



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 355 240**

51 Int. Cl.:
G10L 19/00 (2006.01)
H04S 3/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **04720692 .5**
96 Fecha de presentación : **15.03.2004**
97 Número de publicación de la solicitud: **1606797**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **21.12.2005**

54 Título: **Procesamiento de señales de múltiples canales.**

30 Prioridad: **17.03.2003 EP 03100664**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
24.03.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
24.03.2011

73 Titular/es:
KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.
Groenewoudseweg 1
5621 BA Eindhoven, NL

72 Inventor/es: **Beebaart, Dirk, J. y**
Schuijers, Erik, G., P.

74 Agente: **Zuazo Araluze, Alexander**

ES 2 355 240 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

PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE MÚLTIPLES CANALES

La presente invención se refiere al procesamiento de señales de audio y, más particularmente, a la codificación de señales de audio de múltiples canales.

5 Un ejemplo de un procesamiento de una señal de audio se ilustra en la solicitud de patente europea n.º EP 0 466 665 que da a conocer un mezclador de sonido analógico con separación de banda.

10 Generalmente, los codificadores de audio de múltiples canales paramétricos sólo transmiten un canal de audio de ancho de banda completo combinado con un conjunto de parámetros que describen las propiedades espaciales de una señal de entrada. Por ejemplo, la figura 1 muestra las etapas realizadas en un codificador 10 descrito en la solicitud de patente europea n.º 02079817.9 presentada el 20 de noviembre de 2002 (expediente n.º PHNL021156).

15 En una etapa inicial S1, las señales de entrada L y R se dividen en subbandas 101, por ejemplo, mediante división en ventanas en el tiempo seguida de una operación de transformación. Posteriormente, en la etapa S2, se determina la diferencia de nivel (ILD) de señales de subbanda correspondientes; en la etapa S3 se determina la diferencia de tiempo (ITD o IPD) de señales de subbanda correspondientes; y en la etapa S4 se describe la cantidad de similitud o disimilitud de las formas de onda que no pueden determinarse mediante ILD o ITD. En las etapas posteriores S5, S6 y S7, se cuantifican los parámetros determinados.

En la etapa S8, se genera una señal monaural S a partir de las señales de audio entrantes y finalmente, en la etapa S9, se genera una señal 102 codificada a partir de la señal monaural y los parámetros espaciales determinados.

20 La figura 2 muestra un diagrama de bloques esquemático de un sistema de codificación que comprende el codificador 10 y un decodificador 202 correspondiente. La señal 102 codificada que comprende la señal suma S y los parámetros espaciales P se comunica a un decodificador 202. La señal 102 puede comunicarse a través de cualquier canal 204 de comunicaciones adecuado. De manera alternativa o adicional, la señal puede almacenarse en un medio 214 de almacenamiento extraíble, que puede transferirse del codificador al decodificador.

25 Se realiza la síntesis (en el decodificador 202) aplicando los parámetros espaciales a la señal suma para generar señales de salida izquierda y derecha. Por tanto, el decodificador 202 comprende un módulo 210 de decodificación que realiza la operación inversa a la etapa S9 y extrae la señal suma S y los parámetros P de la señal 102 codificada. El decodificador comprende además un módulo 211 de síntesis que recupera los componentes estéreo L y R de la señal suma (o dominante) y los parámetros espaciales.

30 Uno de los desafíos es generar la señal monaural S, etapa S8, de tal manera que, al decodificar en los canales de salida, el timbre de sonido percibido es exactamente el mismo que para los canales de entrada.

Previamente se han sugerido varios procedimientos de generación de esta señal suma. En general componen una señal mono como combinación lineal de las señales de entrada. Técnicas particulares incluyen:

35 1. Simple suma de las señales de entrada. Véase por ejemplo "Efficient representation of spatial audio using perceptual parametrization", por C. Faller y F. Baumgarte, WASPAA'01, Workshop on applications of signal processing on audio and acoustics, New Paltz, Nueva York, 2001.

40 2. Suma ponderada de las señales de entrada usando análisis de componentes principales (PCA). Véase por ejemplo la solicitud de patente europea n.º 02076408.0 presentada el 10 de abril de 2002 (expediente n.º PHNL020284) y la solicitud de patente europea n.º 02076410.6 presentada el 10 de abril de 2002 (expediente n.º PHNL020283). En este esquema, la suma de los pesos al cuadrado de la suma es igual a uno y los valores reales dependen de las energías relativas en las señales de entrada.

