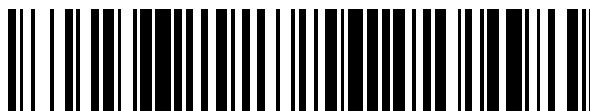


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 441 205**

51 Int. Cl.:

**G01S 17/10** (2006.01)

**G01R 31/28** (2006.01)

**G01R 31/30** (2006.01)

**G01R 13/34** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.11.2001 E 01987017 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.10.2013 EP 1397699**

54 Título: **Registro de alta velocidad con línea de retardo por derivación**

30 Prioridad:

**28.11.2000 US 728567**

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

**03.02.2014**

73 Titular/es:

**OMRON SCIENTIFIC TECHNOLOGIES, INC.  
(100.0%)  
6550 Dumbarton Circle  
Fremont, CA 94555-3611, US**

72 Inventor/es:

**DRINKARD, JOHN J.;  
OLTMAN, ED y  
KNOE, GALEN**

74 Agente/Representante:

**FÚSTER OLAGUIBEL, Gustavo Nicolás**

ES 2 441 205 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

Registro de alta velocidad con línea de retardo por derivación

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere, en general, a sistemas de sincronismo para medir intervalos de tiempo cortos, y más particularmente a sistemas de sincronismo adecuados para mediciones de pulsos de tiempo de vuelo tal como los que se encuentran en sistemas que se usan para proteger equipos protegidos.

10

10 **Antecedentes de la invención**

En muchas aplicaciones es necesario conocer la distancia entre dos puntos. Aunque el conocimiento de la distancia *per se* puede usarse para crear un telémetro, en otras aplicaciones el conocimiento de la distancia puede usarse para proteger una zona frente a la intrusión. Una fábrica puede tener equipos robóticos o potencialmente peligrosos que deben protegerse frente a extraños. Un sistema que puede medir la distancia entre tal equipo y una región perimetral alrededor del equipo puede hacer sonar una alarma o apagar el equipo si alguien se aproxima más allá de la periferia de la zona protegida. De esta manera, se protege a los extraños de resultar dañados por el equipo, y se protege a los operarios que estén usando el equipo de resultar dañados por verse sobresaltados o perturbados de otro modo por extraños.

20

La figura 1 representa un denominado sistema 10 de tiempo de vuelo genérico usado para calcular la distancia X entre el sistema 10 y un objetivo (TARGET). EL sistema 10 puede ubicarse adyacente a maquinaria robótica o tal vez peligrosa en una fábrica, donde debe sonar una alarma o apargarse la maquinaria si alguien se aproxima más cerca de una distancia X.

25

Normalmente el sistema 10 incluye un generador 20 de disparo que crea un tren de pulsos que se introduce en un transmisor 30 (XMTR), tal como un láser de alta velocidad, que emite un pulso a través de una lente 40 adecuada. El pulso 50 emitido se irradia hacia fuera a la velocidad de la luz, y al menos una parte de la radiación puede entrar en contacto con la superficie del objetivo, y reflejarse de vuelta hacia el sistema 10. La radiación 55 reflejada de vuelta, que también se desplaza a la velocidad de la luz, se detecta mediante un transductor 60 apropiado (por ejemplo, una lente óptica) y un fotodetector 70. En una aplicación de protección de zona, un espejo en el sistema 10 rota mecánicamente en un plano de manera que los pulsos transmitidos exploran la región protegida, y se detectan pulsos de retorno desde esta región. La región protegida puede definirse como un arco barrido centrado en el equipo que debe protegerse, y que se extiende hacia fuera con un radio de al menos X. Normalmente el transmisor láser se dispara o emite pulsos con una frecuencia conocida en sincronía con la rotación del espejo de manera que los pulsos de retorno detectados pueden correlacionarse con un ángulo de emisión, para localizar la posición angular y la separación del objeto intruso. En tales aplicaciones, cualquier objetivo (TARGET) a una distancia X dentro de la zona de protección barrida se presume que es un intruso. Obsérvese que X puede ser una función del ángulo de exploración en el sentido de que el perímetro protegido no tiene que estar definido por un arco barrido.

40

Tal como se indica en la figura 1, habrá un desplazamiento de tiempo o de fase entre partes correspondientes de la energía 50 de pulso radiante y la radiación 55 devuelta o reflejada. Por tanto, en el tiempo  $t_0$ , un primer pulso irradiado pasa de 0 a 1, pero el mismo pulso tras la detección (indicado ahora como P1') tendrá su transición de borde delantero de 0 a 1 en el tiempo  $t_1 + T_w$  posterior a  $t_0$ . Una unidad 80 lógica de contador de alta velocidad en el sistema 10 intenta entonces calcular la diferencia de tiempo entre  $t_1 + T_w$  y  $t_0$ .  $T_w$  es un término que depende de la intensidad de la señal que se denomina en ocasiones "recorrido de tiempo".

45

En la unidad 10, el pulso de retorno detectado P' se amplifica y se acopla en un comparador para determinar el tiempo de transición de pulso retorno. El tiempo de transición de pulso retorno depende normalmente de la intensidad del pulso de retorno, que a su vez está determinada por la separación y la reflectividad del objeto. En la figura 1, T1 es el retardo correspondiente a la separación física entre el sistema 10 y el objeto u objetivo, mientras que  $T_w$  es el término dependiente de la intensidad de recorrido de tiempo.

50

Normalmente la unidad 80 incluye un reloj 85 maestro de alta velocidad (CLK) y un contador 90 de alta velocidad (COUNT). En el tiempo  $t_0$ , según se determina mediante un pulso START asociado con el comienzo de una emisión 50 de salida, el contador 90 comienza a contar pulsos de reloj. En el tiempo  $t_1 + t_w$ , cuando se detecta el pulso P1', el contador 90 se detiene al recibir un pulso STOP y se determina el valor de recuento.

55

Normalmente  $T_w$  depende fuertemente de la respuesta a la señal del conjunto de circuitos de transmisor y receptor y debe caracterizarse. Se determinan valores de corrección en un intervalo de intensidades de señal P1' y se almacenan en una tabla. Los valores almacenados en la tabla de corrección se indexan por intensidad de señal detectada y pueden ser utilizados por un circuito de control de sistema para extraer el valor  $t_1$ . Por tanto, los sistemas de la técnica anterior que emplean contadores de intervalo de tiempo normalmente usarán un detector de pico o integrador de señal.

60

65

Una vez conocido  $t_1$ , se determina una medida de distancia  $x$  dado  $\Delta t = (t_1 - t_0)$  mediante la siguiente ecuación:

$$x = \frac{c \cdot \Delta t}{2}$$

5 donde  $c$  = velocidad de la luz (300.000 km/s).

En el sistema 10, la generación, transmisión y recepción de pulsos puede ser sencilla. Pero puede resultar complicado para el sistema 10 resolver la distancia  $X$  con una tolerancia o granularidad de medición deseada. Por ejemplo, medir la distancia con una granularidad de resolución de aproximadamente  $\pm 5$  cm requiere un contador de 10 3 GHz. Tales dispositivos de alta velocidad son caros y normalmente consumen varios vatios de potencia eléctrica.

Un enfoque alternativo sería sustituir la función del reloj 85 de alta velocidad y la unidad 90 de contador de alta velocidad por un convertidor analógico a digital de alta velocidad. Sin embargo los convertidores analógico a digital de alta velocidad son relativamente caros.

Otro enfoque más sería sustituir las unidades 85 y 90 por un grabador de transitorios, implementado tal vez de manera poco costosa usando procesos de fabricación CMOS comunes. El grabador de transitorios podría ser extremadamente rápido pero no consumiría excesiva potencia eléctrica. Una técnica de grabador de transitorios de la técnica anterior se describe en una tesis doctoral de ciencias de la Univ. de Calif. en Berkeley 1992 titulada "A 20 *Multi-Gigahertz Analog Transient Recorder Integrated Circuit*" de S. A. Kleinfelder. La tesis de Kleinfelder describía una línea de retardo activa, por derivación, que utilizaba una red de condensadores de almacenamiento. Los condensadores almacenaban muestras del pulso de retorno detectado P1' en tiempos de retardo específicos que se establecían por el retardo de cada elemento en la línea de retardo.

