



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 307 978**

51 Int. Cl.:  
**H03M 1/10** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **03761676 .0**

96 Fecha de presentación : **24.06.2003**

97 Número de publicación de la solicitud: **1522146**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **13.04.2005**

54 Título: **Procedimiento y aparato de calibración de un muestreador de entrelazado temporal.**

30 Prioridad: **26.06.2002 GB 0214742**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**01.12.2008**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**01.12.2008**

73 Titular/es: **BAE Systems plc.**  
**6 Carlton Gardens**  
**London SW1Y 5AD, GB**

72 Inventor/es: **Wood, John Michael y**  
**Coote, Nigel C.T.**

74 Agente: **González Palmero, Fe**

ES 2 307 978 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

Procedimiento y aparato de calibración de un muestreador de entrelazado temporal.

5 Esta invención se refiere a un procedimiento para calibrar un muestreador analógico-digital de entrelazado temporal y a un procedimiento para realizar una conversión analógica-digital con un muestreador calibrado de esta manera. La invención también se extiende a un aparato de calibración y a un ecualizador de canal.

10 Un procedimiento comúnmente empleado en la fabricación de muestreadores de alta velocidad es entrelazar en el tiempo múltiples canales, teniendo cada canal su propio conversor analógico-digital (ADC, *analogue-to-digital converter*). Cada ADC se turna para muestrear la señal analógica según una secuencia de muestreo, produciendo de ese modo su propia señal digital que sigue la forma de la señal analógica pero en la frecuencia de muestreo del ADC. Las señales digitales de los ADC pueden entrelazarse entonces según su secuencia de muestreo para producir una señal de salida que siga la forma de la señal analógica, pero en una frecuencia de muestreo efectiva más rápida (para 15 N canales, la frecuencia de muestreo es N veces la frecuencia de muestreo de cada ADC).

20 Un problema con este enfoque es que los canales no son idénticos y el muestreo no se realiza a intervalos exactamente separados de manera equitativa, degradando de ese modo el rendimiento del muestreador. Un problema que surge a partir de los desfases de los tiempos de muestreo se recoge por ejemplo en un sistema descrito en “*Digital Spectra of Nonuniformly Sampled Signals: A Robust Sampling Time Offset Estimation Algorithm for Ultra High-Speed Waveform Digitizers Using Interleaving*”, por Yih-Chyun Jenq, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, volumen 39, número 1, enero de 1990, en donde se describe un algoritmo para calibrar un sistema de ADC entrelazados para compensar los desfases de los tiempos de muestreo. El algoritmo se desarrolla inyectando una única señal de prueba de una frecuencia elegida para maximizar la capacidad de estimar errores en los desfases de 25 sincronización.

30 En la patente estadounidense número 6.339.390 se recogen otros tipos de problemas de desajuste. Se describe un procedimiento en el que una señal de prueba de banda ancha, por ejemplo una señal en forma de peine, se inyecta en un sistema de conversores en paralelo y la salida de cada canal se analiza y se compara con señales ideales previstas para identificar los errores introducidos, por ejemplo, mediante desajustes de ganancia, desfase de CC y desajustes de sincronismo. Esto permite modificar los circuitos de compensación tal como se requiere para compensar tales errores.

35 La degradación en el rendimiento del muestreador puede observarse más fácilmente en el espectro de frecuencia de la señal de salida digital de entrelazado temporal producida como respuesta a la entrada de un tono: un espectro de este tipo contendrá señales espurias en frecuencias específicas además de la señal deseada en la frecuencia de la entrada del tono. Se sabe que si se inyecta un tono en un muestreador de entrelazado temporal de N canales, los desajustes entre los N canales llevarán a la generación de N picos de frecuencia en el intervalo de cero hasta la mitad de la frecuencia de muestreo total del muestreador (los N picos comprendiendo N-1 picos espurios más la señal deseada en la frecuencia de la entrada del tono). Por tanto, las señales se observan en el espectro de frecuencia en N frecuencias relacionadas. 40 Las N frecuencias se mezclan mediante desajustes sin afectar a la salida a lo largo del resto del espectro de frecuencia. Además, si se introduce un tono a una cualquiera de las N frecuencias relacionadas, sólo se ven afectadas aquellas mismas N frecuencias.

45 A partir de un primer aspecto, la presente invención proporciona un procedimiento para calibrar un muestreador que comprende una pluralidad, N, de canales de entrelazado temporal, cada uno muestreado por un ADC, teniendo dicho muestreador una entrada para recibir una señal de entrada analógica y una salida para proporcionar una señal de salida digital, y comprendiendo el procedimiento las etapas de:

- 50 (a) inyectar por turnos N señales de calibración en la entrada de dicho muestreador de manera que cada señal de calibración ocupe una de las N frecuencias relacionadas, donde las frecuencias relacionadas son aquéllas para las que, dada una señal de entrada en una cualquiera de esas frecuencias, los desajustes en los canales de entrelazado afectan a la salida resultante del muestreador en las otras frecuencias relacionadas;
- 55 (b) medir en el dominio de frecuencia de los datos muestreados entrelazados la señal de salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las N señales de calibración;
- 60 (c) determinar una relación que relacione la magnitud y la fase de las señales de salida mediante el muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas con la magnitud y la fase de cada una de las N señales de calibración correspondientes; y
- (d) determinar a partir de la relación de la etapa (c) factores de corrección que se aplicarán para calibrar una salida del muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas.

