que una trama incluya subtramas de diferentes longitudes.

45 **[0107]** Sin limitación, los siguientes valores se presentan como ejemplos para implementaciones particulares. Se supone un trama de 20 ms para estos casos, aunque se puede usar cualquier otra duración. Para una señal de banda alta muestreada a 7 kHz, cada trama tiene 140 muestras. Si dicha trama se divide en cinco subtramas de igual longitud, cada subtrama tendrá 28 muestras y la ventana como se muestra en la FIGURA 23a tendrá 42 muestras de ancho. Para una señal de banda alta muestreada a 8 kHz, cada trama tiene 160 muestras. Si dicha trama se divide en cinco subtramas de igual longitud, cada subtrama tendrá 32 muestras y la ventana como se muestra en la FIGURA 23a tendrá 48 muestras de ancho. En otras implementaciones, se pueden usar subtramas de cualquier ancho, e incluso es posible que una implementación del calculador de ganancia de banda alta A230 se configure para producir un factor de ganancia diferente para cada muestra de una trama.

55 **[0108]** La FIGURA 24 muestra un diagrama de bloques de una implementación B202 del descodificador de banda alta B200. El descodificador de banda alta B202 incluye un generador de excitación de banda alta B300 que está configurado para producir una señal de excitación de banda alta S120 basada en la señal de excitación de banda estrecha S80. Dependiendo de las elecciones de diseño de sistema particulares, el generador de excitación de banda alta B300 puede implementarse de acuerdo con cualquiera de las implementaciones del generador de excitación de banda alta A300 como se describe en el presente documento. Típicamente es deseable implementar el generador de excitación de banda alta B300 para tener la misma respuesta que el generador de excitación de banda alta del codificador de banda alta del sistema de codificación particular. Debido a que el descodificador de banda estrecha B110 realizará típicamente la descuantificación de la señal de excitación de banda estrecha codificada S50, sin embargo, en la mayoría de los casos el generador de excitación de banda alta B300 puede implementarse para recibir la señal de excitación de banda estrecha S80 del descodificador de banda estrecha B110 y no necesita incluir un cuantificador inverso configurado para descuantificar la señal de excitación de banda estrecha codificada S50. También es posible que el descodificador de banda estrecha B110 sea implementado para incluir una instancia del

filtro anti-dispersión 600 dispuesto para filtrar la señal de excitación de banda estrecha descuantificada antes de ser introducido en un filtro de síntesis de banda estrecha tal como el filtro 330.

5 **[0109]** El cuantificador inverso 560 está configurado para descuantificar los parámetros de filtro de banda alta S60a (en este ejemplo, a un conjunto de LSF), y la transformación de coeficiente de filtro LSF-a-LP 570 está configurada para transformar los LSF en un conjunto de coeficientes de filtro (por ejemplo, como se ha descrito anteriormente con referencia al cuantificador inverso 240 y la transformación 250 del codificador de banda estrecha A122). En otras implementaciones, como se mencionó anteriormente, se pueden usar conjuntos de coeficientes diferentes (por ejemplo, coeficientes cepstrales) y/o representaciones de coeficientes (por ejemplo, ISP). El filtro de síntesis de banda alta B200 está configurado para producir una señal de banda alta sintetizada de acuerdo con la señal de excitación de banda alta S120 y el conjunto de coeficientes de filtro. Para un sistema en el que el codificador de banda alta incluye un filtro de síntesis (por ejemplo, como en el ejemplo del codificador A202 descrito anteriormente), puede ser deseable implementar el filtro de síntesis de banda alta B200 para tener la misma respuesta (por ejemplo, la misma función de transferencia) que ese filtro de síntesis.

15 **[0110]** El descodificador de banda alta B202 también incluye un cuantificador inverso 580 configurado para descuantificar factores de ganancia de banda alta S60b, y un elemento de control de ganancia 590 (por ejemplo, un multiplicador o amplificador) configurado y dispuesto para aplicar los factores de ganancia descuantificados a la señal de banda alta sintetizada para producir la señal de banda alta S100. Para un caso en el que la envolvente de ganancia de una trama sea especificada por más de un factor de ganancia, el elemento de control de ganancia 590 puede incluir lógica configurada para aplicar los factores de ganancia a las subtramas respectivas, posiblemente de acuerdo con una función de ventana que puede ser igual o una función de ventana diferente, aplicada por un calculador de ganancia (por ejemplo, calculador de ganancia de banda alta A230) del codificador de banda alta correspondiente. En otras implementaciones del descodificador de banda alta B202, el elemento de control de ganancia 590 está configurado de manera similar, pero está dispuesto en su lugar para aplicar los factores de ganancia descuantificados a la señal de excitación de banda estrecha S80 o a la señal de excitación de banda alta S120.

30 **[0111]** Como se mencionó anteriormente, puede ser deseable obtener el mismo estado en el codificador de banda alta y el descodificador de banda alta (por ejemplo, utilizando valores descuantificados durante la codificación). Por lo tanto, puede ser deseable en un sistema de codificación de acuerdo con tal implementación asegurar el mismo estado para generadores de ruido correspondientes en generadores de excitación de banda alta A300 y B300. Por ejemplo, los generadores de excitación de banda alta A300 y B300 de tal implementación pueden configurarse de tal manera que el estado del generador de ruido sea una función determinista de información ya codificada dentro de la misma trama (por ejemplo, parámetros de filtro de banda estrecha S40 o una parte de los mismos y/o señal de excitación de banda estrecha codificada S50 o una porción de la misma).

35 **[0112]** Uno o más de los cuantificadores de los elementos descritos en el presente documento (por ejemplo, el cuantificador 230, 420, o 430) puede estar configurado para realizar la cuantificación vectorial clasificada. Por ejemplo, dicho cuantificador puede configurarse para seleccionar uno de un conjunto de libros de códigos basándose en información que ya ha sido codificada dentro de la misma trama en el canal de banda estrecha y/o en el canal de banda alta. Dicha técnica típicamente proporciona una mayor eficiencia de codificación a expensas del almacenamiento de libro de códigos adicional.

45 **[0113]** Como se ha analizado anteriormente con referencia a, por ejemplo, las FIGURAS 8 y 9, una considerable cantidad de estructura periódica puede permanecer en la señal residual después de la eliminación de la envolvente espectral aproximada de la señal de voz de banda estrecha S20. Por ejemplo, la señal residual puede contener una secuencia de pulsos o picos aproximadamente periódicos a lo largo del tiempo. Dicha estructura, que está típicamente relacionada con el tono, es especialmente probable que se produzca en señales de voz sonoras. El cálculo de una representación cuantificada de la señal residual de banda estrecha puede incluir la codificación de esta estructura de tono de acuerdo con un modelo de periodicidad a largo plazo como se representa, por ejemplo, en uno o más libros de códigos.

50 **[0114]** La estructura de tono de una señal residual real puede no coincidir con el modelo de periodicidad exactamente. Por ejemplo, la señal residual puede incluir pequeñas fluctuaciones en la regularidad de las posiciones de los pulsos de tono, de tal manera que las distancias entre pulsos de tono sucesivos en una trama no son exactamente iguales y la estructura no es bastante regular. Estas irregularidades tienden a reducir la eficiencia de codificación.

55 **[0115]** Algunas implementaciones del codificador de banda estrecha A120 están configuradas para realizar una regularización de la estructura de tono aplicando una distorsión de tiempo adaptativa al residuo antes o durante la cuantificación, o de otro modo, mediante la inclusión de una distorsión de tiempo adaptativa en la señal de excitación codificada. Por ejemplo, dicho codificador puede configurarse para seleccionar o calcular de otro modo un grado de distorsión en el tiempo (por ejemplo, de acuerdo con uno o más criterios de minimización de errores y/o ponderación perceptual) de tal manera que la señal de excitación resultante se adapte óptimamente al modelo de periodicidad a largo plazo. La regularización de la estructura de tono se realiza mediante un subconjunto de codificadores CELP

denominados codificadores de Predicción Lineal Excitada de Códigos de Relajación (RCELP).

[0116] Un codificador RCELP está configurado típicamente para realizar la distorsión de tiempo como una distorsión de tiempo adaptativa. Este desplazamiento de tiempo puede ser un retardo que varía desde unos pocos milisegundos negativos a unos pocos milisegundos positivos, y en general varía suavemente para evitar discontinuidades audibles. En algunas implementaciones, dicho codificador está configurado para aplicar la regularización de una manera por piezas, en el que cada trama o subtrama es distorsionada por un desplazamiento de tiempo fijo correspondiente. En otras implementaciones, el codificador está configurado para aplicar la regularización como una función de distorsión continua, de manera que una trama o subtrama se distorsiona de acuerdo con un contorno de tono (también llamado trayectoria de tono). En algunos casos (por ejemplo, como se describe en la Patente de Estados Unidos Solicitud Publicación 2004/0098255), el codificador está configurado para incluir una distorsión de tiempo en la señal de excitación codificada aplicando el cambio a una señal de entrada ponderada perceptualmente que se utiliza para calcular la señal de excitación codificada.

[0117] El codificador calcula una señal de excitación codificada que es regularizada y cuantificada, y el descodificador descuantifica la señal de excitación codificada para obtener una señal de excitación que se utiliza para sintetizar la señal de voz descodificada. La señal de salida descodificada presenta así el mismo retardo variable que se incluía en la señal de excitación codificada por la regularización. Típicamente, ninguna información que especifique las cantidades de regularización se transmite al descodificador.

[0118] La regularización tiende a hacer que la señal residual sea más fácil de codificar, lo cual mejora la ganancia de codificación del predictor a largo plazo y, por lo tanto, aumenta la eficiencia global de codificación, en general sin generar artefactos. Puede ser deseable realizar la regularización solamente en las tramas que son sonoras. Por ejemplo, el codificador de banda estrecha A124 puede estar configurado para desplazar solamente aquellas tramas o subtramas que tienen una estructura a largo plazo, tales como señales sonoras. Incluso puede ser deseable realizar la regularización solamente en subtramas que incluyen energía de pulso de tono. Varias implementaciones de la codificación RCELP se describen en las Patentes de Estados Unidos. 5,704,003 (Kleijn et al.) y 6,879,955 (Rao) y en la Patente de Estados Unidos Solicitud Publicación 2004/0098255 (Kovesi et al.). Las implementaciones existentes de los codificadores RCELP incluyen el Codificador de Velocidad Variable Mejorado (EVRC), como se describe en la Asociación de la Industria de Telecomunicaciones (TIA) IS-127 y el Vocoder de Modo Seleccionable (SMV) del Proyecto de Asociación de Tercera Generación 2 (3GPP2).

[0119] Desafortunadamente, la regularización puede provocar problemas para un codificador de voz de banda ancha en el que la excitación de banda alta se obtiene a partir de la señal de excitación de banda estrecha codificada (tal como un sistema que incluye el codificador de voz de banda ancha A100 y el descodificador de voz de banda ancha B100). Debido a su obtención a partir de una señal de distorsión temporal, la señal de excitación de banda alta tendrá en general un perfil de tiempo que es diferente del de la señal de voz de banda alta original. En otras palabras, la señal de excitación de banda alta ya no será síncrona con la señal de voz de banda alta original.

[0120] Una desalineación en el tiempo entre la señal de excitación de banda alta distorsionada y la señal de voz de banda alta original puede provocar varios problemas. Por ejemplo, la señal de excitación de banda alta distorsionada puede no proporcionar más una excitación de fuente adecuada para un filtro de síntesis que está configurado de acuerdo con los parámetros de filtro extraídos de la señal de voz de banda alta original. Como resultado, la señal de banda alta sintetizada puede contener artefactos audibles que reducen la calidad percibida de la señal de voz de banda ancha descodificada.

[0121] La desalineación en el tiempo también puede provocar ineficiencias en la codificación de envolvente de ganancia. Como se mencionó anteriormente, es probable que exista una correlación entre las envolventes temporales de la señal de excitación de banda estrecha S80 y la señal de banda alta S30. Mediante la codificación de la envolvente de ganancia de la señal de banda alta de acuerdo con una relación entre estas dos envolventes temporales, puede realizarse un aumento en la eficiencia de codificación en comparación con la codificación directa de la envolvente de ganancia. Sin embargo, cuando se regulariza la señal de excitación de banda estrecha codificada, esta correlación puede debilitarse. El desalineamiento en el tiempo entre la señal de excitación de banda estrecha S80 y la señal de banda alta S30 puede causar fluctuaciones en los factores de ganancia de banda alta S60b, y la eficiencia de codificación puede disminuir.

[0122] Entre los modos de realización se incluyen procedimientos de codificación de voz de banda ancha que realizan la distorsión de tiempo de una señal de voz de banda alta de acuerdo con una distorsión de tiempo incluida en una señal de excitación de banda estrecha codificada correspondiente. Entre las posibles ventajas de tales procedimientos se incluyen mejorar la calidad de una señal de voz de banda ancha descodificada y/o mejorar la eficiencia de codificación de una envolvente de ganancia de banda alta.

[0123] La FIGURA 25 muestra un diagrama de bloques de una implementación AD10 del codificador de voz de banda ancha A100. El codificador AD10 incluye una implementación A124 del codificador de banda estrecha A120 que está configurada para realizar la regularización durante el cálculo de la señal de excitación de banda estrecha codificada S50. Por ejemplo, el codificador de banda estrecha A124 puede configurarse de acuerdo con una o más

de las implementaciones RCELP analizadas anteriormente.

[0124] El codificador de banda estrecha A124 también está configurado para emitir una señal de datos de regularización SD10 que especifica el grado de distorsión de tiempo aplicado. Para diversos casos en los que el codificador de banda estrecha A124 está configurado para aplicar un desplazamiento de tiempo fijo a cada trama o subtrama, la señal de datos de regularización SD10 puede incluir una serie de valores que indican cada cantidad de desplazamiento de tiempo como un valor entero o no entero en términos de muestras, milisegundos, o algún otro incremento de tiempo. Para un caso en el que el codificador de banda estrecha A124 está configurado para modificar de otro modo la escala de tiempo de una trama u otra secuencia de muestras (por ejemplo, comprimiendo una porción y expandiendo otra porción), la señal de información de regularización SD10 puede incluir una descripción correspondiente de la modificación, tal como un conjunto de parámetros de función. En un ejemplo particular, el codificador de banda estrecha A124 está configurado para dividir una trama en tres subtramas y para calcular un desplazamiento de tiempo fijo para cada subtrama, de modo que la señal de datos de regularización SD10 indique tres cantidades de desplazamiento de tiempo para cada trama regularizada de la señal de banda estrecha codificada.

[0125] El codificador de voz de banda ancha AD10 incluye una línea de retardo D120 configurada para avanzar o retardar porciones de la señal de voz de banda alta S30, de acuerdo con cantidades de retardo indicadas por una señal de entrada, para producir una señal de voz de banda alta distorsionada en el tiempo S30a. En el ejemplo mostrado en la FIGURA 25, la línea de retardo D120 está configurada para distorsionar el tiempo de la señal de voz de banda alta S30 de acuerdo con la distorsión indicada por la señal de datos de regularización SD10. De esta manera, la misma cantidad de distorsión de tiempo que se incluyó en la señal de excitación de banda estrecha codificada S50 se aplica también a la porción correspondiente de la señal de voz de banda alta S30 antes del análisis. Aunque este ejemplo muestra la línea de retardo D120 como un elemento separado del codificador de banda alta A200, en otras implementaciones la línea de retardo D120 está dispuesta como parte del codificador de banda alta.

[0126] Otras implementaciones del codificador de banda alta A200 pueden configurarse para llevar a cabo el análisis espectral (por ejemplo, el análisis LPC) de la señal de voz de banda alta sin distorsionar S30 y para realizar la distorsión de tiempo de señal de voz de banda alta S30 antes de cálculo de parámetros de ganancia de banda alta S60b. Tal codificador puede incluir, por ejemplo, una implementación de la línea de retardo D120 dispuesta para realizar la distorsión del tiempo. En tales casos, sin embargo, los parámetros de filtro de banda alta S60a basados en el análisis de la señal no distorsionada S30 pueden describir una envolvente espectral que está desalineada en el tiempo con la señal de excitación de banda alta S120.

[0127] La línea de retardo D120 puede configurarse de acuerdo con cualquier combinación de elementos lógicos y elementos de almacenamiento adecuados para aplicar las operaciones de distorsión de tiempo deseadas a la señal de voz de banda alta S30. Por ejemplo, la línea de retardo D120 puede configurarse para leer la señal de voz de banda alta S30 de un búfer de acuerdo con los desplazamientos de tiempo deseados. La FIGURA 26a muestra un diagrama esquemático de tal implementación D122 de la línea de retardo D120 que incluye un registro de desplazamiento SR1. El registro de desplazamiento SR1 es un búfer de cierta longitud m que está configurado para recibir y almacenar las m muestras más recientes de señal de voz de banda alta S30. El valor m es igual a al menos la suma de los desplazamientos de tiempo positivos máximos (o "adelantados") y negativos (o "retardados") a soportar. Puede ser conveniente que el valor m sea igual a la longitud de una trama o subtrama de la señal de banda alta S30.

[0128] La línea de retardo D122 está configurada para emitir la señal de banda alta distorsionada en el tiempo S30a desde una posición de desplazamiento OL del registro de desplazamiento SR1. La posición de la ubicación de desplazamiento OL varía alrededor de una posición de referencia (desplazamiento de tiempo cero) de acuerdo con el desplazamiento de tiempo actual, como se indica, por ejemplo, en la señal de datos de regularización SD10. La línea de retardo D122 puede estar configurada para soportar límites de avance y retardos iguales o, de forma alternativa, un límite mayor que el otro, de modo que se puede realizar un desplazamiento mayor en una dirección que en la otra. La FIGURA 26a muestra un ejemplo particular que soporta un desplazamiento de tiempo positivo mayor que negativo. La línea de retardo D122 puede configurarse para emitir una o más muestras a la vez (dependiendo, por ejemplo, de la anchura de un bus de salida).

[0129] Un desplazamiento de tiempo de regularización que tiene una magnitud de más de algunos milisegundos puede provocar artefactos audibles en la señal descodificada. Típicamente, la magnitud de un desplazamiento de tiempo de regularización realizado por un codificador de banda estrecha A124 no excederá de unos pocos milisegundos, de manera que los desplazamientos de tiempo indicados por la señal de datos de regularización SD10 serán limitados. Sin embargo, puede ser deseable en tales casos que la línea de retardo D122 se configure para imponer un límite máximo en desplazamientos de tiempo en la dirección positiva y/o negativa (por ejemplo, para observar un límite más estricto que el impuesto por el codificador de banda estrecha).

[0130] La FIGURA 26b muestra un diagrama esquemático de una implementación D124 de la línea de retardo D122 que incluye una ventana de desplazamiento SW. En este ejemplo, la posición de la ubicación de desplazamiento OL

está limitada por la ventana de desplazamiento SW. Aunque la FIGURA 26b muestra un caso en el que la longitud de memoria intermedia m es mayor que la anchura de la ventana de desplazamiento SW, la línea de retardo D124 también puede ser implementada de tal manera que la anchura de la ventana de desplazamiento SW sea igual a m .

5 **[0131]** En otras implementaciones, la línea de retardo D120 está configurada para escribir la señal de voz de banda alta S30 a una memoria intermedia de acuerdo con los desplazamientos de tiempo deseados. La FIGURA 27 muestra un diagrama esquemático de tal implementación D130 de la línea de retardo D120 que incluye dos registros de desplazamiento SR2 y SR3 configurados para recibir y almacenar la señal de voz de banda alta S30. La línea de retardo D130 está configurada para escribir una trama o subtrama del registro de desplazamiento SR2 al registro de desplazamiento SR3 de acuerdo con un desplazamiento de tiempo como se indica, por ejemplo, en la señal de datos de regularización SD10. El registro de desplazamiento SR3 está configurado como una memoria intermedia FIFO dispuesta para emitir la señal de banda alta distorsión de tiempo S30.

15 **[0132]** En el ejemplo particular mostrado en la FIGURA 27, el registro de desplazamiento SR2 incluye una porción de memoria intermedia de trama FB1 y una porción de memoria intermedia de retardo DB, y el registro de desplazamiento SR3 incluye una porción de memoria intermedia de trama FB2, una porción de memoria intermedia de avance AB, y una porción de memoria intermedia de retardo RB. Las longitudes de memoria intermedia de avance AB y memoria intermedia de retardo RB pueden ser iguales, o una puede ser más grande que la otra, de manera que se soporta un desplazamiento mayor en una dirección que en el otro. La memoria intermedia de retardo DB y la porción de memoria intermedia de retardo RB pueden configurarse para que tengan la misma longitud. De forma alternativa, la memoria intermedia de retardo DB puede ser más corta que la memoria intermedia de retardo RB para tener en cuenta un intervalo de tiempo requerido para transferir muestras desde la memoria intermedia de trama FB1 al registro de desplazamiento SR3, lo cual puede incluir otras operaciones de procesamiento tales como distorsión de las muestras antes del almacenamiento en el registro de desplazamiento SR3.