El enfoque de Kleinfelder parece ideal porque presenta una representación completamente digitalizada del pulso (o múltiples pulsos) retardado(s), a un coste relativamente mínimo. Además, no es necesario establecer un umbral para el pulso analógico de retorno, y la distancia de separación puede calcularse usando un algoritmo que tenga en cuenta la forma de pulso completa. Esta última es importante para determinar la separación objetivo, independientemente de la intensidad del pulso P1 de retorno.

Por desgracia, en la práctica el sistema de Kleinfelder es difícil de implementar debido a la gran cantidad de datos que deben procesarse en un tiempo relativamente corto. Además, es necesario caracterizar el rendimiento de la línea de retardo activa y particularmente de los conjuntos de circuitos de los condensadores de almacenamiento y del convertidor analógico a digital con variaciones de proceso, temperatura y tensión.

El documento US 6,137,566 A da a conocer un aparato para recibir señales desde un fotodetector en una matriz de fotodetectores. El aparato tiene varios comparadores conectados al fotodetector. Cada fotodetector en la matriz tiene un circuito similar conectado. Cada comparador compara la salida del fotodetector con un nivel umbral ajustable. En este documento, la adquisición de datos puede iniciarse tras la transmisión del pulso láser, usándose un reloj para accionar la adquisición descrita. Los tiempos de llegada de fotones se dividen en intervalos de tiempo correspondientes a diferentes separaciones. Cada "tic" de un contador/reloj digital define un intervalo de tiempo que tiene una misma anchura definida por la frecuencia de reloj. Las operaciones de detección de umbral basadas en comparador y el correspondiente uso de registros de desplazamiento para capturar las salidas de comparador en este documento son para una determinación de intensidad de voxel. Los registros de desplazamiento en este 45 aparato operan mediante un reloj.

La patente estadounidense n.º 6,108,071 ilustra el uso de conjuntos de circuitos de reloj/contador de alta velocidad para determinar tiempos de vuelo de pulsos láser. En la patente '071, el número de pulsos de reloj que pasa entre la emisión de un pulso láser y la detección del correspondiente pulso de retorno dan lugar a una medición "basto" del tiempo transcurrido. La patente '071 usa una pequeña línea de retardo digital, por ejemplo, diez derivaciones, para detectar intervalos de reloj fraccionales entre el tiempo real de emisión de pulso láser y el siguiente ciclo de reloj, y entre el tiempo real de detección de pulso de retorno y el siguiente ciclo de reloj. Estos tiempos fraccionales se añaden al tiempo basto, para dar lugar a una medición de tiempo de vuelo más precisa.

Lo que se necesita es un sistema de medición de intervalos de tiempo de alta velocidad para su uso en aplicaciones tales como sistemas de tiempo de vuelo, especialmente en sistemas que se usan para proteger maquinaria o similar. Un sistema de medición de este tipo debe ser poco costoso de fabricar, preferiblemente usando procesos CMOS existentes, debe presentar un consumo de potencia bajo, y debe proporcionar información de tiempo e intensidad para uno o más pulsos de retorno. Un sistema de medición de este tipo debe detectar rápidamente múltiples pulsos de retorno, preferiblemente en intervalos de tiempo de menos de aproximadamente 500 ns, con una resolución temporal inferior a los nanosegundos que pueda proporcionar resolución espacial de  $\pm 5$  cm o menos. Además, el sistema debe medir la intensidad de la señal del pulso de retorno con suficiente precisión para usarse como índice para una tabla de consulta para corregir el recorrido de tiempo. El sistema debe comunicar mediciones de 60

separación con una cantidad de datos mínima. Finalmente, el sistema debe presentar una sensibilidad reducida a variaciones en la temperatura ambiente, la tensión de funcionamiento y los procesos de fabricación.

La presente invención proporciona un sistema de medición de alta velocidad de este tipo.

## Sumario de la invención

La presente invención proporciona un sistema de medición de tiempo de alta velocidad para medir intervalos de tiempo  $\Delta t$  en sistemas de medición de tiempo de vuelo, preferiblemente para su uso en sistemas que protegen el perímetro de maquinaria o similar. El sistema mide el intervalo de tiempo entre un pulso láser de exploración transmitido y un pulso de retorno para determinar la distancia, y puede fabricarse en un circuito integrado (CI) usando componentes genéricos. Sin embargo, a diferencia de los sistemas de la técnica anterior, el sistema también devuelve una medición de la anchura del pulso de retorno detectado. Tal información se usa como índice para una tabla de consulta que almacena correcciones de recorrido de tiempo para la distancia de separación detectada. El conocimiento de la anchura del pulso de retorno permite inferir la intensidad del pulso de retorno, intensidad inferida que se usa para estimar el recorrido de tiempo  $T_w$ . El recorrido de tiempo  $T_w$  representa un error sistemático que aparece en una medición de distancia sin procesar debido a fluctuaciones en la intensidad de la señal detectada y en las uniformidades de tiempo, surgiendo estas últimas debido a efectos dependientes del proceso. El CI que comprende la presente invención puede realizarse con procesos de fabricación CMOS relativamente poco costosos de manera que pueden incorporarse múltiples entradas de datos en el CI sin incurrir en un coste adicional significativo.

La presente invención se usa con un sistema de protección de zona que incluye un transmisor y fotodetector láser que definen en conjunto un campo de visión coaxial. Un conjunto de motor y espejo hace que los pulsos láser emitidos y el campo de vista del detector exploren una zona de protección bidimensional. El láser se pulsa con una frecuencia específica y en sincronía con la rotación del motor-espejo. Se dispone un objetivo de referencia dentro de la carcasa del sistema de protección de zona para reflejar una parte de la energía transmitida de vuelta al fotodetector para su uso en la compensación de la presente invención frente a la deriva térmica del sistema.

Al realizar las mediciones de tiempo, la presente invención elimina relojes de alta velocidad y contadores digitales de alta velocidad tales como los que se emplean comúnmente en mediciones de tiempo de vuelo de la técnica anterior. En lugar de ello, la presente invención obtiene un pulso START a partir de la señal de accionamiento láser (LÁSER START). Este pulso se introduce en un circuito de enclavamiento cuya señal de salida se propaga por una parte de línea de retardo por derivación de un registro de línea de retardo por derivación (TDLR). La línea de retardo por derivación comprende preferiblemente 512 búferes que contribuyen cada uno con un retardo de tiempo incremental a la señal de enclavamiento.

El pulso de retorno detectado se acopla a un banco de comparadores (por ejemplo, cuatro comparadores indicados como CH0, CH1, CH2, CH3) que someten a prueba el pulso frente a diferentes magnitudes umbral. Las señales de salida del banco de comparadores se introducen en el TDLR, concretamente en registros de canal individuales que también están acoplados a los preferiblemente 512 retardos del registro con línea de retardo por derivación. El TDLR también recibe la señal de retorno del detector desde el objetivo de referencia. El TDLR está acoplado a un microprocesador para su lectura, teniendo el microprocesador acceso a una tabla de consulta (LUT) que contiene información de recorrido de tiempo que puede usarse para corregir errores de sistema.

El pulso START enclavado funciona como señal de reloj para el TDLR y sincroniza los datos de detección emitidos desde el banco de comparadores. El TDLR sincronizado con START, que preferiblemente tiene cuatro entradas de datos, funciona de manera similar a un grabador de transitorios de dos bits que se sincroniza de manera sincrónica con la señal LÁSER START y puede proporcionar cuatro valores de señal. Para cada canal de datos, el TDLR emite una primera señal por encima del umbral (FOT) proporcional al borde de subida del primer pulso de retorno detectado. El FOT puede tratarse como la primera transición 0 a 1 de la señal de pulso detectada. El FOT permite al microprocesador proporcionar una medida de retardo de tiempo y por tanto de distancia X al objetivo que devolvió el pulso detectado. En sí mismo, el FOT puede servir de ese modo para aproximar la distancia X. Sin embargo el TDLR determina y emite adicionalmente una señal de tiempo total por encima del umbral (TOT) que es proporcional al tiempo durante el cual la energía del pulso detectado superó un umbral. El TOT puede considerarse como el tiempo durante el cual la señal detectada, tras pasar de 0 a 1, permanece en 1 antes de pasar de 1 a 0. La información TOT permite al microprocesador inferir la intensidad del pulso de retorno, incluyendo las pendientes de transición de subida y bajada y la anchura de pulso. La información de intensidad inferida se usa para indexar información de corrección de tiempo previamente almacenada en la tabla de consulta. Tal información de corrección de tiempo se habrá obtenido durante el diseño del sistema examinando el comportamiento del recorrido de tiempo del sistema. La tabla de consulta permite la corrección, según sea necesario, con respecto a la información FOT. Además, la eliminación de los relojes de alta velocidad y de los contadores de alta velocidad permite que el sistema funcione mediante batería y se fabrique como un único circuito integrado.

