

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 381 997**

51 Int. Cl.:

**H04L 7/00** (2006.01)

**H03H 17/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07716285 .7**

96 Fecha de presentación: **04.01.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **1974494**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **01.10.2008**

54 Título: **Re-muestreador de señal de audio NICAM**

30 Prioridad:  
**05.01.2006 US 756515 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**04.06.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**04.06.2012**

73 Titular/es:  
**THAT CORPORATION  
45 SUMNER STREET  
MILFORD, MA 01757-1656, US**

72 Inventor/es:  
**DARR, Roger, R.;**  
**EASLEY, Matthew, F. y**  
**BARNHILL, Matthew, S.**

74 Agente/Representante:  
**Pons Ariño, Ángel**

ES 2 381 997 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

Re-muestreador de señal de audio NICAM

**Antecedentes****Campo Técnico**

- 5 Esta solicitud se refiere a la extracción de datos de audio muestreados digitalmente, tales como los de NICAM (Multiplex de Audio Comprimido-Expandido Casi Instantáneo), desde una portadora de difusión.

**Descripción de la técnica relacionada**

- 10 Los datos de audio NICAM se muestrean habitualmente con un reloj de 32 kHz en el punto de transmisión. Un reloj local de muestras de 32 kHz se genera habitualmente para controlar un convertidor de digital a analógico en el receptor, como parte del proceso de demodulación. Este reloj local de muestreo, sin embargo, no es habitualmente sincrónico con el reloj remoto de muestreo. Algunos descodificadores, además, usan relojes locales de muestreo en una frecuencia distinta, tal como en 48 kHz o 44,1 kHz.

- 15 El documento US 6 584 162 B1 revela un procedimiento y aparato para la conversión de frecuencias de muestreo en un convertidor de analógico a digital. Tales procedimiento y aparato incluyen el procesamiento que comienza recibiendo una flujo digital de entrada a una primera frecuencia de reloj desde un cuantizador de sobremuestreo (por ejemplo, un modulador sigma delta). El procesamiento continúa integrando el flujo digital de entrada sobre múltiples ciclos de reloj a la primera frecuencia de reloj, para producir una señal digital integrada. El procesamiento continúa determinando cuándo un valor digital interpolado de la señal digital integrada ha de pasarse a una etapa de diferenciación basada en una diferencia entre un valor de conversión de frecuencia de muestreo y un valor de referencia. El procesamiento continúa, cuando la diferencia está dentro de un intervalo objetivo (por ejemplo, entre 0 y -1 o entre 1 y 0), generando el valor digital interpolado basado en al menos una parte de la diferencia y a una interpolación de muestras de integración de la señal digital integrada, que tiene lugar en ciclos de la primera frecuencia de reloj que coinciden temporalmente cuando ha de pasarse el valor digital interpolado. El procesamiento continúa adicionalmente pasando el valor digital interpolado a la etapa de diferenciación a una frecuencia de muestreo convertida.
- 20
- 25

- 30 El documento US 2004/0120361 A1 revela un convertidor asíncrono de frecuencias de muestreo que interpola y filtra una señal de entrada de audio digital para producir una primera señal filtrada, con frecuencia de muestreo aumentada. Una memoria FIFO recibe la primera señal y almacena muestras de la misma en ubicaciones determinadas por una dirección de escritura, y presenta muestras almacenadas provenientes de ubicaciones determinadas por una dirección de lectura. Las muestras presentadas se pasan a través de un circuito de interpolación y re-muestreo, para producir una señal de tiempo continuo que es re-muestreada para producir una señal cuya frecuencia de muestreo está aumentada con respecto a una salida deseada. Esa señal se filtra luego y se reduce su frecuencia de muestreo para producir la señal de salida. Los circuitos de estimación de la frecuencia de muestreo calculan una señal de diferencia representativa de un momento en el cual una muestra de datos de la señal de entrada de audio es recibida, y un momento en el cual se requiere una correspondiente muestra de salida de audio, y los circuitos de generación de direcciones generan las direcciones de lectura y escritura. Un circuito de cálculo de coeficientes calcula coeficientes de filtro para el circuito de interpolación y re-muestreo, en respuesta a la señal de diferencia.
- 35

- 40 El documento US 2002/0106026 A1 revela un filtro de interpolación polifásico de orden bajo, tal como uno para descodificar señales de vídeo e imágenes, que emplea la interpolación para facilitar la conversión de la frecuencia de muestreo de una primera frecuencia a una segunda frecuencia, que puede ser mayor o menor que la frecuencia de muestreo de la señal de entrada. La interpolación aplica coeficientes de interpolación, que son no lineales con respecto a un vector de localización asociado, a un conjunto de muestras de entrada, para proporcionar el ajuste a escala deseado, y/o la conversión de la muestra de entrada en la muestra de salida deseada.

- 45 Esta falta de sincronización entre el reloj remoto de muestreo y el reloj local de muestreo puede crear errores en el procesamiento, dando como resultado la distorsión en los datos de audio. Eliminar esta distorsión puede requerir que se realicen rápidamente un gran número de cálculos, aumentando el coste y la complejidad del descodificador.

**Sumario**

- 50 Un convertidor digital de frecuencia de muestreo puede incluir un muestreador ascendente digital, configurado para recibir un primer flujo de muestras digitales de una señal analógica a una primera frecuencia, y para generar un segundo flujo de muestras digitales a una segunda frecuencia que es significativamente mayor que la primera frecuencia y que rastrea significativamente el primer flujo de muestras digitales. El convertidor puede incluir también un interpolador no lineal configurado para interpolar entre dos muestras digitales secuenciales en el segundo flujo de muestras digitales de manera no lineal.