25 **[0133]** En el ejemplo de la FIGURA 27, la memoria intermedia de trama FB1 está configurada para tener una longitud igual a la de una trama de señal de banda alta S30. En otro ejemplo, la memoria intermedia de trama FB1 está configurada para tener una longitud igual a la de una subtrama de la señal de banda alta S30. En tal caso, la línea de retardo D130 puede configurarse para incluir lógica para aplicar el mismo retardo (por ejemplo, un promedio) a todas las subtramas de una trama a desplazar. La línea de retardo D130 también puede incluir lógica a valores medios de la memoria intermedia de trama FB1 con valores a sobrescribir en la memoria intermedia de retardo RB o memoria intermedia de avance AB. En un ejemplo adicional, el registro de desplazamiento SR3 puede configurarse para recibir valores de la señal de banda alta S30 solamente a través de la memoria intermedia de trama FB1, y en tal caso la línea de retardo D130 puede incluir lógica para interpolar a través de espacios entre tramas o subtramas sucesivas escritas en el registro de desplazamiento SR3. En otras implementaciones, la línea de retardo D130 puede configurarse para realizar una operación de distorsión sobre muestras del buffer de trama FB1 antes de escribirlas en el registro de desplazamiento SR3 (por ejemplo, de acuerdo con una función descrita por la señal de datos de regularización SD10).

40 **[0134]** Puede ser deseable que la línea de retardo D120 aplique una distorsión de tiempo que se basa en, pero no es idéntica a, la distorsión especificada por la señal de datos de regularización SD10. La FIGURA 28 muestra un diagrama de bloques de una implementación AD12 del codificador de voz de banda ancha AD10 que incluye un asignador de valores de retardo D110. El asignador de valores de retardo D110 está configurado para asignar la distorsión indicada por la señal de datos de regularización SD10 en los valores de retardo asignados SD10a. La línea de retardo D120 está dispuesta para producir una señal de voz de banda alta distorsionada en el tiempo S30a de acuerdo con la distorsión indicada por los valores de retardo asignados SD10a.

50 **[0135]** El desplazamiento de tiempo aplicado por el codificador de banda estrecha se puede esperar que evolucione sin problemas con el tiempo. Por lo tanto, es típicamente suficiente calcular el desplazamiento de tiempo de banda estrecha medio aplicado a las subtramas durante una trama de voz y desplazar una trama correspondiente de señal de voz de banda alta S30 de acuerdo con esta media. En uno de tales ejemplos, el asignador de valores de retardo D110 está configurado para calcular un promedio de los valores de retardo de subtrama para cada trama, y la línea de retardo D120 está configurada para aplicar el promedio calculado a una trama correspondiente de señal de banda alta S30. En otros ejemplos, se puede calcular y aplicar un promedio en un período más corto (como dos subtramas, o la mitad de una trama) o un período más largo (como dos tramas). En un caso en el que el promedio es un valor no entero de muestras, el asignador de valores de retardo D110 puede configurarse para redondear el valor a un número entero de muestras antes de enviarlo a la línea de retardo D120.

60 **[0136]** El codificador de banda estrecha A124 puede configurarse para incluir un desplazamiento de tiempo de regularización de un número no entero de muestras en la señal de excitación de banda estrecha codificada. En tal caso, puede ser deseable que el asignador de valores de retardo D110 se configure para redondear el desplazamiento de tiempo de banda estrecha a un número entero de muestras y para que la línea de retardo D120 aplique el desplazamiento de tiempo redondeado a señal de voz de banda alta S30.

65 **[0137]** En algunas implementaciones de codificador de voz de banda ancha AD10, las frecuencias de muestreo de la señal de voz de banda estrecha S20 y señal de voz de banda alta S30 puede ser diferentes. En tales casos, el

asignador de valores de retardo D110 puede configurarse para ajustar las cantidades de desplazamiento de tiempo indicadas en la señal de datos de regularización SD10 para tener en cuenta una diferencia entre las frecuencias de muestreo de la señal de voz de banda estrecha S20 (o señal de excitación de banda estrecha S80) y la señal de voz de banda alta S30. Por ejemplo, el asignador de valores de retardo D110 puede configurarse para escalar las cantidades de desplazamiento de tiempo de acuerdo con una relación de las frecuencias de muestreo. En un ejemplo particular como se mencionó anteriormente, se muestrea la señal de voz de banda estrecha S20 a 8 kHz y se muestrea la señal de voz de banda alta S30 a 7 kHz. En este caso, el asignador de valores de retardo D110 está configurado para multiplicar cada cantidad de desplazamiento en 7/8. Las implementaciones del asignador de valores de retardo D110 también pueden configurarse para llevar a cabo dicha operación de escalado junto con una operación de redondeo de números enteros y/o una operación de promediación de desplazamiento de tiempo como se describe en el presente documento.

[0138] En otras implementaciones, la línea de retardo D120 está configurada para modificar de otro modo la escala de tiempo de una trama u otra secuencia de muestras (por ejemplo, mediante la compresión de una porción y la ampliación de otra porción). Por ejemplo, el codificador de banda estrecha A124 puede configurarse para realizar la regularización de acuerdo con una función tal como un contorno o trayectoria de tono. En tal caso, la señal de datos de regularización SD10 puede incluir una descripción correspondiente de la función, tal como un conjunto de parámetros, y la línea de retardo D120 puede incluir una lógica configurada para distorsionar tramas o subtramas de señal de voz de banda alta S30 de acuerdo con la función. En otras implementaciones, el asignador de valores de retardo D110 está configurado para promediar, escalar y/o redondear la función antes de que se aplique a la señal de voz de banda alta S30 mediante la línea de retardo D120. Por ejemplo, el asignador de valores de retardo D110 puede configurarse para calcular uno o más valores de retardo de acuerdo con la función, indicando cada valor de retardo un número de muestras que son aplicadas entonces por la línea de retardo D120 para distorsionar el tiempo una o más tramas o subtramas correspondientes de señal de voz de banda alta S30.

[0139] La FIGURA 29 muestra un diagrama de flujo para un procedimiento MD100 de distorsión de tiempo de una señal de voz de banda alta de acuerdo con una distorsión de tiempo incluida en una señal de excitación de banda estrecha codificada correspondiente. La tarea TD100 procesa una señal de voz de banda ancha para obtener una señal de voz de banda estrecha y una señal de voz de banda alta. Por ejemplo, la tarea TD100 puede configurarse para filtrar la señal de voz de banda ancha utilizando un banco de filtros que tiene filtros paso bajo y paso alto, tal como una implementación de banco de filtros A110. La tarea TD200 codifica la señal de voz de banda estrecha en al menos una señal de excitación de banda estrecha codificada y una pluralidad de parámetros de filtro de banda estrecha. La señal de excitación de banda estrecha codificada y/o los parámetros de filtro pueden cuantificarse, y la señal de voz de banda estrecha codificada puede incluir también otros parámetros tales como un parámetro de modo de voz. La tarea TD200 también incluye una distorsión de tiempo en la señal de excitación de banda estrecha codificada.

[0140] La tarea TD300 genera una señal de excitación de banda alta basada en una señal de excitación de banda estrecha. En este caso, la señal de excitación de banda estrecha se basa en la señal de excitación de banda estrecha codificada. De acuerdo con al menos la señal de excitación de banda alta, la tarea TD400 codifica la señal de voz de banda alta en al menos una pluralidad de parámetros de filtro de banda alta. Por ejemplo, la tarea TD400 puede configurarse para codificar la señal de voz de banda alta en una pluralidad de LSF cuantificadas. La tarea TD500 aplica un desplazamiento de tiempo a la señal de voz de banda alta que se basa en la información relacionada con una distorsión de tiempo incluida en la señal de excitación de banda estrecha codificada.

[0141] La tarea TD400 puede configurarse para realizar un análisis espectral (tal como un análisis LPC) en la señal de voz de banda alta, y/o para calcular una envolvente de ganancia de la señal de voz de banda alta. En tales casos, la tarea TD500 puede configurarse para aplicar el desplazamiento de tiempo a la señal de voz de banda alta antes del análisis y/o del cálculo de la envolvente de ganancia.

[0142] Otras implementaciones de codificador de voz de banda ancha A100 están configuradas para invertir una distorsión de tiempo de la señal de excitación de banda alta S120 causada por una distorsión de tiempo incluida en la señal de excitación de banda estrecha codificada. Por ejemplo, el generador de excitación de banda alta A300 puede implementarse para incluir una implementación de la línea de retardo D120 que está configurada para recibir la señal de datos de regularización SD10 o los valores de retardo asignados SD10a y aplicar un desplazamiento de tiempo inverso correspondiente a la señal de excitación de banda estrecha S80 y/o a una señal posterior basada en ella, tal como señal ampliada armónicamente S160 o señal de excitación de banda alta S120.

[0143] Otras implementaciones del codificador de voz de banda ancha pueden configurarse para codificar la señal de voz de banda estrecha S20 y señal de voz de banda alta S30 independientemente una de otro, de tal manera que señal de voz de banda alta S30 se codifique como una representación de una envolvente espectral de banda alta y una señal de excitación de banda alta. Dicha implementación puede configurarse para realizar una distorsión de tiempo de la señal residual de banda alta, o para incluir de otro modo una distorsión de tiempo en una señal de excitación de banda alta codificada, de acuerdo con información relacionada con una distorsión de tiempo incluida en la señal de excitación de banda estrecha codificada. Por ejemplo, el codificador de banda alta puede incluir una implementación de la línea de retardo D120 y/o el asignador de valores de retardo D110 como se describen en el

presente documento que están configurados para aplicar una distorsión de tiempo a la señal residual de banda alta. Entre las posibles ventajas de tal operación incluyen una codificación más eficiente de la señal residual de banda alta y una mejor coincidencia entre las señales de voz de banda estrecha sintetizadas y de banda alta.

5 **[0144]** Como se mencionó anteriormente, los modos de realización que se han descrito en el presente documento incluyen implementaciones que pueden utilizarse para realizar codificación incorporada, soportando la compatibilidad con sistemas de banda estrecha y evitando la necesidad de transcodificación. El soporte para la codificación de banda alta también puede servir para diferenciar sobre una base de coste entre chips, conjuntos de chips, dispositivos y/o redes que tienen soporte de banda ancha con compatibilidad hacia atrás, y aquellos que solo tienen soporte de banda estrecha. El soporte para codificación de banda alta como se describe en el presente documento también se puede usar junto con una técnica para soportar codificación de banda baja, y un sistema, procedimiento o aparato de acuerdo con tal modo de realización puede soportar la codificación de componentes de frecuencia desde, por ejemplo, aproximadamente 50 o 100 Hz hasta aproximadamente 7 u 8 kHz.

15 **[0145]** Como se mencionó anteriormente, la adición de soporte de banda alta a un codificador de voz puede mejorar la inteligibilidad, especialmente en cuanto a la diferenciación de fricativas. Aunque tal diferenciación puede ser obtenida habitualmente por un oyente humano desde el contexto particular, el soporte de banda alta puede servir como una característica de habilitación en reconocimiento de voz y otras aplicaciones de interpretación de máquina, tales como sistemas para la navegación automatizada de menús de voz y/o procesamiento automático de llamadas.

20 **[0146]** Un aparato de acuerdo con un modo de realización puede estar incorporado en un dispositivo portátil para comunicaciones inalámbricas tal como un teléfono celular o asistente digital personal (PDA). De forma alternativa, dicho aparato puede estar incluido en otro dispositivo de comunicaciones tal como un teléfono VoIP, un ordenador personal configurado para soportar comunicaciones VoIP, o un dispositivo de red configurado para enrutar comunicaciones telefónicas o VoIP. Por ejemplo, un aparato de acuerdo con un modo de realización puede ser implementado en un chip o conjunto de chips para un dispositivo de comunicaciones. Dependiendo de la aplicación particular, tal dispositivo puede incluir también características tales como conversión analógica a digital y/o digital a analógica de una señal de voz, circuitería para realizar la amplificación y/ u otras operaciones de procesamiento de señales en una señal de voz, y/o circuitos de radiofrecuencia para la transmisión y/o recepción de la señal de voz codificada.

25 **[0147]** Se contempla y divulga explícitamente que los modos de realización pueden incluir y/o ser utilizados con una cualquiera o más de las otras características divulgadas en la Patente Provisional de Estados Unidos Solicitudes 60/667,901 y 60/673,965 de los cuales se reivindica esta solicitud. Tales características incluyen la eliminación de ráfagas de alta energía de corta duración que se producen en la banda alta y están sustancialmente ausentes en la banda estrecha. Tales características incluyen el suavizado fijo o adaptativo de las representaciones de coeficientes tales como LSF de banda alta. Tales características incluyen la configuración fija o adaptativa del ruido asociado con la cuantificación de representaciones de coeficientes tales como LSF. Tales características también incluyen el suavizado fijo o adaptativo de una envolvente de ganancia, y la atenuación adaptativa de un envolvente de ganancia.

35 **[0148]** La presentación anterior de los modos de realización descritos se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Son posibles diversas modificaciones de estos modos de realización, y los principios genéricos presentados en el presente documento se pueden aplicar también a otros modos de realización. Por ejemplo, un modo de realización puede ser implementado en parte o en su totalidad como un circuito por cable, como una configuración de circuito fabricada en un circuito integrado específico de aplicación, o como un programa de firmware cargado en un almacenamiento no volátil o un programa de software cargado a partir de o en un medio de almacenamiento de datos como código legible por máquina, siendo dicho código instrucciones ejecutables por una matriz de elementos lógicos tales como un microprocesador u otra unidad de procesamiento de señales digitales. El medio de almacenamiento de datos puede ser una matriz de elementos de almacenamiento tales como memoria semiconductor (que puede incluir, sin limitación, RAM dinámica o estática (memoria de acceso aleatorio), ROM (memoria de solo lectura) y/o memoria flash RAM), o memoria ferroeléctrica, magnetorresistiva, ovónica, polimérica o de cambio de fase; o un medio de disco tal como un disco magnético o óptico. El término "software" debe entenderse que incluye código fuente, código de lenguaje ensamblador, código de máquina, código binario, firmware, macrocódigo, microcódigo, uno o más conjuntos o secuencias de instrucciones ejecutables por una matriz de elementos lógicos y cualquier combinación de dichos ejemplos.

40 **[0149]** Los diversos elementos de implementaciones de los generadores de excitación de banda alta A300 y B300, codificador de banda alta A100, descodificador de banda alta B200, codificador de voz de banda ancha A100, y descodificador de voz de banda ancha B100 pueden implementarse como dispositivos electrónicos y / u ópticos que residen, por ejemplo, en el mismo chip o entre dos o más chips en un conjunto de chips, aunque también se contemplan otras disposiciones sin tal limitación. Uno o más elementos de un aparato de este tipo pueden implementarse total o parcialmente como uno o más conjuntos de instrucciones dispuestos para ejecutarse en una o más matrices fijas o programables de elementos lógicos (por ejemplo, transistores, puertas) tales como microprocesadores, procesadores incorporados, núcleos IP, procesadores de señales digitales, FPGAs (matrices de puertas programables en campo), ASSP (productos estándar específicos de la aplicación) y ASIC (circuitos

- integrados específicos de la aplicación). También es posible que uno o más elementos de este tipo tengan una estructura en común (por ejemplo, un procesador utilizado para ejecutar porciones de código correspondientes a diferentes elementos en instantes diferentes, un conjunto de instrucciones ejecutadas para llevar a cabo las tareas correspondientes a diferentes elementos en instantes diferentes, o una disposición de dispositivos electrónicos y/u ópticos que realizan operaciones para diferentes elementos en instantes diferentes). Además, es posible que uno o más de dichos elementos se utilicen para realizar tareas o ejecutar otros conjuntos de instrucciones que no están directamente relacionados con una operación del aparato, tal como una tarea relacionada con otra operación de un dispositivo o sistema en el que el aparato está incorporado.
- 5
- 10 **[0150]** La FIGURA 30 muestra un diagrama de flujo de un procedimiento M100, de acuerdo con un modo de realización, de codificación de una porción de banda alta de una señal de voz que tiene una porción de banda estrecha y la porción de banda alta. La tarea X100 calcula un conjunto de parámetros de filtro que caracterizan una envolvente espectral de la porción de banda alta. La tarea X200 calcula una señal ampliada espectralmente aplicando una función no lineal a una señal derivada de la porción de banda estrecha. La tarea X300 genera una señal de banda alta sintetizada de acuerdo con (A) el conjunto de parámetros de filtro y (B) una señal de excitación de banda alta basada en la señal ampliada espectralmente. La tarea X400 calcula una envolvente de ganancia basada en una relación entre (C) energía de la porción de banda alta y (D) energía de una señal derivada de la porción de banda estrecha.
- 15
- 20 **[0151]** La FIGURA 31a muestra un diagrama de flujo de un procedimiento M200 de generación de una señal de excitación de banda alta de acuerdo con un modo de realización. La tarea Y100 calcula una señal ampliada armónicamente aplicando una función no lineal a una señal de excitación de banda estrecha derivada de una porción de banda estrecha de una señal de voz. La tarea Y200 mezcla la señal ampliada armónicamente con una señal de ruido modulada para generar una señal de excitación de banda alta. La FIGURA 31b muestra un diagrama de flujo de un procedimiento M210 de generación de una señal de excitación de banda alta de acuerdo con otro modo de realización que incluye las tareas Y300 y Y400. La tarea Y300 calcula una envolvente de dominio de tiempo de acuerdo con la energía en el tiempo de uno entre la señal de excitación de banda estrecha y la señal ampliada armónicamente. La tarea Y400 modula una señal de ruido de acuerdo con la envolvente de dominio de tiempo para producir la señal de ruido modulada.
- 25
- 30 **[0152]** La FIGURA 32 muestra un diagrama de flujo de un procedimiento M300 de acuerdo con un modo de realización, de descodificación de una porción de banda alta de una señal de voz que tiene una porción de banda estrecha y la porción de banda alta. La tarea Z100 recibe un conjunto de parámetros de filtro que caracterizan una envolvente espectral de la porción de banda alta y un conjunto de factores de ganancia que caracterizan una envolvente temporal de la porción de banda alta. La tarea Z200 calcula una señal ampliada espectralmente aplicando una función no lineal a una señal derivada de la porción de banda estrecha. La tarea Z300 genera una señal de banda alta sintetizada de acuerdo con (A) el conjunto de parámetros de filtro y (B) una señal de excitación de banda alta basada en la señal ampliada espectralmente. La tarea Z400 modula una envolvente de ganancia de la señal de banda alta sintetizada basándose en el conjunto de factores de ganancia. Por ejemplo, la tarea Z400 puede configurarse para modular la envolvente de ganancia de la señal de banda alta sintetizada aplicando el conjunto de factores de ganancia a una señal de excitación derivada de la porción de banda estrecha, a la señal ampliada espectralmente, a la señal de excitación de banda alta, o a la señal sintetizada de banda alta.
- 35
- 40

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento de procesamiento de señales para generar una señal de voz de banda ancha a partir de entradas que comprenden parámetros de filtro de banda baja, una señal de excitación de banda baja y parámetros de filtro de banda alta, dicho procedimiento comprendiendo:

de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda baja y una pluralidad de los parámetros de filtro de banda baja, sintetizar una señal de voz de banda baja;

10 generar una señal de excitación de banda alta basada en la señal de excitación de banda baja; de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda alta y una pluralidad de los parámetros de filtro de banda alta, sintetizar una señal de voz de banda alta; y

combinar la señal de voz de banda baja y la señal de voz de banda alta para obtener la señal de voz de banda ancha,

15 donde dicha generación de una señal de excitación de banda alta incluye aplicar una función no lineal a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja para generar una señal ampliada espectralmente y mezclar una señal que se basa en la señal ampliada espectralmente con una señal de ruido modulada, donde la señal de excitación de banda alta se basa en la señal mixta y donde la señal de ruido modulada se basa en un resultado de la modulación de una señal de ruido de acuerdo con una envolvente de dominio de tiempo de una señal basada en al menos una entre la señal de voz de banda

20 baja, la señal de excitación de banda baja y la señal ampliada espectralmente.
- 25 2. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 1, en el que dicha síntesis de una señal de voz de banda baja incluye la síntesis de la señal de voz de banda baja de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda baja y una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
- 30 3. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 1, en el que dicha sintetización de una señal de voz de banda alta incluye la síntesis de la señal de voz de banda alta de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda alta y una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
- 35 4. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la función no lineal es una función no lineal sin memoria.
5. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la función no lineal es la función de valor absoluto.
- 40 6. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 1, dicho procedimiento comprendiendo, antes de dicha combinación, y de acuerdo con una pluralidad de factores de ganancia, modificar una amplitud de la señal de voz de banda alta a lo largo del tiempo.
- 45 7. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 6, en el que dicha modificación de una amplitud de la señal de voz de banda alta comprende modificar, de acuerdo con la pluralidad de factores de ganancia, una amplitud en el tiempo de al menos una de entre la señal de excitación de banda baja, la señal ampliada espectralmente, la señal de excitación de banda alta y la señal de voz de banda alta.
- 50 8. Un medio de almacenamiento de datos que tiene instrucciones ejecutables por máquina que describen el procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
- 55 9. Un aparato para generar una señal de voz de banda ancha a partir de entradas que comprenden parámetros de filtro de banda baja, una señal de excitación de banda baja y parámetros de filtro de banda alta, el aparato comprendiendo:

un decodificador de banda estrecha configurado para sintetizar una señal de voz de banda baja de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda baja y una pluralidad de parámetros de filtro de banda baja;

60 un decodificador de banda alta configurado para generar una señal de excitación de banda alta basada en la señal de excitación de banda baja y para sintetizar una señal de voz de banda alta de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda alta y una pluralidad de parámetros de filtro de banda alta; y

un banco de filtros configurado para combinar la señal de voz de banda baja y la señal de voz de banda alta para obtener la señal de voz de banda ancha,

65 donde dicho decodificador de banda alta está configurado además para realizar la modulación de una señal de ruido de acuerdo con una envolvente de dominio de tiempo de una señal basada en al menos una de entre la señal de voz de banda baja, la señal de excitación de banda baja y la señal ampliada espectralmente;

donde dicho descodificador de banda alta está configurado además para aplicar una función no lineal a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja para generar una señal ampliada espectralmente y mezclar una señal que se basa en la señal ampliada espectralmente con la señal de ruido modulada, donde dicho descodificador de banda alta está configurado además para generar la señal de excitación de banda alta en base a la señal mixta.