3. Suma ponderada con pesos que dependen de la correlación en el dominio del tiempo entre las señales de entrada. Véase por ejemplo "Joint stereo coding of audio signals", por D. Sinha, solicitud de patente europea EP 1 107 232 A2. En este procedimiento, la suma de los pesos es igual a +1, mientras que los valores reales dependen de la correlación cruzada de los canales de entrada.

45 4. Documento US 5.701.346, Herre *et al* da a conocer la suma ponderada con escala de conservación de energía para someter a mezcla descendente canales izquierdo, derecho y central de señales de banda ancha. Sin embargo, esto no se realiza como función de la frecuencia.

50 Estos procedimientos pueden aplicarse a la señal de ancho de banda completo o pueden aplicarse en señales filtradas por banda que tienen todas sus propios pesos para cada banda de frecuencia. Sin embargo, todos los procedimientos descritos tienen un inconveniente. Si la correlación cruzada depende de la frecuencia, lo que con mucha frecuencia es el caso para grabaciones estéreo, se produce coloración (es decir, un cambio del timbre percibido) del sonido del decodificador.

Esto puede explicarse de la siguiente manera: para una banda de frecuencia que tiene una correlación cruzada de +1, la suma lineal de dos señales de entrada da como resultado una adición lineal de las amplitudes de señal y el cálculo del cuadrado de la señal aditiva para determinar la energía resultante. (Para dos señales en fase de igual amplitud, esto da como resultado que se duplica la amplitud con una cuadruplicación de la energía). Si la correlación cruzada es 0, la suma lineal da como resultado menos del doble de la amplitud y una cuadruplicación de la energía. Además, si la correlación cruzada para una determinada banda de frecuencia es -1, los componentes de señal de esa banda de frecuencia se cancelan entre sí y no queda ninguna señal. Por tanto, para la suma simple, las bandas de frecuencia de la señal suma pueden tener una energía (potencia) de entre 0 y cuatro veces la potencia de las dos señales de entrada, dependiendo de los niveles relativos y la correlación cruzada de las señales de entrada.

La presente invención intenta aliviar este problema y proporciona un procedimiento según la reivindicación 1 y un componente según la reivindicación 9.

Si bandas de frecuencia diferentes tienden en promedio a tener la misma correlación, entonces puede esperarse que a lo largo del tiempo la distorsión provocada por tal suma se promedie a través del espectro de frecuencia. Sin embargo, se ha reconocido que, en señales de múltiples canales, los componentes de frecuencia baja tienden a estar más correlacionados que los componentes de frecuencia alta. Por tanto, se observará que sin la presente invención, la suma, que no tiene en cuenta la correlación de los canales dependiente de la frecuencia, tendería a potenciar indebidamente los niveles de energía de más bandas de frecuencia baja altamente correlacionadas y, en particular, psicoacústicamente sensibles.

La presente invención proporciona una corrección dependiente de la frecuencia de la señal mono en la que el factor de corrección depende de una correlación cruzada dependiente de la frecuencia y niveles relativos de las señales de entrada. Este procedimiento reduce los artefactos de coloración espectral que se introducen mediante procedimientos de suma conocidos y garantiza la conservación de la energía en cada banda de frecuencia.

La corrección dependiente de la frecuencia puede aplicarse sumando en primer lugar las señales de entrada (o bien suma lineal o bien ponderadas) seguido por la aplicación de un filtro de corrección, o liberando la limitación de que la suma de los pesos para la suma (o sus valores cuadrados) es necesariamente igual a +1 sino que es igual a un valor que depende de la correlación cruzada.

Debe observarse que aunque la invención puede aplicarse a cualquier sistema en el que se combinan dos o más canales de entrada.

Ahora se describirán realizaciones de la invención en referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 muestra un codificador de la técnica anterior;

la figura 2 muestra un diagrama de bloques de un sistema de audio que incluye el codificador de la figura 1;

la figura 3 muestra las etapas realizadas por un componente de suma de señales de un codificador de audio según una primera realización de la invención; y

la figura 4 muestra la interpolación lineal de los factores de corrección $m(i)$ aplicada por el componente de suma de la figura 3.

Según la presente invención, se proporciona un componente de suma de señales mejorado ($S8'$), en particular para realizar la etapa correspondiente a $S8$ de la figura 1. No obstante, se observará que la invención puede aplicarse en cualquier caso en el que se necesite sumar dos o más señales. En una primera realización de la invención, el componente de suma añade señales de canal estéreo izquierdo y derecho antes de codificarse la señal sumada S , etapa $S9$.