65 De manera ventajosa, el procedimiento según este primer aspecto de la presente invención corrige los desajustes de amplitud y de fase tanto independientes de la frecuencia como dependientes de la frecuencia entre canales. Al corregir los desajustes de fase dependientes de la frecuencia, también corrige intrínsecamente los errores de retardo de tiempo entre canales puesto que un retardo de tiempo es equivalente a un cambio lineal de fase con frecuencia. También se corrigen intrínsecamente los desajustes en cualquier diafonía (es decir, acoplamiento) entre canales.

## ES 2 307 978 T3

Las frecuencias reales en las que aparecen las señales del espectro de salida están relacionadas con N, con la frecuencia del tono de entrada  $f_{in}$  y con la frecuencia de muestreo total  $f_s$  del muestreador, de manera que las frecuencias pueden obtenerse a partir de la fórmula:

5

$$f_{in} + k \cdot \frac{f_s}{N}, \text{ donde } k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

10

Aparentemente, esto llevaría a frecuencias mayores que la mitad de la frecuencia de muestreo total del muestreador, lo cual se opone a lo explicado anteriormente. Sin embargo, tal como se sabe ampliamente en la técnica, todos los valores mayores que la mitad de la frecuencia de muestreo total están solapados dentro del intervalo de cero hasta la mitad de la frecuencia de muestreo total del muestreador. Para una explicación más en profundidad de este efecto, véase por ejemplo la página 163 de “An Introduction to the Analysis and Processing of Signals” de Paul A. Lynn, tercera edición, publicado por Macmillan. Por tanto, “N frecuencias relacionadas” quiere decir las frecuencias proporcionadas por la anterior fórmula modificadas por solapamiento dentro del intervalo de cero hasta la mitad de la frecuencia de muestreo total.

15

20

De manera ventajosa, al inyectar por turnos N tonos se solucionan los problemas porque sólo se inyecta a la vez una única frecuencia, correspondiente a una frecuencia deseada de las N frecuencias relacionadas, dentro del muestreador. Opcionalmente, la señal de calibración puede comprender múltiples frecuencias siempre que la señal de calibración sólo contenga una de las N frecuencias relacionadas. Esto es así porque introducir a la vez señales en dos o más de las N frecuencias relacionadas dará como resultado una mezcla de frecuencias no deseada, aunque de esta manera pueden calibrarse al mismo tiempo múltiples conjuntos de N frecuencias relacionadas.

25

Como se comprenderá fácilmente, la elección de una de las N frecuencias de calibración relacionadas determina las restantes N frecuencias de calibración relacionadas según la fórmula anterior (teniendo en cuenta el solapamiento).

30

Para cada señal de calibración, el espectro de frecuencia se mide de tal manera que se permita medir las salidas en cada una de las N frecuencias relacionadas. Opcionalmente, para determinar el espectro de frecuencia, la etapa (b) comprende además realizar una transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) de las salidas digitales de los ADC para permitir de ese modo la medición en el dominio de frecuencia de la salida en cada una de las N frecuencias relacionadas. En general, la transformada da como resultado una salida almacenada en una serie de contenedores de frecuencia (*frequency bins*), cubriendo cada contenedor de frecuencia una pequeña parte del intervalo de frecuencia del intervalo total de la FFT. Opcionalmente, el procedimiento comprende además la etapa de elegir una de las N frecuencias relacionadas de manera que todas las N frecuencias relacionadas resultantes estén centradas sustancialmente en los contenedores de la FFT. Esto tiene un beneficio particular cuando las señales de calibración son tonos, que de otro modo tienen parte de su señal esparcida en los contenedores circundantes.

40

Como se apreciará fácilmente, el anterior procedimiento de calibración llevará a una calibración de señales en el espectro de frecuencia de salida sólo en las N frecuencias relacionadas. Cuando se haya usado una FFT, es probable que haya muchos más de N contenedores de frecuencia. Por tanto, sólo se calibrarán N de estos contenedores de frecuencia. Opcionalmente, la etapa de repetir las etapas (a) a (d), inyectando por turnos N frecuencias de calibración en el muestreador en un conjunto diferente de N frecuencias relacionadas, puede repetirse hasta que se hayan inyectado las frecuencias de calibración correspondientes a todos los contenedores de frecuencia de la FFT. De esta manera, todos los contenedores de frecuencia de la FFT pueden calibrarse repitiendo una o más veces el procedimiento de calibración descrito anteriormente, eligiendo un conjunto diferente de N frecuencias relacionadas para cada iteración de calibración hasta que se hayan calibrado todos los contenedores de frecuencia de la FFT.

50

Opcionalmente, los contenedores adyacentes de la FFT están agrupados y se usa una única frecuencia de calibración para cada grupo. Además, la etapa de elegir la primera de las N frecuencias relacionadas puede realizarse de manera que las N frecuencias relacionadas resultantes estén centradas sustancialmente en la frecuencia central del intervalo de frecuencia cubierto por el grupo de contenedores. Agrupar contenedores es ventajoso puesto que no es necesario realizar una calibración para cada contenedor de la FFT. El número de iteraciones de calibración que son necesarias dependerá de la arquitectura específica del muestreador, del grado de ajuste de los canales y de la precisión requerida.

55

60

Además, se determina los parámetros, la magnitud y/o la fase de la señal de entrada para cada una de las N frecuencias de calibración. La magnitud y la fase juntas pueden representarse de manera equivalente mediante una amplitud compleja (es decir,  $a+ib$ ). La magnitud y/o fase de una señal de calibración puede determinarse directamente a partir de la fuente de la señal de calibración, o medirse de manera independiente del muestreador o puede estimarse a partir de una medición de la señal de salida del muestreador.

