

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA



**SISTEMA MULTIPLEXADO DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES
ULTRASÓNICAS CON APLICACIÓN EN EMISIÓN
ACÚSTICA DE DESCARGAS PARCIALES**

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA TÉC. INDUSTRIAL: ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

AUTOR: David Navidad Mencía

DIRECTOR: José Antonio García Souto

OCTUBRE 2009

AGRADECIMIENTOS

A mi madre y hermanos que siempre me han apoyado y han vivido los resultados como suyos.

A mis amigos que siempre he tenido cerca y a los compañeros de universidad con los que tantas horas he pasado.

Agradecer también a la Fundación Romanillos y al MEC el apoyo económico durante todos estos años, que me ha permitido llevar los estudios de una forma bien distinta a como podría haber sido.

ÍNDICE DEL PROYECTO

RESUMEN	7
1. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS	9
2. DETECCIÓN DE LA EMISIÓN ACÚSTICA DE DESCARGAS PARCIALES .	11
2.1. Terminología empleada	11
2.2. Descargas Parciales	12
2.3. Métodos de detección y medida de descargas parciales.....	13
2.4. Sistemas de detección acústica de descargas parciales.....	14
2.5. Señales acústicas y características de transmisión.	16
2.5.1. Señales acústicas.	16
2.5.2. Propagación de la señal acústica desde la fuente a la pared del tanque	17
2.5.3. Propagación de la señal acústica a través de la pared del tanque.....	18
2.5.4. Velocidad del sonido en el aceite.....	19
2.6. Sistemas de Detección Acústica. Especificaciones del equipo.....	19
2.6.1. Sistemas que registran un único evento	19
2.6.2. Sensores externos	20
2.6.3. Sistema de tres sensores.....	21
2.6.4. Filtros.....	21
2.7. Sistemas de caracterización de emisiones acústicas	23
2.7.1. Introducción	23
2.7.2. Ejemplos de caracterización basados en un único evento.....	25
2.7.3. Caracterización basada en registros durante largos periodos.....	26
2.7.4. Monitorización continua de control.....	27
2.7.5. Comparación entre señales eléctricas y acústicas.	27
2.8. Interpretación de la actividad acústica	28
2.9. Conclusiones.....	29
3. DISEÑO DEL SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN.....	31
3.1. Descripción general del sistema.....	33
4. IMPLEMENTACIÓN HARDWARE DEL SISTEMA.....	37
4.1. Módulo de adquisición	37
4.2. Tarjeta Multiplexora.....	40
4.2.1. Selección del Multiplexor	43
4.2.2. Circuitos complementarios	45

4.3.	Tarjeta adaptadora de la señal de reloj	50
4.4.	Pruebas y evaluación de la tarjeta multiplexora	56
5.	INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL	65
5.1.	Introducción	65
5.2.	Entorno LabVIEW	67
5.3.	Integración Hardware – Software	69
5.4.	Desarrollo del Instrumento Virtual	70
5.4.1.	Características Generales	70
5.4.2.	Demultiplexación	71
5.4.3.	Almacenamiento y Registro de Señales	72
5.4.4.	Filtrado Digital.	74
5.4.5.	Visualización	76
5.4.6.	Nivel de umbral de detección y tiempos de vuelo	77
5.4.7.	Configuración del Instrumento Virtual.....	79
5.4.8.	Disparo y sincronismo	82
6.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO	83
	BIBLIOGRAFÍA	86
	ANEXOS	88
A.1.	PLIEGO DE CONDICIONES.....	88
A.2.	PRESUPUESTO	88
A.3.	PLANOS.....	88
A.1.	PLIEGO DE CONDICIONES.....	89
A.2.	PRESUPUESTO	90
A.3.	PLANOS.....	93
A.3.1	PCBs.....	93
A.3.2.	Esquema de bloques	98
A.3.3.	Vistas del instrumento virtual	99
A.4.	CATALOGOS.....	105
A.4.1.	Cleverscope CS328A.....	106
A.4.2.	Multiplexor IDTQS 4A210.....	110
A.4.3.	Sensor R15I.....	117
A.4.4.	Componentes	118

RESUMEN

El presente proyecto se sitúa dentro del área de la instrumentación electrónica, más concretamente en la adquisición de señales de emisiones acústicas (EA) procedentes de descargas parciales (DP).