- El interpolador no lineal puede configurarse para interpolar entre las dos muestras digitales secuenciales, determinando una función no lineal que se ajuste significativamente a tres muestras digitales secuenciales en el segundo flujo, que incluyen las dos muestras digitales secuenciales. La función no lineal puede ser una función parabólica.
- 5 El convertidor digital de frecuencia de muestreo puede incluir una línea digital de retardo configurada para generar al menos dos versiones del segundo flujo de muestras digitales, cada una retardada en una magnitud temporal distinta con respecto al segundo flujo de muestras digitales.
- El interpolador no lineal puede configurarse para interpolar en puntos en el tiempo que se basan en una diferencia de fase entre el primer flujo de muestras digitales y un reloj local de muestreo.
- 10 El convertidor digital de frecuencias de muestreo puede incluir un calculador diferencial de fase configurado para calcular el diferencial de fase. El calculador del diferencial de fase puede incluir un bucle bloqueado en fase.
- El convertidor digital de frecuencias de muestreo puede incluir un sincronizador configurado para sincronizar interpolaciones hechas por el interpolador no lineal con el reloj local de muestreo. El sincronizador puede incluir una cola FIFO de 2 palabras.
- 15 El primer flujo de muestras digitales puede ser de muestras de audio NICAM demoduladas a una frecuencia de aproximadamente 32 kHz.
- El reloj local de muestreo puede tener una frecuencia de aproximadamente 31,25 kHz, 32 kHz, 44,1 kHz, 46,875 kHz o 48 kHz.
- La segunda frecuencia puede estar entre 128 Khz y 1.024 Mhz. La segunda frecuencia puede ser aproximadamente 384 kHz.
- 20 El muestreador ascendente digital puede incluir un interpolador de muestras configurado para dividir cada muestra digital en el primer flujo en un múltiplo entero de muestras. El interpolador de muestras puede configurarse para dividir cada muestra digital en el primer flujo entre 4 y 32 muestras. El interpolador de muestras puede configurarse para dividir cada muestra digital en el primer flujo en 12 muestras.
- 25 Una de entre el múltiplo entero de muestras puede basarse en la muestra digital en el primer flujo, y las otras muestras del múltiplo entero de muestras pueden ser esencialmente cero.
- El muestreador ascendente digital puede incluir un filtro digital de paso bajo y el filtro digital de paso bajo puede configurarse para filtrar el múltiplo entero de muestras.
- 30 Un calculador de diferencial de fase puede incluir un primer acumulador de fase configurado para generar información que indique la fase de un reloj local de muestreo en una primera resolución. El calculador de diferencial de fase puede incluir un generador de reloj configurado para generar un reloj generado e información que indique la fase del reloj generado en una segunda resolución, que es menor que la primera resolución, como una función de una comparación de fase, y en sincronismo con un reloj remoto de muestreo. El calculador del diferencial de fase puede incluir un comparador de fase configurado para generar la comparación de fase basada en una diferencia de fase entre la información que indica la fase del reloj local de muestreo y la información que indica la fase del reloj generado.
- 35 El generador de reloj puede incluir un sumador configurado para sumar repetidamente una cantidad a una suma que es una función de la comparación de fase, y en sincronismo con el reloj remoto de muestreo. La suma puede configurarse para reiniciarse después de un número predeterminado de sumas.
- El reloj generado puede basarse en la suma generada por el sumador.
- 40 El generador de reloj puede configurarse para generar el segundo reloj, basado en un filtrado de la comparación de fase por un filtro de bucle bloqueado en fase de segundo orden.
- El generador de reloj puede configurarse para actualizar la información que indica la fase del reloj generado en una frecuencia que es un múltiplo entero del reloj remoto de muestreo.
- 45 Un re-muestreador de señal de audio NICAM puede incluir un interpolador no lineal configurado para interpolar de manera no lineal entre muestras digitales secuenciales que se basan en un flujo de muestras de audio NICAM demoduladas.
- El re-muestreador de señales de audio NICAM puede incluir un reloj local de muestreo y un sincronizador configurado para sincronizar un flujo interpolado de muestras de audio NICAM demoduladas con el reloj local de muestreo.
- El re-muestreador de señales de audio NICAM puede incluir un comparador de fase configurado para generar una

medición de diferencia de fase entre una señal que es síncrona con el flujo de muestras de audio NICAM demodulado y una señal que es síncrona con el reloj local de muestreo.

Estos, así como otros componentes, etapas, características, objetos, beneficios y ventajas, se aclararán ahora a partir de una revisión de la siguiente descripción detallada de realizaciones ilustrativas, los dibujos adjuntos y las reivindicaciones.

### Breve descripción de los dibujos

Los dibujos revelan realizaciones ilustrativas. No exponen todas las realizaciones. Otras realizaciones pueden usarse, además, o en lugar, de las mismas. Los detalles que puedan ser evidentes o innecesarios pueden omitirse para ahorrar espacio o para una ilustración más efectiva. Cuando el mismo número aparece en distintos dibujos, está concebido para referirse a los mismos, o similares, componentes o etapas.

La FIG. 1 es un diagrama en bloques de un re-muestreador para un canal de audio de una señal NICAM.

La FIG. 2 es un diagrama en bloques de un procesador NICAM que incluye el re-muestreador NICAM ilustrado en la FIG. 1.

La FIG. 3 es un diagrama en bloques de un demodulador FM/DQPSK de la técnica anterior que puede usarse para generar señales usadas por el procesador de NICAM ilustrado en la FIG. 2.