65

En la etapa (c), se determina la relación entre la señal de entrada y la salida en cada una de las N frecuencias relacionadas. La magnitud y la fase de la salida en cualquiera de las N frecuencias relacionadas dependerá de la magnitud y de la fase de la frecuencia de calibración. La relación entre la entrada y la salida es esa parte de la transformación de entrada a salida que es independiente de la entrada. Puede determinarse un factor de corrección a

## ES 2 307 978 T3

partir de esta relación para cada salida en las N frecuencias relacionadas generadas por cada una de las N frecuencias de calibración.

En una realización actualmente preferida, la etapa (c) comprende determinar N x N factores de escalado complejos que proporcionen cada uno la contribución para la salida de una de las N frecuencias relacionadas debido a la entrada en una de las N frecuencias relacionadas. La etapa (d) comprende resolver las ecuaciones representadas por los factores de escalado para determinar los N x N factores de corrección que proporcionen cada uno la contribución para la corrección de las N frecuencias relacionadas aplicadas a la salida de cada una de las N frecuencias relacionadas con el fin de equalizar el muestreador en esas frecuencias.

Opcionalmente, los N x N factores de escalado que relacionan la entrada con la salida pueden almacenarse en las filas y columnas de una matriz N por N denominada en este documento como "matriz de relación". De manera similar, los N x N factores de corrección pueden almacenarse en una matriz N por N denominada en este documento como "matriz de corrección". Puede formarse una matriz de corrección para cada iteración del proceso de calibración.

A partir de un segundo aspecto, la presente invención proporciona un procedimiento para realizar una conversión analógica-digital usando un muestreador que comprende N ADC de entrelazado temporal, donde el muestreador se ha calibrado según el procedimiento descrito anteriormente en este documento, comprendiendo el procedimiento de realizar una conversión analógica-digital las etapas de (i) inyectar una señal analógica en el muestreador; (ii) medir en el dominio de frecuencia el espectro resultante producido por el muestreador; y (iii) ajustar el espectro de frecuencia medido en respuesta a las relaciones determinadas durante la calibración para producir de ese modo un espectro de canales equalizados.

El procedimiento de calibración incluía la etapa de formar una o más matrices de corrección de modo que la etapa (iii) puede comprender multiplicar el espectro de frecuencia medido por una o más matrices de corrección. Cuando se usa una FFT para obtener el espectro de frecuencia de la salida durante la calibración y la equalización de canales, las matrices de corrección pueden usarse convenientemente para corregir las salidas en los contenedores correspondientes de la FFT.

Como etapa final, si se requiere, puede generarse una señal de salida en el dominio de tiempo realizando la inversa de la FFT.

A partir de un tercer aspecto, la presente invención proporciona un aparato de calibración para calibrar un muestreador analógico-digital de entrelazado temporal comprendiendo dicho muestreador una pluralidad, N, de canales de entrelazado temporal, cada uno muestreado por un ADC, teniendo dicho muestreador una entrada para recibir una señal de entrada analógica y una salida para proporcionar una señal de salida digital, e incluyendo el aparato:

- (a) medios para inyectar por turnos N señales de calibración en la entrada de dicho muestreador de manera que cada señal de calibración ocupe al menos una de las N frecuencias relacionadas, donde las frecuencias relacionadas son aquellas para las que, dada una señal de entrada a una cualquiera de esas frecuencias, los desajustes en los canales de entrelazado afectan a la salida resultante del muestreador en las otras frecuencias relacionadas;
- (b) medios para medir en el dominio de frecuencia de los datos muestreados entrelazados la señal de salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las N frecuencias de calibración;
- (c) medios para determinar una relación que relacione la magnitud y la fase de las señales de salida mediante el muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas con la magnitud y la fase de cada una de las N señales de calibración correspondientes; y
- (d) medios para determinar, a partir de la relación, factores de corrección que se aplicarán para calibrar una salida del muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas.

La presente invención también se extiende a un ordenador para su uso con los procedimientos descritos anteriormente en este documento cuando está programado para realizar las etapas de: (1) recibir las mediciones de la salida en cada una de las N frecuencias de calibración para cada una de las N frecuencias de calibración; (2) recibir la determinación de la señal de entrada para cada una de las N frecuencias de calibración; y (3) determinar la relación que relaciona la señal de entrada con la salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las N frecuencias de calibración. Además, la presente invención se extiende a un producto de programa informático que comprende instrucciones de programa para hacer que un ordenador funcione según el procedimiento que acaba de describirse anteriormente.

Con el fin de que la invención pueda entenderse más fácilmente, a continuación se hará referencia, sólo a modo de ejemplo, a los dibujos adjuntos en los que:

la fig. 1 es un boceto simplificado del procedimiento de la presente invención; y

las figs. 2a-d ilustran espectros de frecuencia medidos en la salida del muestreador A-D;

## ES 2 307 978 T3

La figura 1 muestra un muestreador 10 que comprende cuatro ADC 12a-d (y por tanto cuatro canales) de entrelazado temporal. Como será fácilmente evidente, la extensión de la presente invención a muestreadores que comprendan diferentes números de canales es sencilla. En este caso, el muestreador 10 está implementado en gran medida en software de manera que el entrelazado, la FFT, el cálculo de las matrices de corrección y la operación de ecualización de canales se realizan mediante un procesador informático (no mostrado). Sin embargo, la invención podría implementarse fácilmente en una forma electrónica o parcialmente electrónica.

El funcionamiento del muestreador 10 se realiza en tres etapas, tal como se muestra de manera general en la figura 1.