Otras características y ventajas de la invención se pondrán de manifiesto a partir de la siguiente descripción en la que las realizaciones preferidas se han expuesto en detalle, junto con los dibujos adjuntos.

**Breve descripción de los dibujos**

La figura 1 representa un sistema de medición de tiempo de vuelo genérico, según la técnica anterior;

5 la figura 2 representa un sistema de medición de intervalo de tiempo de vuelo, según la presente invención;

la figura 3A representa un bloque comparador de múltiples canales para su uso con un sistema de medición de intervalo de tiempo de vuelo, según la presente invención;

10 la figura 3B representa ejemplos de señales de canal de comparador y la señal START en función del tiempo, según la presente invención;

la figura 4 es un diagrama de bloques general del TDLR 230, según la presente invención;

15 la figura 5 es un diagrama de bloques que representa detalles de los registros de canal y el registro de prueba mostrados en la figura 4, según la presente invención;

la figura 6 representa los requisitos de tiempo para una realización preferida de un registro con línea de retardo por derivación, según la presente invención; y

20 la figura 7 representa la correlación de pulsos de START, según la presente invención.

**Descripción detallada de las realizaciones preferidas**

25 La figura 2 representa un sistema 100 de medición de tiempo de vuelo, según la presente invención. Algunos componentes del sistema 100 pueden ser similares al sistema 10 de la técnica anterior descrito con respecto a la figura 1. En respuesta a la recepción de un pulso de disparo de corriente, el generador 110 de pulsos emite pulsos (LÁSER START) a un láser u otro emisor 120 de luz. En respuesta, el transmisor 120 transmite pulsos de energía de tal vez 3 ns a 4 ns, medidos a la anchura de pulso total, media magnitud. El pulso de LÁSER START se hace pasar por un comparador para formar un pulso de START que normalmente empieza algunas decenas de nanosegundos (ns) tras el comienzo del pulso de LÁSER START.

35 Una lente u otro mecanismo 130 puede usarse para colimar o enfocar la energía de salida del transmisor, mostrada como pulsos 140 idealizados de amplitud P1, sobre un objetivo ubicado a cierta distancia X de la lente 130. En un sistema de protección de zona preferido, la distancia X representará la distancia perimetral dentro de la cual no es aceptable el paso.

40 Parte de la energía óptica del emisor incidirá sobre el objetivo (TARGET), por ejemplo, un intruso dentro de la distancia perimetral, y se devolverá hacia el sistema 100. La energía de retorno, mostrada como tren 150 de pulsos idealizados de retorno de amplitud P1', entra en una lente o similar 160 y se detecta por un detector 170, que preferiblemente comprende elementos de detección de avalancha o fotodiodos.

45 El transmisor 120 y el detector 170 están configurados para proporcionar un campo de visión coaxial. Un conjunto 180 de motor y espejo funciona para explorar el campo de visión coaxial en un plano a través de un arco que define la zona que debe protegerse. Un objetivo 190 de referencia se dispone dentro de la carcasa que contiene al menos los componentes de transmisor, detector, motor y espejo de manera que puede devolverse una señal de referencia o de prueba desde el objetivo 190 para su uso en la corrección de mediciones de distancia realizadas por el sistema global. En conjunto, las unidades descritas anteriormente pueden referirse a un sistema 200, sistema que genera una señal de START y una señal de detección (DATA) usada por la presente invención, que se muestra como el sistema 210.

50 Según la presente invención, un sistema 210 de medición de intervalo de tiempo de vuelo incluye un banco 220 de comparadores, un registro 230 con línea de retardo por derivación, un microprocesador 240, y al menos una tabla 250-1, 250-2, etc. de consulta. El banco de 220 comparadores, mostrado en detalle en la figura 3A, preferiblemente incluye varios canales de comparadores que comparan la señal de DATA entrante con niveles umbral de señal separados. En la realización preferida, el banco 220 de comparadores comprende cuatro comparadores que emiten cuatro canales de señal, indicados como CH0, CH1, CH2, CH3. Otros sistemas podrían usar, sin embargo, menos o más de cuatro canales de comparación. El registro con línea de retardo por derivación (TDLR) recibe como entrada la señal de START, así como los preferiblemente cuatro canales de señales de los comparadores, CH0, CH1, CH2, CH3. Una señal de detector (TEST) obtenida del objetivo 190 de referencia también puede acoplarse como entrada al TDLR.

65 Tal como se describe en detalle con respecto a la figura 4, el TDLR 230 propaga la señal de START por una línea de retardo por derivación enclavada, y hace pasar preferiblemente cuatro canales de DATA por cuatro registros de canal separados. La salida de los registros de canal se multiplexan y codifican. El TDLR emite señales de DONE, FOT y TOT a un microprocesador 240. Una tabla 250-1 de consulta está acoplada al microprocesador. La señal FOT

sin procesar por sí sola permitirá al microprocesador calcular la distancia X al objetivo que devuelve el pulso detectado. Sin embargo, ventajosamente la señal TOT caracteriza el pulso de retorno y permite al microprocesador correlacionar información en la tabla de consulta para realizar correcciones, según sea necesario, en cuanto a errores de sistema en la distancia X calculada a partir de la señal FOT sin procesar. Si se desea, todo el sistema 210 puede fabricarse en un único chip de circuito integrado, y por tanto el número de referencia 210 también puede entenderse que se refiere al chip de circuito integrado. El consumo de potencia para el sistema 210 es suficientemente bajo, dado que no se usan relojes ni contadores de alta velocidad, que el sistema 210 puede funcionar con una fuente de potencia de batería B1, por ejemplo de aproximadamente 5 VCC.

La figura 3A representa un bloque 220 de comparadores de ejemplo, en el que se proporcionan cuatro canales de salida de comparador: CH0, CH1, CH2, CH3. Una señal analógica (DATA) está acoplada como entrada al bloque de comparadores, cada uno de los cuales preferiblemente tiene su propio nivel de tensión umbral separado, por ejemplo, Vth0, Vth1, Vth2, Vth3. La figura 3B es un diagrama de tiempo que representa los canales de salida desde el bloque 220 y la señal de START como una función del tiempo. Todas las mediciones de tiempo son relativas a la señal de START, y de hecho la señal de START ordena al TDLR que empiece a adquirir DATA.

El uso de múltiples comparadores en contraste con un único comparador permite ventajosamente una definición o caracterización más rica de la forma total del pulso de datos detectado parecido a analógico. Por ejemplo, en un sistema de un único canal que comprende sólo CH0, el FOT podría definirse como que ocurre a 1300 ps del comienzo de START, por ejemplo, cuando la señal detectada pasa por primera vez de 0 a 1. (Evidentemente, en un sistema complementario, las transiciones podrían invertirse.) El TOT basado en información de CH0 sólo podría ser 3200 ps, por ejemplo, 4500 ps - 1300 ps, o el tiempo CH0 permanece en 1 habiendo pasado de 0 a 1. Se observa a partir de la figura 3B que se captura una imagen de tipo instantánea muestreada de la forma de onda DATA en cuestión. Si el objetivo desde el que se devolvieron los datos adquiridos fuese muy reflectante con respecto a la energía transmitida, la forma de tipo pulso observable en la figura 3B sería probablemente "más gruesa" porque los datos CH1, CH2 y CH3 podrían parecer algo más similares a los datos CH0. Esta capacidad de aprender más sobre el objetivo a partir de la forma de la señal devuelta es una ventaja proporcionada por la presente invención.

Se apreciará que múltiples canales de datos muestreados también permiten una parametrización con diferentes umbrales de comparador. Esta flexibilidad es especialmente útil cuando hay presente una no linealidad de sistema y puede obtenerse como resultado una precisión de la medición mejorada a partir del examen de datos obtenidos con un umbral o umbrales dados. Asimismo, además de proporcionar la capacidad de medir información ligeramente diferente, múltiples canales de datos muestreados proporcionan redundancia. Por ejemplo puede detectarse el envejecimiento de componentes del sistema en el sistema 210 que contiene el circuito integrado introduciendo la misma información exacta a CH0, CH1, CH2, CH3 y determinando cuándo empieza a aparecer a lo largo de la vida útil de los canales un error sustancial.