Los sistemas de mantenimiento predictivo de máquinas eléctricas y de transformadores requieren un diagnóstico de la degradación de sus materiales (aislamientos, aceite, conductores) que permite indicar su grado de envejecimiento. Entre las fuentes de diagnóstico destacan las descargas parciales y los impulsos de ultrasonidos que producen. Los aspectos esenciales de la descarga son su amplitud y la localización de su procedencia. La detección de ultrasonidos aporta ambas informaciones de la descarga.

En este caso, las señales a adquirir son emitidas por una fuente móvil en el interior de un tanque de agua, como primera aproximación a la detección de EA de DP en cubas de aceite de transformadores. Dichas señales se hallan en la banda de frecuencias de los ultrasonidos, con frecuencias entorno a los 150 kHz. Para conseguir una localización de la fuente se emplean varios sensores piezoeléctricos sobre la pared exterior del tanque, proporcionando múltiples entradas al sistema de adquisición.

Para realizar la adquisición de estas señales se dispone de un módulo de adquisición Cleverscope CS328A de dos canales analógicos simultáneos de 100 MSps cada uno y con una resolución de 14 bits. Este módulo ha sido diseñado por el fabricante con el fin de trabajar a modo de osciloscopio conectado a un PC a través de USB.

Los objetivos del proyecto son aprovechar la elevada frecuencia de muestreo del módulo para adquirir señales procedentes de varios sensores por cada canal y así multiplicar el número de entradas del sistema de adquisición. Por otro lado, se busca un instrumento virtual capaz de comunicarse con dicho módulo y adaptado a la aplicación, es decir, capaz de controlar la adquisición, visualización y análisis de las señales.

Para conseguir explotar la capacidad de adquisición de cada canal del módulo, se han implementado dos circuitos impresos diseñados con la herramienta OrCAD. Uno de ellos se encarga de realizar una multiplexación analógica de 4 canales a uno con un gran ancho de banda y a alta velocidad, para lo cual se ha realizado una exploración de los multiplexores en el mercado. El otro proporciona la señal de reloj capaz de controlar la conmutación del multiplexor. Este último se ha empotrado y cerrado en el módulo de adquisición y permite extraer un reloj síncrono de 50 MHz.

En cuanto a la instrumentación virtual, se ha desarrollado un instrumento virtual cerrado en el entorno LabVIEW para posibilitar una adquisición, análisis y visualización flexibles y totalmente controlables por el usuario. Este instrumento es

capaz de establecer tiempos de vuelo de las señales por el tanque de agua, en función del umbral de detección.

Tras el estudio de los tiempos de conmutación mínimos de los multiplexores analógicos se ha encontrado un límite de 6 ns dados por el mux IDT QS4A210. Aunque el tiempo de establecimiento de las muestras obtenido a la salida del multiplexor en nuestro circuito ha sido entorno a 90 ns.

Por último, destacar el elevado número de parámetros de adquisición que han sido necesarios estudiar y adaptar a nuestra aplicación gracias a los cuales se ha conseguido dotar al módulo de adquisición de una funcionalidad específica, distinta a la suministrada por el fabricante como osciloscopio.

1.MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

El mantenimiento predictivo en plantas de generación y redes de distribución y transformación de energía eléctrica pasa por realizar un diagnóstico fundamentado en el envejecimiento de los materiales aislantes, estructuras magnéticas, arrollamientos y cables. Particularmente, los transformadores de alta potencia se encuentran entre los elementos más caros de planta, por lo que son objeto importante de estudio y análisis, ya que además someten dichos materiales y estructuras a exigentes condiciones de funcionamiento, como son:

- Alta temperatura
- Gran magnitud del campo eléctrico
- Alta tensión y transitorios de sobretensión
- Alta potencia y sobrecargas

Entre los síntomas de su envejecimiento destaca la aparición de actividad de descargas parciales, asociadas a la degradación de los aislantes, cuya medida vamos a centrar en nuestro caso mediante los impulsos ultrasónicos que producen. Véase el apartado 3.3 para otros métodos de detección.

