



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 325 118**

51 Int. Cl.:
H03C 1/60 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **02450171 .0**
96 Fecha de presentación : **02.08.2002**
97 Número de publicación de la solicitud: **1292015**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.03.2003**

54 Título: **Codificador estéreo múltiplex (MPX) para transmisión FM.**

30 Prioridad: **24.08.2001 AT A 1352/2001**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
26.08.2009

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
26.08.2009

73 Titular/es: **AKG Acoustics GmbH**
Lemböckgasse 21-25
1230 Wien, AT

72 Inventor/es: **Schlager, Peter y**
Breitschädel, Hannes

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 325 118 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).

ES 2 325 118 T3

DESCRIPCIÓN

Codificador estéreo múltiplex (MPX) para transmisión FM.

5 El objeto de la invención es la implementación de un codificador estéreo múltiplex (MPX) para transmisión FM con un procesador de señales digitales.

10 Se conocen procedimientos de este tipo, por ejemplo a partir de los documentos US 4.835.791 A, US 5.115.468 A y DE 42 10 069 A. En todas estas publicaciones se utiliza, para evitar el dentado, o bien un transformador de Hilbert o una PSN (Red de Desplazamiento de Fase), por lo tanto igualmente un procedimiento intensivo de cálculo.

La invención tiene el objetivo de indicar un procedimiento claramente menos intensivo de cálculo, sin que se reduzca por ello la calidad.

15 Según la invención, se aplican las siguientes novedades:

1. Utilización de la modulación de banda lateral residual en lugar de la modulación de doble banda lateral en la transmisión estéreo.
- 20 2. Sintonización de la frecuencia de muestreo a la frecuencia de modulación ($f_{\text{mod}} = f_s/2$). El procesamiento de los datos se realiza a la frecuencia de muestreo de 76 kHz. De esta manera se puede utilizar el filtro de alisado del DAC, que genera la señal modulada en la banda lateral residual.
- 25 3. Los productos de alisado resultantes conducen a través de la selección de las modulaciones y de la frecuencia de barrido en esta aplicación automáticamente a la elevación necesaria del nivel de la banda lateral inferior.
- 30 4. Mejora de la separación de canal en función de la frecuencia entre izquierda y derecha a través del ajuste de la fase del tono piloto y la adaptación del nivel de la señal media. De esta manera, se pueden compensar las no linealidades de fluctuación y de fases en el filtro de alisado del DAC.

A continuación se explica la invención en detalle con referencia al dibujo. En este caso:

35 La figura 1 muestra la función de la frecuencia de salida en función de la frecuencia de entrada en la modulación de las amplitudes.

La figura 2 muestra la elevación de la amplitud de la banda lateral inferior durante el barrido de una señal modulada en la amplitud con frecuencia de barrido $f_{\text{mod}} = f_s/2$.

40 La figura 3 muestra el espectro resultante durante el barrido de una señal modulada en la amplitud.

La figura 4 muestra la generación del modulador a una frecuencia de barrido $f_s = 2 \cdot f_{\text{mod}}$.

45 La figura 5 muestra la generación del tono piloto con la frecuencia 19 kHz a una frecuencia de modulación $f_{\text{mod}} = 38$ kHz y una frecuencia de barrido $f_s = 76$ kHz.

La figura 6 muestra la generación de la señal múltiplex a partir de la señal estéreo izquierda y derecha y

50 La figura 7 muestra un filtro de alisado real, en la que se reconoce la fluctuación en la zona de paso del filtro de alisado.

Principio teóricos

55 A través de la selección de la frecuencia de barrido y de la frecuencia de modulación (modulación de la amplitud) se generan voluntariamente efectos dentados, que dan como resultado en último término la señal de modulación deseada.

Modulación de la amplitud

60 En la modulación de la amplitud de una señal analógica con la frecuencia f_e y la frecuencia de modulación f_{mod} (figura 1) resulta un espectro con las frecuencias

$$f_1 = f_{\text{mod}} - f_e$$

65 $f_2 = f_{\text{mod}} + f_e$

ES 2 325 118 T3

Barrido

Durante el barrido de una señal analógica con un Convertidor Analógico a Digital (ADC) sin filtro de alisado, resulta la siguiente relación entre frecuencia de la señal de entrada y frecuencia de la señal de salida:

5

Hasta la mitad de la frecuencia de barrido (señal de entrada), la secuencia en la salida del ADC representa exactamente la secuencia de la señal de entrada. A medida que se eleva la frecuencia de entrada, cae de nuevo la frecuencia de la secuencia de salida. Se produce dentado.