La figura 4 proporciona una visión general algo más detallada de la unidad 230 TDLR. El TDLR 230 proporciona un registro de canal para cada canal de salida de datos del banco 220 de comparadores. Por tanto, tras pasar por un búfer 260, los datos CH0 se pasan a un registro 270-0 de canal de 512 entradas preferiblemente, los datos CH1 se pasan a un registro 270-1 de canal de 512 entradas, y así sucesivamente. Tal como se describe más adelante en el presente documento, cada registro de canal captura y almacena de manera sincrónica señales de canal muestreadas preferiblemente en 512 biestables de tipo D.

La señal de START (normalmente de  $\geq 2$  ns de ancho) representa una señal que permite el inicio para TDLR 230 y se pasa por un circuito 300 de enclavamiento y a una línea 290 de retardo. El circuito 300 de enclavamiento impide un muestreo múltiple de los datos de canal debido a cualquier fluctuación en la señal de START. La línea 290 de retardo preferiblemente comprende una cadena acoplada en serie de búferes, por ejemplo, 512 búferes, cada uno de los cuales contribuye con un retardo nominal de búfer individual de aproximadamente 200 ps. Los búferes individuales idealmente son idénticos, aunque en la práctica son sustancialmente idénticos, es decir sus retardos individuales pueden tener una tolerancia de hasta aproximadamente un  $\pm 10\%$ , en lugar del  $\pm 0\%$  ideal. La salida de cada uno de los 512 búferes se acopla al registro 280 de prueba y a cada uno de los registros 270-0 a 270-3 de canal. Tal como se describe más adelante en el presente documento con respecto a la figura 6, preferiblemente se incluye un circuito 315 VCO controlado por bucle de bloqueo de fase (PLL) controlado por cristal que funciona a aproximadamente 49 MHz para ayudar a compensar la deriva térmica dentro de la línea 290 de retardo mediante la inyección, según sea necesario, de una corriente de compensación  $I_{COMP}$ . Este reloj es el único reloj de tipo maestro que se encuentra en el sistema 210.

Las preferiblemente 512 líneas de salida de cada registro 270-0 a 270-3 de canal se acoplan como entrada a un multiplexor 320. Las salidas del registro 280 de prueba se acoplan como entrada a un decodificador 310, decodificador que se habilita mediante una señal procedente del circuito 250 de enclavamiento. El multiplexor 320 y el decodificador 310 y la línea 290 de retardo emiten las señales indicadas, señales que se acoplan al microprocesador 240.

Funcionalmente, los registros de canal sirven para muestrear de manera sincrónica las señales CH0, CH1, CH2, CH3 entrantes con una ventana de muestreo de aproximadamente 100 ns. El muestreo comienza con la llegada de

la señal de START, usándose una transición de 0 a 1 en la realización preferida. En la realización preferida, el circuito 300 de enclavamiento no puede despejarse mientras START permanezca alto en un 1 lógico. Una señal de DONE se genera por el TDLR 230 cuando ha terminado el periodo de muestreo y se han tomado todas las muestras. Esta operación es bastante diferente de los métodos de la técnica anterior en los que un pulso de inicio habilitaría un contador de alta velocidad o bascularía un reloj de alta velocidad, y en los que un pulso similar a DATA en la presente invención se usaría como pulso de parada para deshabilitar el contador o reloj de alta velocidad. Se apreciará que en la presente invención no hay reloj maestro ni generador de pulsos que detener.

El microprocesador 240 lee datos de TDLR 230, preferiblemente a través de un bus de 16 bits, en el que cada dirección de datos corresponde a dieciséis muestra de datos individuales. Cada uno de los cuatro canales de comparador tiene preferiblemente una dirección de base, y desviaciones con respecto a la dirección de base corresponden a periodos de tiempo secuenciales para ese canal, según se ha capturado por el TDLR, que funciona como bloque de muestreo. En un entorno de datos, el bit 0 corresponde a la muestra más antigua, mientras que el bit 15 corresponde a la última muestra.

El microprocesador 240 preferiblemente permite la escritura en serie de vectores de prueba para someter a prueba el registro 280. Cuando se realiza una escritura en una dirección específica, el bit menos significativo (LSB) del bus de DATA se lee en la primera posición del registro de prueba, que corresponde al segmento de tiempo más antiguo. El resto del registro de prueba se desplaza, y el bit correspondiente al último segmento de tiempo se descarta. Durante ciclos de escritura, las siguientes direcciones ordenan al TDLR 230 que funciona según se indica, aunque podrían adoptarse en su lugar otros protocolos de órdenes de modo:

XX00000	cargar datos del bus de DATA en registro de configuración
XX00001	reiniciar circuito de enclavamiento de START para habilitar TDLR para que adquiera nuevos datos
XX00010	desplazar LSB de DATA en el registro de prueba
XX00011	despejar registro de prueba

Ahora se hace referencia a la figura 5 en la que se muestran detalles adicionales de registros 270-0 a 270-3 de canal y de la línea 290 de retardo por derivación. El muestreo del TDLR se basa en señales de temporización disponibles desde la línea 290 de retardo por derivación, que comprende preferiblemente una cadena conectada en serie de 512 búferes digitales. En lugar de usar una señal de reloj explícita, el TDLR 230 usa señales de muestreo disponibles desde los búferes individuales, cada uno de los cuales contribuye con un retardo de tiempo. Tal como se indicó anteriormente, la señal START establece preferiblemente un circuito 300 de enclavamiento de *set-reset* (SR), y la salida del circuito de enclavamiento se acopla a la primera entrada de la línea 290 de retardo por derivación, y por tanto se autopropagará por la línea 290 de retardo.

La matriz que comprende la línea 290 de retardo por derivación preferiblemente es de 512 x 4 canales. Normalmente los valores FOT y LUT están sujetos a corrección por el microprocesador 240 puesto que pueden existir imperfecciones de tiempo en la presente invención debido, por ejemplo, a una no uniformidad de cada fase de de búfer y cada ubicación de búfer. La presente invención trata de compensar variaciones entre búferes que son función de la ubicación física dentro de la red. Se usan ocho columnas de derivaciones de búfer, que comprenden los búferes 1-64, 65-128, 129-192, 193-256, etc. Las diversas derivaciones pueden proporcionar cada una aproximadamente una variación de 200 ps a 220 ps. Tras la fabricación del circuito 210 integrado, puede realizarse una caracterización de la uniformidad de temporización, y se proporciona al menos una tabla 250-1, 250-2, etc. de consulta (LUT) que contiene correcciones de tiempo para los diversos búferes; véase la figura 2. Obsérvese que la LUT de corrección de tiempo de búfer no es la misma LUT que se usa para el recorrido de tiempo.

Tal como se muestra en la figura 5, preferiblemente un componente de retardo (DELAY ALIGN) se inserta en serie entre el pulso START y el circuito de enganche SR para forzar una correlación de retardo de tiempo entre las cuatro entradas de canal CH0 a CH3 y la entrada START. Tal como se ha indicado, una señal DONE se emite desde el último búfer (por ejemplo, el búfer 511 en la realización preferida) que comprende la línea 290 de retardo por derivación.

Un búfer individual de los preferiblemente 512 búferes que comprende la línea 290 de retardo por derivación puede denominarse como CB(T), donde T es un número que corresponde a la posición del búfer en la cadena de búferes,  $0 \leq T \leq 511$ . Usando esta nomenclatura, START se introduce en CB(0), y DONE se emite desde CB(511).

Tal como se muestra en las figuras 4 y 5, el registro 280 de prueba está dispuesto entre la línea 290 de retardo por derivación y los cuatro registros 270-0 a 270-3 de captura de canal. El registro 280 de prueba proporciona una máscara para controlar el muestreo de los registros de captura, y para cada salida de derivación CB(T) desde la línea 290 de retardo hay un biestable en el registro 280 de prueba. Tal como se muestra en la figura 5, preferiblemente la derivación desde la línea 290 de retardo y la salida de un biestable en el registro 280 de prueba se introducen en una puerta NOR cuya salida se acopla a las entradas de reloj de cuatro biestables de tipo D correspondientes, un biestable en cada uno de los registros 270-0 a 270-3 de canal.