Resulta de gran interés facilitar la adquisición de dichas emisiones acústicas para mejorar la localización de las zonas comprometidas. Ello implica trabajar con señales de ultrasonidos de características especiales (tiempos de subida, rangos de amplitud, duración, número de oscilaciones, etc.) los cuales se describen en detalle en el capítulo 3.

Normalmente, el estudio de EA está basado en cientos o miles de eventos que son grabados para realizar una evaluación estadística, a lo que ayuda la repetitividad de estas señales. La evaluación estadística de las formas de onda es más compleja que la evaluación de algunos de sus parámetros. Es por ello que se eligen sus parámetros más importantes para conformar una base de datos que posibilite su comparación y corroboren que se trata de este tipo de fuentes de emisión acústica procedentes de descargas parciales.

La localización y/o seguimiento de estas fuentes requiere del empleo de varios sensores distribuidos en el espacio. Esto requiere de un elevado número de entradas en el sistema de adquisición, lo que lo encarece drásticamente. El módulo de adquisición del que disponemos para la realización del proyecto es un Clevscope CS328A de dos canales analógicos y ocho digitales simultáneos de 100 MSps cada uno, con una resolución de 14 bits, una profundidad de memoria de 4MS y un ancho de banda de 25 MHz. Puesto que dispone de dos entradas analógicas sólo tiene capacidad para conectar

dos sensores. Al tener las entradas de ultrasonidos unas frecuencias típicas de 150 KHz el módulo nos está proporcionando unas 700 muestras por periodo. La necesidad de adquirir más entradas nos lleva a la idea de racionalizar dichas muestras entre un mayor número de canales, lo cual es posible si se realiza, previa a la entrada del módulo, una multiplexación de señales con un ancho de banda suficiente.

Dicho módulo de adquisición ha sido diseñado por el fabricante con el fin de funcionar a modo de osciloscopio conectado a un PC a través de USB. Es por ello que el fabricante proporciona un software con los controles típicos de un osciloscopio.

Dadas las elevadas prestaciones del módulo resulta de gran interés llevar un control sobre una cantidad mayor de parámetros que posibiliten la explotación de sus características en la aplicación tratada. Algunas herramientas de instrumentación virtual como LabVIEW permiten esa adaptación siendo de gran interés la realización de filtrados digitales, demultiplexación, detección y acotación temporal de las señales transitorias (ondículas) en cada canal para establecer tiempos de vuelo, posición relativa, visualización y registro de señales.

En este contexto, los objetivos específicos de este proyecto son:

- Diseñar un hardware externo que posibilite la multiplexación a alta velocidad de cuatro canales a uno con un ancho de banda hasta el proporcionado por el módulo de adquisición. Se desarrolla en el capítulo 5.
- Establecer una comunicación del módulo de adquisición con el entorno de instrumentación virtual LabVIEW así como tomar control sobre él para explotar sus características. Tratado en el capítulo 6.
- Diseñar un instrumento virtual adaptado a la aplicación donde se detecten señales acústicas retardadas entre sí. Detallado en el capítulo 6.

2.DETECCIÓN DE LA EMISIÓN ACÚSTICA DE DESCARGAS PARCIALES

2.1. Terminología empleada

Algunas de las definiciones usadas son las siguientes [IEEE07]:

Acoplador acústico: Material usado en la interfaz estructura-sensor con el fin de mejorar la transmisión de la energía acústica durante su monitorización.

Ángulo crítico: Es el mayor ángulo de incidencia (desde la perpendicular) por el cual una onda puede penetrar en un medio de mayor velocidad de propagación.