### Descripción detallada de realizaciones ilustrativas

Se analizan ahora realizaciones ilustrativas. Otras realizaciones pueden usarse, además, o en lugar, de las mismas. Los detalles que puedan ser evidentes o innecesarios pueden omitirse para ahorrar espacio o para una presentación más efectiva.

La FIG. 1 es un diagrama en bloques de un re-muestreador para un canal de audio de una señal NICAM. Según se muestra en la FIG. 1, un muestreador ascendente 101 puede recibir muestras de audio demoduladas y un reloj remoto de muestreo.

Las muestras de audio demoduladas pueden ser de cualquier tipo de muestras de audio. Por ejemplo, pueden ser un canal de muestras digitales de audio que hayan sido demoduladas a partir de una señal NICAM.

Las muestras de audio demoduladas pueden estar en cualquier frecuencia o resolución. Por ejemplo, pueden estar en una frecuencia de 32 kHz y tener una resolución de 14 bits.

El reloj remoto de muestreo puede ser un reloj que es síncrono con las muestras de audio demoduladas. Por ejemplo, el reloj remoto de muestreo puede ser una señal de habilitación de NICAM de 32 kHz que ha sido descodificada a partir de un descodificador NICAM.

El muestreador ascendente 101 puede incluir un multiplicador 103 de reloj. El multiplicador 103 de reloj puede configurarse para producir un reloj remoto de muestreo multiplicado que representa el reloj remoto de muestreo, multiplicado en frecuencia por un valor entero. El número entero puede seleccionarse para que sea lo bastante grande como para proporcionar un grado deseado de resolución, pero no tan grande como para requerir un costoso sistema para procesar rápidamente un gran número de cálculos. En una realización, el multiplicador 103 del reloj puede multiplicar la frecuencia del reloj remoto de muestreo por un valor entre 4 y 32 veces, tal como por 12 veces.

Cuando el reloj remoto de muestreo es una señal de habilitación de NICAM de 32 kHz, y cuando el multiplicador entero es 12, el multiplicador 103 del reloj puede generar un reloj remoto de muestreo multiplicado, en una frecuencia de aproximadamente 384 kHz.

Para lograr esta multiplicación, el multiplicador 103 del reloj puede controlarse con un reloj local de alta frecuencia que tenga una frecuencia que sea aproximadamente la frecuencia del reloj remoto de muestreo multiplicado deseado. En el ejemplo dado, esta puede ser una frecuencia de aproximadamente 384 kHz. El reloj local de alta frecuencia puede obtenerse a partir de un reloj del sistema local de alta frecuencia, tal como un reloj de sistema local que pueda funcionar a aproximadamente 35,804 MHz.

El multiplicador 103 del reloj puede configurarse para usar un borde periódico en el reloj remoto de muestreo, tal como un borde periódico creciente o menguante, como el primer borde en el reloj remoto de muestreo multiplicado. El multiplicador 103 del reloj puede configurarse para inyectar los pulsos necesarios restantes antes del siguiente borde periódico del reloj remoto de muestreo proveniente del reloj local de alta frecuencia. Si se usa 12 como el multiplicador para el multiplicador 103 de reloj, por ejemplo, el multiplicador 103 de reloj, por lo tanto, puede pasar el primer pulso desde el reloj remoto de muestreo y hacerlo seguir por 11 pulsos del reloj local de alta frecuencia, después de lo cual puede repetirse este ciclo de 1 pulso desde el reloj remoto de muestreo y de 11 pulsos desde el reloj local de alta

frecuencia.

El muestreador ascendente 101 puede incluir un interpolador 105. El interpolador 105 puede configurarse para interpolar entre muestras de las muestras de audio demoduladas. El interpolador 105 puede configurarse para hacerlo a la frecuencia del reloj remoto de muestreo multiplicado, generado por el multiplicador 103 del reloj, y en sincronismo con él. En esta configuración, el interpolador 105 puede configurarse para emitir el valor actual de la muestra de audio demodulada como un primer valor. Durante los siguientes 11 ciclos del reloj remoto de muestreo multiplicado, el interpolador 105 puede configurarse para emitir un valor representativo del cero.

El muestreador ascendente 101 puede incluir un filtro 107 de paso bajo. Las muestras interpoladas del interpolador 105 pueden pasar a través del filtro 107 de paso bajo. El filtro de paso bajo puede configurarse para allanar las muestras interpoladas provenientes del interpolador 105. El filtro 107 de paso bajo puede ser un filtro digital de paso bajo y puede proporcionar valores filtrados a la frecuencia del reloj remoto de muestreo multiplicado. El efecto del filtro 107 de paso bajo, por lo tanto, puede ser crear valores interpolados a la frecuencia del reloj remoto de muestreo multiplicado entre cada uno de los valores variables de las muestras de audio demoduladas, que pueden estar en una frecuencia mucho menor.

La salida del muestreador ascendente 101 puede entregarse a una línea digital de retardo 109. La línea digital de retardo 109 puede configurarse para generar al menos tres versiones de las muestras de audio demoduladas y con frecuencia de muestreo aumentada, dos de las cuales están sucesivamente retardadas con respecto a las muestras de audio demoduladas con frecuencia de muestreo aumentada. Como se refleja en la FIG. 1, el reloj remoto de muestreo multiplicado puede usarse para sincronizar la línea digital de retardo 109. La línea digital de retardo 109, por lo tanto, puede emitir simultáneamente tres muestras secuenciales de las muestras de audio demoduladas con frecuencia de muestreo aumentada.

Un interpolador parabólico 111 puede configurarse para interpolar entre dos cualesquiera de estas muestras en un punto que se basa en información de fase del interpolador, recibida desde un calculador diferencial de fase 115 (analizado más adelante). El interpolador parabólico 111 puede configurarse para hacerlo ajustando una función parabólica a un conjunto de tres puntos secuenciales que contienen los dos puntos secuenciales entre los cuales se desea una interpolación. El interpolador parabólico 111 puede usar esta función parabólica ajustada para calcular el valor interpolado deseado.