- 5
10. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, en el que dicho descodificador de banda estrecha está configurado para sintetizar la señal de voz de banda baja de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda baja y una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
- 10
11. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, en el que dicho descodificador de banda alta está configurado para sintetizar la señal de voz de banda alta de acuerdo con al menos la señal de excitación de banda alta y una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
- 15
12. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, en el que dicho descodificador de banda alta está configurado para aplicar una función no lineal sin memoria a una señal que se basa en la señal de excitación de banda estrecha para generar la señal ampliada espectralmente.
- 20
13. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, en el que dicho descodificador de banda alta está configurado para aplicar la función de valor absoluto a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja para generar la señal ampliada espectralmente.
- 25
14. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, en el que dicho descodificador de banda alta está configurado para modificar una amplitud de la señal de voz de banda alta en el tiempo de acuerdo con una pluralidad de factores de ganancia.
- 30
15. El aparato de acuerdo con la reivindicación 14, en el que dicho descodificador de banda alta está configurado para modificar una amplitud de la señal de voz de banda alta de acuerdo con una pluralidad de factores de ganancia modificando, de acuerdo con la pluralidad de factores de ganancia, una amplitud en el tiempo de al menos una de entre la señal de excitación de banda baja, la señal ampliada espectralmente, la señal de excitación de banda alta y la señal de voz de banda alta.
- 35
16. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, dicho aparato comprendiendo un teléfono celular.
- 40
17. El aparato de acuerdo con la reivindicación 9, dicho aparato comprendiendo un dispositivo configurado para recibir una pluralidad de paquetes que cumplan con una versión del Protocolo de Internet, donde la pluralidad de paquetes describe la señal de excitación de banda baja, la pluralidad de parámetros de filtro de banda baja y la pluralidad de parámetros de filtro de banda alta.
- 45
18. Un procedimiento de procesamiento de señales para generar salidas que comprende parámetros de filtro de banda baja, una señal de excitación de banda baja y parámetros de filtro de banda alta a partir de una entrada que comprende una señal de voz de banda ancha, dicho procedimiento comprendiendo:
- 50
- procesar la señal de voz de banda ancha para obtener una señal de voz de banda baja y una señal de voz de banda alta;
- 55
- codificar la señal de voz de banda baja en al menos una señal de excitación de banda baja codificada y una pluralidad de parámetros de filtro de banda baja;
- generar una señal de excitación de banda alta basada en la señal de excitación de banda baja codificada;
- de acuerdo con la señal de excitación de banda alta, codificar la señal de voz de banda alta en al menos una pluralidad de los parámetros de filtro de banda alta; y
- 60
- donde dicha generación de una señal de excitación de banda alta incluye aplicar una función no lineal a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja codificada para generar una señal ampliada espectralmente y mezclar una señal que se basa en la señal ampliada espectralmente con una señal de ruido modulada, donde la señal de excitación de banda alta se basa en la señal mixta y donde la
- 65
- señal de ruido modulada se basa en un resultado de modular una señal de ruido de acuerdo con una envolvente de dominio de tiempo de una señal basada en al menos una de entre la señal de voz de banda baja, la señal de excitación de banda baja y la señal ampliada espectralmente.
19. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 18, en el que dicha codificación de la señal de voz de banda baja en al menos una señal de excitación de banda baja codificada y una pluralidad de parámetros de filtro de banda baja incluye codificar la señal de voz de banda baja en al menos una señal de excitación de banda baja codificada y una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
20. El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 18, en el que dicha codificación de la señal de voz de banda alta en al menos una pluralidad de parámetros de filtro de banda alta

incluye codificar la señal de voz de banda alta en al menos una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.

- 5 **21.** El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 18, en el que la función no lineal es una función no lineal sin memoria.
- 22.** El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 18, en el que la función no lineal es la función de valor absoluto.
- 10 **23.** El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 18, dicho procedimiento comprendiendo el cálculo de una envolvente de ganancia de acuerdo con una relación variable en el tiempo entre la señal de banda alta y una señal basada en la señal de excitación de banda baja.
- 15 **24.** El procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con la reivindicación 23, en el que dicho cálculo de una envolvente de ganancia comprende:
- en base a la señal de excitación de banda alta y la pluralidad de parámetros de filtro de banda alta, generar una señal de banda alta sintetizada; y
calcular una envolvente de ganancia de acuerdo con una relación variable en el tiempo entre la señal de banda alta y la señal de banda alta sintetizada.
- 25.** Un medio de almacenamiento de datos que tiene instrucciones ejecutables por máquina que describen el procedimiento de procesamiento de señales de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 18 a 24.
- 25 **26.** Un aparato para generar salidas que comprende parámetros de filtro de banda baja, una señal de excitación de banda baja y parámetros de filtro de banda alta desde una entrada que comprende una señal de voz de banda ancha que comprende:
- un banco de filtros configurado para filtrar la señal de voz de banda ancha para obtener una señal de voz de banda baja y una señal de voz de banda alta;
un codificador de banda baja configurado para codificar la señal de voz de banda baja en al menos una señal de excitación de banda baja codificada y una pluralidad de parámetros de filtro de banda baja; y
un codificador de banda alta configurado para generar una señal de excitación de banda alta en base a la señal de excitación de banda baja codificada y para codificar la señal de voz de banda alta de acuerdo con la señal de excitación de banda alta en al menos una pluralidad de los parámetros de filtro de banda alta,
donde dicho codificador de banda alta está configurado para aplicar una función no lineal a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja codificada para generar una señal ampliada espectralmente y mezclar una señal que se basa en la señal ampliada espectralmente con una señal de ruido modulada, y donde dicho descodificador de banda alta está configurado para generar la señal de excitación de banda alta en base a la señal mixta; y
donde la señal de ruido modulada se basa en un resultado de la modulación de una señal de ruido de acuerdo con una envolvente de dominio de tiempo de una señal basada en al menos una de entre la señal de voz de banda baja, la señal de excitación de banda baja codificada y la señal ampliada espectralmente.
- 30
- 35
- 40
- 45
- 27.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, en el que dicho codificador de banda estrecha está configurado para codificar la señal de voz de banda baja en al menos una señal de excitación de banda baja codificada y una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
- 50 **28.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, en el que dicho codificador de banda alta está configurado para codificar la señal de voz de banda alta en al menos una pluralidad de coeficientes de filtro de predicción lineal.
- 55 **29.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, en el que dicho codificador de banda alta está configurado para aplicar una función no lineal sin memoria a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja codificada para generar la señal ampliada espectralmente.
- 60 **30.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, en el que dicho codificador de banda alta está configurado para aplicar la función de valor absoluto a una señal que se basa en la señal de excitación de banda baja codificada para generar la señal ampliada espectralmente.
- 65 **31.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, en el que dicho codificador de banda alta está configurado para calcular una envolvente de ganancia de acuerdo con una relación variable en el tiempo entre la señal de banda alta y una señal basada en la señal de excitación de banda baja codificada.

- 5
- 10
- 32.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 31, en el que dicho codificador de banda alta está configurado para generar una señal de banda alta sintetizada en base a la señal de excitación de banda alta y la pluralidad de parámetros de filtro de banda alta y para calcular la envolvente de ganancia de acuerdo con una relación variable en el tiempo entre la señal de banda alta y la señal de banda alta sintetizada.
 - 33.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, dicho aparato comprendiendo un teléfono celular.
 - 34.** El aparato de acuerdo con la reivindicación 26, dicho aparato comprendiendo un dispositivo configurado para transmitir una pluralidad de paquetes que cumplan con una versión del Protocolo de Internet, donde la pluralidad de paquetes describe la señal de excitación de banda baja codificada, la pluralidad de parámetros de filtro de banda baja y la pluralidad de parámetros del filtro de banda alta.