Emisión acústica (AE): Fenómeno mediante el cual las ondas elásticas transitorias son generadas a través de la rápida liberación de energía procedente de fuentes localizadas dentro de un material o las ondas generadas de dicha forma. En la práctica, las EA de interés son aquellas producidas por descargas parciales (DP).

Impedancia acústica: Factor decisivo para determinar las propiedades de reflexión y transmisión cuando se produce el paso de un medio acústico a otro. La impedancia acústica se denota por Z y es definida como el producto de la densidad del medio (γ) y la velocidad de propagación (v), de modo que $Z = \gamma * v$.

Oscilación EA: Oscilación producida por un cristal resonante piezoeléctrico (PZT) cuando es perturbado por una onda de choque, la cual podría ser producida por una descarga parcial. Se refiere a la señal detectada por el sensor PZT.

Ondas longitudinales (también llamadas de presión): Estas ondas consisten en la alternancia de fuerzas de compresión y expansión en la dirección de propagación. Se propagan tanto en sólidos como en líquidos y gases. En ellas la dirección de propagación de la onda y de la vibración coincide. Son las que nos interesan a la hora de medir tiempos de vuelo.

Ondas transversales (o de corte): Una onda de presión en el medio, incidente de forma perpendicular sobre el tanque generará movimiento en la pared del tanque que es perpendicular a la dirección de propagación, al igual que sucede en una cuerda al vibrar. En ellas la dirección de propagación de la onda y de la vibración son perpendiculares. Producen errores en la localización ya que el camino acústico que recorren no es directo.

Camino acústico directo: Vía directa de propagación desde la fuente de señales acústica DP hasta el sensor de localización en la pared del tanque.

Ráfaga EA: Grupo de oscilaciones EA que constituyen una señal transitoria completa producida por un solo evento DP.

Cuenta de oscilaciones EA: Número de oscilaciones EA que exceden el nivel de umbral del contador en un intervalo de tiempo, normalmente un segundo, o un número de ciclos, dependiendo del instrumento usado.

Cuenta de ráfagas EA: Relación que denota el número real de eventos discretos EA o ráfagas por unidad de tiempo, normalmente en 1 s, o por ciclo de la onda de tensión alterna (20ms).

Ultrasonido: Ondas mecánicas en las que se propaga una vibración de las partículas del medio (sonido) cuya frecuencia es superior a 20 KHz. En nuestro caso estará centrado en 150 KHz.

2.2. Descargas Parciales

Descarga parcial es el nombre dado a un fenómeno eléctrico que consiste en la ruptura de un aislamiento eléctrico de alta tensión. Si estas descargas se producen y pasan desapercibidas pueden tener consecuencias muy graves. La clave para prevenir cualquier problema o riesgo derivado de ellas es su detección y medida predictiva.

La razón principal por la que se producen estas descargas parciales es el envejecimiento de los aislamientos. En virtud de los niveles de alta tensión, es probable que los aislamientos eléctricos sufran continuos daños. Por tanto, un control riguroso puede ahorrar una gran cantidad de tiempo y dinero. Existen diversas razones por las que las descargas parciales pueden comenzar a producirse. Por ejemplo, la fuente puede ser una región en un cable o en un transformador, por lo que conviene identificar su procedencia y localización. Adicionalmente, se tiende a que los datos obtenidos durante una campaña de medidas puedan ser procesado inmediatamente e incluso.

Las descargas parciales también aparecen en motores y generadores. Sin embargo, centraremos la atención en transformadores por su importancia y por los métodos acústicos de medida empleados. Otras piezas de equipos eléctricos, tales como cambiadores en carga y bobinas de alta tensión también son vulnerables a rupturas repentinas, por lo que también son monitorizados. Los interruptores son otro tipo de elemento eléctrico que también tiene tendencia a fallar después de un uso prolongado. El fallo en el interruptor suele producirse debido a las altas corrientes que lo atraviesan en los transitorios de conmutación. Los cables de alta tensión son también propensos al fallo, ya que fácilmente se deterioran con el tiempo. En todos estos elementos eléctricos interesa monitorizar las descargas parciales.