Como es bien conocido, una función parabólica es una función no lineal. El interpolador 111, en cambio, puede configurarse para ajustar una función no lineal a los tres puntos, que no sea una función parabólica. El interpolador 111, en cambio, puede configurarse para ajustar una función lineal a los dos puntos consecutivos entre los cuales se desea una interpolación.

La salida del interpolador parabólico 111 puede dirigirse a un sincronizador, tal como a una cola FIFO (el primer elemento en entrar es el primero en salir) 113 de 2 palabras. La cola FIFO 113 de 2 palabras puede configurarse para cargar el valor interpolado desde el interpolador parabólico 111 en la primera palabra de la cola FIFO, por comando de un reloj generado (analizado más adelante). Puede configurarse para desplazar ese valor cargado a la segunda palabra de la cola FIFO, por comando de un reloj local de muestreo (analizado más adelante). El efecto neto de esta operación de la cola FIFO 113 de 2 palabras puede causar que los valores interpolados proporcionados por el interpolador parabólico 111 se sincronicen con el reloj local de muestreo. Puede usarse, en cambio, una forma distinta de sincronizador.

El reloj local de muestreo puede ser un reloj local que el decodificador NICAM extrae del reloj de sistema local de alta frecuencia, y que el decodificador NICAM usa para controlar un convertidor local de digital a analógico, para convertir las muestras remotas de audio demoduladas de su formato digital al analógico. Sin embargo, las muestras remotas de audio demoduladas pueden no estar sincronizadas con el reloj local de muestreo. De hecho, el reloj local de muestreo puede incluso estar en una frecuencia distinta. Al operar con las señales NICAM, por ejemplo, el reloj local de muestreo puede tener una frecuencia de aproximadamente 31,25 kHz, 32 kHz, 44,1 kHz, 46,875 kHz, 48kHz, o cualquier otra magnitud.

La función del calculador diferencial de fase 115 puede ser calcular una diferencia en fase entre el reloj local de muestreo y una señal que se basa en el reloj remoto de muestreo, tal como el reloj remoto de muestreo multiplicado. La información referida a esta diferencia de fase puede ser usada por el interpolador parabólico 111 para dirigir el interpolador parabólico 111 a la ubicación entre dos de los puntos de la línea digital de retardo 109, en la cual se desea un valor interpolado.

El calculador diferencial de fase 115 puede incluir un acumulador 117 de fase. El acumulador 117 de fase puede configurarse para generar información que indique la fase del reloj local de muestreo.

El acumulador 117 de fase puede usar cualquier enfoque para lograrlo. Por ejemplo, el acumulador de fase puede usar el reloj local de muestreo como una compuerta hacia un contador que cuenta pulsos del reloj del sistema local, tales

como pulsos que pueden estar a una frecuencia de 36,804 mHz. La cuenta podría empezar en cada borde periódico del reloj local de muestreo, tal como en cada borde creciente o menguante, y reciclarse en el siguiente borde periódico. El valor de esta cuenta, por lo tanto, puede ser representativo de la fase del reloj local de muestreo.

5 El calculador diferencial de fase 115 puede incluir un generador 119 de reloj que puede incluir un sumador 120. El generador 119 de reloj puede configurarse para sumar el valor de un error de fase filtrado (analizado más adelante) usando el sumador 120 durante cada ciclo del reloj remoto de muestreo multiplicado. El sumador 120 puede configurarse para reiniciarse después de un número predeterminado de pulsos del reloj remoto de muestreo multiplicado, a fin de dar como resultado el flujo de valores sumados con una frecuencia de ciclo, mencionado en la FIG. 1 como el reloj generado, que es esencialmente la misma que la frecuencia del reloj local de muestreo.

10 Por ejemplo, si tanto el reloj remoto de muestreo como el reloj local de muestreo están funcionando a aproximadamente 32 kHz, y si el reloj remoto de muestreo multiplicado tiene una frecuencia de aproximadamente 384 kHz, el generador 119 de reloj puede configurarse para sumar el error de fase filtrado a la cuenta 12 veces antes de reciclar la cuenta. Los valores de la cuenta sumada pueden, por tanto, ser representativos de la fase del reloj generado, pero ajustados con base en el error de fase filtrado.

15 El calculador de diferencial de fase puede incluir un comparador 121 de fase. El comparador 121 de fase puede configurarse para comparar la información del acumulador 117 de fase que indica la fase del reloj local de muestreo con la información del generador 119 de reloj que indica la fase del reloj generado, es decir, con el valor proporcionado por el sumador 120. El comparador 121 de fase puede generar un error de fase que indica el resultado de esta comparación. El calculador diferencial de fase 115 puede incluir un filtro 123 que está configurado para filtrar este error de fase y devolver el error de fase filtrado al generador 119 de reloj. El filtro 123 puede proporcionar cualquier tipo de función de filtrado. Por ejemplo, el filtro 123 puede ser un filtro de bucle bloqueado en fase de segundo orden. El filtro 20 123 puede ajustarse a escala, para admitir una magnitud fija de arritmia antes de permitir que el error de fase del bucle bloqueado en fase influya sobre la salida.