En referencia a la figura 3, en la primera realización, las señales de canal izquierdo (L) y derecho (R) proporcionadas al componente de suma comprenden segmentos de múltiples canales $m1, m2...$ que se solapan en tramas de tiempo sucesivas $t(n-1), t(n), t(n+1)$. Normalmente los sinusoides se actualizan a una velocidad de 10 ms y cada segmento $m1, m2...$ es el doble de la longitud de la velocidad actualizada, es decir 20 ms.

Para cada ventana de tiempo solapada $t(n-1), t(n), t(n+1)$ para el que hay que sumar señales de canal L, R, el componente de suma usa una función ventana de Hanning (raíz cuadrada) para combinar cada señal de canal a partir de segmentos solapados $m1, m2...$ en una señal de dominio del tiempo respectiva que representa cada canal durante una ventana de tiempo, etapa 42.

Se aplica una FFT (transformada rápida de Fourier) en cada señal dividida en ventanas de dominio del tiempo, dando como resultado una representación de espectro de frecuencia compleja respectiva de la señal dividida en ventanas para cada canal, etapa 44. Para una tasa de muestreo de 44,1 kHz y una longitud de trama de 20 ms, la longitud de la FFT es normalmente de 882. Este proceso da como resultado un conjunto de K componentes de frecuencia para ambos canales de entrada ($L(k), R(k)$).

En la primera realización, las dos representaciones de canales de entrada L(k) y R(k) se combinan en primer lugar mediante una simple suma lineal, etapa 46. Sin embargo, se observará que esto podría ampliarse fácilmente a una suma ponderada. Por tanto, para la presente realización, la señal suma S(k) comprende:

$$S(k) = L(k) + R(k)$$

5 Por separado, los componentes de frecuencia de las señales de entrada L(k) y R(k) se agrupan en varias bandas de frecuencia, preferiblemente usando anchos de banda perceptivamente relacionados (escala ERB o BARK) y, para cada subbanda i, se calcula un factor de corrección de conservación de la energía m(i), etapa 45:

$$m^2(i) = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |S(k)|^2} = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |L(k) + R(k)|^2}$$

Ecuación 1

que también puede escribirse como:

$$m^2(i) = \frac{1}{2} \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{\sum_{k \in i} |L(k)|^2 + \sum_{k \in i} |R(k)|^2 + 2\rho_{LR}(i) \sqrt{\sum_{k \in i} |L(k)|^2 \sum_{k \in i} |R(k)|^2}}$$

Ecuación 2

siendo $\rho_{LR}(i)$ la correlación cruzada (normalizada) de las formas de onda de la subbanda i, un parámetro usado en otra parte en codificadores de múltiples canales paramétricos y por tanto fácilmente disponible para los cálculos de la ecuación 2. En cualquier caso, la etapa 45 proporciona un factor de corrección m(i) para cada subbanda i.

15 La siguiente etapa 47 comprende entonces multiplicar cada componente de frecuencia S(k) de la señal suma por un filtro de corrección C(k):

$$S'(k) = S(k)C(k) = C(k)L(k) + C(k)R(k)$$

Ecuación 3

20 Se observará a partir del último componente de la ecuación 3 que el filtro de corrección puede aplicarse o bien a la señal sumada (S(k)) sola o bien a cada canal de entrada (L(k), R(k)). Como tal, las etapas 46 y 47 pueden combinarse cuando se conoce el factor de corrección m(i) o realizarse por separado usándose la señal sumada S(k) en la determinación de m(i), tal como se indica por la línea discontinua en la figura 3.

25 En las realizaciones preferidas, los factores de corrección m(i) se usan para las frecuencias centrales de cada subbanda, mientras que para otras frecuencias, los factores de corrección m(i) se interpolan para proporcionar el filtro de corrección C(k) para cada componente de frecuencia (k) de una subbanda i. En principio, puede usarse cualquier función de interpolación, sin embargo, resultados empíricos han mostrado que un simple esquema de interpolación lineal es suficiente, figura 4.

Alternativamente, puede derivarse un factor de corrección individual para cada intervalo de FFT (es decir, la subbanda i corresponde al componente de frecuencia k), en cuyo caso no se necesita ninguna interpolación. Sin embargo, este procedimiento puede dar como resultado un comportamiento de frecuencia irregular en vez de suave de los factores de corrección que con frecuencia no se desea debido a las distorsiones resultantes del dominio del tiempo.