2.3. Métodos de detección y medida de descargas parciales.

La descarga parcial (en el orden de picoculombios) no se puede medir directamente, por lo que se ha de recurrir a la detección de fenómenos derivados de la energía que contienen. Esto puede ser: como impulso eléctrico, a través de los compuestos residuales que añade al aceite, emisión de luz, y como generación de impulsos de ultrasonidos fruto de la gran disipación instantánea de energía. Sus principales características son amplitud y localización de procedencia.

De entre las distintas técnicas de detección, en este proyecto se trabaja con las basadas en las ondas ultrasónicas generadas. Esta no está influida por los fuertes campos y además aporta información adicional para la localización de su origen si se utilizan técnicas de triangulación mediante la medida de retardos de propagación que se producen en un transformador, lo cual justifica la elección en este caso. No obstante los métodos de medida son los siguientes:

- a) Radio frecuencia VHF: La medida de ondas de radio VHF está en el rango de frecuencias de 30 MHz a 300 MHz. Esta medida VHF está generalmente asociada con antenas aéreas, pero no exclusivamente. Algunos dispositivos receptores tipo ventana también pueden monitorizar la gama VHF.
- b) Radio frecuencia UHF: La medida de ondas de radio UHF está en el rango de 300 MHz a 3 GHz. Estas medidas se realizan a menudo usando una antena UHF. Con este método las pruebas se ven menos afectadas por el ruido externo. Las DP de tipo corona emiten sólo hasta una frecuencia de unos 300 MHz. Estas señales suelen atenuarse al recorrer ciertas distancias. Las estaciones de TV y de telefonía móvil operan en la banda UHF por lo que pueden introducir elevados niveles de ruido.
- c) Transformadores de corriente de radio frecuencia (RFCT): Los RFCTs están diseñados para medir hasta varios MHz. Se pueden situar en las tomas a tierra y/o en las llaves de los aisladores. Generalmente el RFCT se considera por sí mismo no intrusivo; sin embargo puede requerir un corte de la línea para su instalación. Puede utilizarse para ambas formas de medida *en* línea y fuera de línea.
- d) Condensador de acoplo (CC): El sensor del CC interactúa directamente con el terminal de tensión. Este es el método descrito en la norma [IEC00]. Este es un método bastante común en pruebas de fábrica. Los resultados son medidos en picoculombios. Esta medida funciona bien en un ambiente controlado libre de ruido, pero no en campo.
- e) Emisión acústica (EA): Consistente en el uso de uno o más transductores ultrasónicos sensibles a la EA generada por la fuente de DP. La emisión de ultrasonidos abarca un ancho de banda por encima de 1 MHz. Debido a las características de propagación del medio aislante (aceite) y a la estructura

mecánica interna del equipo. Sin embargo, la EA ultrasónica se detecta en el rango de frecuencias de 20 KHz a 500 MHz.

- f) Luz ultravioleta (UV): Detecta la luz UV generada por descargas tipo corona, la DP externa sobre superficies y arcos. Este método generalmente detecta eventos externos dentro de la línea de visión. Con la ayuda de filtros que bloquean la luz del día y cámaras sensibles, las medidas UV se pueden obtener con luz solar.
- g) Análisis en gas disuelto (DGA): En el caso de DP en huecos o burbujas de gas, se forma principalmente hidrógeno junto con cantidades significativas de metano (10 % típicamente) y menores cantidades de otros gases. También pueden producirse cantidades variables de óxidos de carbono si las descargas parciales se producen en celulosa, aunque normalmente en menores cantidades que de los otros gases. En otras descargas en aceite o papel, se forman cantidades significativas de varios tipos de hidrocarburos (incluyendo acetileno) junto al hidrógeno. Es el más extendido. En transformadores en campo se hace periódicamente.

Cabe decir que en medidas de campo estos métodos suelen ser combinados entre sí para así obtener mejores garantías. En particular, a partir de una detección de posibles descargas en transformadores con el análisis DGA, se puede recurrir a una medida acústica sin descarga con el fin de corroborar el defecto y acotar su procedencia.