Si el biestable en el registro de prueba retiene un 0, entonces la salida de la puerta NOR pasa de 0 a 1 cuando la

señal derivada pasa de 1 a 0. Si el biestable del registro de prueba retiene un 1, la salida de la puerta NOR se mantiene en 0. El registro 280 de prueba preferiblemente es un registro de desplazamiento con nuevos datos cargados en el bit que controla los muestreos de los segmentos más antiguos de las cuatro señales CH0, CH1, CH2, CH3. Los datos cargados en el registro de prueba pueden controlarse a partir del bus DATA, o de pins externos.

5 Tal como se describió anteriormente y tal como se muestra en la figura 5, los biestables de tipo D en los cuatro registros 270-0 a 270-3 de captura de canal capturan cada muestra adquirida por el TDLR 230 de manera sincrónica con el pulso START. Un biestable de tipo D (DFF) individual puede denominarse como DFF(N,T), donde N y T son números enteros  $0 \leq N \leq 3$  y  $0 \leq T \leq 511$  que representan respectivamente el registro de canal al que pertenece el DFF y la sección del periodo de muestreo global capturada por ese biestable. Por tanto, la salida del DFF(2,55) indica el estado de CH2 cuando se ha producido la muestra 55. Las entradas de reloj (CLK) de DFF (0,T), DFF (1,T), DFF(2,T) y DFF(3,T) se acoplan a la salida de CB(T), y la entrada D de DFF(N,T) se acopla a la entrada ChN al sistema TDLR.

15 En la realización preferida, pueden direccionarse todas las muestras de datos capturadas por el TDLR 230 preferiblemente como parte de una palabra de datos de 16 bits, y tal como se muestra en la figura 4, se usan un multiplexor, un decodificador y componentes de lógica combinatoria asociados para poner los valores de los diversos biestables de tipo D en el bus DATA. El protocolo usado se describió anteriormente, concretamente cada dirección corresponde a 16 muestras individuales identificables con valores de desviación de periodo de tiempo y base de canal. Por tanto, la dirección 0x55 da como resultado las salidas DATA (0: 15) correspondientes a los biestables de tipo D (2, 366: 351).

Preferiblemente durante un ciclo de escritura con dirección 00000, los valores del bus DATA(2:1) se escriben en un registro de configuración, cuyos tres bits se usan como sigue:

25 Config(1): F\_OUT\_DIS deshabilita la frecuencia de salida del bucle de bloqueo de fase (PLL) asociado con VCO 315 en la figura 4;

30 0 => la frecuencia de PLL se emite al pin F\_OUT, mientras que 1=> pin F\_OUT es impedancia alta;

Config(2): TEST\_SELECT selecciona si los datos y reloj para el registro 280 de prueba procederán de la interfaz de bus o de pins de circuito;

35 0 => registro 280 de prueba controlado desde bus, mientras que 1=> registro de prueba controlado desde pins.

Preferiblemente el TDLR 230 tiene una capacidad de habilitación de salida global de manera que cuando esta señal es 0, todas las salidas desde el circuito integrado que contiene el TDLR 230 (y conjunto de circuitos asociados) se comportan tal como se ha descrito. Sin embargo cuando la señal de habilitación global es 1, preferiblemente las salidas DATA y DONE pasan a alta impedancia, y el PLL 315 de VCO (véase la figura 4) disminuye la potencia, lo que hace que el pin F\_OUT no se accione.

45 La figura 6 representa una parte de los registros 270-0 a 270- 3 de canal, y una parte del registro 290 derivado con línea de retardo, para ilustrar requisitos de sincronismo. Supongamos que  $C_{tprop9} = (T)$  indica la diferencia de tiempo, incluyendo retardos de propagación y cableado, entre los bordes de subida de la salida de los elementos de búfer adyacentes CB (T) y CB (T+1) dentro del registro 290 derivado con línea de retardo. Nominalmente, cada elemento DB (T) tiene un retardo de propagación de aproximadamente 200 ps, pero la cantidad de retardo por elemento puede variar debido, por ejemplo, a diferencias de fabricación entre elementos, y especialmente debido a la deriva térmica en el propio conjunto de circuitos.

50 En una línea 290 de retardo ideal, el retardo acumulado después de un número N de búferes conectados en serie sería (N) (200), donde 200 ps es el retardo nominal por búfer. Sin embargo, las variaciones de fabricación de los búferes pueden dar como resultado demasiado o demasiado poco retardo para diferentes búferes de los 512 búferes, y una diferente ubicación física en el dado del circuito integrado en el que está fabricado el sistema 210 también puede dar como resultado variaciones de retardo. Tal como se ha indicado, antes de empaquetar el circuito integrado, se propaga un pulso de calibración por la línea 290 de retardo por derivación, y se mide el retardo real en diversos puntos de derivación en la serie de búferes de retardo. Puede realizarse una correlación entre la ubicación de derivación del búfer y el retardo real, y pueden almacenarse, cuando sea necesario, valores corregidos, por ejemplo en una tabla 250-1, 250-2, etc. de consulta para su uso por el microprocesador 240. (Véanse las figuras 2 y 4).

60 Un VCO 315 controlado por PLL puede controlar al menos parte de la corriente de suministro ( $I_{COMP}$ ) a los búferes que comprende la línea 290 de retardo. El PLL 315 puede controlar el retardo en la línea 290 de retardo de manera que los efectos de la deriva térmica sobre el retardo nominal de 200 ps por búfer no varíen en más de aproximadamente un  $\pm 10\%$ , retardos que normalmente aumentan a medida que aumenta la temperatura. Este nivel de compensación puede mantenerse para todas las variaciones de proceso incluyendo una falta de correlación entre PLL 315 y los búferes que comprende el registro 290 con línea de retardo por derivación. Además, el tiempo de



propagación total desde la entrada START hasta las salidas DONE en la línea de retardo por derivación puede mantenerse en aproximadamente un  $\pm 5\%$  de un chip de circuito integrado a otro.

5 En referencia a las figuras 6 y 7, preferiblemente los biestables de tipo D individuales, por ejemplo, 330-0, 330-1, etc. que comprenden los cuatro canales de los registros 270-0 a 270-3 de captura se disponen en el chip de circuito integrado de manera que una diferencia de tiempo máxima entre la llegada de un borde de señal de 0 a 1 que llega desde una entrada de canal hasta cualquiera de las entradas de biestables D en un canal sea de aproximadamente 10 ps. Asimismo, dos bordes de 0 a 1 presentados a las entradas de los registros de canal deberían llegar a sus respectivas entradas de biestables D en una columna separada en más de 20 ps. Además, el borde de 0 a 1 desde las puertas NOR en el registro 280 de prueba debe alcanzar las entradas CLK de los biestables de tipo D con una separación de tiempo de menos de aproximadamente 2 ps.

15 Tal como se muestra en la figura 5, un elemento de alineación de retardo está preferiblemente presente entre el pulso START y el circuito 300 de enclavamiento para garantizar que dos bordes de señal de 0 a 1 presentados simultáneamente en START y en las entradas ChN estarán a menos de aproximadamente 50 ps uno de otro al llegar a CLK y las entradas D en DFF(N,0). En un registro de canal, todos los biestables de tipo D reciben sus señales de entrada D desde una fuente común, concretamente la entrada ChN. La distribución de esta señal preferiblemente mantiene el sesgo dentro de 10 ps entre la llegada de una señal en cualquier biestable de tipo D en el mismo registro de canal. Se apreciará que durante las transiciones de señal que se producen durante una ventana de tiempo entre establecimiento y retención no dará lugar a resultados reproducibles, y por consiguiente el diferencial de la ventana de establecimiento-retención es menor de aproximadamente 50 ps.

20 En los registros de canal, cuatro biestables de tipo D muestrearán simultáneamente y sus salidas se multiplexan en una única señal basándose en los dos bits más significativos de la dirección. Por tanto, el tiempo desde entradas de dirección válida hasta el tiempo de salida válida desde el multiplexor 320 (figura 4) es preferiblemente inferior a aproximadamente 2,25 ns.

25 Cada muestra de señal almacenada en el TDLR 230 representa el estado de una de las entradas en un punto dado en el tiempo, y son estos estados los que lee el microprocesador 240 para determinar el tiempo de las transiciones de 0 a 1 y de 1 a 0 al obtener el FOT y el TOT.