30 En las realizaciones preferidas, el componente de suma toma entonces la FFT inversa de la señal sumada corregida S'(k) para obtener una señal de dominio del tiempo, etapa 48. Aplicando la superposición-adición para señales de dominio del tiempo sumadas corregidas sucesivas, etapa 50, se crea la señal sumada final s1, s2... y se alimenta para codificarse, etapa S9, figura 1. Se observará que los segmentos sumados s1, s2... corresponden a los segmentos m1, m2... en el dominio del tiempo y como tal no se produce ninguna pérdida de sincronización como resultado de la suma.

35 Se observará que cuando las señales de canal de entrada no son señales solapadas sino más bien señales continuas en el tiempo, entonces no se requerirá la etapa 42 de división en ventanas. De manera similar, si la etapa S9 de codificación espera una señal continua en el tiempo en vez de una señal solapada, no se requerirá la etapa 50 de superposición-adición. Además, se observará que el procedimiento descrito de segmentación y transformación en el dominio de la frecuencia también puede sustituirse por otras estructuras de tipo banco de filtros (posiblemente continuas en el tiempo). En este caso, las señales de audio de entrada se alimentan a un conjunto de filtros respectivo, que

proporcionan colectivamente una representación de espectro de frecuencia instantánea para cada señal de audio de entrada. Esto significa que los segmentos secuenciales pueden corresponder de hecho a muestras de tiempo individuales en vez de a bloques de muestras tal como en las realizaciones descritas.

5 Se observará a partir de la ecuación 1 que hay circunstancias en las que los componentes de frecuencia particulares para los canales izquierdo y derecho pueden cancelarse entre sí o, si tienen una correlación negativa, pueden tender a producir valores de factor de corrección muy grandes $m^2(i)$ para una banda particular. En tales casos, puede transmitirse un bit de signo para indicar que la señal suma para el componente $S(k)$ es:

$$S(k) = L(k) - R(k)$$

usándose una resta correspondiente en las ecuaciones 1 ó 2.

10 Alternativamente, los componentes para una banda de frecuencia i pueden rotarse más en fase entre sí en un ángulo $\alpha(i)$. El proceso de análisis de ITD S3 proporciona la diferencia de fase (promedio) entre (subbandas de) las señales de entrada $L(k)$ y $R(k)$. Suponiendo que para una determinada banda de frecuencia i la diferencia de fase entre las señales de entrada viene dada por $\alpha(i)$, las señales de entrada $L(k)$ y $R(k)$ pueden transformarse en dos nuevas señales de entrada $L'(k)$ y $R'(k)$ antes de la suma según lo siguiente:

$$15 \quad L'(k) = e^{j c \alpha(i)} L(k)$$

$$R'(k) = e^{-j(1-c)\alpha(i)} R(k)$$

siendo c un parámetro que determina la distribución de alineación de fase entre los dos canales de entrada ($0 \leq c \leq 1$).

20 En cualquier caso, se observará que cuando por ejemplo dos canales tienen una correlación de +1 para una subbanda i , entonces $m^2(i)$ será $\frac{1}{4}$ y por tanto $m(i)$ será $\frac{1}{2}$. Por tanto, el factor de corrección $C(k)$ para cualquier componente en la banda i tenderá a conservar el nivel de energía original tendiendo a tomar la mitad de cada señal de entrada original para la señal sumada. Sin embargo, tal como puede observarse a partir de la ecuación 1, cuando una banda de frecuencia i de una señal estéreo incluye propiedades espaciales, la energía de la señal $S(k)$ tenderá a volverse más pequeña que si estuvieran en fase, mientras que la suma de las energías de las señales L, R tenderá a seguir siendo grande y por tanto el factor de corrección tenderá a ser más grande para esas señales. Como tal, los niveles de energía global en la señal suma todavía se conservarán a través del espectro, a pesar de la correlación dependiente de la frecuencia en las señales de entrada.