Durante la primera etapa, los tonos 13 de calibración que cubren el intervalo de frecuencia de la FFT 15 se inyectan de uno en uno en el muestreador 10 en 14. Los tonos 13 de calibración se muestrean por los ADC 12a-d en 16 y sus salidas 17a-d se entrelazan en 18. El espectro 19 de frecuencia de la salida 21 entrelazada para cada tono 13 de calibración se obtiene usando una FFT 15 en 20. Las amplitudes complejas de los picos 23 en el espectro 19 de frecuencia en las cuatro frecuencias de salida se miden en 22 (recuérdese que en este caso el muestreador tiene cuatro canales y por tanto  $N = 4$ ).

Para la segunda etapa, se calcula una matriz de relación  $4 \times 4$  a partir de las amplitudes complejas medidas de los picos 23 en el espectro 19 de frecuencia en cada una de las cuatro frecuencias relacionadas para cada conjunto de cuatro tonos 13 de calibración. La inversa de cada matriz de relación se calcula entonces para determinar la matriz de corrección. Por tanto, cada conjunto de cuatro frecuencias relacionadas produce una única matriz de corrección que puede usarse para ecualizar un grupo de cuatro contenedores de frecuencia de la FFT 15. Se usan suficientes conjuntos de cuatro tonos 13 de calibración de manera que cada uno de los contenedores de frecuencia esté calibrado. En este ejemplo, la FFT 15 tiene 1024 contenedores de frecuencia y por tanto se requieren 256 conjuntos de cuatro tonos 13 de calibración y se producen 256 matrices de corrección.

La tercera etapa se realiza durante el funcionamiento normal del muestreador 10 cuando se inyecta una señal 24 analógica en el muestreador 10 en 26. La señal 24 analógica se muestrea entonces mediante los cuatro ADC en 16, según la etapa de calibración anterior. Como en la etapa de calibración, las salidas de los ADC 17a-d se entrelazan en 18 y el espectro 19 de frecuencia de la salida 21 entrelazada se obtiene por la FFT 15 en 20. El procedimiento de funcionamiento normal se diferencia ahora del procedimiento de calibración porque la ecualización de canales se realiza en 28 multiplicando los contenidos de cada grupo de cuatro contenedores de frecuencia de la FFT 15 por la matriz de corrección correspondiente.

En más detalle, el muestreador 10 de cuatro canales se calibra según un número de iteraciones repetidas, usando cada iteración cuatro tonos 13 de calibración que producirán salidas en el espectro 19 de frecuencia de la salida del muestreador 10 en las cuatro frecuencias relacionadas según la ecuación dada anteriormente y sujetas a solapamiento. Por tanto, para cada iteración, los tonos 13 de calibración se inyectan en cada una de las cuatro frecuencias relacionadas y se miden las salidas 21 en cada una de las cuatro frecuencias relacionadas para cada tono 13 de calibración haciendo un total de dieciséis mediciones por iteración.

Los espectros 19 de salida en respuesta a los cuatro tonos 13 de calibración se ilustran en la figura 2. Para cada espectro 19 de frecuencia de la figura 2, la frecuencia se representa gráficamente sobre el intervalo de cero hasta la mitad de la frecuencia de muestreo total del muestreador 10 frente a la magnitud. Las dieciséis mediciones en el dominio de frecuencia de las amplitudes complejas (mostradas en la figura 2) son el resultado de la convolución en el dominio de frecuencia del espectro de frecuencia de la señal de entrada y del espectro de frecuencia de las respuestas de canal entrelazadas en esa frecuencia. La respuesta de canal en el dominio de tiempo se repite cada cuatro muestras y por consiguiente el espectro de frecuencia consiste en cuatro picos 23 en el dominio de frecuencia.

La matriz de relación para cualquier conjunto de  $N$  frecuencias relacionadas se denota en este documento por  $E$  y se determina durante el procedimiento de calibración descrito en este documento.

Los valores de las amplitudes complejas (denotadas en este documento como  $\lambda$ ) para cada combinación de tono 13 de calibración y salida 21 en cada una de las  $N$  frecuencias relacionadas pueden expresarse en cuanto a la amplitud compleja de la señal de entrada, y a la respuesta de frecuencia de las respuestas de canal entrelazadas, denotadas en este documento por  $e$ , que resultan de la convolución descrita anteriormente. La señal de entrada digital es el equivalente digital de la amplitud compleja del tono 13 de calibración en el dominio de frecuencia y se denota en este documento por  $s$ . Las expresiones son las

$$\begin{aligned} \lambda_{0,0} &= s_0 \cdot e_{0,0} & \lambda_{0,1} &= s_0 \cdot e_{0,1} & \lambda_{0,2} &= s_0 \cdot e_{0,1} & \lambda_{0,3} &= s_0 \cdot e_{0,2} \\ \lambda_{1,0} &= s_1 \cdot e_{1,1} & \lambda_{1,1} &= s_1 \cdot e_{1,0} & \lambda_{1,2} &= s_1 \cdot e_{1,2} & \lambda_{1,3} &= s_1 \cdot e_{1,1} \\ \lambda_{2,0} &= s_2 \cdot e_{2,1} & \lambda_{2,1} &= s_2 \cdot e_{2,2} & \lambda_{2,2} &= s_2 \cdot e_{2,0} & \lambda_{2,3} &= s_2 \cdot e_{2,1} \\ \lambda_{3,0} &= s_3 \cdot e_{3,2} & \lambda_{3,1} &= s_3 \cdot e_{3,1} & \lambda_{3,2} &= s_3 \cdot e_{3,1} & \lambda_{3,3} &= s_3 \cdot e_{3,0} \end{aligned}$$