30 El error en la medición de señales debido a granularidad es resultado del hecho de que las señales se miden en puntos finitos, y la separación entre puntos de medición definirá la precisión máxima con la que el sistema 210 puede detectar el tiempo de una transición en una señal. Usando un intervalo de ventana de muestreo nominal de 200 ps con una variación del  $\pm 10\%$ , 220 ps representará el error en el peor caso debido a granularidad. Sin embargo el microprocesador 240 puede suponer que la muestra corresponde a un punto a mitad de camino entre ésta y la muestra precedente de manera que el error de tiempo de vuelo debido a granularidad es de aproximadamente  $\pm 110$  ps. El incumplimiento de establecimiento/retención significa que una transición que se produce dentro de la ventana muestreo entre el tiempo de establecimiento y el de retención es esencialmente insignificante. Usar un objetivo de diseño de una ventana de muestreo con no más de aproximadamente 50 ps de incertidumbre contribuirá en  $\pm 50$  ps adicionales a la granularidad. También hay una tolerancia asociada con la caracterización, dado que el borde delantero de una muestra se produce dentro de un intervalo de registro de canal dado, cuya traducción a tiempo no puede conseguirse con una precisión mayor a la tolerancia con la que se conoce la caracterización del chip de circuito integrado. El error de medición resultante puede contribuir fácilmente en  $\pm 90$  ps adicionales al error de medición de tiempo de vuelo. Finalmente, la uniformidad de la distribución de las entradas de datos a los biestables de tipo D no es absoluta, y se garantiza sólo en aproximadamente  $\pm 10$  ps. La suma de los errores anteriores indica que la presente invención puede medir el tiempo de vuelo en aproximadamente  $\pm 260$  ps.

35 En la realización preferida, el sistema 210 se fabricó en un chip de 4 mm x 4 mm (también indicado como 210), usando un proceso CMOS de 0,5  $\mu\text{m}$  y bibliotecas de células comerciales para los diversos biestables y búferes. A diferencia de los sistemas de medición de tiempo de vuelo de la técnica anterior, la presente invención puede funcionar con batería porque no se requieren componentes que consumen potencia y que generan calor tales como los relojes maestros de alta velocidad y los contadores digitales de alta velocidad. Un beneficio adicional es que se genera sustancialmente menos interferencia electromagnética (EMI) mediante la presente invención que mediante sistemas de la técnica anterior, lo que significa que puede bastar con un receptáculo menos costoso, puesto que los requisitos de protección frente a EMI son menos estrictos. Además el coste para implementar la presente invención puede ser sustancialmente menor que para implementar sistemas de la técnica anterior aun siendo más robusta y proporcionando una excelente granularidad de resolución de tiempo.

40 Pueden realizarse modificaciones y variaciones en las realizaciones dadas a conocer sin apartarse del objeto de la invención según se define mediante las siguientes reivindicaciones.

## REIVINDICACIONES

1. Un método de determinación de una distancia a un objeto, incluyendo el método emitir un pulso láser dirigido hacia el objeto y recibir una reflexión de retorno desde el objeto, estando dicho método caracterizado por:
- 5 propagar una versión enclavada de un pulso de inicio (START) a través de una línea (290) de retardo por derivación que comprende una cadena conectada en serie de búferes digitales que contribuyen cada uno con un retardo de tiempo incremental al pulso de inicio enclavado y emiten una correspondiente señal de muestreo, estando dicho pulso de inicio asociado con la salida del pulso láser;
- 10 acoplar una señal de datos analógica (DATA) a uno o más comparadores (220) que emiten cada uno una señal de comparador basándose en comparar la señal de datos analógica con un respectivo umbral de nivel de señal diferente, incluyendo dicha señal de datos analógica un pulso de retorno que representa la radiación reflejada de vuelta desde el objeto;
- 15 capturar el estado de cada señal de comparador en un correspondiente registro (270) de canal que comprende un conjunto de biestables que están sincronizados individualmente con una respectiva de las señales de muestreo emitidas desde la línea (290) de retardo por derivación, de modo que el registro (270) de canal captura el estado de la señal del comparador en tiempos de muestreo correspondientes a los retardos incrementales de los búferes digitales individuales en la línea (290) de retardo por derivación, comenzando con el pulso de inicio;
- 20 determinar un primer tiempo por encima del umbral, FOT, y un tiempo total por encima del umbral, TOT, para la señal de datos analógica a partir de los estados de las una o más señales de comparador capturadas por los uno o más registros (270) de canal;
- 25 calcular una distancia al objeto en función del tiempo FOT; y
- corregir la distancia calculada en función de errores derivados de fluctuaciones en la intensidad del pulso de retorno mediante consulta de una corrección de tiempo basada en el tiempo TOT.
- 30
2. El método según la reivindicación 1, en el que la consulta de la corrección de tiempo basada en el tiempo TOT comprende inferir una intensidad del pulso de retorno a partir del tiempo TOT y consultar una corrección de tiempo a partir de una tabla (250-1) de consulta almacenada de correcciones de tiempo correlacionadas con la intensidad de pulso de retorno.
- 35
3. El método según la reivindicación 1, que comprende además corregir la distancia calculada en función de errores derivados de no uniformidades de retardo de los búferes digitales individuales en la línea (290) de retardo por derivación mediante consulta de una corrección de tiempo basada en el tiempo FOT.
- 40
4. El método según la reivindicación 3, en el que la consulta de la corrección de tiempo basada en el tiempo FOT comprende consultar una corrección de tiempo a partir de una tabla (250-2) de consulta almacenada de correcciones de tiempo correlacionadas con tiempos FOT.
- 45
5. Un sistema (100) de medición de tiempo de vuelo para determinar una distancia a un objeto, incluyendo dicho sistema (100) de medición de tiempo de vuelo un transmisor (120) configurado para emitir un pulso láser dirigido hacia el objeto y un detector (170) configurado para recibir una reflexión de retorno desde el objeto, estando dicho sistema (100) de medición de tiempo de vuelo caracterizado porque comprende:
- 50 una línea (290) de retardo por derivación que comprende una cadena conectada en serie de búferes digitales adaptados para contribuir con un retardo de tiempo incremental a una versión enclavada de un pulso de inicio (START) que se propaga por dicha línea de retardo por derivación y para emitir una correspondiente señal de muestreo, estando dicho pulso de inicio asociado con la salida del pulso láser;
- 55 uno o más comparadores (220) adaptados para emitir una señal de comparador basándose en comparar una señal de datos analógica (DATA) con un respectivo umbral de nivel de señal diferente, incluyendo dicha señal de datos analógica un pulso de retorno que representa la radiación reflejada de vuelta desde el objeto;
- 60 uno o más registros (270) de canal que comprenden un conjunto de biestables que están sincronizados individualmente con una respectiva de las señales de muestreo emitidas desde los registros digitales de la línea (290) de retardo por derivación, adaptados para capturar el estado de cada señal de comparador en tiempos de muestreo correspondientes a los retardos incrementales de los búferes digitales individuales en la línea (290) de retardo por derivación, comenzando con el pulso de inicio;
- 65 y un microprocesador (240) adaptado para determinar un primer tiempo por encima del umbral, FOT, y un tiempo total por encima del umbral, TOT, para la señal de datos analógica a partir de los estados de las una o más señales de comparador capturadas por los uno o más registros (270) de canal;

calcular una distancia al objeto en función del tiempo FOT; y

corregir la distancia calculada en función de errores que se derivan de fluctuaciones en la intensidad del pulso de retorno, basándose en una consulta de una corrección de tiempo basada en el tiempo TOT.

5 6. El sistema (100) de medición de tiempo de vuelo según la reivindicación 5, en el que el sistema (210) de medición de intervalo de tiempo de vuelo incluye un microprocesador (240) que está configurado para calcular la distancia al objeto basándose en el tiempo FOT.

10 7. El sistema (100) de medición de tiempo de vuelo según la reivindicación 6, en el que el microprocesador (240) está configurado para consultar la corrección de tiempo basada en el tiempo TOT, basándose en que dicho microprocesador (240) está configurado para inferir una intensidad del pulso de retorno a partir del tiempo TOT y consultar una corrección de tiempo a partir de una tabla (250-1) de consulta almacenada de correcciones de tiempo correlacionadas con la intensidad del pulso de retorno.