30 En un ejemplo, se muestra la extensión hacia múltiples canales de entrada (más de dos), combinado con una posible ponderación de los canales de entrada mencionados anteriormente. Los canales de entrada en el dominio de la frecuencia se representan por $X_n(k)$, para el componente de frecuencia de orden k de la señal de entrada de orden n . Se agrupan los componentes de frecuencia k de esos canales de entrada en bandas de frecuencia i . Posteriormente, se calcula un factor de corrección $m(i)$ para la subbanda i de la siguiente manera:

$$m^2(i) = \frac{\sum_n \sum_{k \in i} |w_n(k) X_n(k)|^2}{n \sum_{k \in i} \left| \sum_n w_n(k) X_n(k) \right|^2}$$

35 En esta ecuación, $w_n(k)$ representa factores de ponderación dependientes de la frecuencia de los canales de entrada n (que pueden fijarse sencillamente a +1 para la suma lineal). A partir de estos factores de corrección $m(i)$, se genera un filtro de corrección $C(k)$ mediante interpolación de los factores de corrección $m(i)$ tal como se describió en la primera realización. Entonces se obtiene el canal de salida mono $S(k)$ según:

$$S(k) = C(k) \sum_n w_n(k) X_n(k)$$

40 Se observará que usando las ecuaciones anteriores, la suma de los pesos de los diferentes canales no es necesariamente igual a +1, sin embargo, el filtro de corrección corrige automáticamente pesos cuya suma no es igual a +1 y garantiza una conservación de energía (interpolada) en cada banda de frecuencia.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de generación de una señal monaural (S) que comprende una combinación de dos canales de audio de entrada (L, R), que comprende las etapas de:

5 para cada uno de una pluralidad de segmentos secuenciales (t(n)) de dichos canales de audio (L, R), sumar (46) componentes de frecuencia correspondientes de representaciones de espectro de frecuencia respectivas para cada canal de audio (L(k), R(k)) para proporcionar un conjunto de componentes de frecuencia sumados, S(k), para cada segmento secuencial;

estando el procedimiento caracterizado porque comprende además las etapas de:

10 para cada uno de dicha pluralidad de segmentos secuenciales, calcular (45) un factor de corrección (m(i)) para cada una de una pluralidad de bandas de frecuencia (i) como función de la energía de los componentes de frecuencia de la señal sumada en dicha banda y como función de la energía de dichos componentes de frecuencia de los canales de audio de entrada en dicha banda; y

corregir (47) cada componente de frecuencia sumado como función del factor de corrección (m(i)) para la banda de frecuencia de dicho componente;

15 en el que dichos factores de corrección (m(i)) se determinan según:

$$m^2(i) = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |S(k)|^2} = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |L(k) + R(k)|^2}$$

20 donde L(k) representa un componente de frecuencia de subbanda k para un primero de los dos canales de audio de entrada, R(k) representa un componente de frecuencia de subbanda k for un segundo de los dos canales de audio de entrada e i representa la banda de frecuencia i de la pluralidad de bandas de frecuencia.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además las etapas de:

proporcionar (42) un conjunto respectivo de valores de señal muestreados para cada uno de una pluralidad de segmentos secuenciales para cada canal de audio de entrada; y

25 para cada uno de dicha pluralidad de segmentos secuenciales, transformar (44) cada uno de dicho conjunto de valores de señal muestreados en el dominio de la frecuencia para proporcionar dichas representaciones de espectro de frecuencia complejas de cada canal de audio de entrada (L(k), R(k)).

3. Procedimiento según la reivindicación 2, en el que la etapa de proporcionar dichos conjuntos de valores de señal muestreados comprende:

30 para cada canal de audio de entrada, combinar segmentos solapados (m1, m2) en señales de dominio del tiempo respectivas que representan cada canal durante una ventana de tiempo (t(n)).

4. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además la etapa de:

para cada segmento secuencial, convertir (48) dicha representación de espectro de frecuencia corregida de dicha señal sumada (S'(k)) en el dominio del tiempo.

5. Procedimiento según la reivindicación 4, que comprende además la etapa de:

35 aplicar superposición-adición (50) a representaciones de señal sumada convertidas sucesivas para proporcionar una señal sumada final (s1, s2).

6. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además las etapas de:

para cada una de dicha pluralidad de bandas de frecuencia, determinar un indicador (α(i)) de la diferencia de fase entre componentes de frecuencia de dichos canales de audio en un segmento secuencial; y

40 antes de sumar componentes de frecuencia correspondientes, transformar los componentes de frecuencia de al menos uno de dichos canales de audio como función de dicho indicador para la banda de frecuencia de dichos componentes de frecuencia.