10 Combinación de modulación y barrido

La señal modulada en la amplitud es barrida. Si la frecuencia de barrido es el doble de la frecuencia de modulación, se produce dentado para la banda lateral superior de la señal modulada en la amplitud, de manera que la banda lateral superior es reflejada en el interior de la banda lateral inferior. La diferencia de fases es igual a cero, por lo tanto resulta para la banda lateral inferior resultante la amplitud duplicada (figura 2).

15

Se ahorra la elevación de la banda lateral, necesaria en la modulación SSB (Banda Lateral Individual) con el método de filtro.

20 Conversión digital/analógica

El espectro de la secuencia numérica, que resulta en el procedimiento descrito anteriormente, es periódico. El espectro de la banda de base (0 a 38 kHz) se dobla periódicamente con el múltiplo de la frecuencia de barrido (76 KHz).

25

Cada Convertidor Digital a Analógico (DAC) tiene en la salida un filtro de paso bajo, que suprime las frecuencias no deseadas y solamente aparta la banda de base. El filtro de alisado de un DAC está constituido de tal manera que, a la mitad de la frecuencia de barrido, tiene exactamente 6 dB de atenuación. Es interesante la zona en torno a 38 KHz. A través de la periodicidad del espectro, a partir de la modulación de banda unilateral resulta de nuevo una modulación de doble banda lateral. Por lo tanto, en la salida analógica se puede medir una modulación de banda lateral residual. (Figura 3). El filtro deja pasar la mitad de la porción original con respecto a la frecuencia portadora y tiene una característica de filtro que da como resultado una simetría no lineal con las amplitudes de la banda lateral superior y de la banda lateral inferior. Con este filtrado no lineal, durante la demodulación, se suman los importes de las dos bandas laterales a la señal de banda de base correcta para todas las frecuencias de modulación.

30

35

Modulador

El modulador es, en la Norma MPX, una señal sinusoidal con 38 kHz. Si se utiliza el procedimiento descrito anteriormente, la frecuencia de barrido debe ser 76 kHz. En el caso de un seno de la frecuencia de 38 kHz, barrido con una frecuencia de 76 kHz, se trata de una secuencia de $+1'$ y $-1'$. (Figura 4).

40

Tono piloto

El tono piloto tiene exactamente la mitad de la frecuencia del modulador, y es de fase rígida con 0° . La posición de las fases del tono piloto es ajustable. A partir de esta relación resultan las cuatro muestras del tono piloto (figura 5). El nivel del tono piloto es 10% del nivel máximo de la modulación.

45

$$s_1 = A \cdot \text{sen} (45^\circ + \varphi)$$

50

$$s_2 = A \cdot \text{sen} (135^\circ + \varphi)$$

55

$$s_3 = A \cdot \text{sen} (225^\circ + \varphi)$$

$$s_4 = A \cdot \text{sen} (315^\circ + \varphi)$$

60

$s_1 \dots s_4$ las cuatro muestras diferentes de tono piloto

A amplitud

65

φ desfase

ES 2 325 118 T3

Señal Múltiplex

A la entrada llegan dos secuencias numéricas digitales (izquierda, derecha) con una frecuencia de muestreo de 76 kHz. Una matriz genera a partir de ellas la señal media y la señal lateral (figura 6):

$$M = L + R$$

$$S = L - R$$

El modulador es, como se ha descrito anteriormente, una secuencia numérica +1,-1,+1... De acuerdo con ello, después de la modulación, se obtiene para la señal lateral la secuencia

$$+S = L - R$$

$$-S = L + R$$

$$+S = L - R$$

etc.