## ES 2 307 978 T3

donde  $e_{0,2} = e_{0,2}^* \mid e_{0,3} = e_{0,1}^*$  y así sucesivamente debido al solapamiento. Los subíndices para  $\lambda$  y  $e$  son el número de la frecuencia de entrada seguido por el número de frecuencia de salida; el subíndice para  $s$  es el número de la frecuencia de entrada. Un asterisco denota un conjugado complejo. Los conjugados complejos se producen porque la convolución implícita en el dominio de frecuencia descrita anteriormente tiene contribuciones a partir de la parte tanto positiva como negativa del espectro (por ejemplo, véase la página 31 de “*An Introduction to the Analysis and Processing of Signals*” de Paul A. Lynn, tercera edición, publicado por Macmillan).

Determinar la amplitud compleja de cada una de las señales  $s$  de entrada digitales y medir las salidas  $\lambda$  permite calcular la matriz  $E$  de relación para cada tono 13 de calibración usando las ecuaciones anteriores. Usar una medición independiente de los tonos 13 de calibración garantiza una normalización que, dentro de la precisión de la medición independiente, proporciona una frecuencia de amplitud plana y una fase lineal durante el proceso de equalización posterior. Esto también es para garantizar que los canales estén equalizados.

Durante el funcionamiento normal, cuando está realizándose la equalización de canales en lugar de la calibración, la salida en un contenedor de frecuencia particular de la FFT 15 consistirá en una contribución a partir de la componente de la señal de entrada de esa frecuencia y de las contribuciones espurias debido al desajuste de los canales y a los errores de sincronización de las frecuencias relacionadas. Debe recordarse que en un muestreador de cuatro canales, la inyección de un tono de calibración genera cuatro picos en el espectro de frecuencia de salida y, contrariamente, cada pico en el espectro de frecuencia de salida se obtiene a partir de cualquier entrada en las cuatro frecuencias relacionadas. Durante el funcionamiento normal, se calcularán las entradas reales y (semejantes a  $s$  para el proceso de calibración) y no las salidas medidas  $x$  en los contenedores de frecuencia (semejantes a  $\lambda$  para el proceso de calibración), permitiendo de ese modo la eliminación de las contribuciones espurias en los contenedores de frecuencia. Las cuatro salidas medidas (etiquetadas como  $x_0$  a  $x_3$ ) en los contenedores de frecuencia de la FFT para cada iteración de calibración pueden escribirse como:

$$\begin{aligned} x_0 &= y_0 \cdot e_{0,0} + y_1 \cdot e_{1,1} + y_2 \cdot e_{2,1} + y_3 \cdot e_{3,2} \\ x_1 &= y_0 \cdot e_{0,1} + y_1 \cdot e_{1,0} + y_2 \cdot e_{2,2} + y_3 \cdot e_{3,1} \\ x_2 &= y_0 \cdot e_{0,1} + y_1 \cdot e_{1,2} + y_2 \cdot e_{2,0} + y_3 \cdot e_{3,1} \\ x_3 &= y_0 \cdot e_{0,2} + y_1 \cdot e_{1,1} + y_2 \cdot e_{2,1} + y_3 \cdot e_{3,0} \end{aligned}$$

Realizando una nueva disposición tomando el conjugado complejo de cada fila alterna:

$$\begin{aligned} x_0 &= y_0 \cdot e_{0,0} + y_1 \cdot e_{1,1} + y_2 \cdot e_{2,1} + y_3 \cdot e_{3,2} \\ x_1 &= y_0 \cdot e_{0,1} + y_1 \cdot e_{1,0} + y_2 \cdot e_{2,2} + y_3 \cdot e_{3,1} \\ x_2 &= y_0 \cdot e_{0,1} + y_1 \cdot e_{1,2} + y_2 \cdot e_{2,0} + y_3 \cdot e_{3,1} \\ x_3 &= y_0 \cdot e_{0,2} + y_1 \cdot e_{1,1} + y_2 \cdot e_{2,1} + y_3 \cdot e_{3,0} \end{aligned}$$

Esta expresión puede escribirse ahora en forma de matriz (donde una comilla denota que se han conjugado filas alternas):

$$E' = \begin{pmatrix} e_{0,0} & e_{1,1} & e_{2,1} & e_{3,2} \\ e_{0,1} & e_{1,0} & e_{2,2} & e_{3,1} \\ e_{0,1} & e_{1,2} & e_{2,0} & e_{3,1} \\ e_{0,2} & e_{1,1} & e_{2,1} & e_{3,0} \end{pmatrix} \quad x' = \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \quad y' = \begin{pmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix}$$

de manera que  $x' = E'y'$ .

Esta ecuación puede resolverse para proporcionar las entradas reales calculando la inversa de la matriz de relación, la matriz de corrección  $A = E'^{-1}$  durante la calibración, aplicando después bajo funcionamiento normal esta matriz inversa  $A$  al espectro medido para proporcionar la entrada real en el dominio de frecuencia, según  $y' = Ax'$ .

Valores alternos de  $x$  deberían conjugarse de manera compleja antes de la salida si la fase del espectro de frecuencia de salida es de interés o si se requiere una señal de salida en el dominio de tiempo (ésta última puede obtenerse entonces realizando una operación FFT inversa).