7. Procedimiento según la reivindicación 6, en el que dicha etapa de transformación comprende realizar las

siguientes funciones en componentes de frecuencia (L(k), R(k)) de los canales de audio de entrada izquierdo y derecho (L, R):

$$L'(k) = e^{jc\alpha(i)} L(k)$$

$$R'(k) = e^{-j(1-c)\alpha(i)} R(k)$$

- 5 donde $0 \leq c \leq 1$ determina la distribución de alineación de fase entre dichos canales de entrada.
8. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que dicho factor de corrección es una función de una suma de energía de los componentes de frecuencia de la señal sumada en dicha banda y una suma de la energía de dichos componentes de frecuencia de los canales de audio de entrada en dicha banda.
- 10 9. Componente (S8') para generar una señal monaural a partir de una combinación de dos canales de audio de entrada (L, R), que comprende:

un sumador (46) dispuesto para sumar, para cada uno de una pluralidad de segmentos secuenciales (t(n)) de dichos canales de audio (L, R), componentes de frecuencia correspondientes a partir de representaciones de espectro de frecuencia respectivas para cada canal de audio (L(k), R(k)) para proporcionar un conjunto de componentes de frecuencia sumados, S(k), para cada segmento secuencial;

15 y caracterizado porque comprende además:

medios para calcular (45) un factor de corrección (m(i)) para cada una de una pluralidad de bandas de frecuencia (i) de cada uno de dicha pluralidad de segmentos secuenciales como función de la energía de los componentes de frecuencia de la señal sumada en dicha banda y como función de la energía de dichos componentes de frecuencia de los canales de audio de entrada en dicha banda; y

20 un filtro de corrección (47) para corregir cada componente de frecuencia sumado como función del factor de corrección (m(i)) para la banda de frecuencia de dicho componente;

en el que dichos factores de corrección (m(i)) se determinan según:

$$m^2(i) = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |S(k)|^2} = \frac{\sum_{k \in i} \{ |L(k)|^2 + |R(k)|^2 \}}{2 \sum_{k \in i} |L(k) + R(k)|^2}$$

25 donde L(k) representa un componente de frecuencia de subbanda k para un primero de los dos canales de audio de entrada, R(k) representa un componente de frecuencia de subbanda k para un segundo de los dos canales de audio de entrada e i representa la banda de frecuencia i de la pluralidad de bandas de frecuencia.

10. Codificador de audio que incluye el componente según la reivindicación 9.
- 30 11. Sistema de audio que comprende un codificador de audio según la reivindicación 10 y un reproductor de audio compatible.