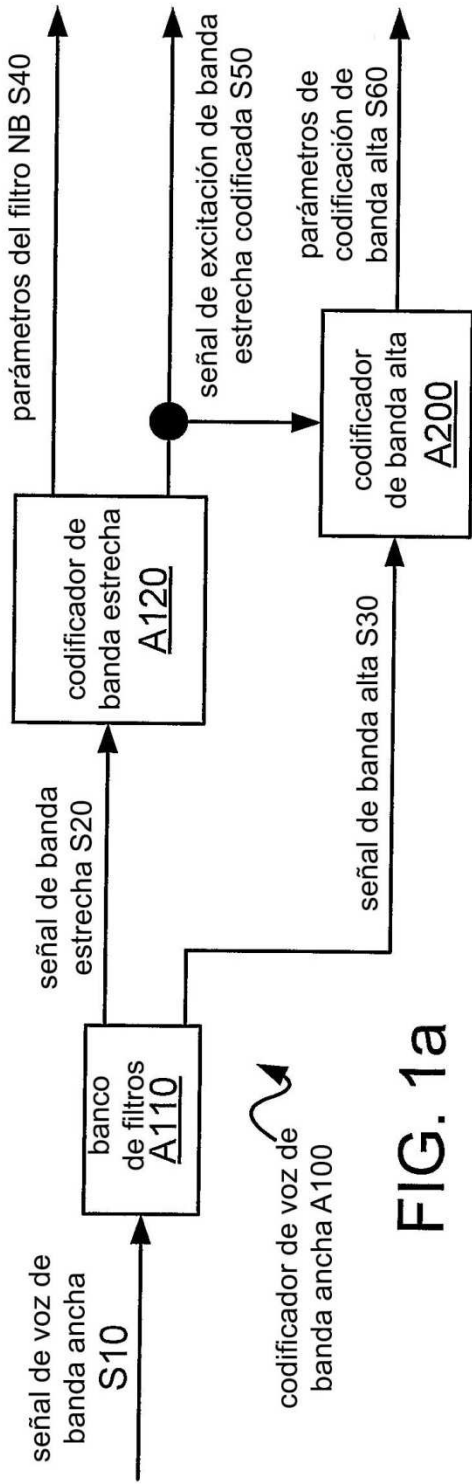


FIG. 1a

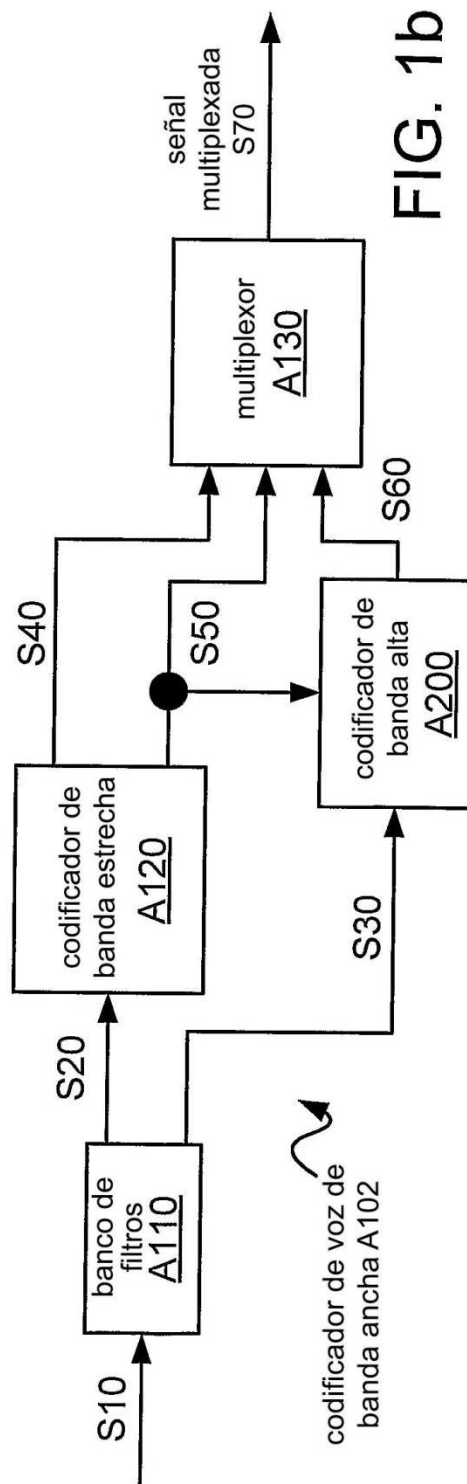


FIG. 1b

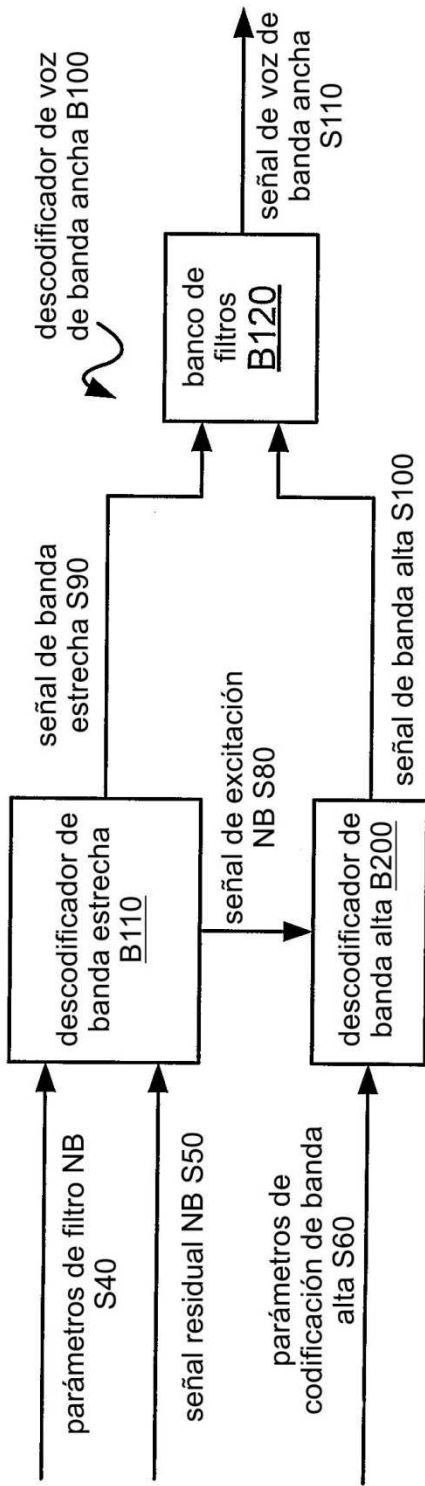


FIG. 2a

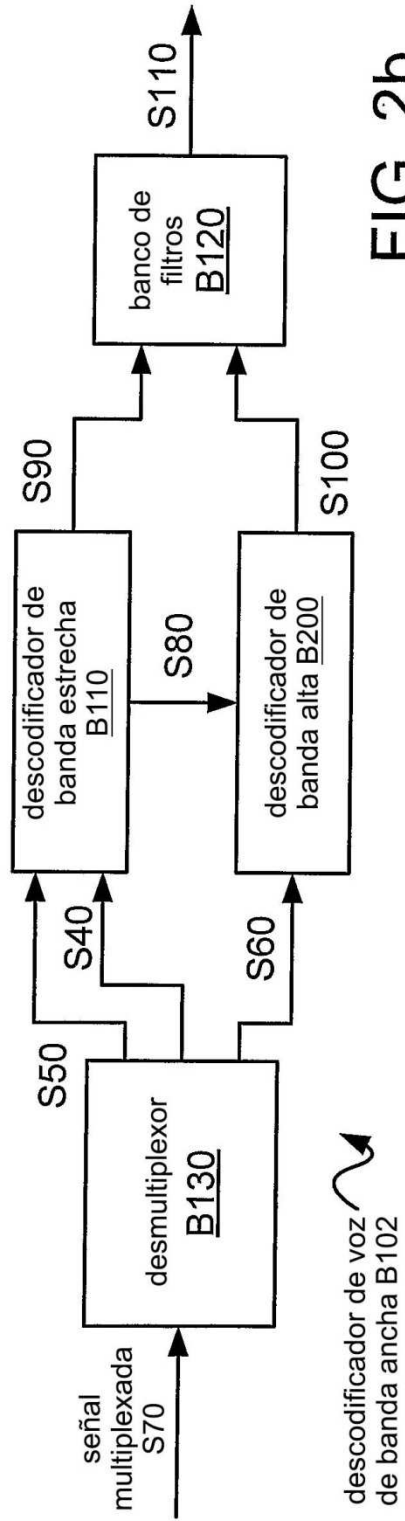


FIG. 2b

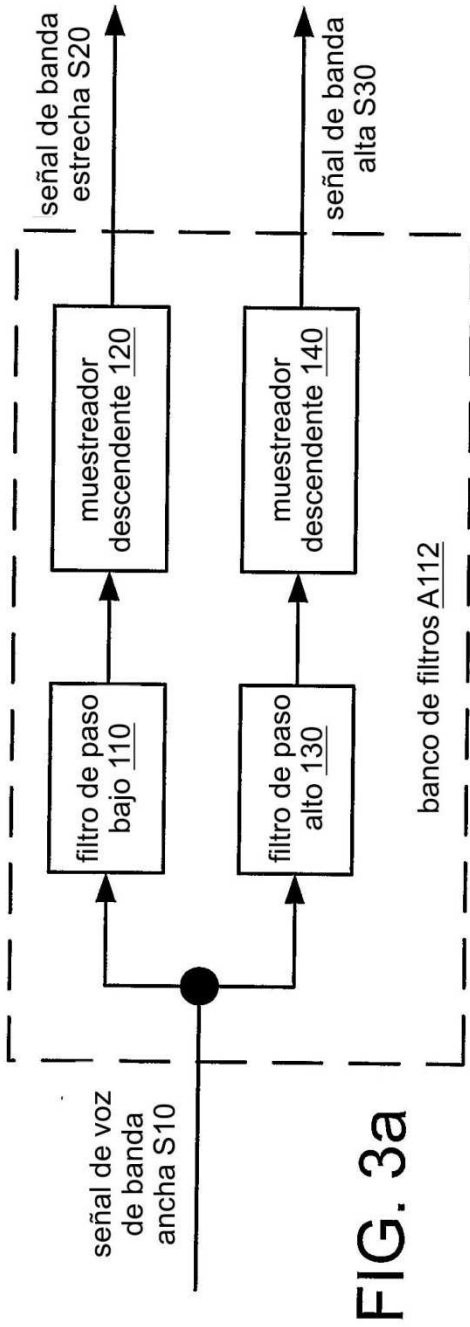


FIG. 3a

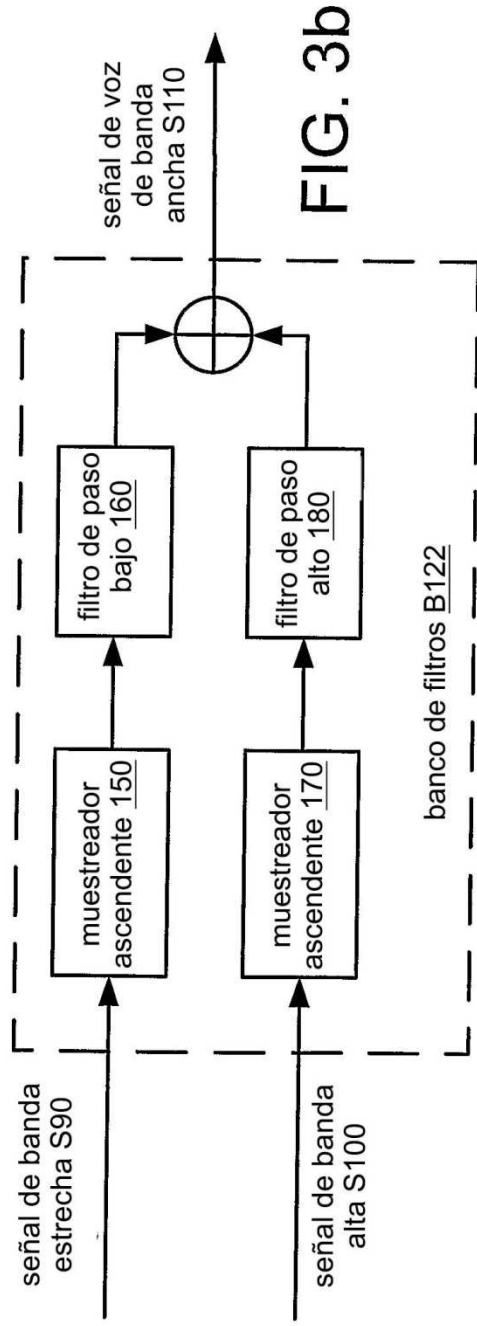


FIG. 3b

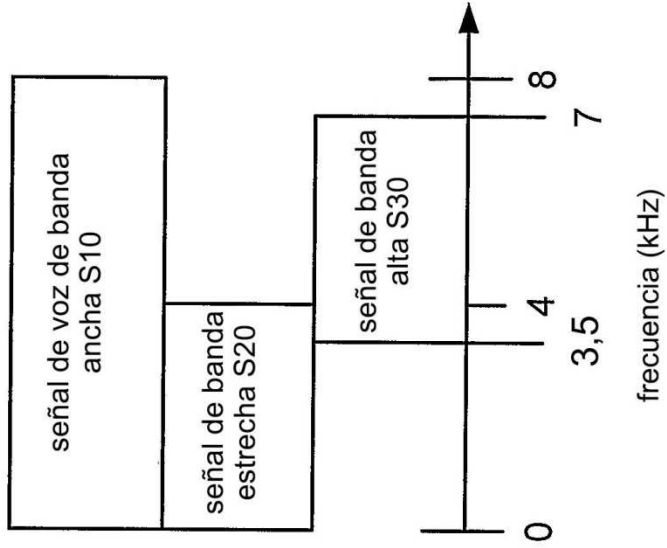


FIG. 4b

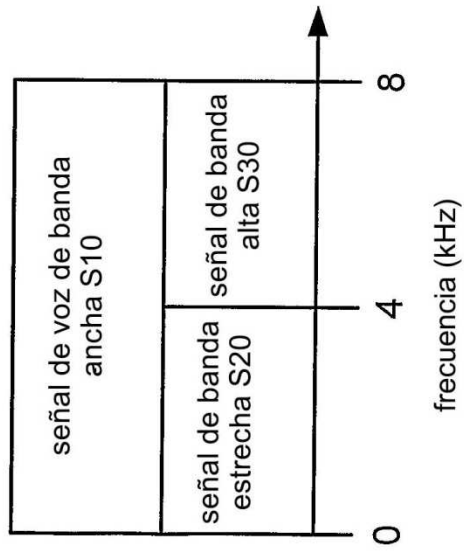


FIG. 4a

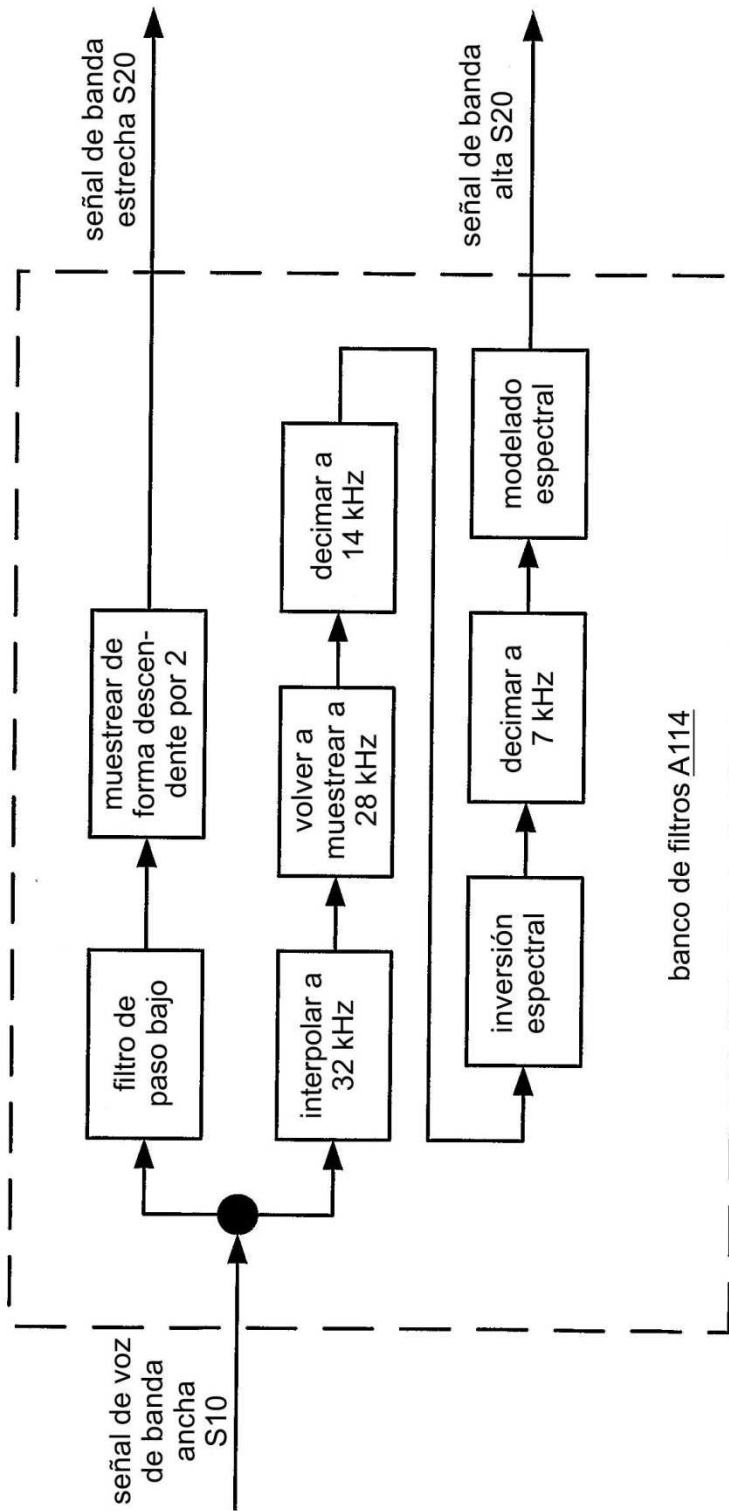


FIG. 4C

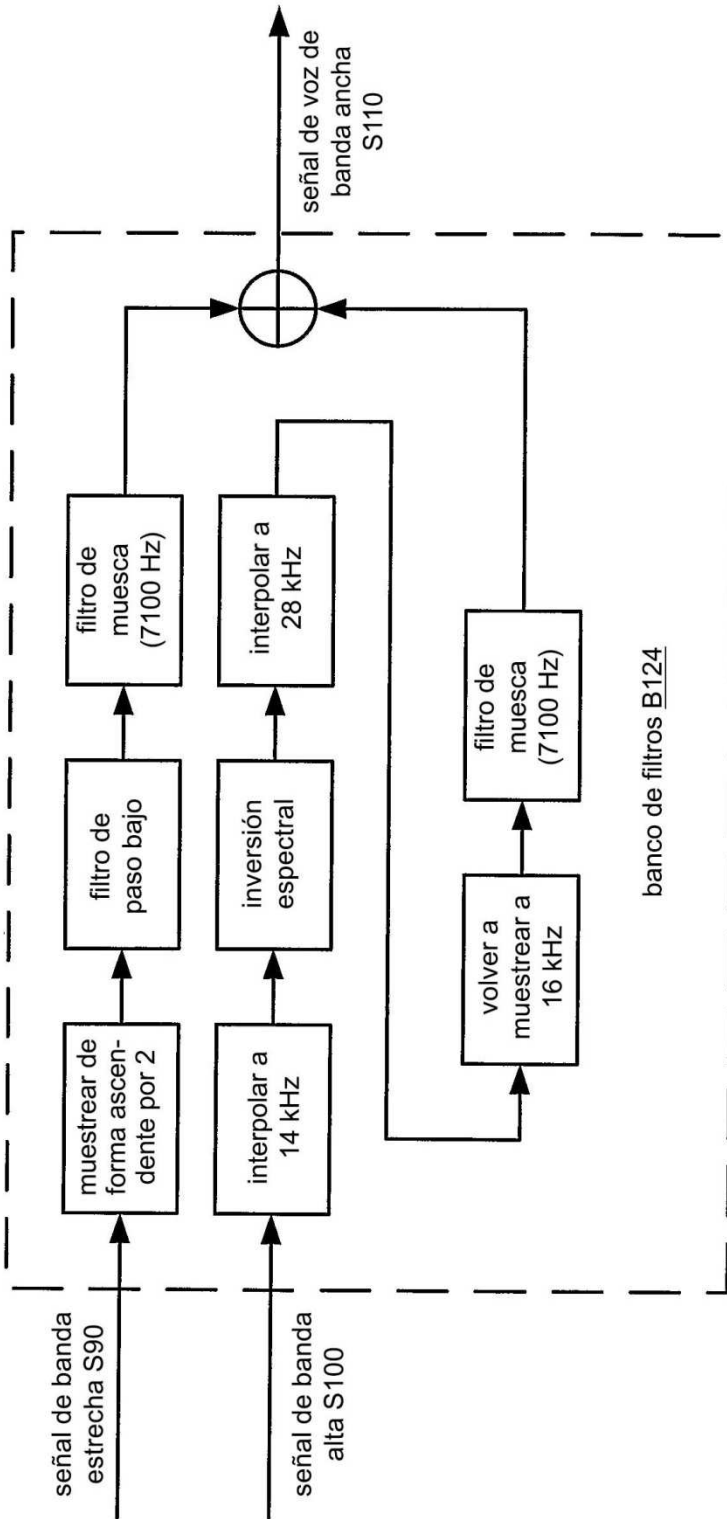
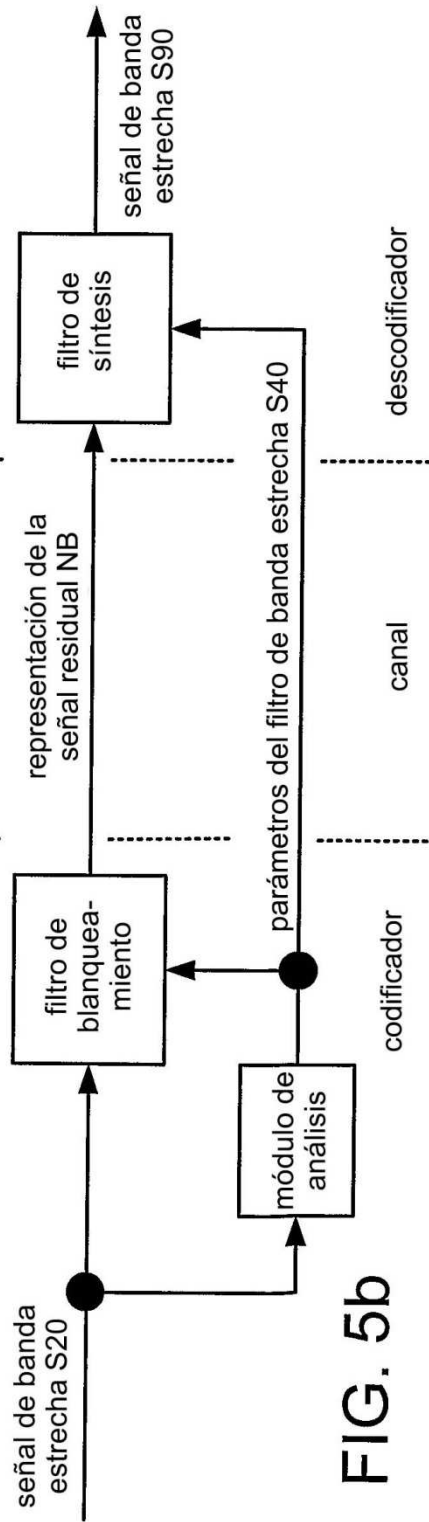
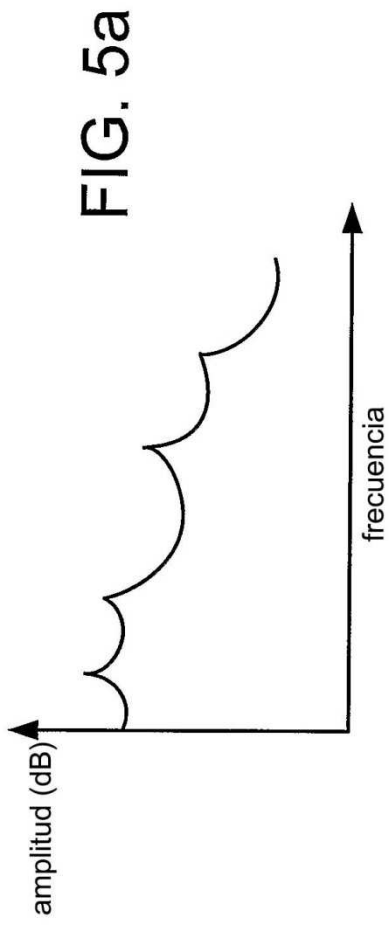


FIG. 4d



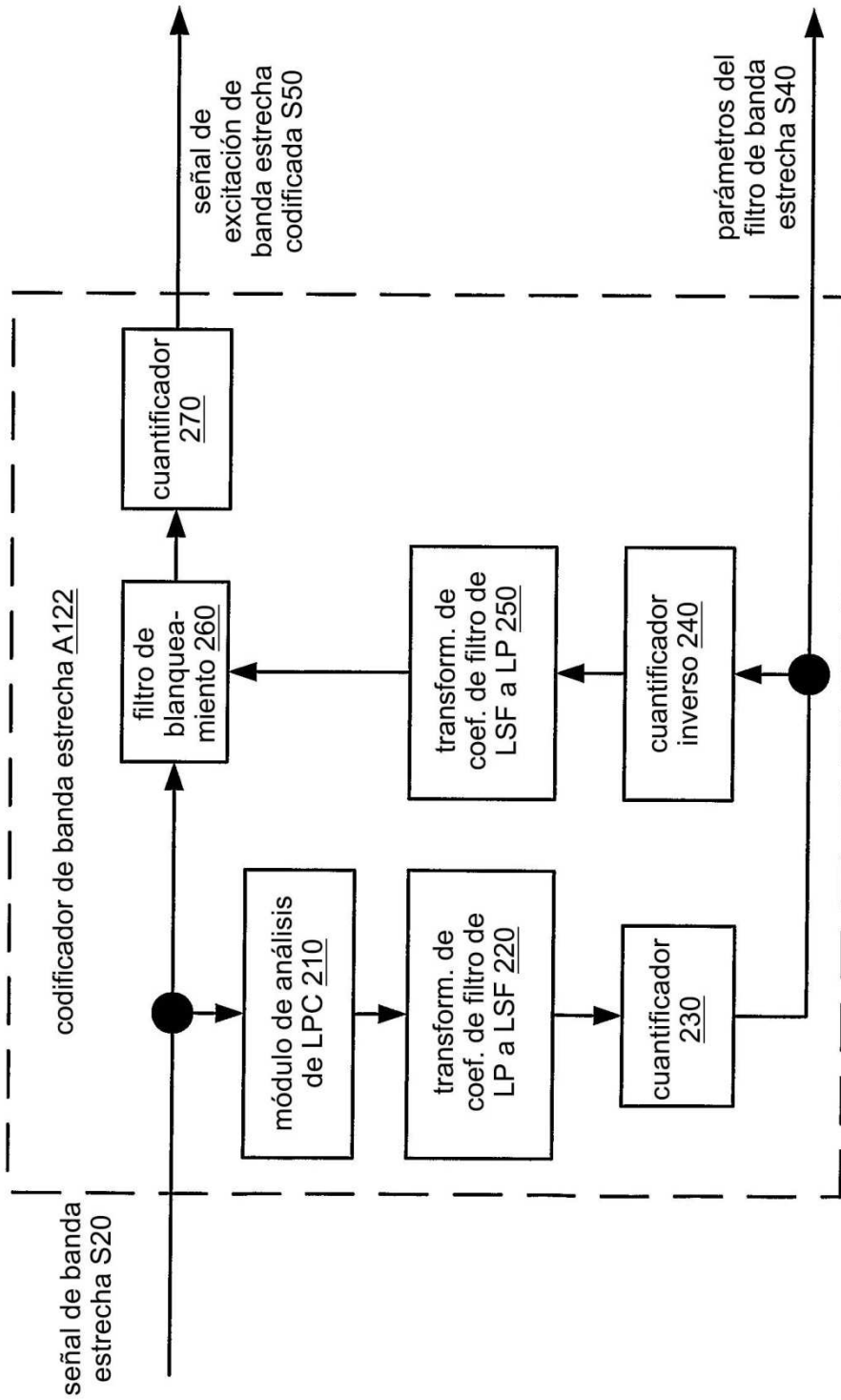


FIG. 6

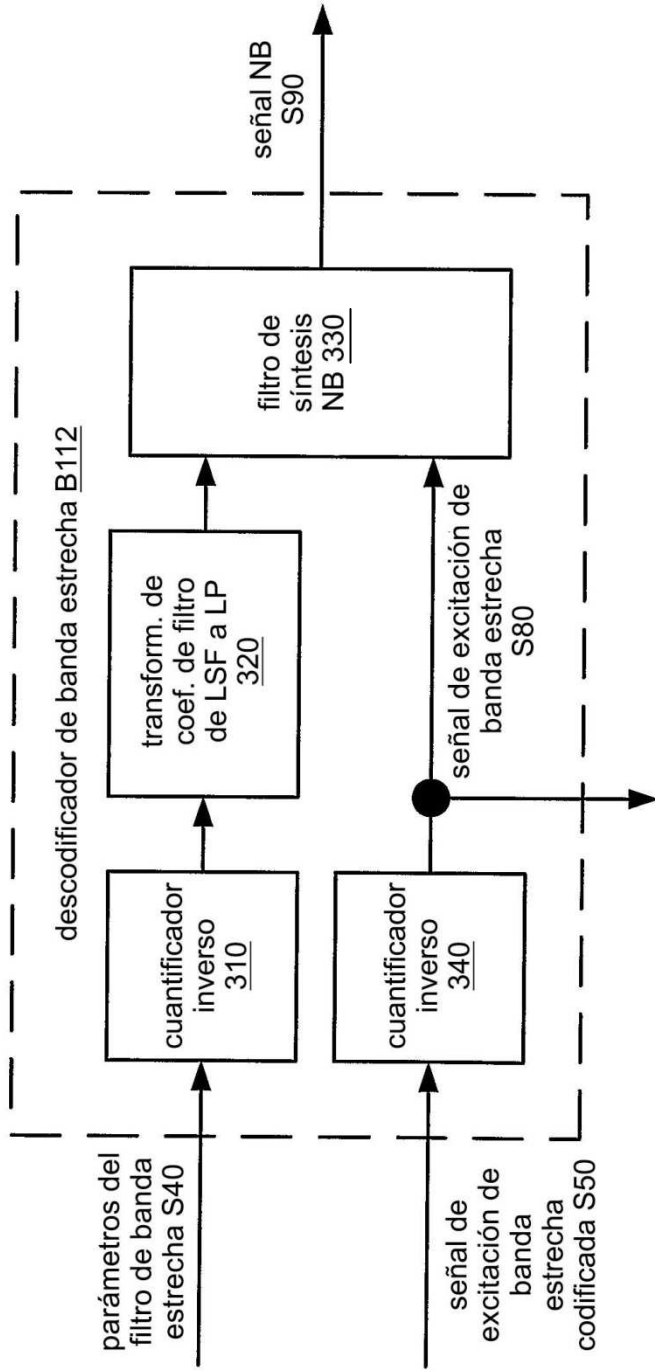


FIG. 7

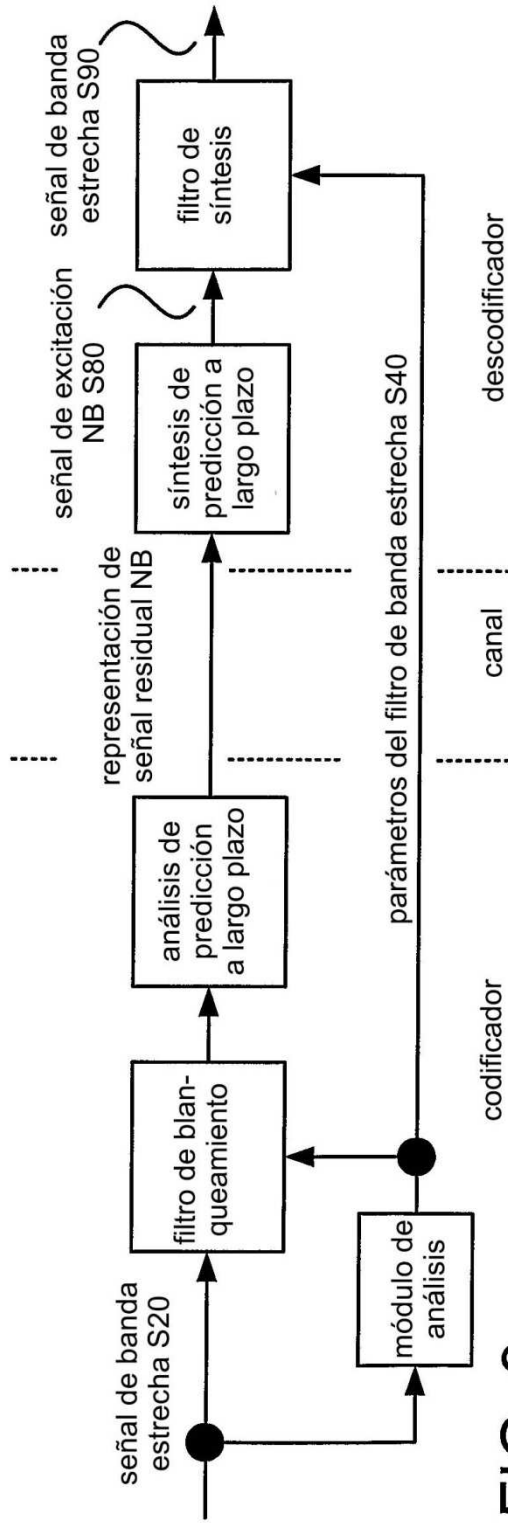
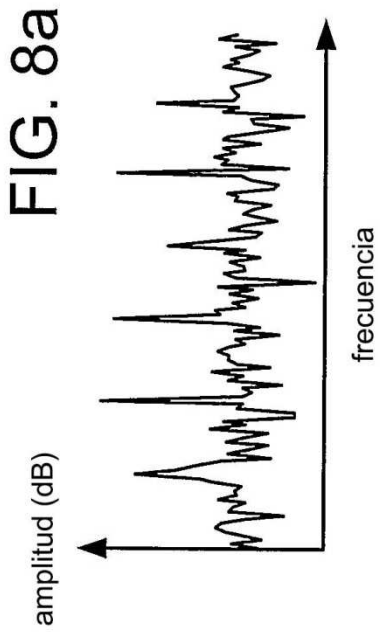
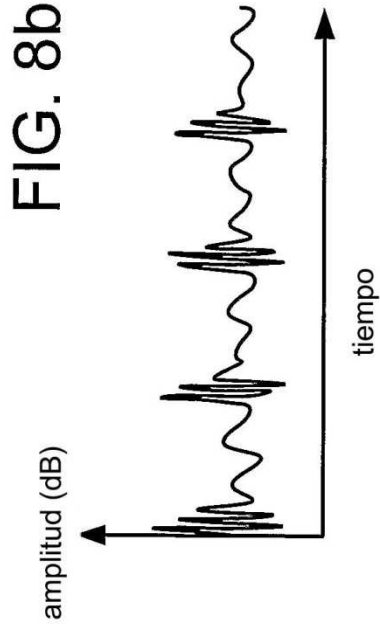