25 La salida del filtro 123 puede servir como el valor que es sumado por el sumador 120 durante cada ciclo del reloj remoto de muestreo multiplicado, hasta que el sumador se reinicia. El efecto neto puede ser crear un bucle bloqueado en fase que genera un reloj generado que está esencialmente bloqueado en fase con el reloj de muestreo local, comparando información que indica la fase del reloj generado con información que indica la fase del reloj local de muestreo. La cuenta que indica la fase del reloj generado puede actualizarse en una frecuencia que es inferior a la frecuencia en la cual se actualiza la cuenta que indica la fase del reloj local de muestreo. Así, la información que indica 30 la fase del reloj generado puede estar en una resolución inferior a la información que indica la fase del reloj local de muestreo.

La salida del comparador 121 de fase puede ser usada por el interpolador parabólico 111 para indicar la ubicación entre dos de los puntos en la línea digital de retardo 109, en la que se necesita una interpolación, según se ha analizado anteriormente.

35 La FIG. 2 es un diagrama en bloques de un procesador de NICAM que incluye el re-muestreador NICAM ilustrado en la FIG. 1. La FIG. 2 sigue una convención estándar de denominación de señales, en la cual un prefijo indica la dirección y el ancho en bits de la señal nombrada: "i" para la entrada; "w" para un cable; y "ow" para un cable de salida. El prefijo de tipo va seguido por una indicación numérica del ancho en bits de la señal.

40 El re-muestreador NICAM que se ilustra en la FIG. 1 puede ser parte de un re-muestreador 201 en la FIG. 2 y usarse para re-muestrear uno de los dos canales NICAM de muestras de audio demoduladas, indicado en la FIG. 2 como w14NICAMDerecho. Un duplicado del re-muestreador que se ilustra en la FIG. 1 puede ser otra parte del re-muestreador 201 y usarse para re-muestrear el otro canal NICAM de muestras de audio demoduladas, indicado en la FIG. 2 como w14NICAMl Izquierdo. La señal w1 HabDerechoIzquierdo al re-muestreador 201 puede ser el reloj remoto de muestreo mencionado en la FIG. 1 y analizado anteriormente.

45 Las partes restantes del procesador NICAM mostrado en la FIG. 2 pueden ser las mismas que en un procesador NICAM 728 estándar.

50 Antes de la modulación en el sistema transmisor, el flujo de datos de audio NICAM muestreado de 32 kHz puede haber sido comprimido, entramado, intercalado, cifrado, y pueden haberse asignado bits de paridad con información incrustada de compuesto, para facilitar la expansión en el equipo receptor. Las otras funciones ilustradas en la FIG. 2 pueden tomar los dúos de bits en serie de un demodulador DQOSK (i2QPSKDatos) y las señales de habilitación (i2QPSKHabDatos), y revertir todo este procesamiento de pre-modulación. En primer lugar, puede lograrse la sincronización de tramas. Luego, los datos en cada trama pueden descifrarse. Después del descifrado, los datos pueden desintercalarse. Finalmente, pueden comprobarse los bits de paridad y pueden expandirse las muestras de audio.

55 Cada trama NICAM puede tener una longitud de 1 ms (definida en el punto de transmisión) y puede entregar, después

de la expansión, treinta y dos muestras de 14 bits para cada canal estéreo ( $w_{14NICAMDerecho}$ ,  $w_{14NICAMlIzquierdo}$ ). Cada intervalo de 1 ms puede definirse como 364 de los pulsos  $i_{1QPSKHabDatos}$  recuperados. Estos pulsos pueden ser generados por un algoritmo de recuperación de temporización de símbolos en un demodulador DQPSK. Las 32 muestras pueden entregarse al re-muestreador mostrado en la FIG. 1 a una frecuencia de 32 kHz (32 por cada intervalo de 1 ms), junto con un pulso acompañante ( $w_1 HabDerechoIzquierdo$ ) de habilitación.

La FIG. 3 es un diagrama en bloques de un demodulador de FM/DQPSK de la técnica anterior que puede usarse para generar señales usadas por el procesador NICAM ilustrado en la FIG. 2. La entrada de audio digital en alguna frecuencia intermedia (Datos IF) puede primero someterse a una reducción de frecuencia, hasta la banda base, por un reductor 301 de frecuencia. Luego, el producto de mezcla indeseada puede eliminarse mediante un filtro de paso bajo en un reductor 302 de frecuencias de muestreo, que también puede satisfacer el requisito de modelación de pulso del coseno radical elevado de NICAM. Después del filtrado, los datos pueden ser sub-muestreados por 16 muestras de frecuencia mayor en el reductor 302 de frecuencias de muestreo. En este punto, puede disponerse de una señal de cuadratura de banda base para un demodulador DQPSK 303. El demodulador DQPSK 303 puede recuperar el reloj de símbolos y tomar una decisión sobre cada punto de símbolo. Los datos de dos bits objeto de la decisión pueden emitirse con una señal de habilitación de datos, lo que puede ocurrir a una velocidad determinada por el reloj de símbolos del sistema transmisor.

Las diversas funciones que se ilustran en las FIG. 1 a 3, y que han sido descritas anteriormente, pueden implementarse en hardware, software, o en una combinación de hardware y software, todo según técnicas bien conocidas. Por ejemplo, puede escribirse código del Lenguaje de Descripción de Hardware (HDL), a partir del cual pueda crearse una implementación integrada de hardware, nuevamente, todo ello según técnicas bien conocidas.

Los componentes, etapas, características, objetos, beneficios y ventajas que han sido analizados son meramente ilustrativos. Ninguno de ellos, ni los análisis referidos a ellos, están concebidos para limitar el alcance de protección en modo alguno. También se contemplan otras numerosas realizaciones, incluso realizaciones que tengan menos, más y/o distintos componentes, etapas, características, objetos, beneficios y ventajas. Los componentes y etapas también pueden disponerse y ordenarse de modo distinto.