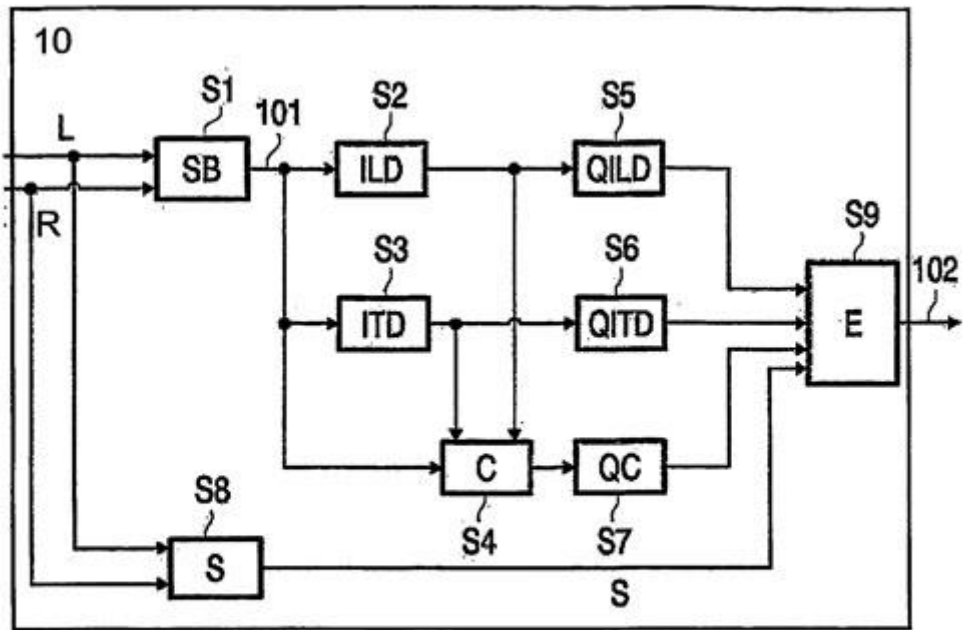


FIG.1

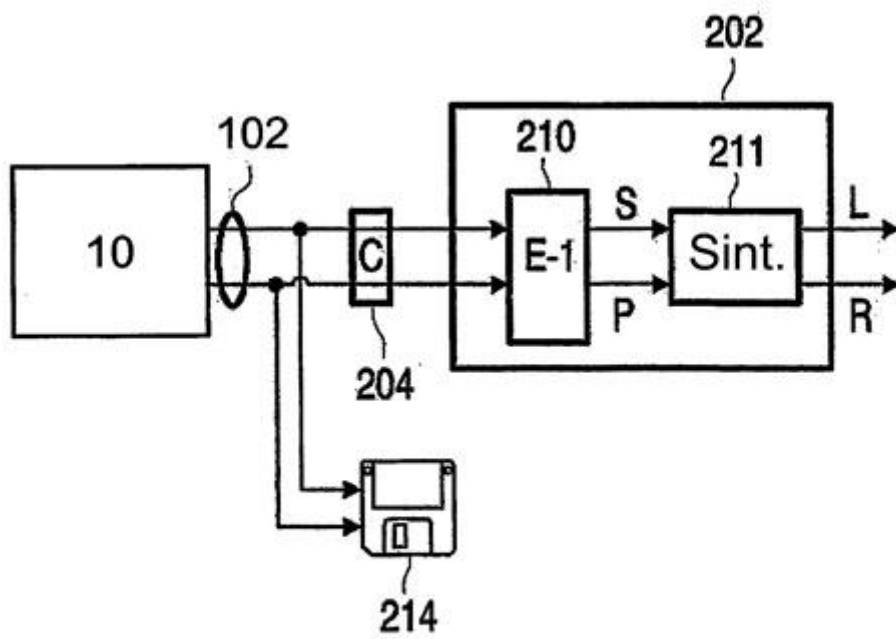


FIG.2