FIG. 9

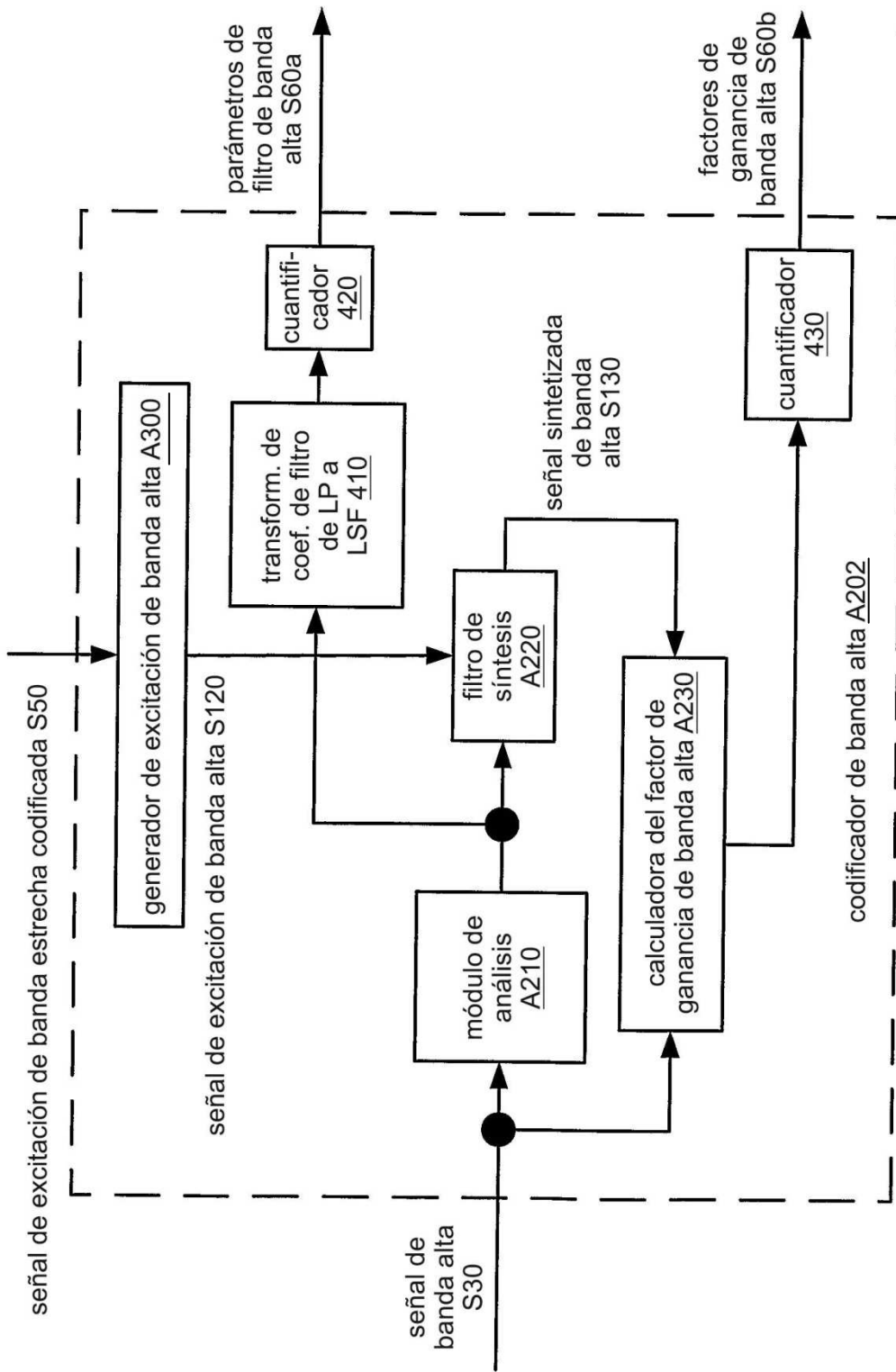


FIG. 10

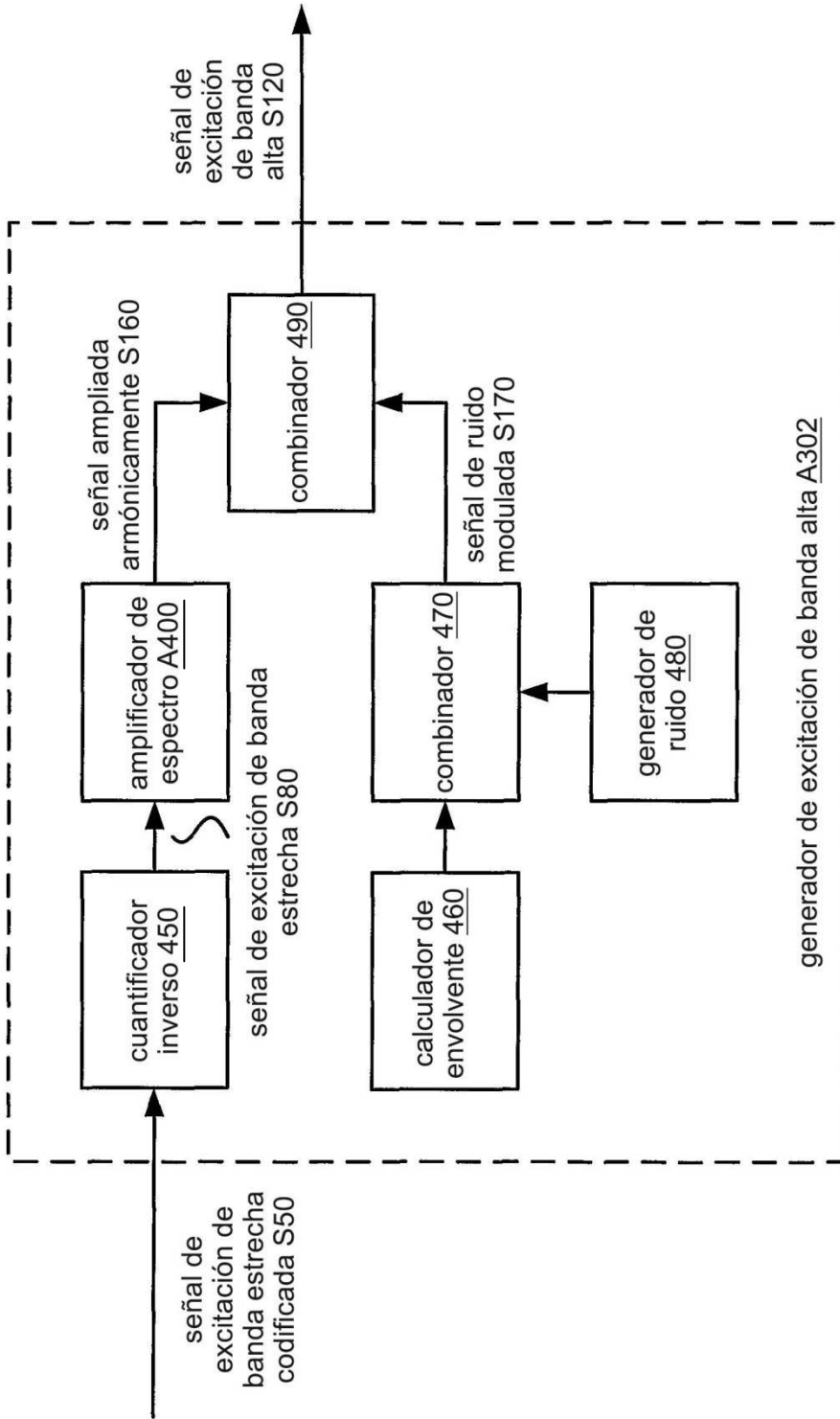


FIG. 11

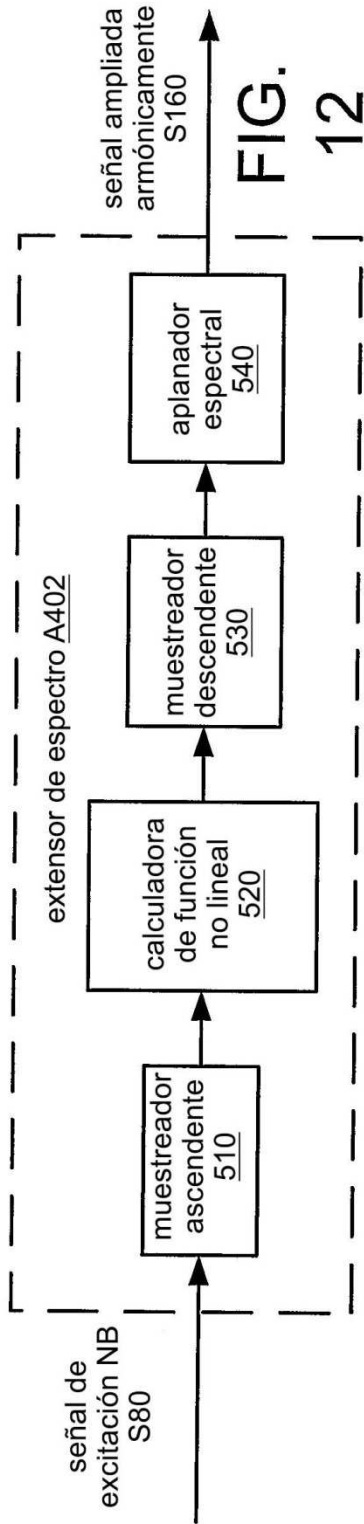


FIG. 12

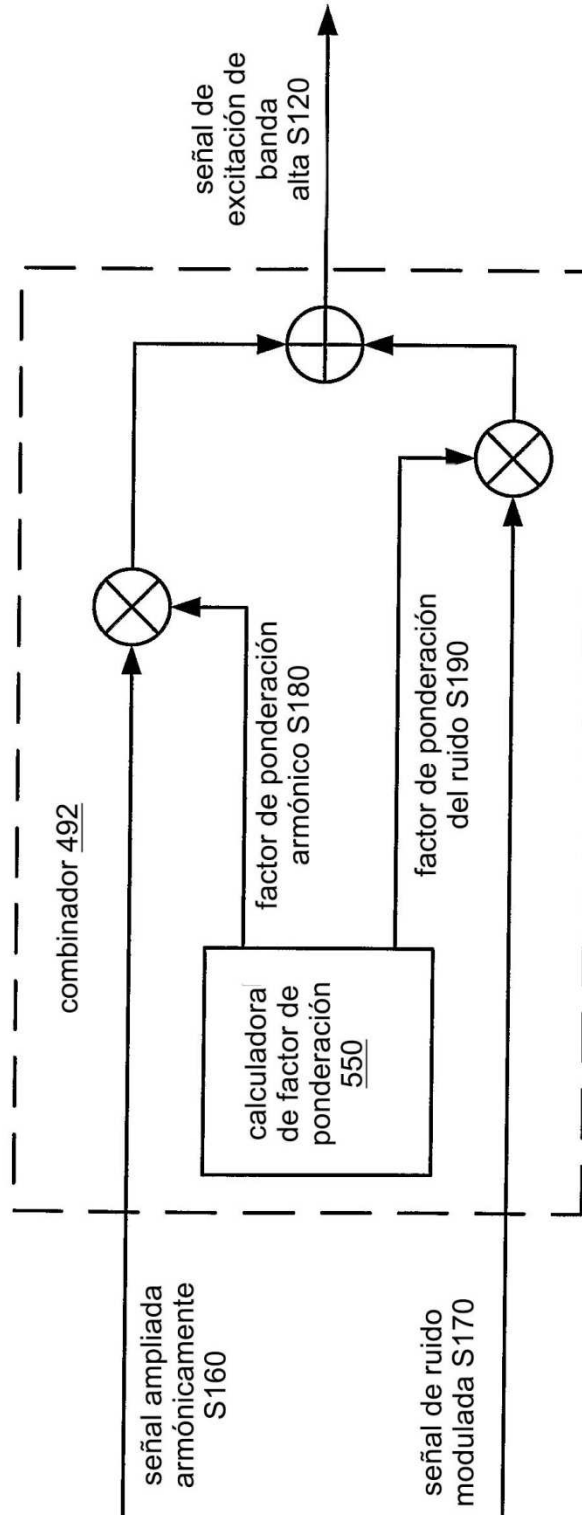


FIG. 16

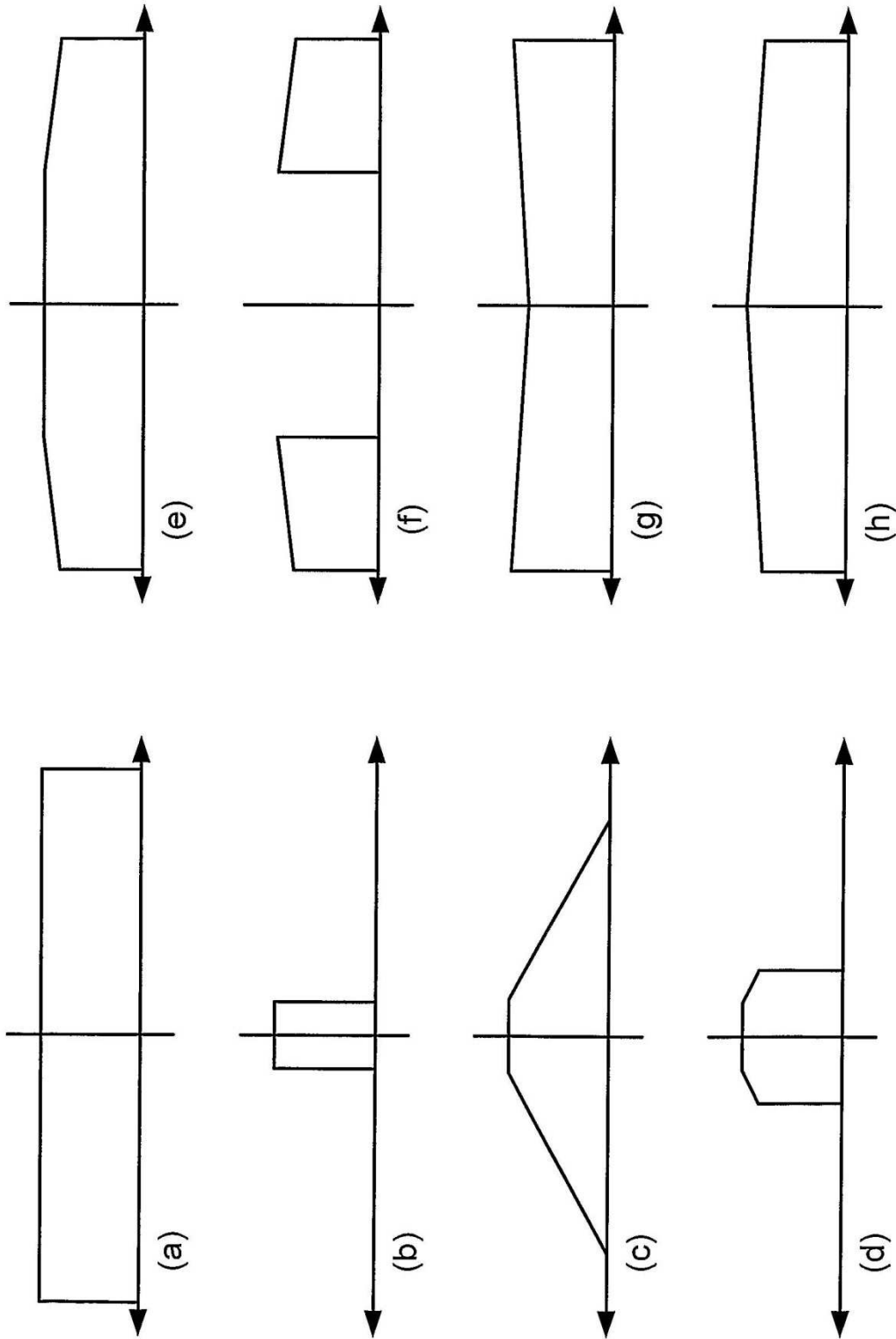


FIG. 12a

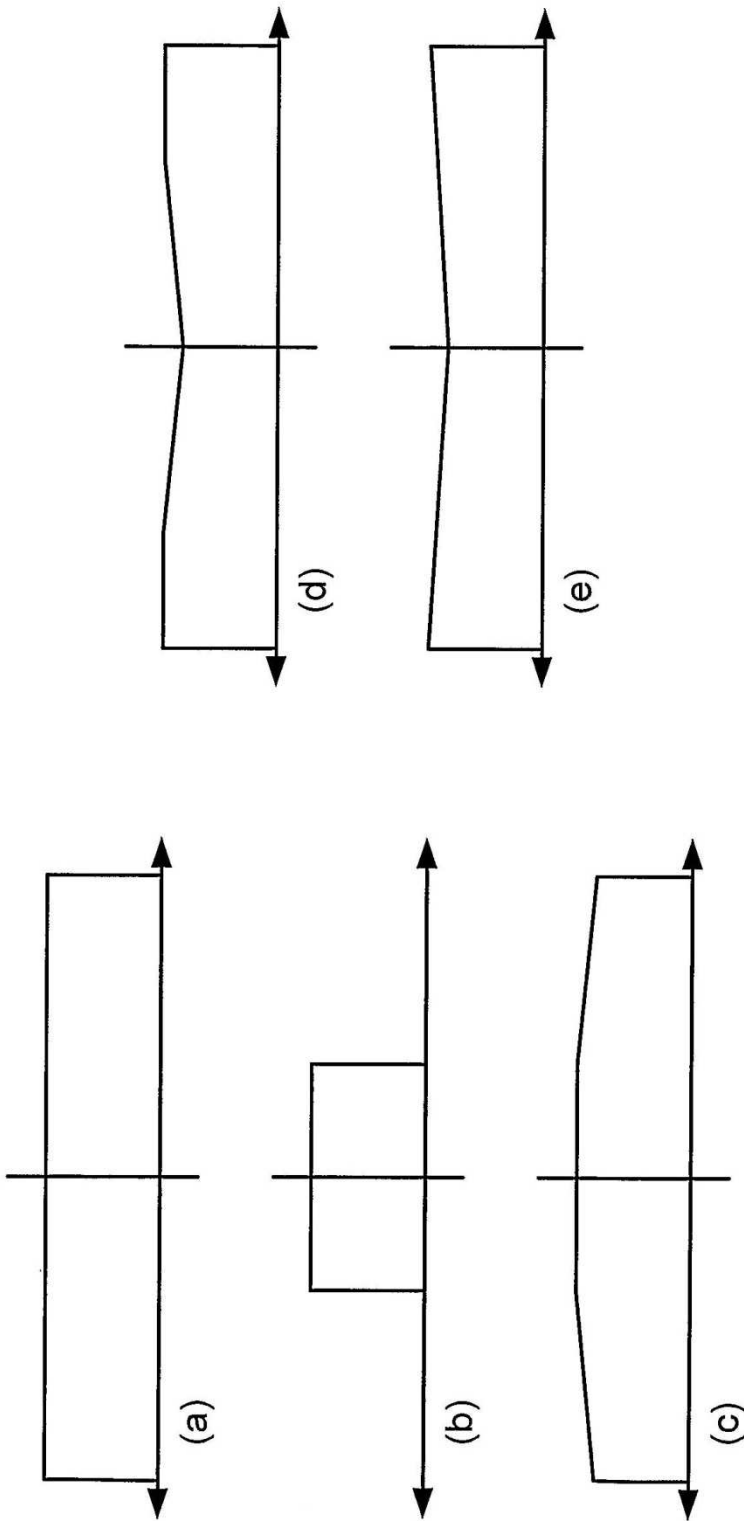


FIG. 12b

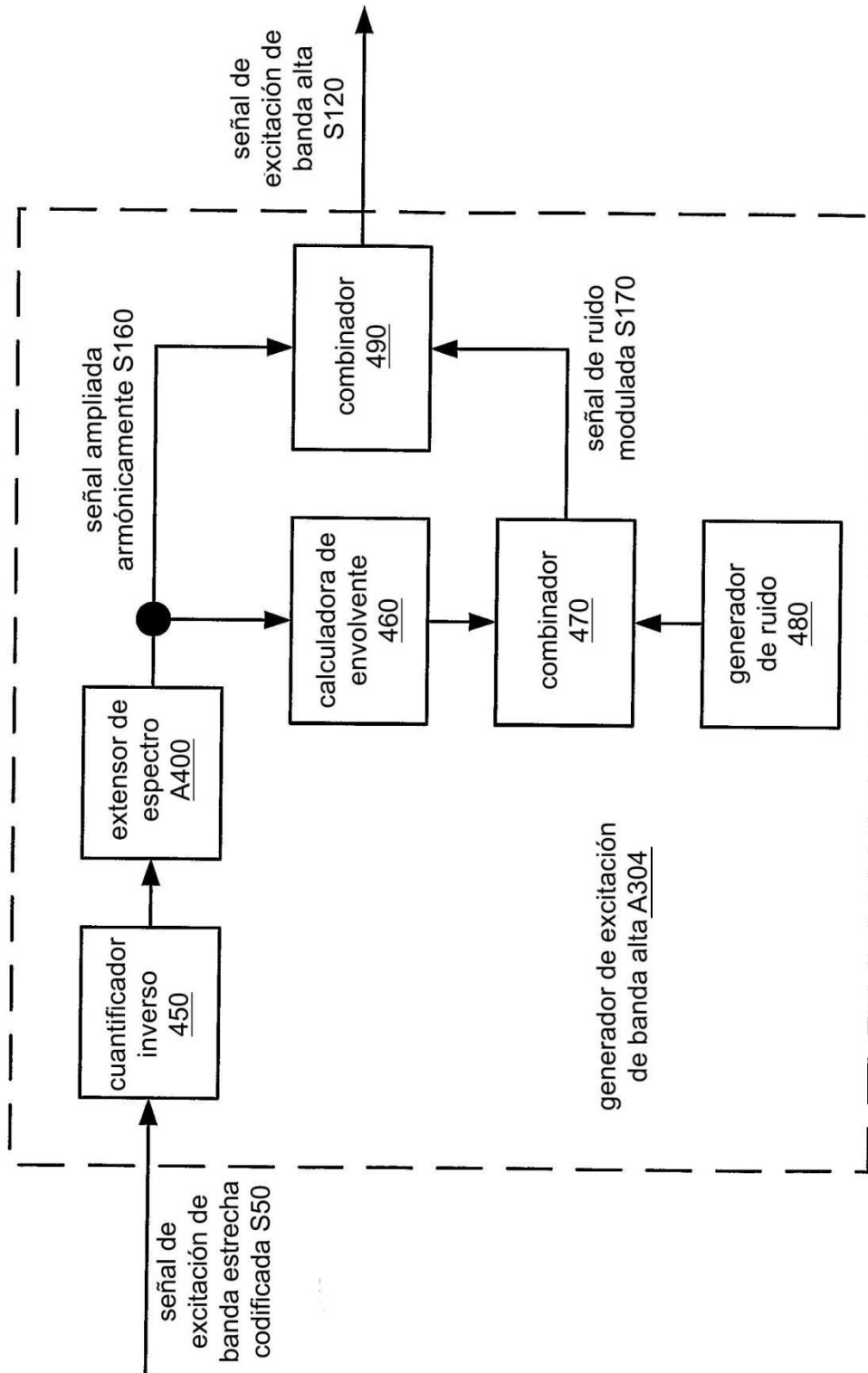