Las medidas combinadas eléctrica y acústica o acústica y UHF, junto a la detección con redundancia, permiten cuantificar la descarga y localizarla [Markalaris Tesis].

2.4. Sistemas de detección acústica de descargas parciales.

El trabajo de detección y localización mediante descargas parciales (DP) se lleva a cabo tanto en fábrica como en campo. Cabe mencionar que los sistemas acústicos DP se emplean con mayor frecuencia cuando la DP se identifica como resultado de otros procedimientos de diagnóstico, como el análisis en gases disueltos y las medidas DP eléctricas.

Se pueden establecer dos grandes categorías de sistemas de localización acústica: sistemas completamente acústicos y sistemas con un disparo (*trigger*) a partir de la medida eléctrica. Además de los sistemas acústicos de monitorización continua (*on-line*) se usan principalmente en lugares donde se sabe de antemano que las probabilidades de que los eventos sucedan son elevadas. El sistema implementado en este proyecto es para disparo DP eléctrico. Este sistema consta de una serie de transductores ultrasónicos sensibles a las emisiones acústicas generadas por un evento DP y de un aparato de medida de corriente o tensión que detecta la señal DP

eléctricamente. Se suele considerar que la señal eléctrica se detecta de forma instantánea. Cuando se utiliza este supuesto, el instante en que se detecta la señal que llega de la señal eléctrica es tomado como origen de tiempos para el evento DP. La diferencia entre los tiempos de llegada de la señal eléctrica y una señal acústica es el tiempo de propagación entre la fuente DP y esa localización del sensor. De esta forma, la localización DP se basa en los tiempos absolutos de llegada a cada sensor y no en la diferencia de tiempos de llegada entre sensores como sucede en los sistemas completamente acústicos.

2.5. Señales acústicas y características de transmisión.

2.5.1. Señales acústicas.

La energía que crea una señal acústica procede de fuentes DP, mecánicas y térmicas.

La Figura 2.1 muestra una forma de onda procedente de un sensor acústico montado fuera del tanque de un transformador típica para un impulso DP. El eje horizontal muestra el tiempo en microsegundos. El impulso tiene una duración de 144 μ s desde que cruza el umbral por primera vez hasta la última. El eje vertical es adimensional e indica amplitud. El número de impulsos acústicos por unidad de tiempo, normalmente 1 s, es una medida de la actividad acústica.

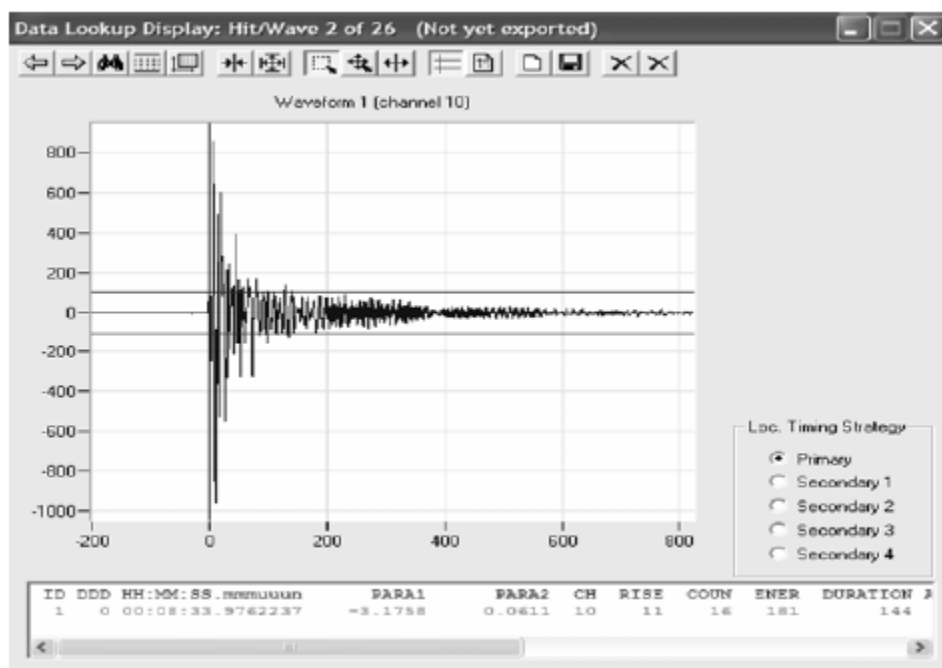


Figura 2.1 - Típico impulso EA.