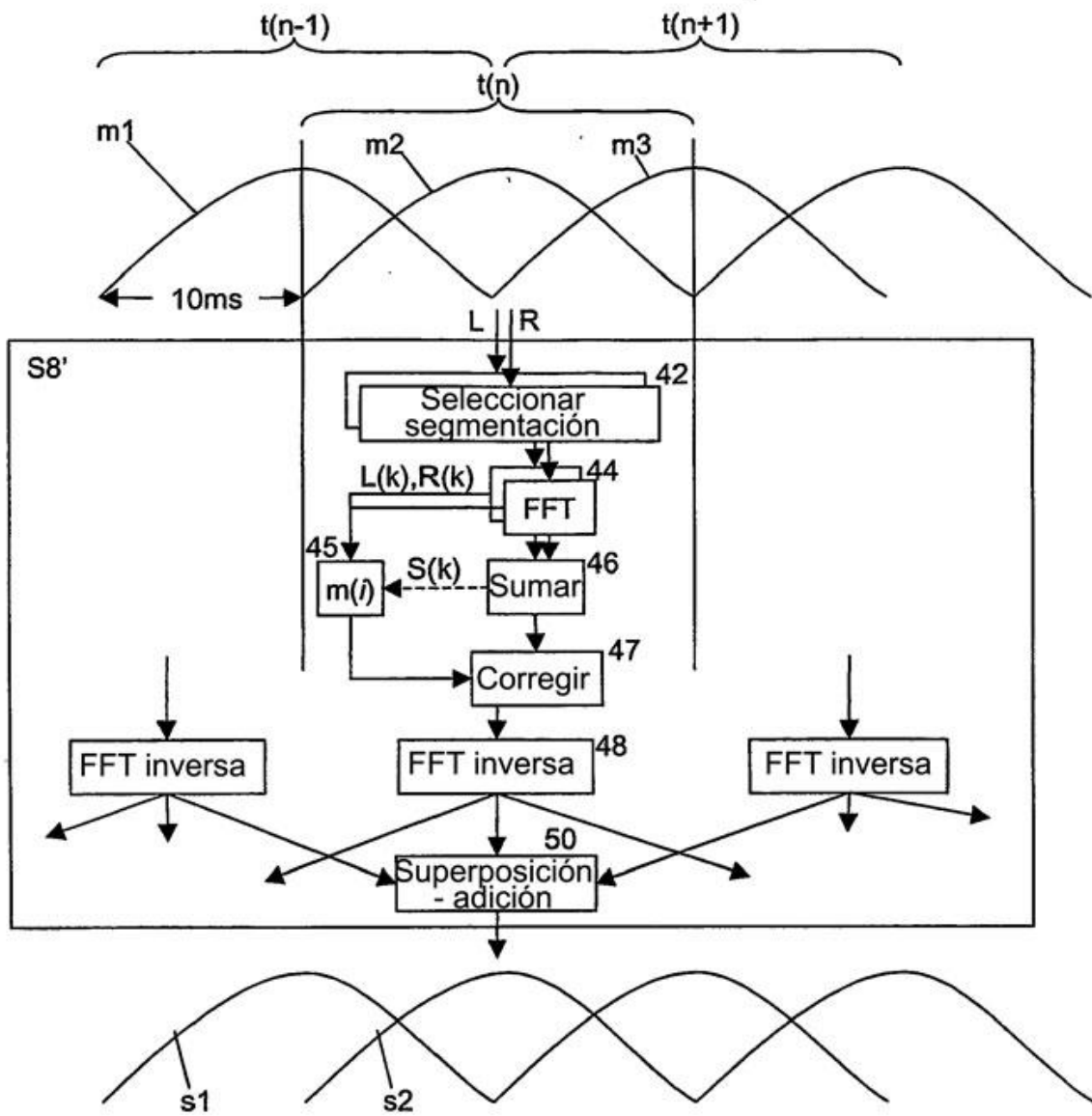


FIG.3

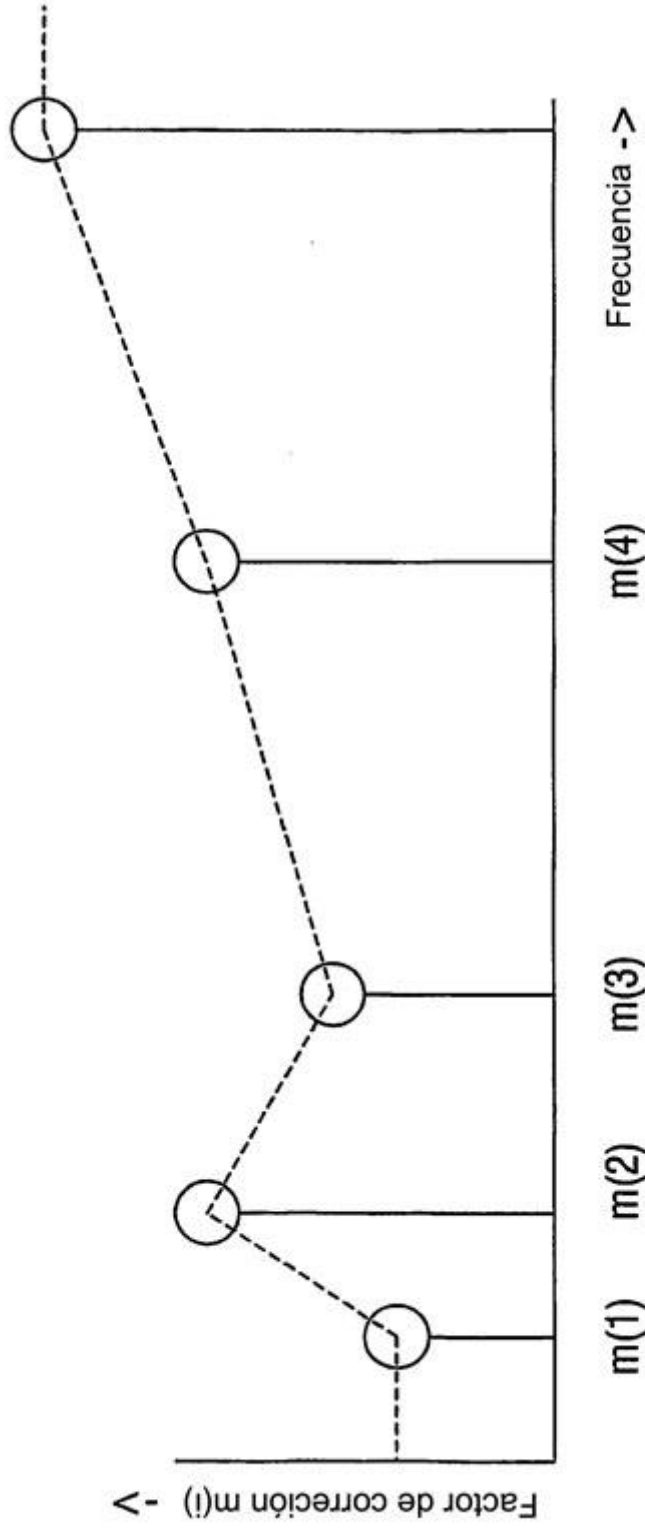


FIG.4