FIG. 13

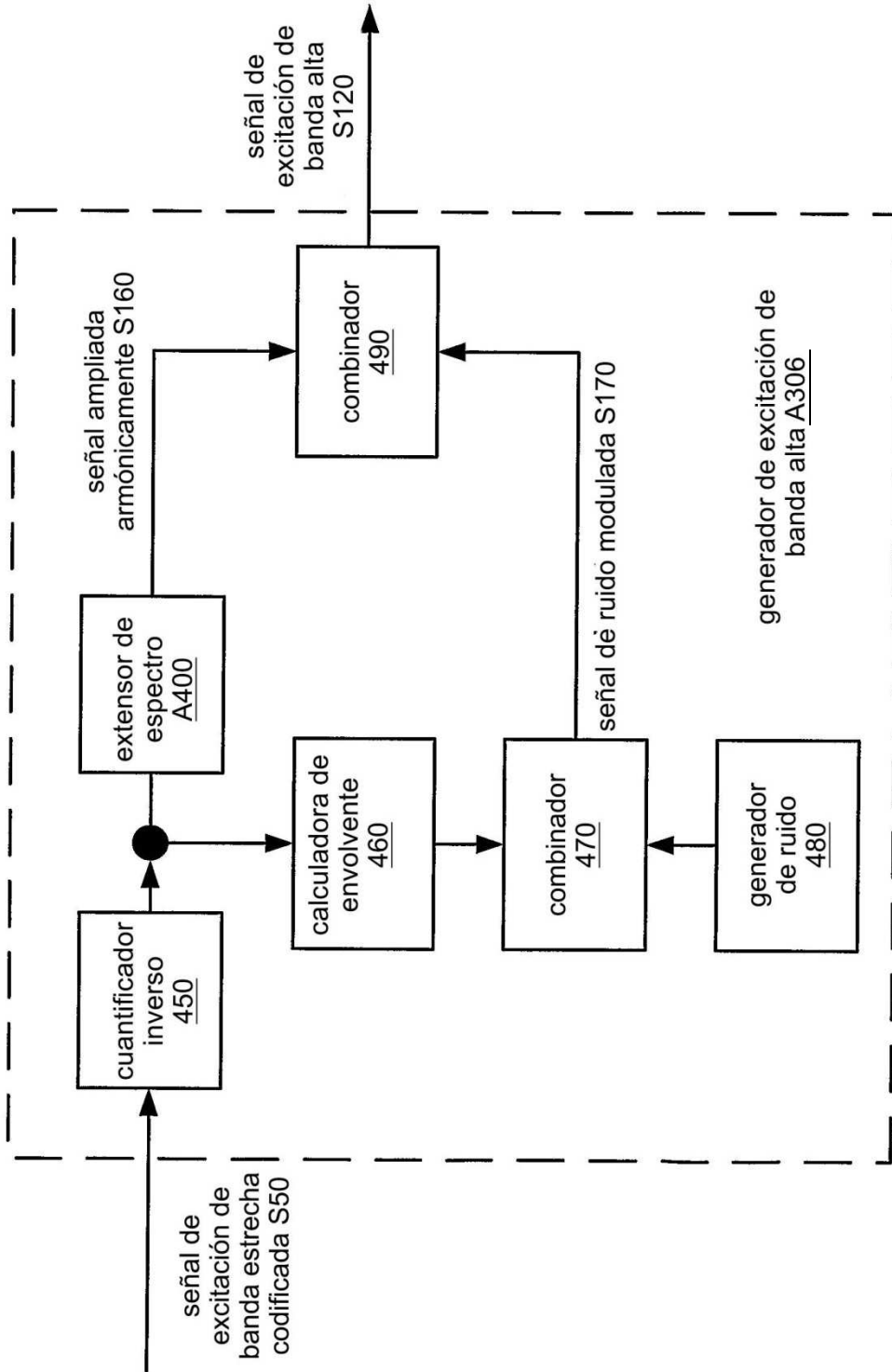


FIG. 14

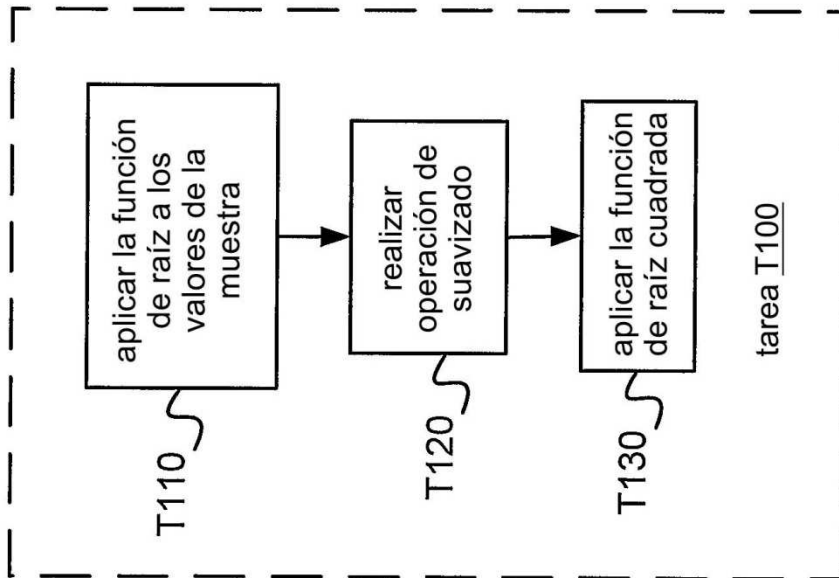


FIG. 15

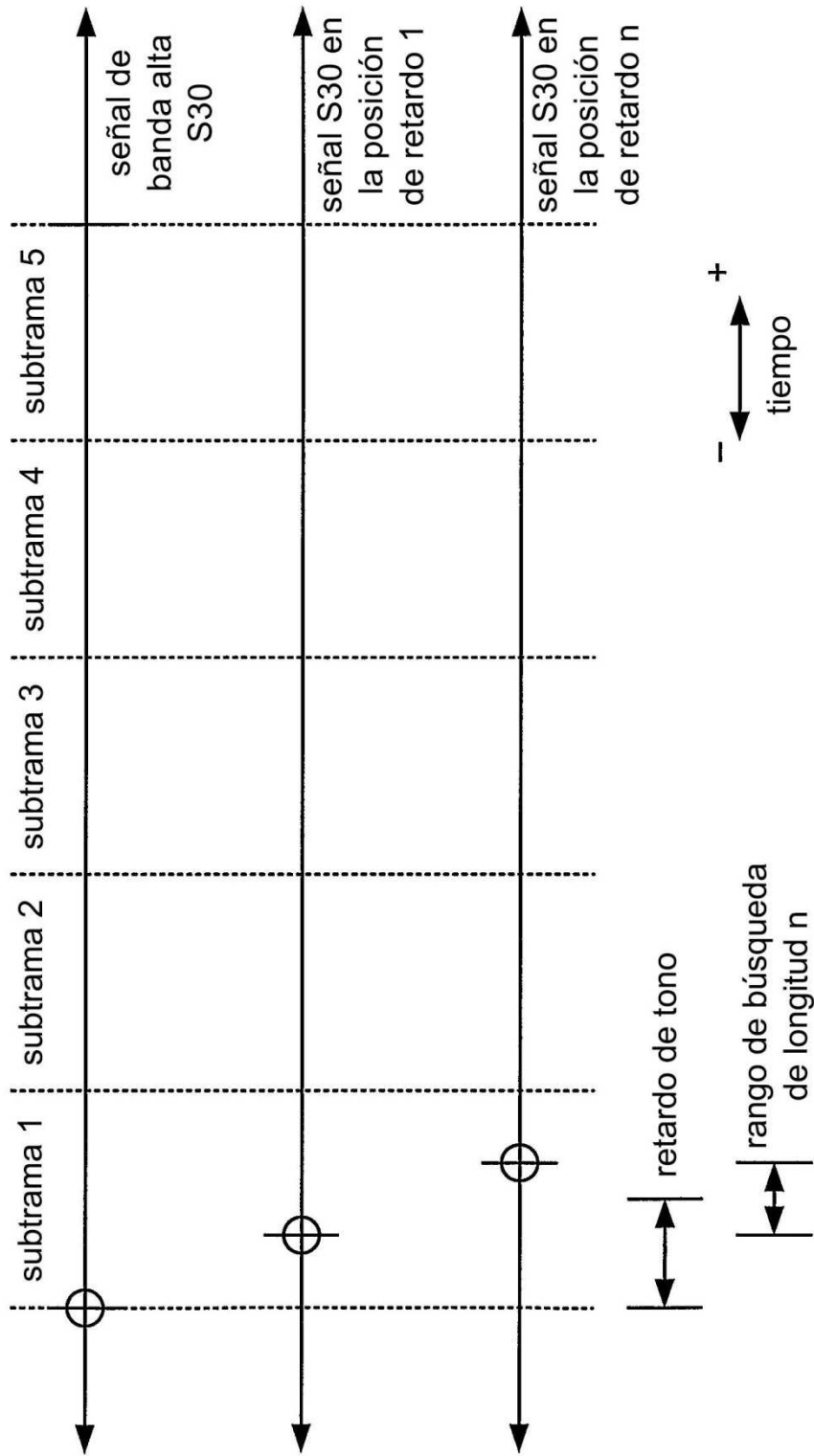


FIG. 17

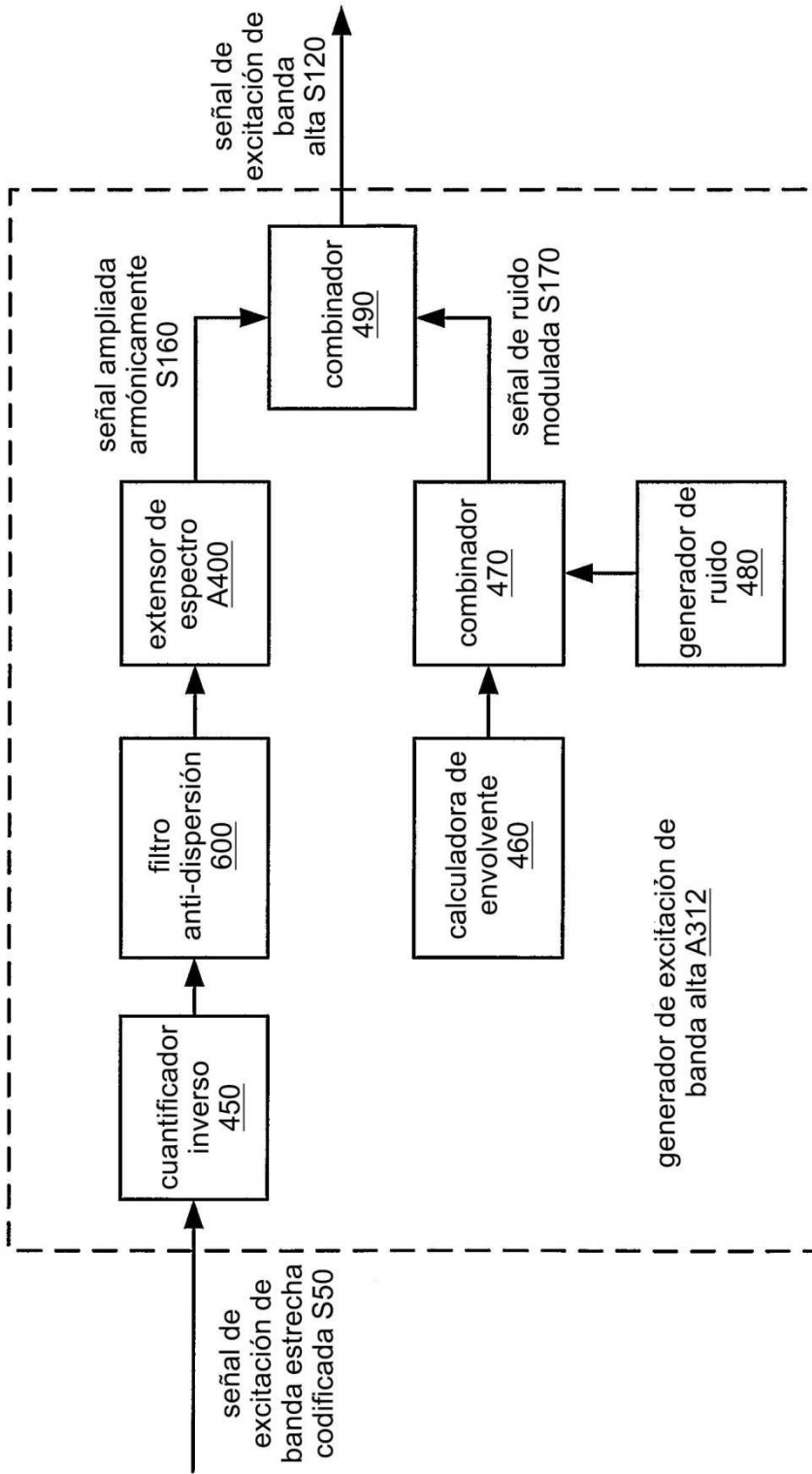


FIG. 18

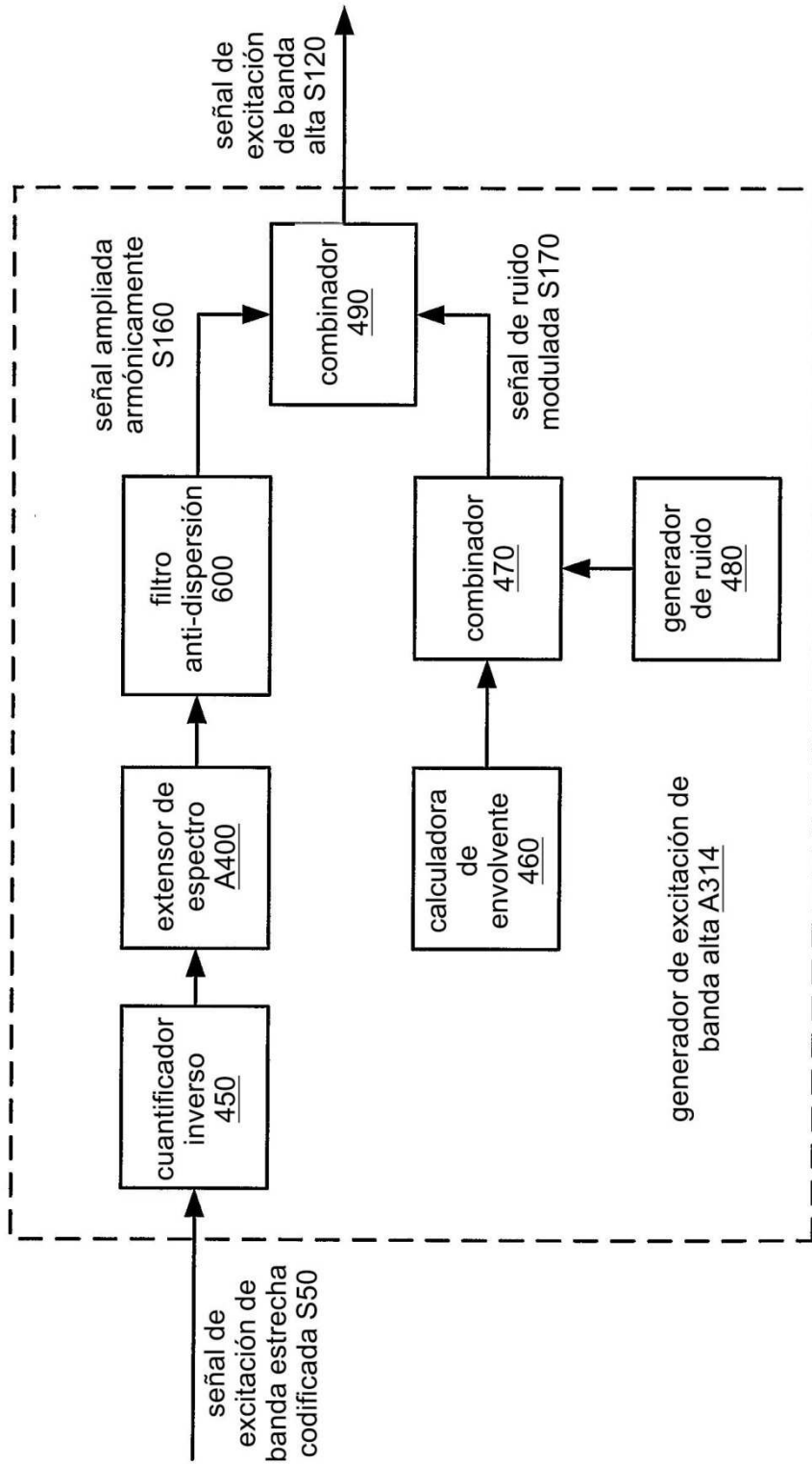


FIG. 19

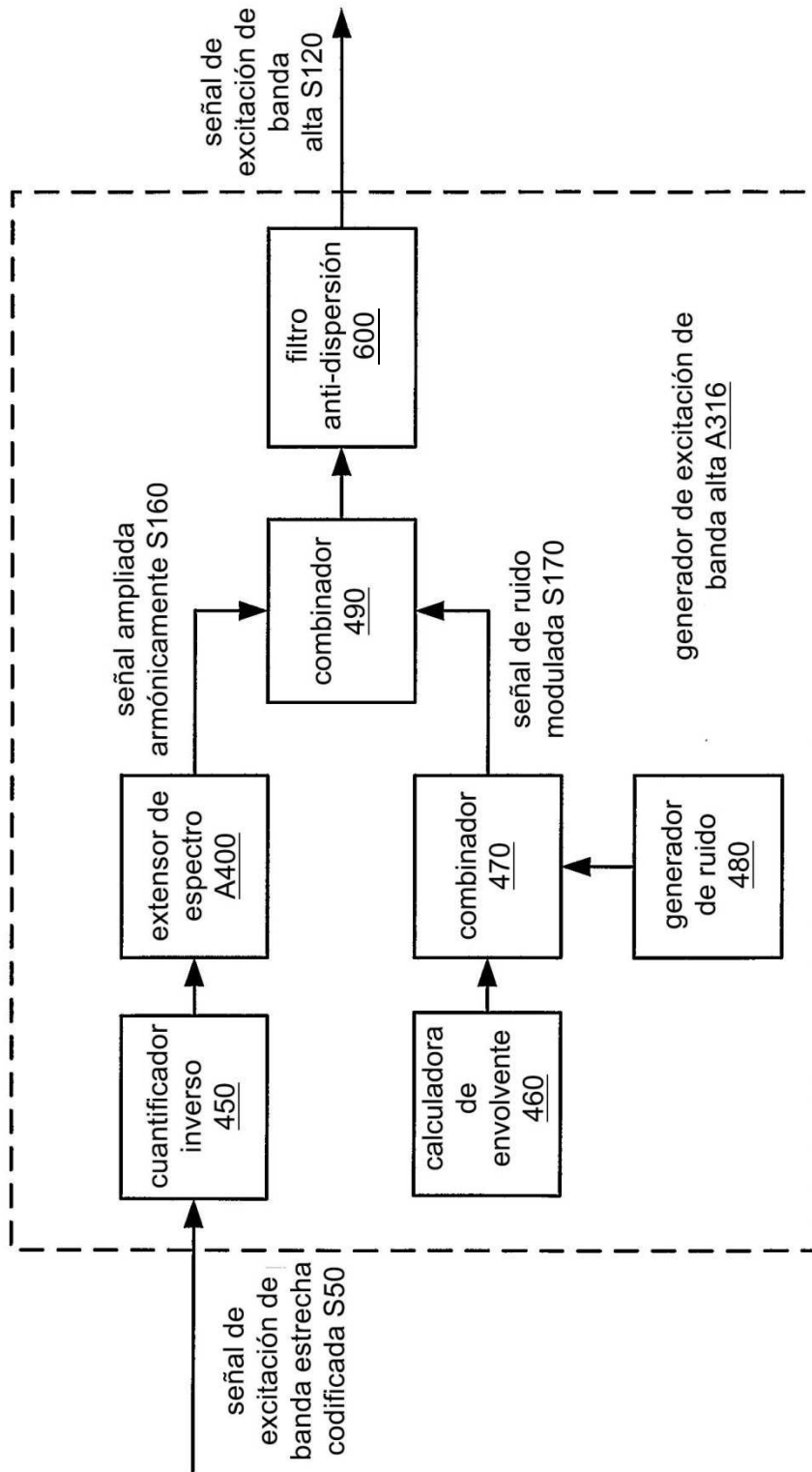


FIG. 20