La banda lateral se encuentra, después de la modulación, en la gama de frecuencias de 22 a 38 kHz. La secuencia de la señal modulada de la banda lateral se suma a la señal media.

$$M + S = M + (L - R) = (L + R) + (L - R) = 2L$$

$$M - S = M - (L - R) = (L + R) - (L - R) = 2R$$

$$M + S = M + (L - R) = (L + R) + (L - R) = 2L$$

etc.

A partir de ello se ve que en lugar de la matriz con modulador siguiente, se puede utilizar también un conmutador, que se conmuta entre 2L y 2R.

Para compensar la fluctuación del filtro (figura 7) del DAC, debe reducirse ligeramente el nivel de la señal media. Si se prescinde de este ajuste (método de conmutador), se obtiene un algoritmo más sencillo a costa de una separación peor del canal.

La modulación en el DSP se calcula a través de adición y sustracción alternas de la señal lateral de la señal media. Para obtener la señal múltiplex completa, debe añadirse el tono piloto. Para éste existen cuatro coeficientes que se repiten periódicamente, que están registrados en una Tabla.

La secuencia numérica de la señal múltiplex resulta, en resumen, de la siguiente manera:

$$MPX_1 = M_1 + S_1 + \text{Piloto}_1$$

$$MPX_2 = M_2 - S_1 + \text{Piloto}_2$$

$$MPX_3 = M_3 + S_1 + \text{Piloto}_3$$

$$MPX_4 = M_4 - S_1 + \text{Piloto}_4$$

$$MPX_5 = M_5 + S_1 + \text{Piloto}_5$$

ES 2 325 118 T3

	MPX ₁ ...	secuencia numérica de señales Múltiplex
	M ₁ ...	secuencia numérica de la señal media
5	S ₁ ...	secuencia numérica de la señal lateral
	Pilot ₁ ... Pilot ₄	secuencia numérica de los cuatro coeficientes (periódicos) de tono piloto

10 *Ajuste del modulador a un DAC*

Todas las consideraciones anteriores parten de un paso bajo de alisado ideal en el DAC. Pero los pasos bajos reales presentan una ondulación en la zona de paso así como un tiempo de propagación no constante de los grupos.

15 La ondulación repercute de la siguiente manera: para la recuperación de la señal L, R a partir de la señal M, S debe formarse la matriz inversa.

$$2L = M + S = (L + R) + L - R)$$

20

$$2R = M - S = (L + R) - L - R)$$

25 La señal lateral se encuentra en otra gama de frecuencias que la señal media. Debido a desviaciones del nivel de la señal lateral de 0 dB como consecuencia de ondulaciones del filtro de alisado, la matriz inversa no funciona ya exactamente y se obtiene una diafonía de canal. Condiciones similares se aplican para la constancia del tiempo de propagación de los grupos (linealidad de la fase). Los efectos del filtro de paso bajo de alisado del DAC se manifiestan, por lo tanto, en una separación de canal en función de la frecuencia. Para compensar estos efectos, se puede ajustar la fase del tono piloto y el nivel de la señal media.

30

35

40

45

50

55

60

65

ES 2 325 118 T3

REIVINDICACIONES

5 1. Codificador estéreo múltiplex para la transmisión FM, con un procesador de señales digitales, **caracterizado** porque durante la transmisión estéreo se aplica modulación de banda lateral residual en lugar de la modulación de doble banda lateral habitual y porque se realiza la sintonización de la frecuencia de muestreo a la frecuencia doble de modulación, con lo que se puede utilizar el filtro de alisado del DAC, que genera la señal modulada de la banda lateral residual.

10 2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** porque la separación de canal en función de la frecuencia entre izquierda y derecha se realiza a través del ajuste de las fases del tono piloto y la adaptación de nivel de la señal media, con lo que se pueden compensar las no linealidades de fluctuación y de fases en el filtro de alisado del DAC.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

Fig. 1:

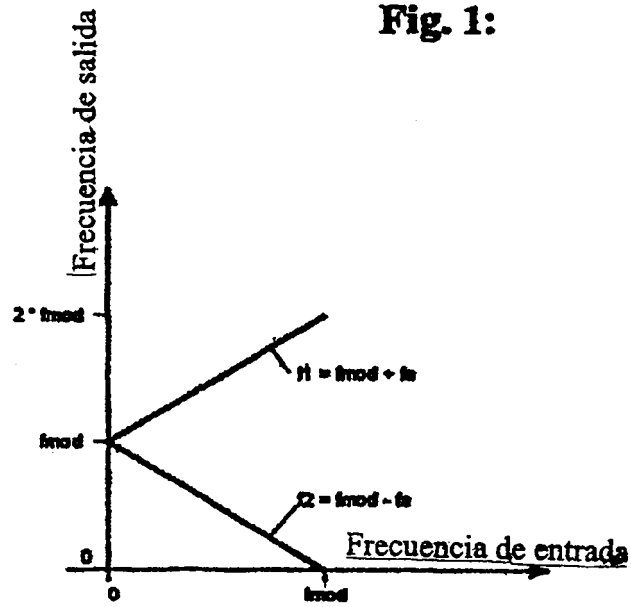


Fig. 2:

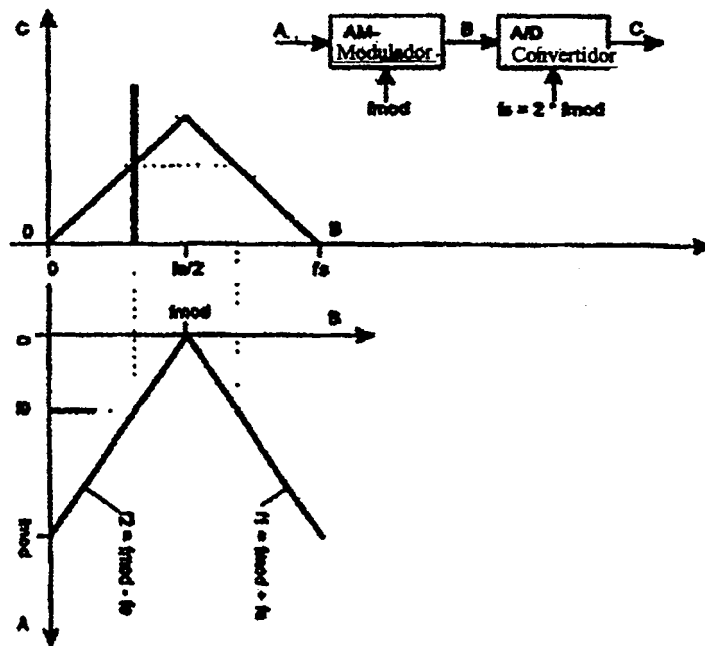


Fig. 3



Fig. 4

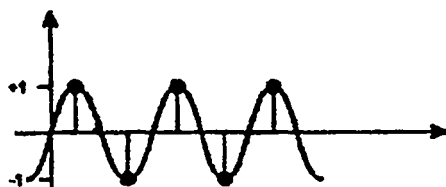


Fig. 5

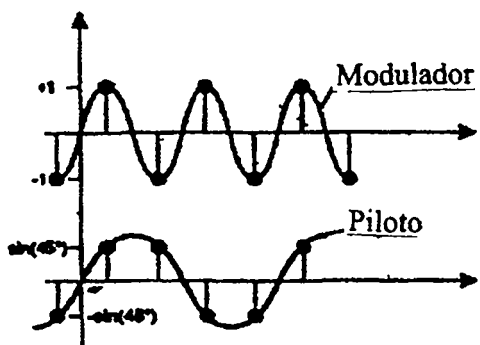


Fig. 6

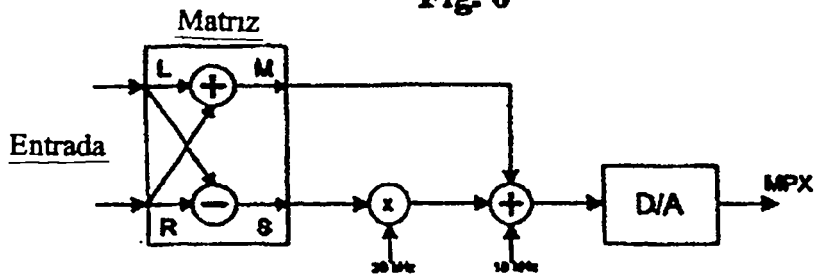


Fig. 7