15 8. El sistema (100) de medición de tiempo de vuelo según la reivindicación 6, en el que el microprocesador (240) está configurado además para corregir la distancia calculada en función de errores que se derivan de no uniformidades de retardo de los búferes digitales individuales en la línea (290) de retardo por derivación, basándose en que está configurado para consultar una corrección de tiempo basada en el tiempo FOT.

20 9. El sistema (100) de medición de tiempo de vuelo según la reivindicación 8, en el que el microprocesador (240) está configurado para consultar la corrección de tiempo basada en el tiempo FOT en que está configurado para consultar una corrección de tiempo a partir de una tabla (250-2) de consulta almacenada de correcciones de tiempo correlacionadas con tiempos FOT.

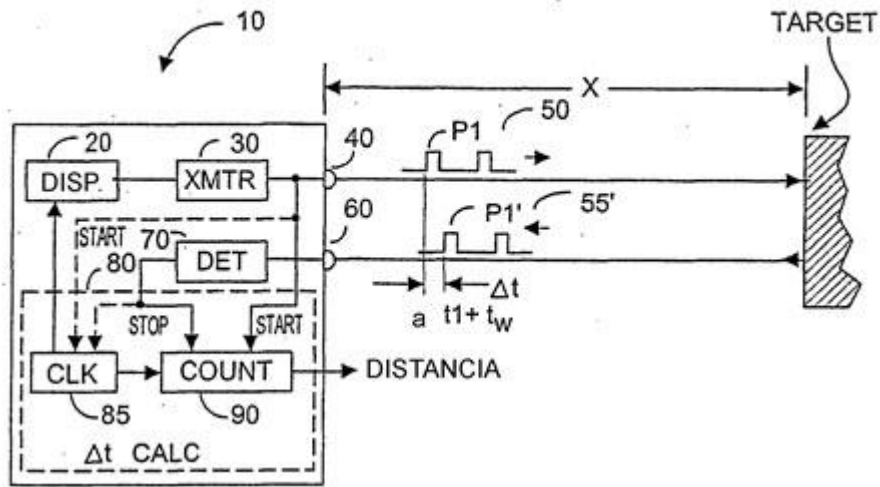


FIG. 1 (TÉCNICA ANTERIOR)