Por ejemplo, el re-muestreador ilustrado en la FIG. 1 y analizado anteriormente puede usarse con relación a señales de audio distintas a las señales NICAM, tales como las de audio MP2, MP3 o MP4. En efecto, el re-muestreador puede cambiar la frecuencia de muestreo de cualquier tipo de flujo de muestras no sincronizadas.

Aunque se han expuesto principalmente con relación a una frecuencia de reloj local de muestreo de 32 kHz, los re-muestreadores que se han analizado también pueden usarse ventajosamente con relación a relojes locales de muestreo de otras frecuencias, tales como, aproximadamente, 31,25 kHz, 44,1 kHz, 46,875 kHz y/o 48 kHz.

La expresión “medios para”, cuando se usa en una reivindicación, abarca las estructuras y los materiales correspondientes que han sido descritos, y sus equivalentes. De manera similar, la expresión “etapa para”, cuando se usa en una reivindicación, abarca los actos correspondientes que han sido descritos, y sus equivalentes. La ausencia de estas frases significa que la reivindicación no está limitada a ninguna de las correspondientes estructuras, materiales o actos, o sus equivalentes.

Nada que se haya afirmado o ilustrado está concebido para causar una dedicación de ningún componente, etapa, característica, objeto, beneficio, ventaja, o equivalente, al público, independientemente de si se menciona o no en las reivindicaciones.

En resumen, el alcance de la protección está limitado únicamente por las reivindicaciones que figuran a continuación. Ese alcance está concebido para que sea tan amplio como sea razonablemente coherente con el lenguaje que se usa en las reivindicaciones, y para abarcar todos los equivalentes estructurales y funcionales.

**REIVINDICACIONES**

1. Un convertidor digital de frecuencia de muestreo que comprende:

un muestreador ascendente digital (101) configurado para recibir un primer flujo de muestras digitales de una señal analógica y una señal de reloj, ambas a una primera frecuencia, y para generar un segundo flujo de muestras digitales a una segunda frecuencia que es mayor que la primera frecuencia, y que rastrea el primer flujo de muestras digitales;

**caracterizado porque** comprende adicionalmente

un calculador diferencial de fase (115) configurado para calcular una diferencia de fase entre el primer flujo de muestras digitales y un reloj local de muestreo, incluyendo dicho calculador de diferencia de fase un bucle bloqueado en fase; y

10 un interpolador (111) no lineal configurado para interpolar entre dos muestras digitales secuenciales en el segundo flujo de muestras digitales de manera no lineal, en el que el interpolador (111) no lineal está configurado para interpolar en puntos en el tiempo que se basan en dicha diferencia de fase.

15 2. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 1, en el cual el interpolador (111) no lineal está configurado para interpolar entre las dos muestras digitales secuenciales, determinando una función no lineal que ajusta significativamente tres muestras digitales secuenciales en el segundo flujo, que incluye las dos muestras digitales secuenciales.

3. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 2, en el cual la función no lineal es una función parabólica.

20 4. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 2, que incluye adicionalmente una línea digital de retardo (109) configurada para generar al menos dos versiones del segundo flujo de muestras digitales, cada una retardada en una magnitud temporal distinta con respecto al segundo flujo de muestras digitales.

5. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente un sincronizador (113) configurado para sincronizar interpolaciones hechas por el interpolador (111) no lineal con el reloj local de muestreo.

25 6. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 5, en el cual el sincronizador (113) incluye una cola FIFO de 2 palabras.

7. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 1, en el cual el primer flujo de muestras digitales son muestras de audio NICAM demoduladas a una frecuencia de aproximadamente 32 kHz.

30 8. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 7, en el cual el reloj local de muestreo tiene una frecuencia de aproximadamente 31,25 kHz.

9. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 7, en el cual el reloj local de muestreo tiene una frecuencia de aproximadamente 32 kHz.

10. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 7, en el cual el reloj local de muestreo tiene una frecuencia de aproximadamente 44,1 kHz.

35 11. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 7, en el cual el reloj local de muestreo tiene una frecuencia de aproximadamente 46,875 kHz.

12. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 7, en el cual el reloj local de muestreo tiene una frecuencia de aproximadamente 48 kHz.

40 13. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 7, en el cual la segunda frecuencia está entre 128 kHz y 1,024 Mhz.

14. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 13, en el cual la segunda frecuencia es de aproximadamente 384 kHz.

45 15. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 1, en el cual el muestreador ascendente (101) digital incluye un interpolador (111) de muestreo configurado para dividir cada muestra digital en el primer flujo en un múltiplo entero de muestras.

16. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 15, en el cual el interpolador (111) de muestras está configurado para dividir cada muestra digital en el primer flujo en entre 4 y 32 muestras.



17. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 16, en el cual el interpolador (111) de muestras está configurado para dividir cada muestra digital en el primer flujo en 12 muestras.

18. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 15, en el cual el interpolador (111) de muestras está configurado de modo tal que una de entre el múltiplo entero de muestras se basa en la muestra digital en el primer flujo, y las otras muestras del múltiplo entero de muestras son esencialmente cero.

19. El convertidor digital de frecuencias de muestreo de la reivindicación 18, en el cual el muestreador ascendente (101) digital incluye un filtro digital de paso bajo, y en el cual el filtro digital de paso bajo está configurado para filtrar el múltiplo entero de muestras.