## ES 2 307 978 T3

Por tanto, una única multiplicación de matrices ecualiza N de los contenedores de frecuencia de la FFT 15. Tal como se describió anteriormente, el proceso de calibración puede repetirse para producir un conjunto diferente de N frecuencias relacionadas, calibrando de ese modo N contenedores de frecuencia adicionales de la FFT 15. Las iteraciones de calibración pueden repetirse hasta que estén calibrados todos los contenedores de frecuencia. Durante el funcionamiento normal, el conjunto de matrices de corrección generadas de esta manera deben multiplicarse con las salidas en sus cuatro contenedores de frecuencia correspondientes para ecualizar todo el espectro de frecuencia. Como alternativa, pueden agruparse contenedores de frecuencia adyacentes y realizarse una única calibración para ese grupo. Por ejemplo, podrían formarse grupos de cinco contenedores, de manera que los contenedores 1 a 5 forman un conjunto, los contenedores 6 a 10 el siguiente, los contenedores 11 a 15 el siguiente y así sucesivamente. La primera iteración de calibración podría realizarse entonces de manera que las N frecuencias relacionadas correspondan a las frecuencias centrales de los números de contenedor 3, 8, 13 y 18, es decir, la frecuencia central dentro de cada grupo de cinco contenedores de frecuencia. Se usaría entonces la misma matriz de corrección para ecualizar los 5\*N contenedores de frecuencia mediante 5 multiplicaciones de matrices.

Aunque no es esencial, puede obtenerse un mejor rendimiento durante la ecualización de canales si se tienen en cuenta los siguientes casos especiales. Contenedores de frecuencia a frecuencias de  $1/8f_s$  o  $3/8f_s$  son casos especiales porque se superponen pares de las frecuencias relacionadas, es decir, las cuatro frecuencias relacionadas aparecen como picos 23 en sólo dos frecuencias relacionadas. En estos casos especiales, las correcciones apropiadas del contenedor de frecuencia adyacente pueden sustituirse o pueden usarse para la interpolación. Los contenedores de frecuencia de 0,  $1/4f_s$  o  $1/2f_s$  también son casos especiales. En esas frecuencias los efectos de los desfases de CC (es decir, 0 Hz) entre los canales aparecen además de los pares de picos 23 combinándose en uno. Los desfases de CC pueden sustraerse en cada canal por separado. Los niveles de CC pueden medirse tomando la media de las muestras de cada canal o mediante mediciones independientes del muestreador. Para este segundo caso especial, también pueden usarse mediciones adyacentes para corregir las frecuencias efectuadas tal como acaba de describirse anteriormente.

Como será fácilmente evidente, variaciones de la anterior realización son posibles sin apartarse del alcance de la invención.

Por ejemplo, mientras que la anterior realización usa una medición de cada tono 13 de calibración obtenida independientemente del muestreador 10 para determinar la amplitud compleja de la señal de entrada digital, esta amplitud compleja puede obtenerse parcial o totalmente a partir de la salida 21 del muestreador. Si sólo se proporciona la amplitud y no la fase mediante medios independientes, entonces se proporciona una medición de la fase mediante la fase de la salida en la frecuencia de entrada en el espectro de la salida del muestreador. La ecualización proporcionará entonces una respuesta de frecuencia de amplitud plana pero no una fase lineal. Una normalización alternativa es usar la medición de salida en la frecuencia de entrada y por tanto no usar ninguna medición independiente de la entrada. Los canales estarán todavía ajustados pero no se garantiza ni una respuesta de frecuencia de amplitud plana ni una fase lineal.

Otras variaciones de la realización descrita anteriormente pueden incluir usar señales de calibración diferentes a los tonos únicos, por ejemplo, la inyección de una forma de onda de chirrido o de ruido de banda limitada que ocupaba una parte del ancho de banda del muestreador permitiría calibrar simultáneamente un número de contenedores de frecuencia. Sin embargo, para que sea eficaz, la señal de calibración no podría ocupar todo el ancho de banda puesto que sólo debe afectar a la vez a una de las N frecuencias.

Además, durante el procesamiento normal, a diferencia de la calibración, no es necesario corregir todos los contenedores de frecuencia, sino que en su lugar pueden identificarse sólo las señales más fuertes y corregirse sólo sus frecuencias relacionadas. Puede emplearse una función ventana junto con la FFT.

En lugar de usar una FFT, también pueden emplearse igualmente otros algoritmos de estimación espectral.

Si los ADC 12a-d están muestreando de manera insuficiente un ancho de banda particular, el procedimiento todavía puede aplicarse y las frecuencias de calibración pueden inyectarse en el paso banda superior. Otra posible alternativa en lugar de escalar los activadores de los ADC 12a-d para implementar el entrelazado, es que pueden usarse retardos escalonados en los canales con los ADC 12a-d muestreando simultáneamente.