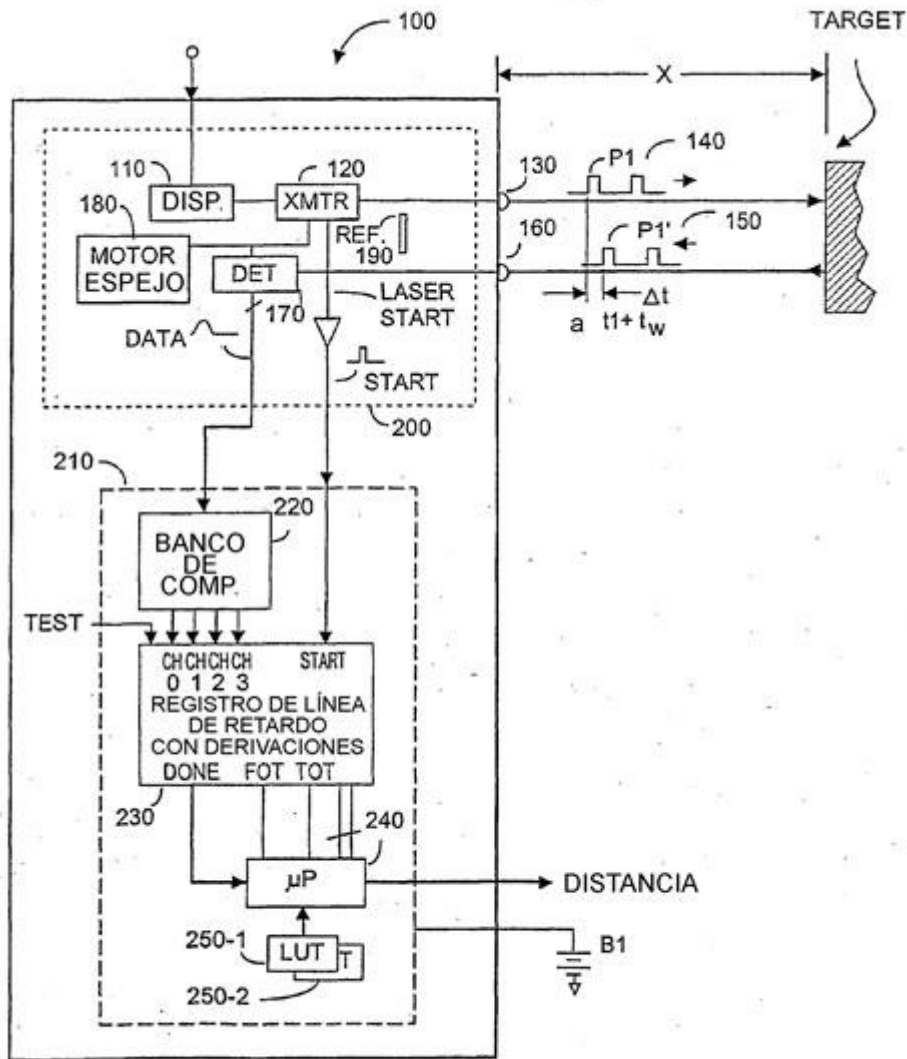


FIG. 2

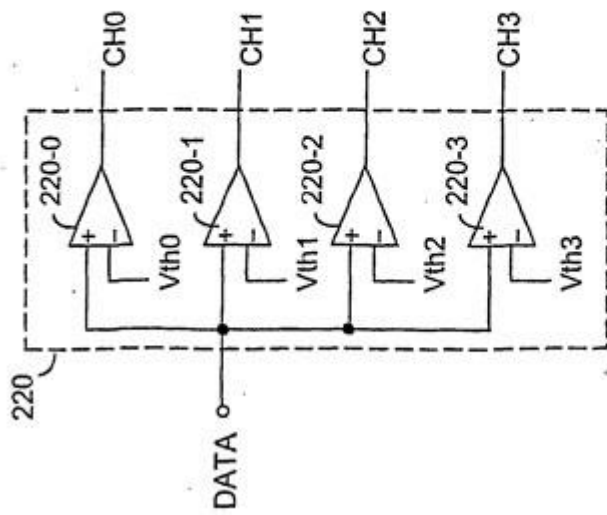


FIG. 3A

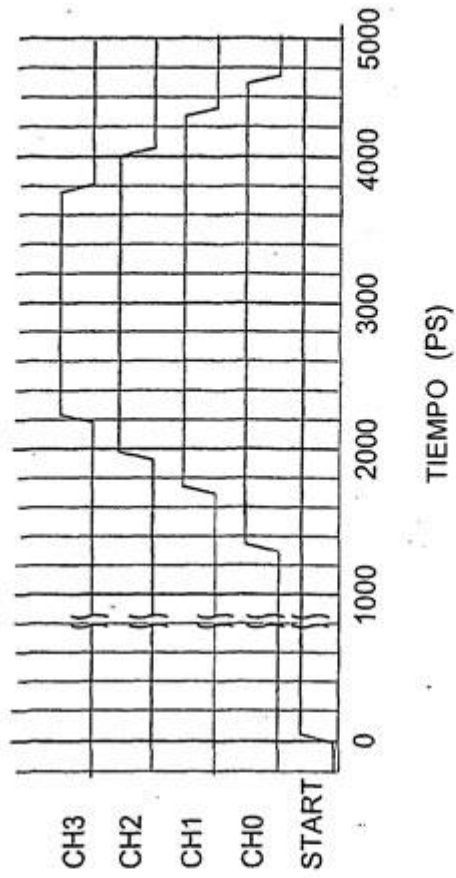


FIG. 3B

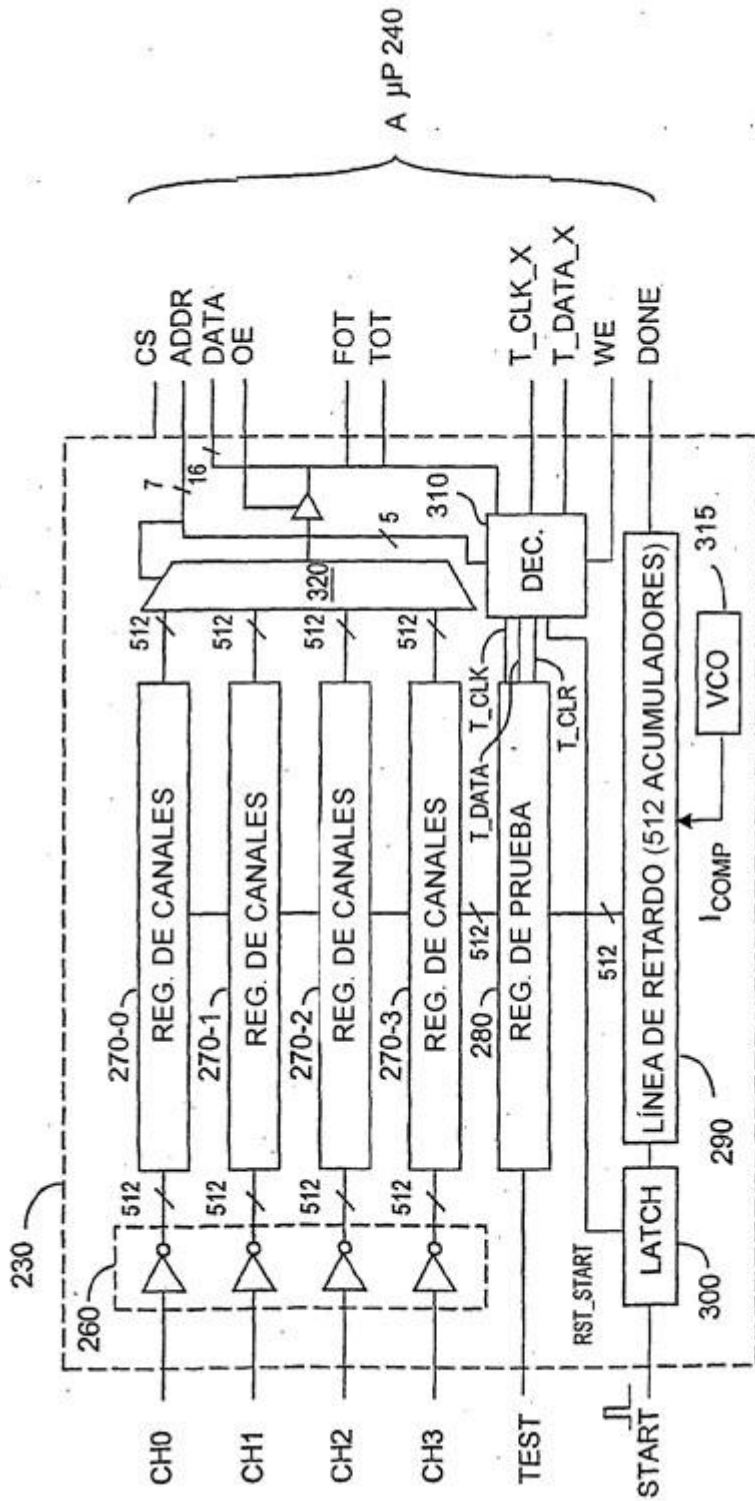


FIG. 4

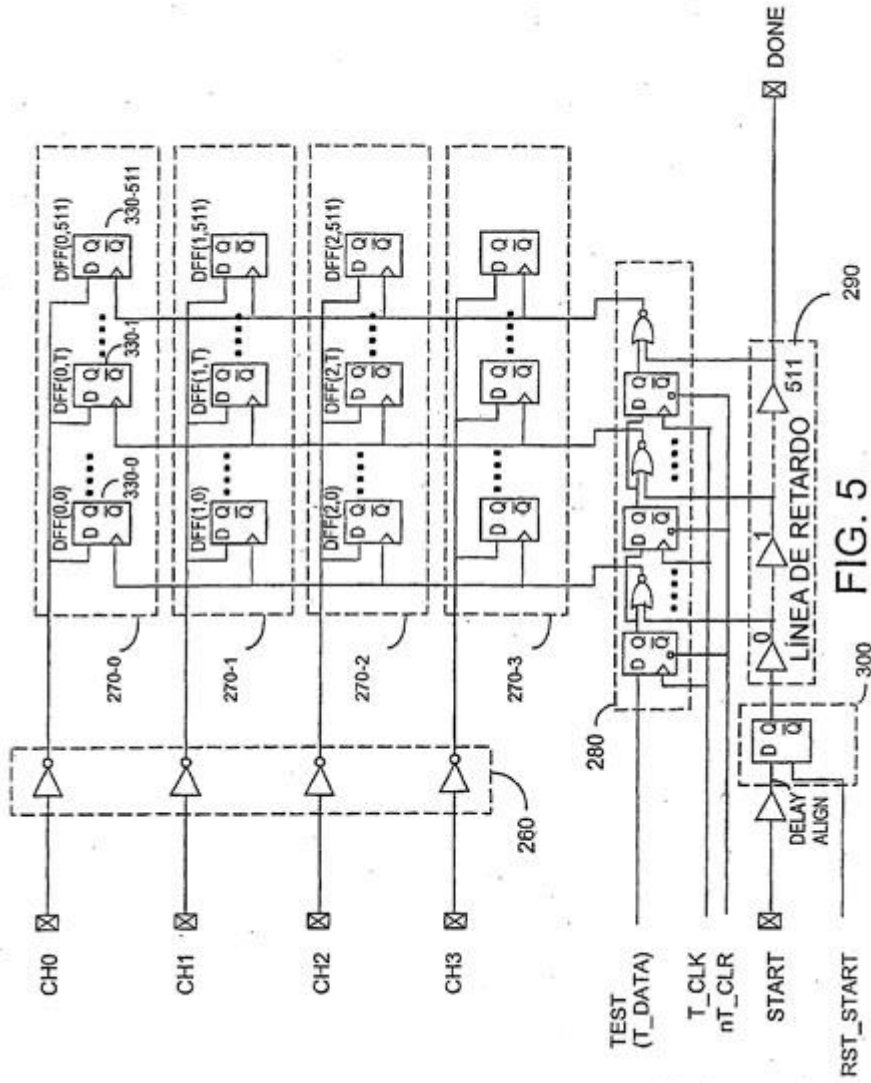


FIG. 5



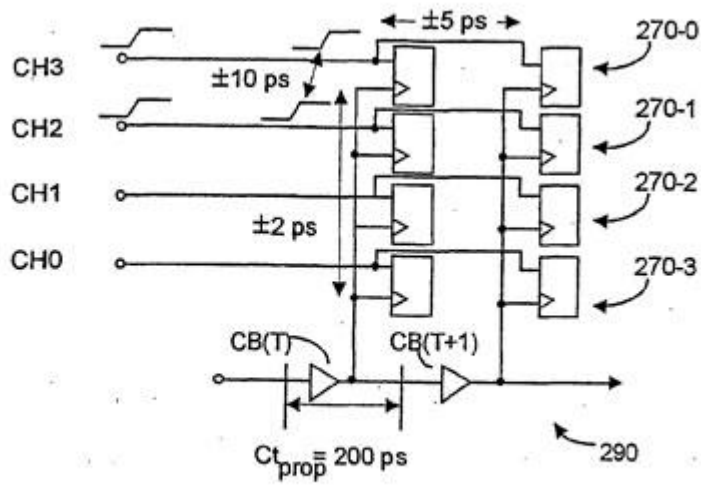


FIG. 6

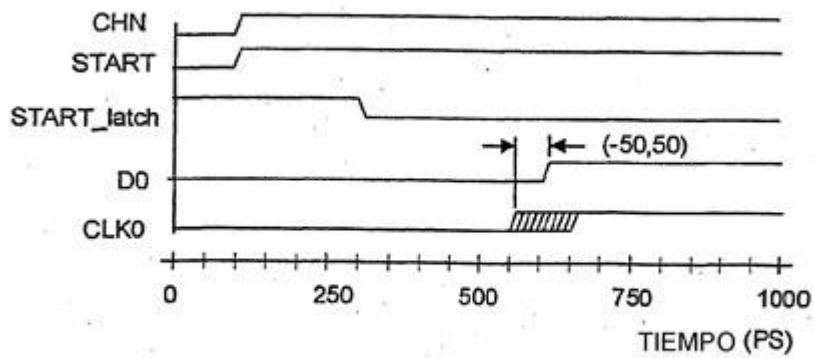


FIG. 7