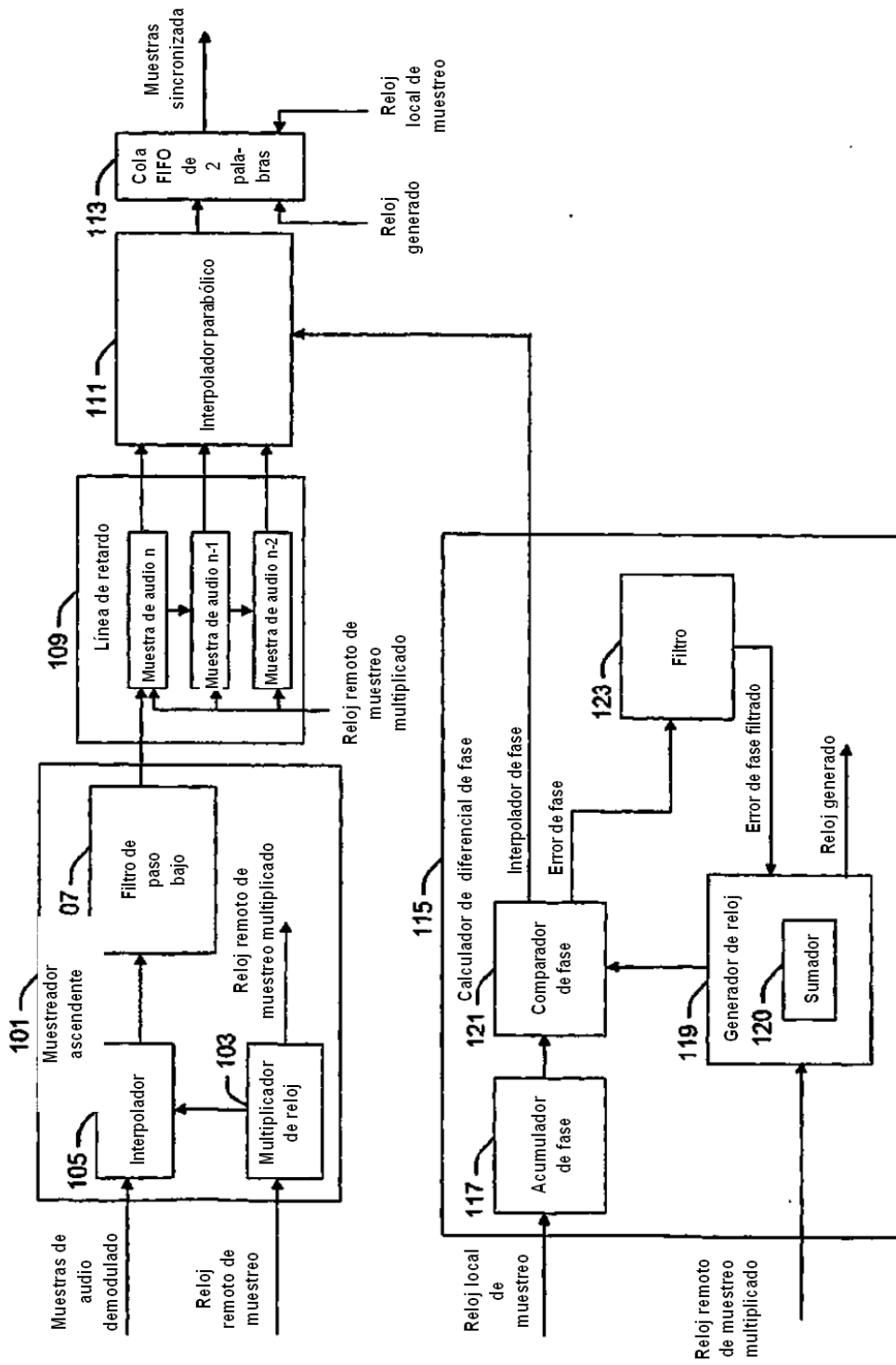


Fig. 1

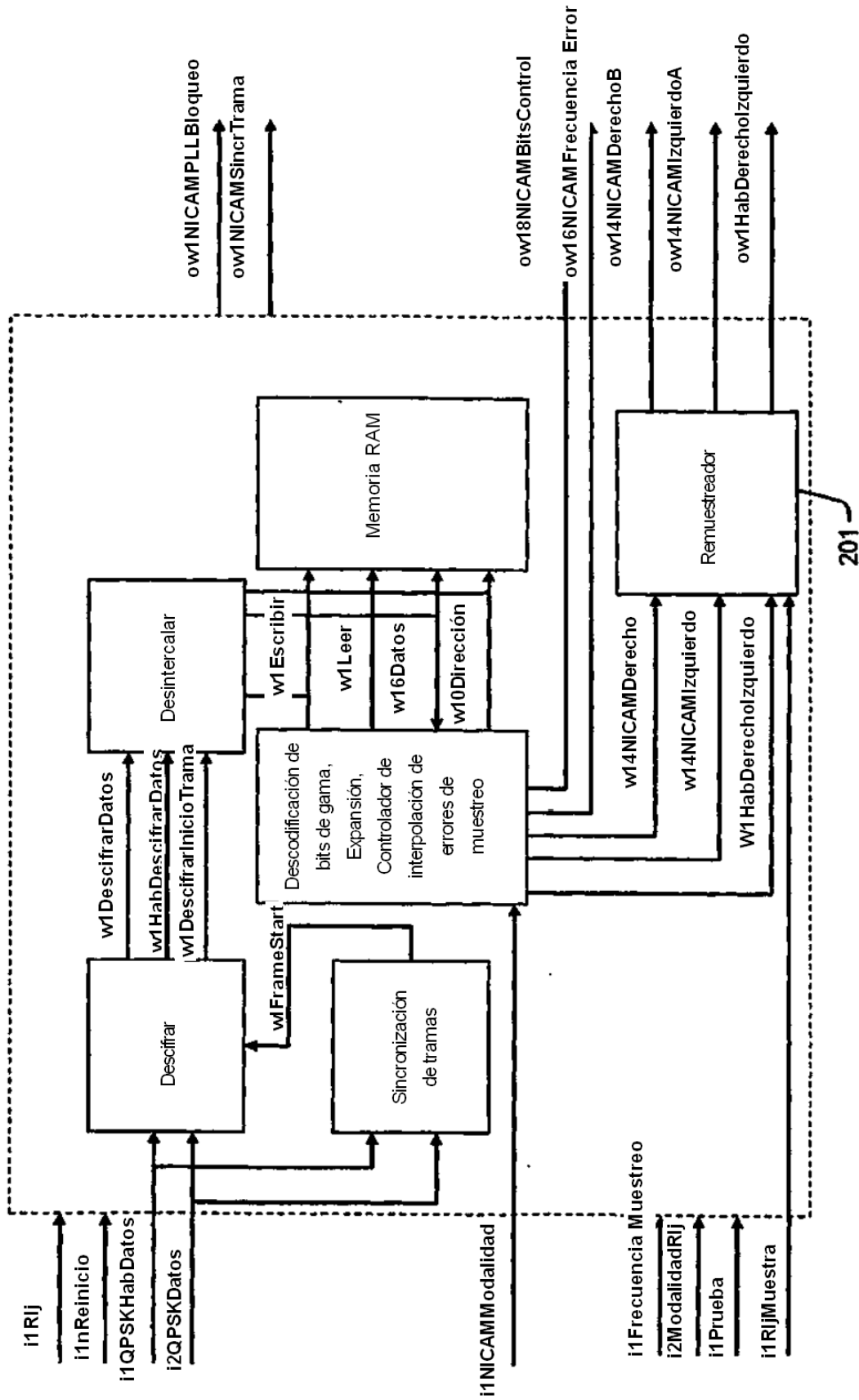