La Figura 2.2 es un detalle de la Figura 2.1. Hay 16 oscilaciones fuera del umbral indicado de ± 100 .

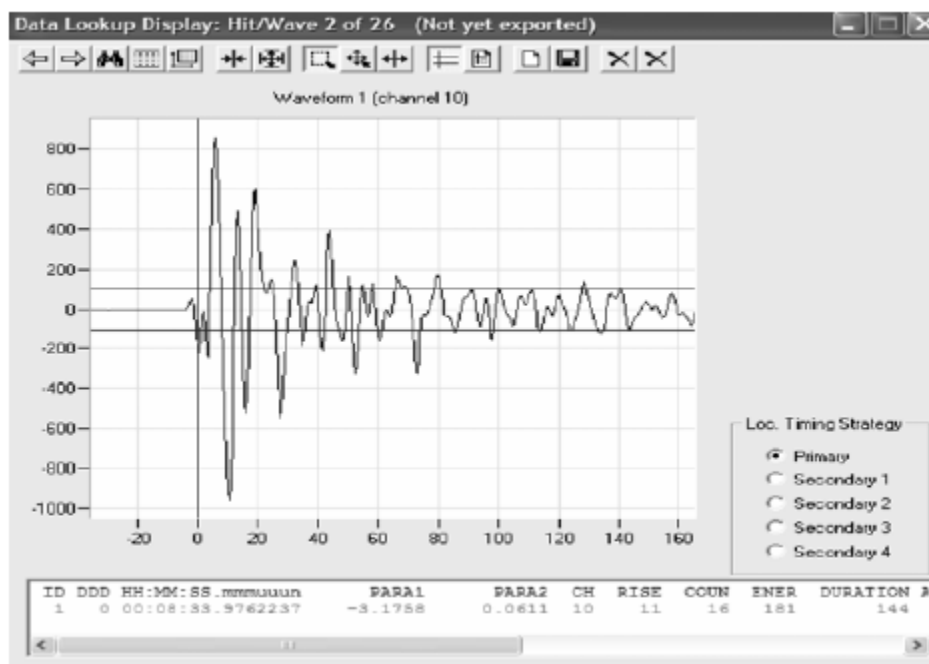


Figura 2.2 — Oscilaciones en un impulso EA

Los sistemas básicos de detección de EA pueden contar impulsos y oscilaciones. Para contar impulsos, la parte oscilatoria de la ráfaga en descomposición se elimina con un circuito demodulador u por saturación. Esto asegura que cada impulso emitido se graba como un único evento discreto. Los impulsos pueden grabarse entonces para una amplitud establecida durante más de 1 s de registro. Además, pueden obtenerse varias amplitudes de los impulsos EA con la ayuda de un analizador de la altura del pulso, de nuevo sobre la base de 1s de duración. Esto se suele reforzar con sistemas automáticos. Si los pulsos DP son más rápidos que el tiempo de relajación del transductor o la ventana usada para la clasificación de impulsos y en la distribución de los mismos.

2.5.2. Propagación de la señal acústica desde la fuente a la pared del tanque

Las fuentes DP activas producen señales EA que se propagan lejos de la fuente en todas direcciones. Las señales acústicas viajan a través del medio (aceite) para finalmente llegar a la pared del tanque. La distancia recorrida en un medio particular depende del tiempo que tarda la señal acústica en completar su recorrido como se ve en la siguiente ecuación:

$$\text{Distancia recorrida} = \text{Velocidad de la onda acústica en el medio} \times \text{Tiempo}$$

En consecuencia, los sensores situados en diferentes posiciones de la pared del tanque, es decir, a diferentes distancias de la fuente, experimentarán diferentes tiempos

de llegada de la señal. Nuestro tanque tiene unas dimensiones de 400 x 700 mm por lo que cabe esperar unos tiempos de vuelo inferiores 600 μ s.