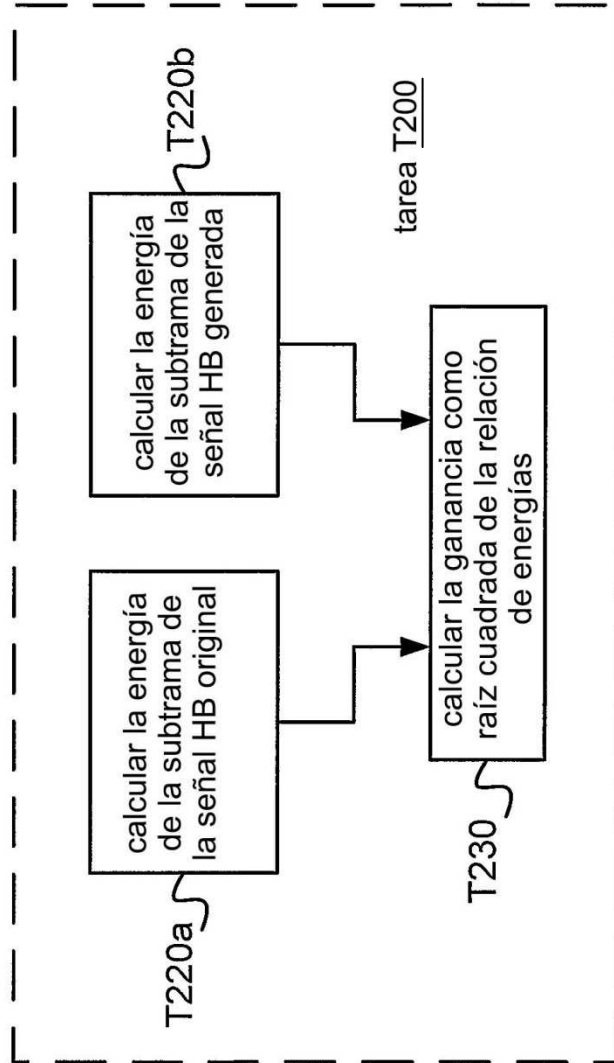


FIG. 21

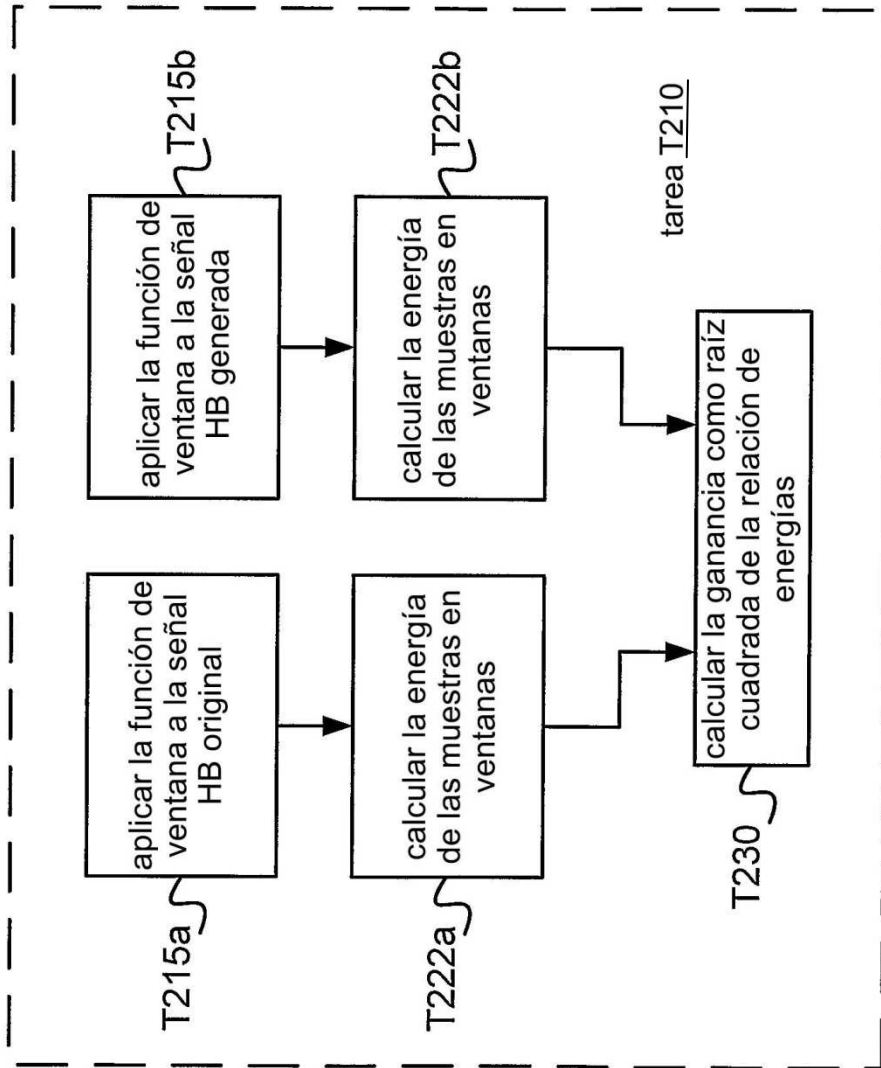


FIG. 22

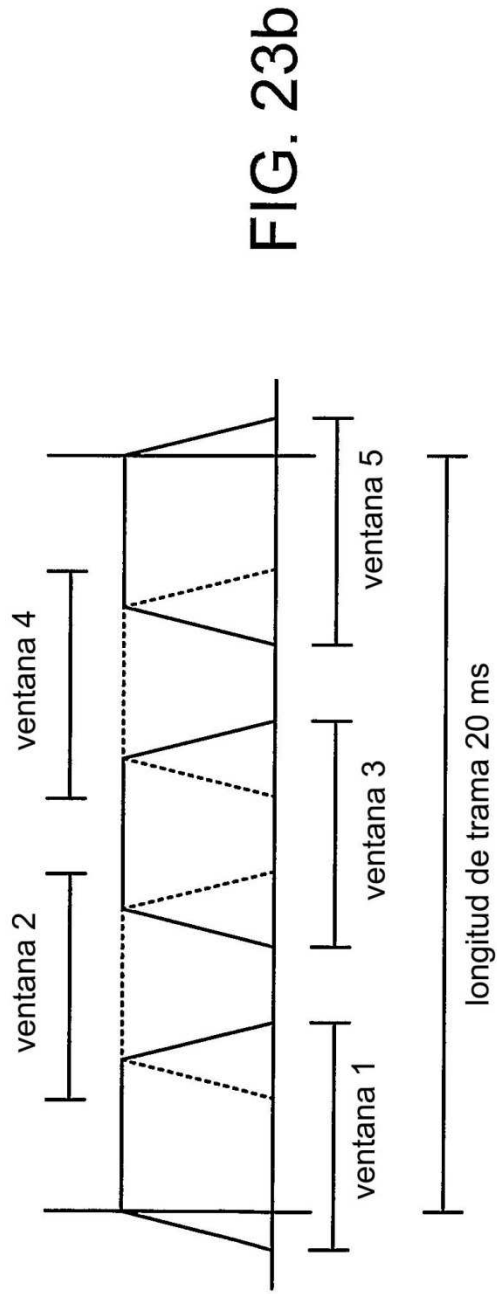
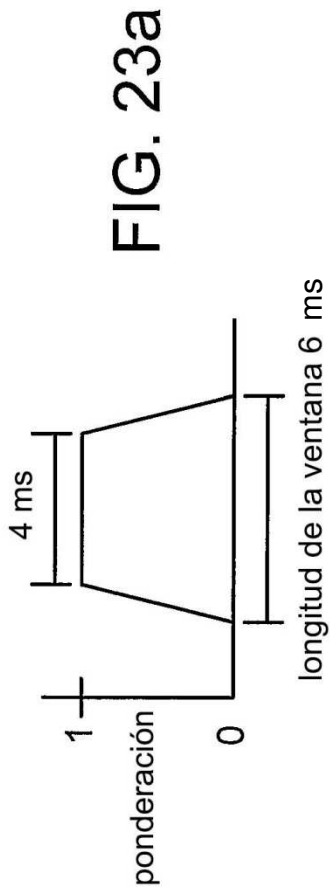
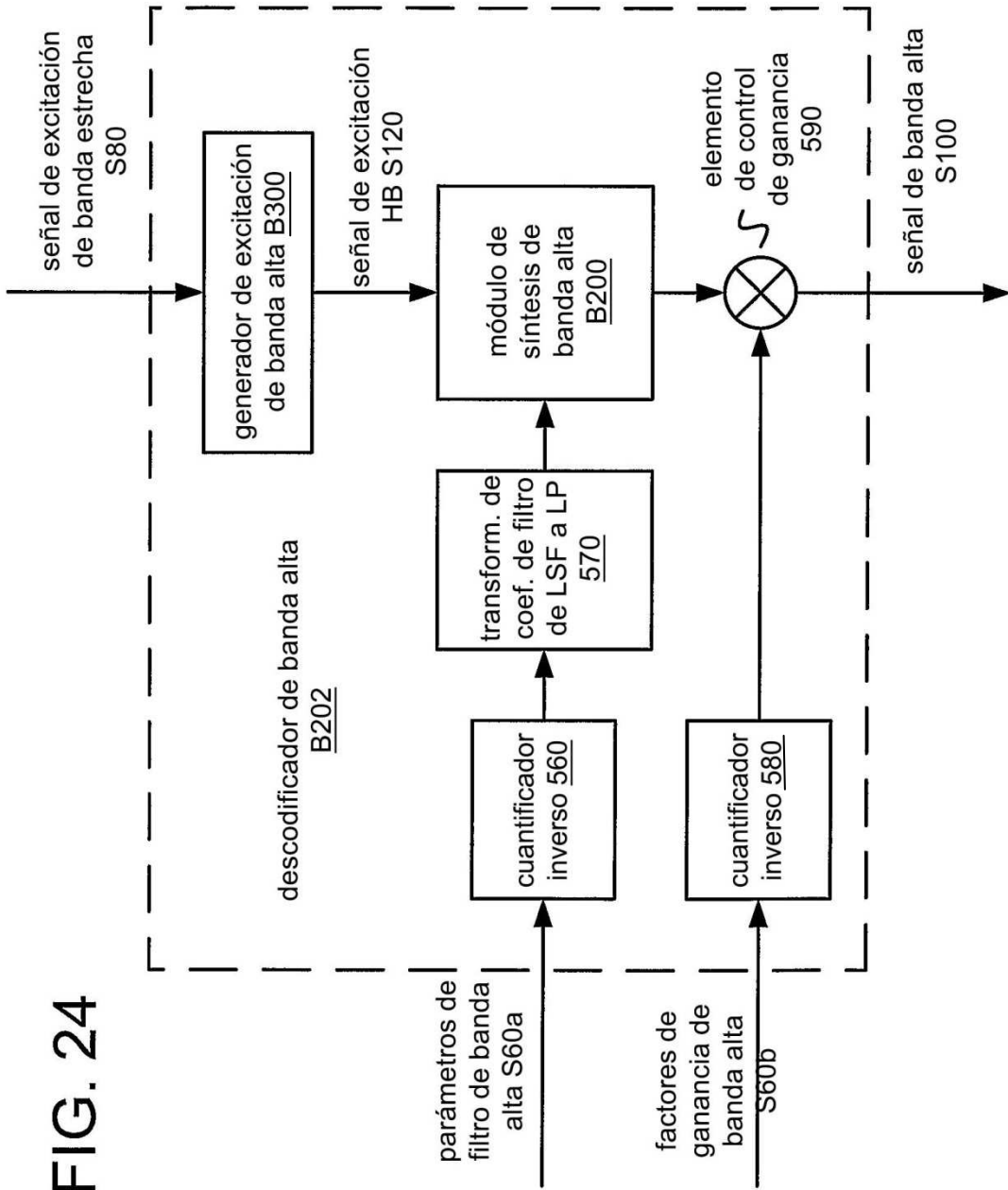


FIG. 24



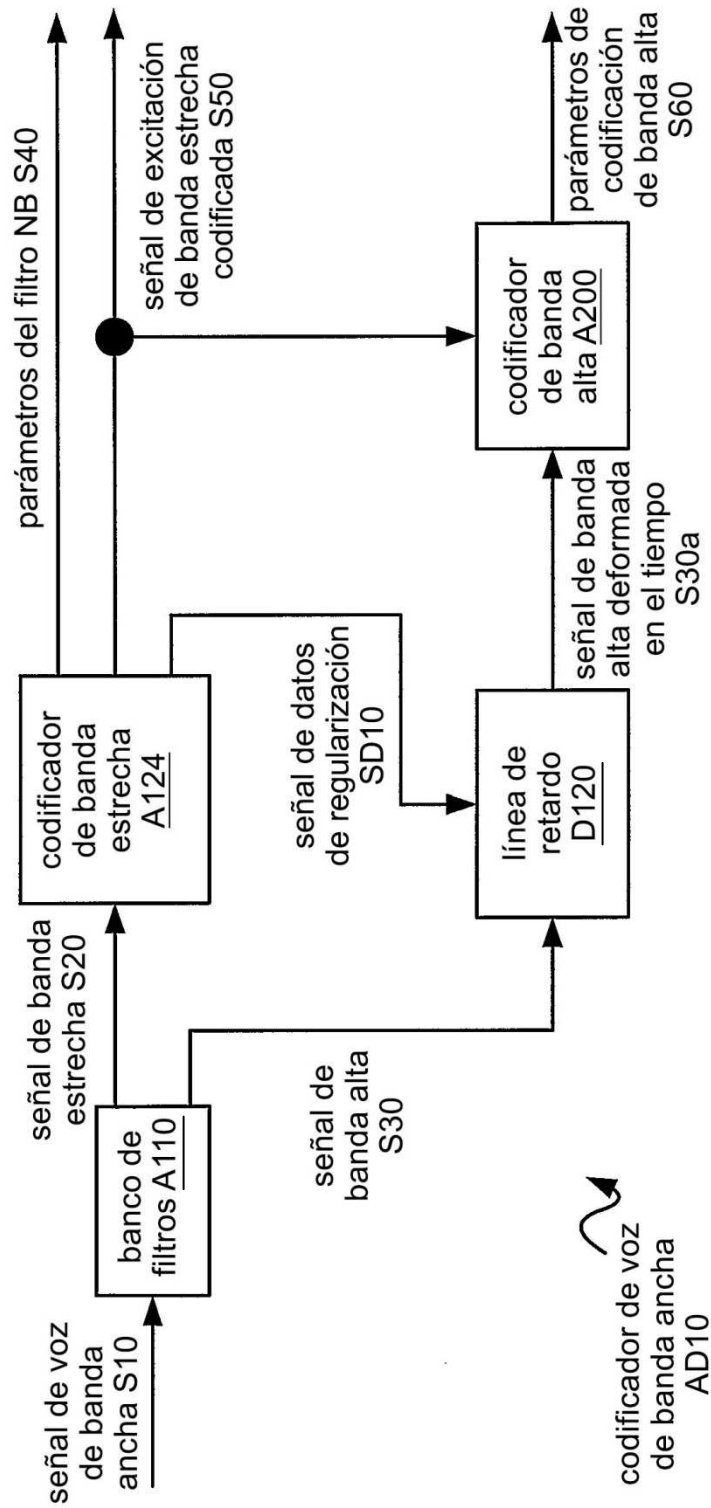
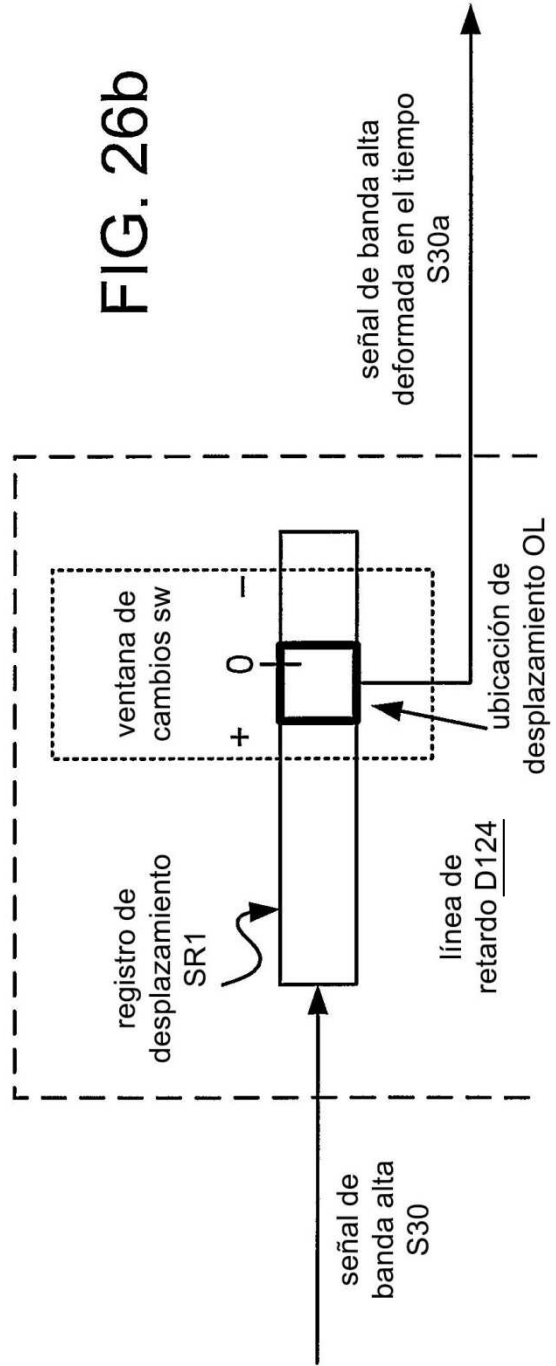
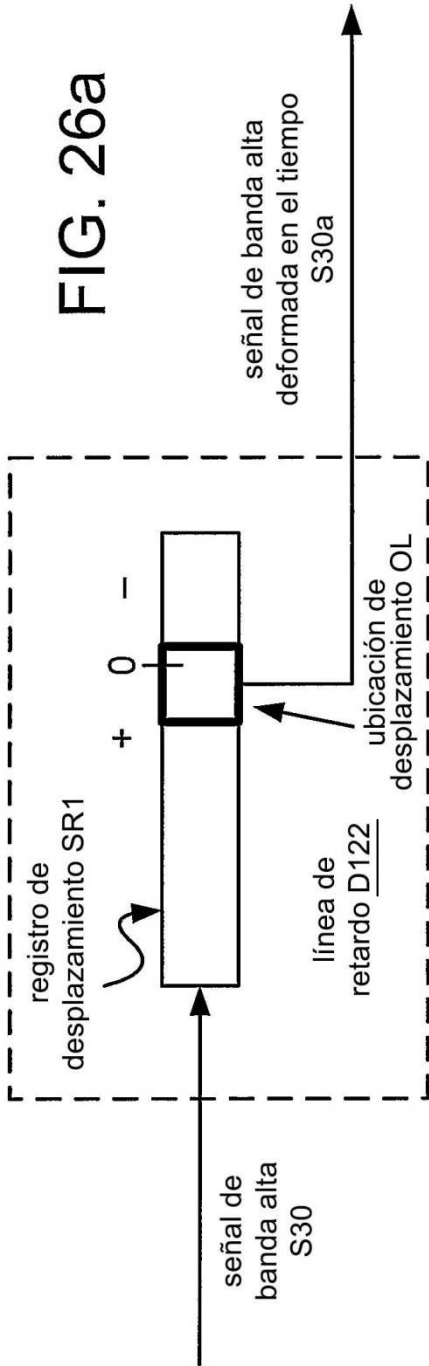