FIG. 2

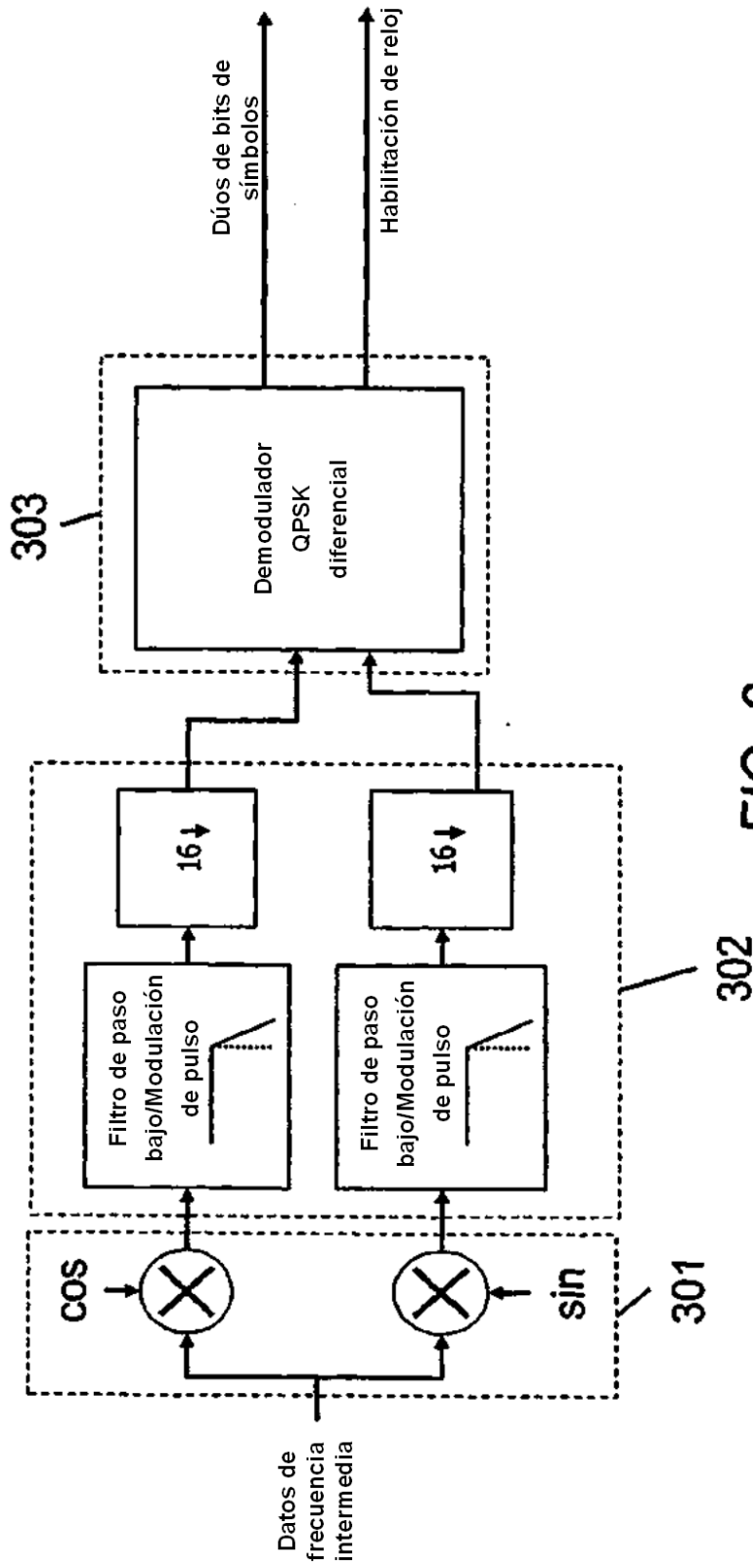


FIG. 3  
(Técnica anterior)