Los procedimientos descritos anteriormente en este documento pueden aplicarse a una amplia variedad de arquitecturas de muestreo de múltiples canales, por ejemplo muestreadores electro-ópticos en los que los canales individuales y los procesos de muestro son parcialmente ópticos. El algoritmo se aplica igualmente a señales de entrada de datos complejos.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento para calibrar un muestreador que comprende una pluralidad, N, de canales de entrelazado temporal, cada uno muestreado por un ADC, teniendo dicho muestreador una entrada para recibir una señal de entrada analógica y una salida para proporcionar una señal de salida digital, y comprendiendo el procedimiento las etapas de:
- 10 (a) inyectar por turnos N señales de calibración en la entrada de dicho muestreador de manera que cada señal de calibración ocupe una de las N frecuencias relacionadas, donde las frecuencias relacionadas son aquéllas para las que, dada una señal de entrada en una cualquiera de esas frecuencias, los desajustes en los canales de entrelazado afectan a la salida resultante del muestreador en las otras frecuencias relacionadas;
- 15 (b) medir en el dominio de frecuencia de los datos muestreados entrelazados la señal de salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las N señales de calibración;
- 20 (c) determinar una relación que relacione la magnitud y la fase de las señales de salida mediante el muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas con la magnitud y la fase de cada una de las N señales de calibración correspondientes; y
- (d) determinar a partir de la relación de la etapa (c) factores de corrección que se aplicarán para calibrar una salida del muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas.
- 25 2. Un procedimiento según la reivindicación 1, en el que en la etapa (a) cada señal de calibración comprende un único tono.
3. Un procedimiento según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, que comprende además la etapa de repetir las etapas (a) a (d), inyectando por turnos N frecuencias de calibración en el muestreador en un conjunto diferente de N frecuencias relacionadas dentro del espectro de frecuencia del muestreador.
- 30 4. Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que la etapa (b) comprende además realizar una FFT de las salidas digitales entrelazadas de los ADC para permitir de ese modo la medición en el dominio de frecuencia de la salida en cada una de las N frecuencias relacionadas.
- 35 5. Un procedimiento según la reivindicación 4, que comprende además la etapa de elegir una de las N frecuencias relacionadas de manera que todas las N frecuencias relacionadas resultantes estén centradas en contenedores de la FFT.
- 40 6. Un procedimiento según la reivindicación 4 o la reivindicación 5, que comprende además la etapa de repetir las etapas (a) a (d), inyectando por turnos N frecuencias de calibración en el muestreador en un conjunto diferente de N frecuencias relacionadas que se corresponden sustancialmente a los contenedores de la FFT.
- 45 7. Un procedimiento según la reivindicación 5 o la reivindicación 6, en el que contenedores adyacentes de la FFT están agrupados y se usa una única frecuencia de calibración para cada grupo.
- 50 8. Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además la etapa de formar una matriz de relación, o una matriz de relación para cada iteración del proceso de calibración, para representar la relación que relaciona la señal de entrada con la salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las frecuencias de calibración.
9. Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además la etapa de determinar la magnitud y/o la fase de las señales de calibración ya sea mediante medios independientes o midiendo la magnitud y/o la fase en la salida del muestreador.
- 55 10. Un procedimiento para realizar una conversión analógica-digital usando un muestreador que comprende N ADC de entrelazado temporal, en el que el muestreador se ha calibrado según el procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, comprendiendo el procedimiento de realizar una conversión analógica-digital las etapas de (i) inyectar una señal analógica en el muestreador; (ii) medir en el dominio de frecuencia el espectro resultante producido por el muestreador; y (iii) ajustar el espectro de frecuencia medido en respuesta a las relaciones determinadas durante la calibración para producir de ese modo un espectro de canales ecualizados.
- 60 11. Un aparato de calibración para calibrar un muestreador analógico-digital de entrelazado temporal que comprende una pluralidad, N, de canales de entrelazado temporal, cada uno muestreado por un ADC, teniendo dicho muestreador una entrada para recibir una señal de entrada analógica y una salida para proporcionar una señal de salida digital, e incluyendo el aparato:
- 65 (a) medios para inyectar por turnos N señales de calibración en la entrada de dicho muestreador de manera que cada señal de calibración ocupe al menos una de las N frecuencias relacionadas, donde las frecuencias relacionadas son aquéllas para las que, dada una señal de entrada en una cualquiera de esas frecuencias,

## ES 2 307 978 T3

los desajustes en los canales de entrelazado afectan a la salida resultante del muestreador en las otras frecuencias relacionadas;

- 5 (b) medios para medir en el dominio de frecuencia de los datos muestreados entrelazados la señal de salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las N frecuencias de calibración;
- (c) medios para determinar una relación que relacione la magnitud y la fase de las señales de salida mediante el muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas con la magnitud y la fase de cada una de las N señales de calibración correspondientes; y
- 10 (d) medios para determinar, a partir de la relación, factores de corrección que se aplicarán para calibrar una salida del muestreador en cada una de las N frecuencias relacionadas.

12. Un ecualizador de canal para un muestreador analógico-digital, que comprende el aparato de calibración de la reivindicación 11, en el que los dichos medios para determinar la relación pueden hacerse funcionar para ajustar una señal del dominio de frecuencia obtenida a partir de una salida del muestreador según las relaciones determinadas durante la calibración para producir de ese modo un espectro de canales ecualizados.

15

13. Un ordenador programado para llevar a cabo el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, y para realizar las etapas de:

20

- (1) recibir las mediciones de la salida en cada una de las N frecuencias de calibración para cada una de las N frecuencias de calibración;
- 25 (2) determinar la relación que relaciona la señal de entrada con la salida en cada una de las N frecuencias relacionadas para cada una de las N frecuencias de calibración.

14. Un producto de programa informático que comprende instrucciones de programa para hacer que un ordenador funcione según la reivindicación 13.