FIG. 25



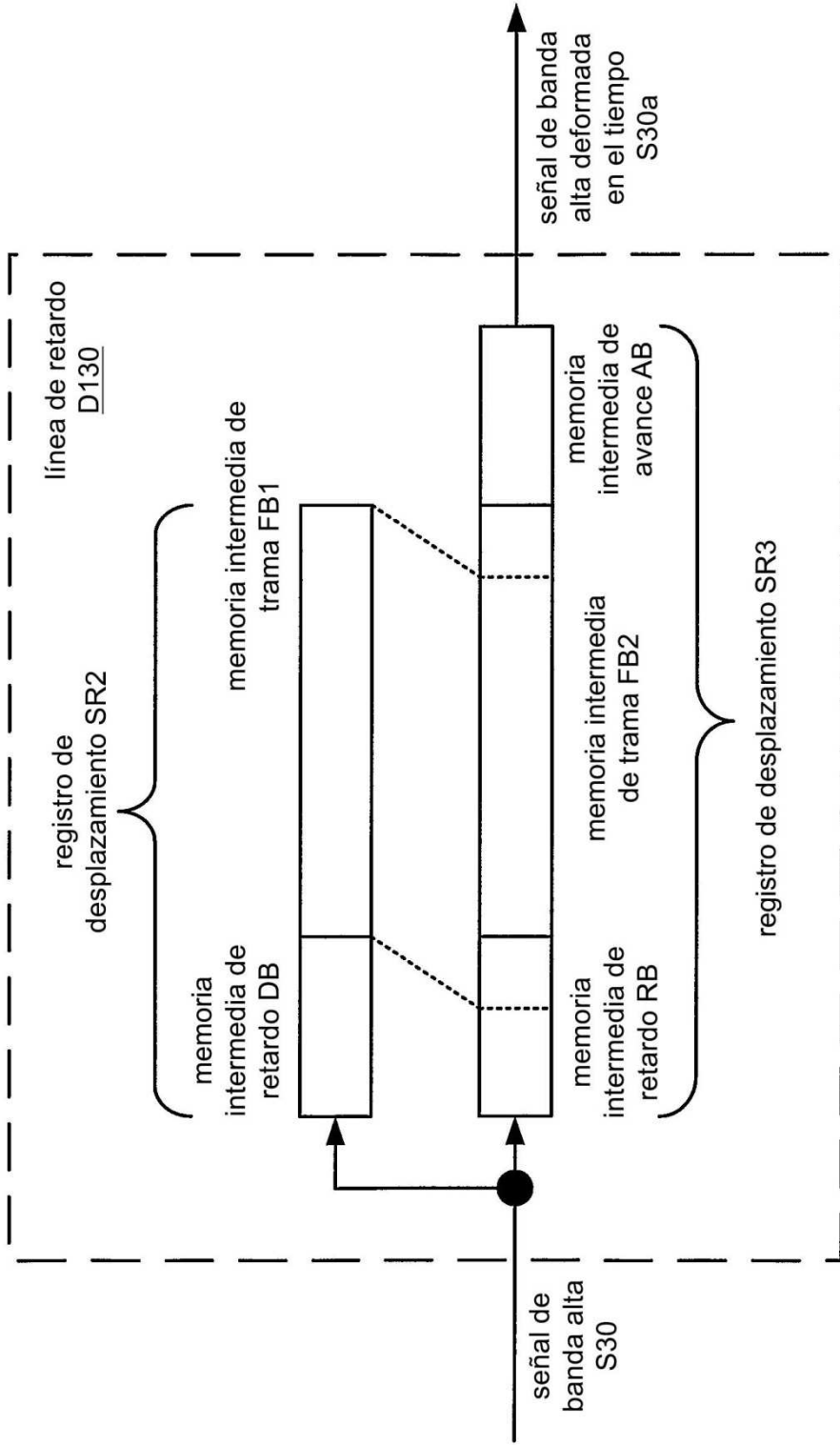


FIG. 27

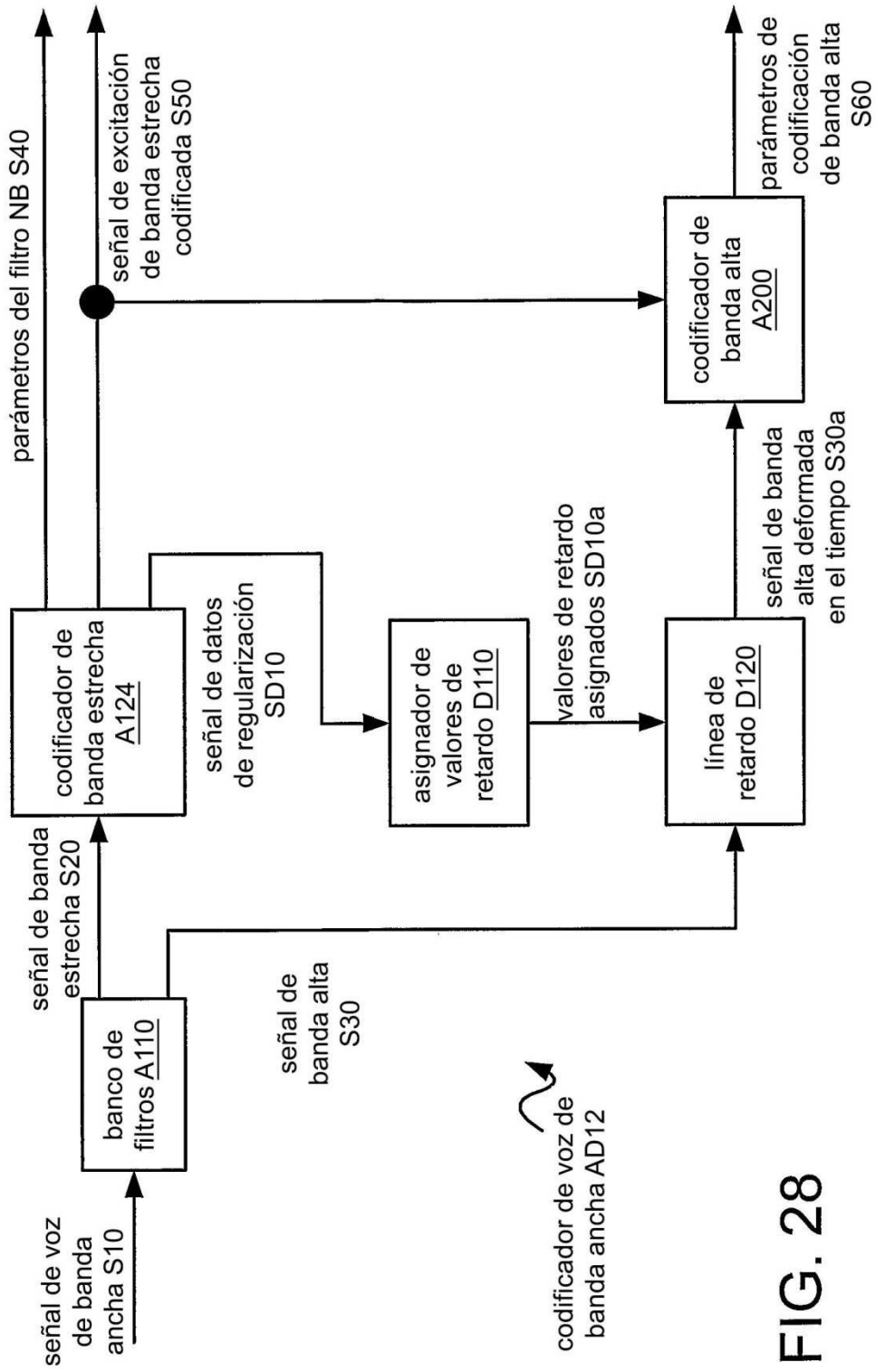


FIG. 28

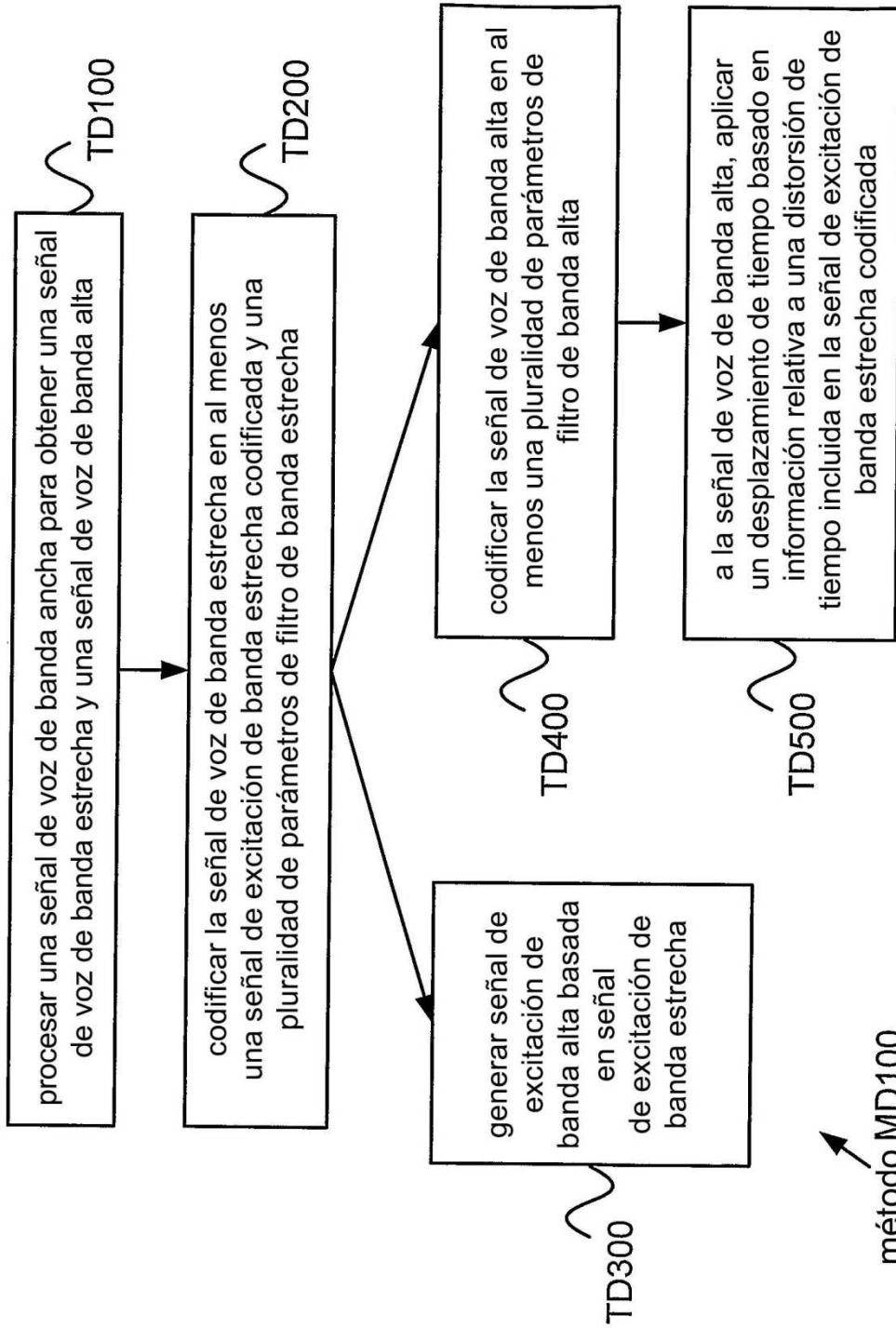


FIG. 29

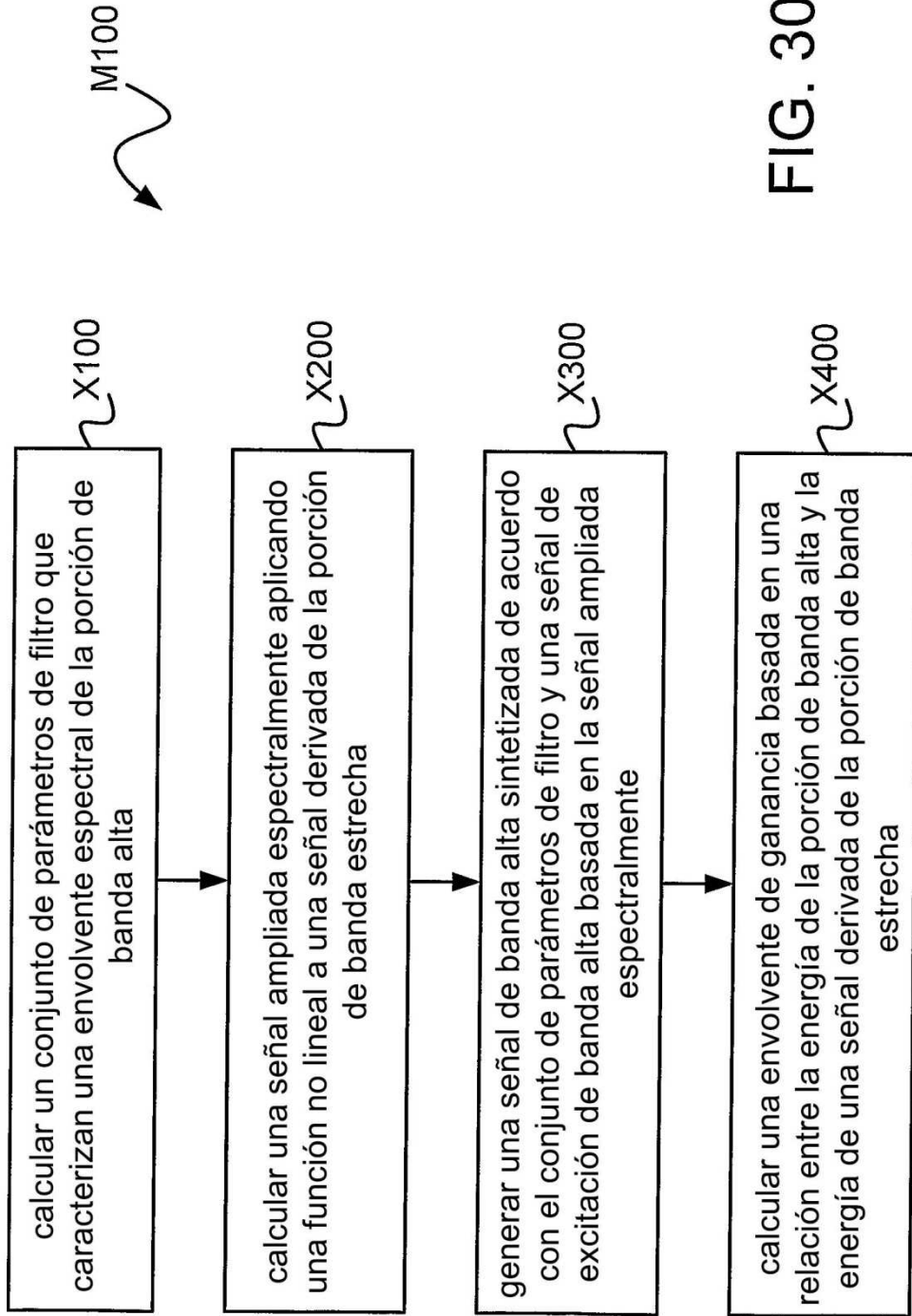


FIG. 30

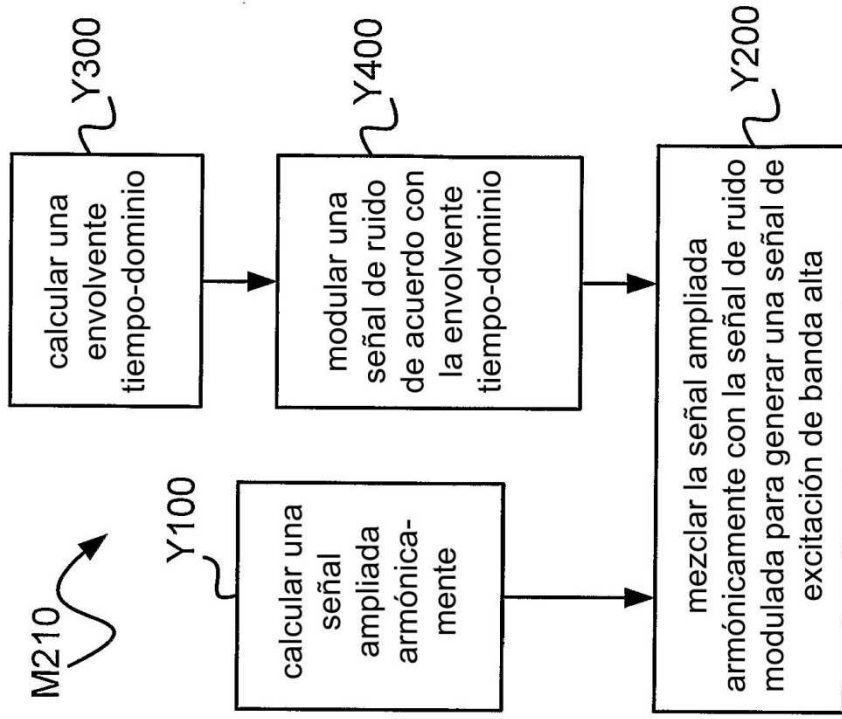


FIG. 31b

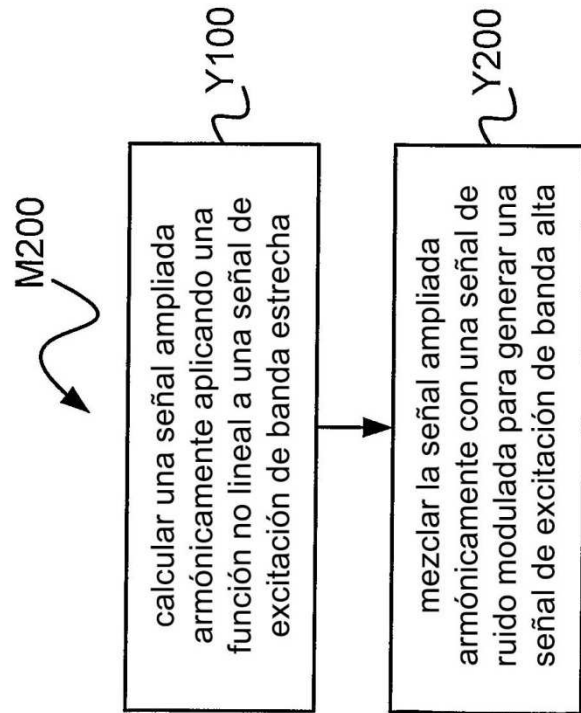


FIG. 31a

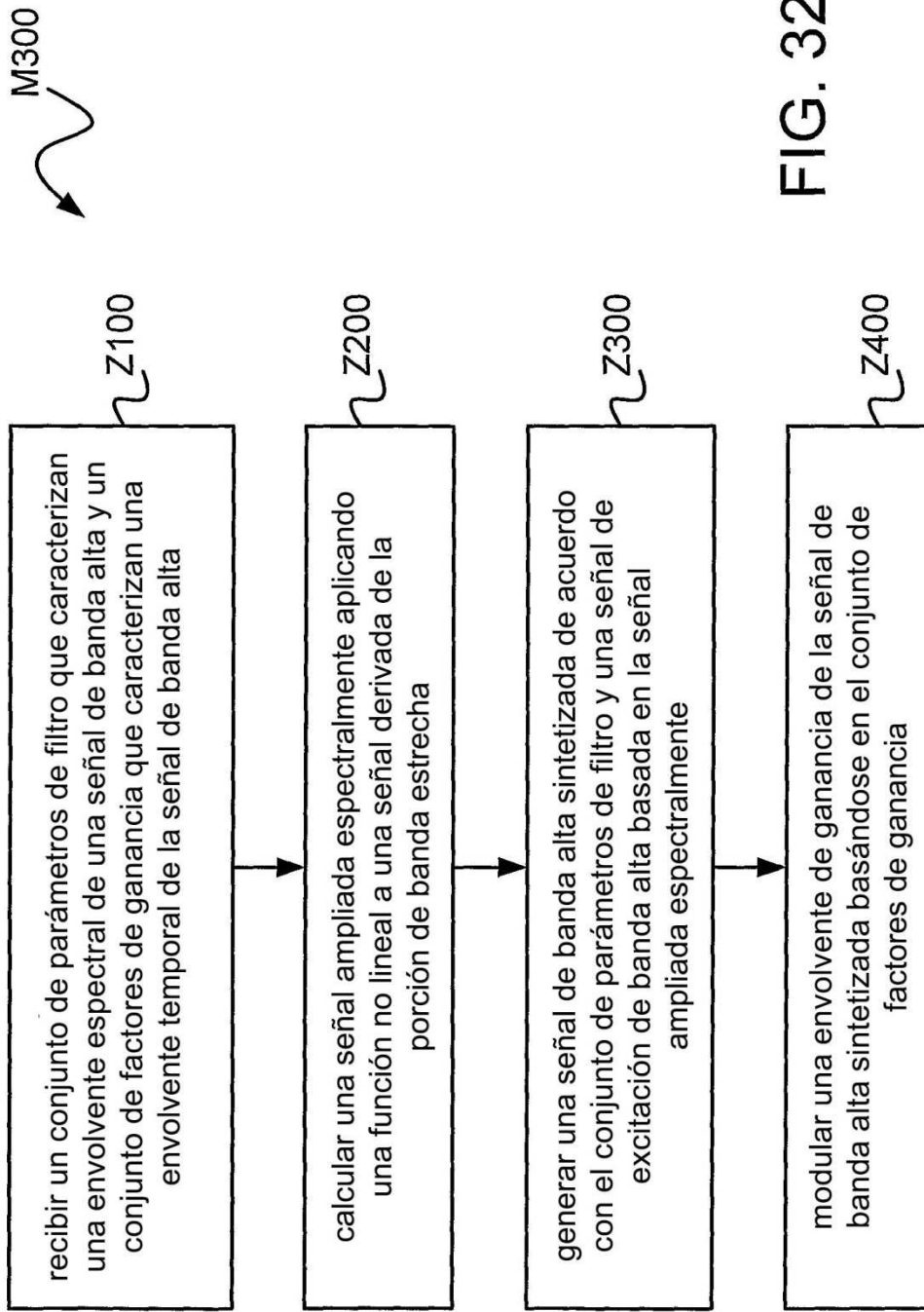


FIG. 32