30

35

40

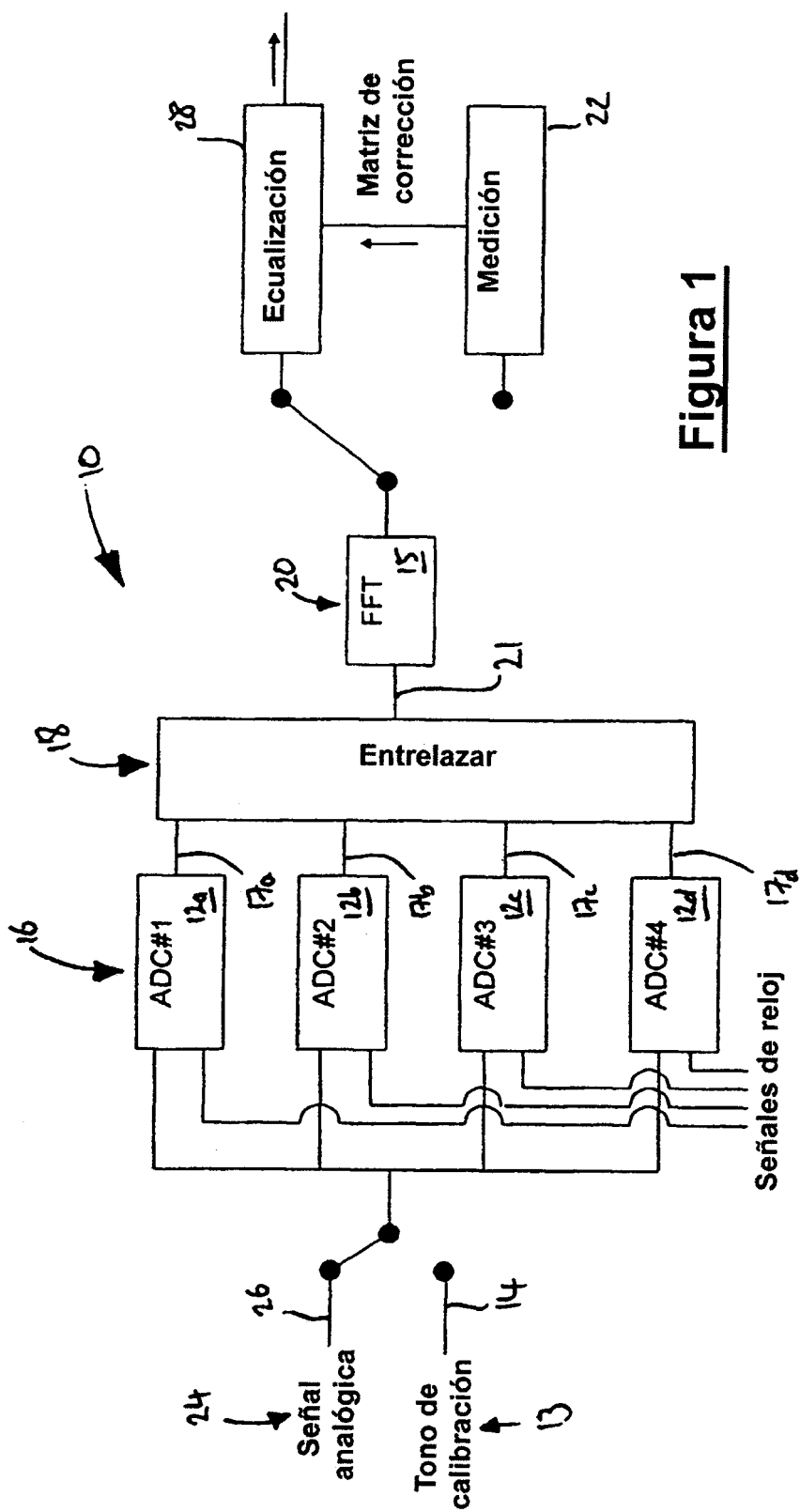
45

50

55

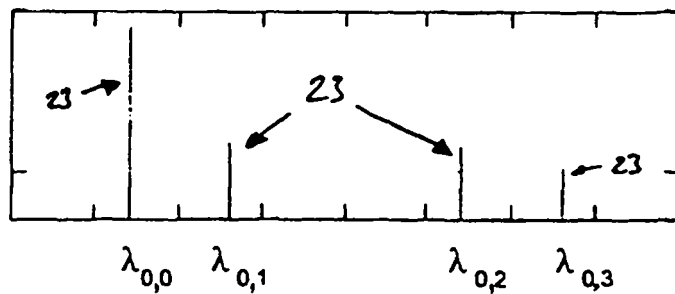
60

65

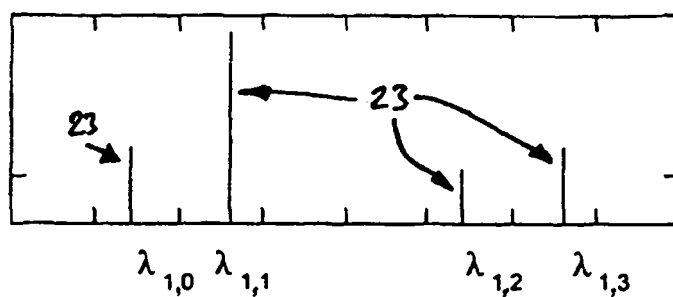


**Figura 1**

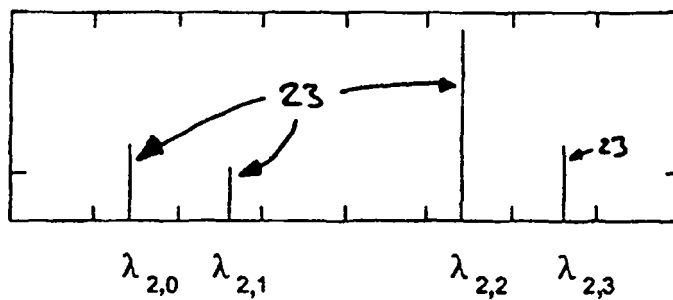
**Figura 2a**



**Figura 2b**



**Figura 2c**



**Figura 2d**