Para el caso del sistema completamente acústico, es posible detectar la diferencia en el tiempo de llegada de la señal viendo la relación entre un sensor y otro. Esto a su vez permite la estimación de la diferencia en las dos distancias del camino de propagación. Para el caso del sistema combinado electroacústico, puede detectarse el tiempo de retraso entre la fuente y el sensor, y con ello, la longitud absoluta del camino entre la fuente y un sensor dado.

Para la localización de la fuente DP normalmente se asume que la señal acústica recorre el camino acústico directo, siguiendo una línea recta desde la fuente hasta el sensor. Por desgracia, este no es siempre el caso debido a la complejidad que puede presentar el medio por el que se transmite la onda al producirse fenómenos de reflexión, difracción en diferentes materiales y otros efectos. Para evitar estos problemas que conllevan errores en la determinación de los tiempos de propagación y con ello en la estimación de las distancias es importante confirmar la localización estimada de la fuente repitiendo los cálculos de distancias para varias posiciones de los sensores.

2.5.3. Propagación de la señal acústica a través de la pared del tanque

Se trata de un fenómeno complejo mediante el cual la onda también viaja a través de la pared del sensor y a una velocidad mayor (ondas transversales), por lo que llegará antes que la onda directa (Ver Figura 2.3). No obstante, el problema se reduce si el sensor se sitúa en el interior del tanque, como sería el caso de sensores con fibra óptica.

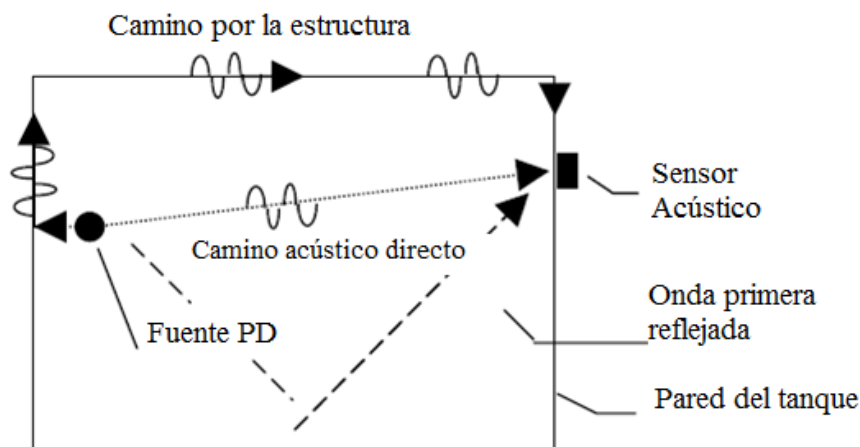


Figura 2.3 – Ilustración de los caminos típicos de propagación de la señal acústica.

2.5.4. Velocidad del sonido en el aceite

Para calcular la distancia entre la fuente DP y el sensor se suele emplear una velocidad de 1413 m/s a 20 °C. Esta velocidad es mayor a medida que la temperatura del medio aumenta. Sin embargo, no se suele tener en cuenta su variación ya que la incertidumbre debida a la propagación en el material es normalmente mucho mayor. No obstante, los ensayos los llevaremos a cabo con emisión y detección acústica exclusivamente en un tanque de agua dulce, donde la velocidad de propagación es de 1482 m/s. Aceite y agua presentan comportamientos similares, por lo que su ensayo con agua es equiparable a la aplicación. En la práctica, la velocidad también depende de la existencia de otros materiales que se pueden interponer en el camino de la onda.

2.6. Sistemas de Detección Acústica. Especificaciones del equipo

Hay una gran variedad de instrumentación posible para la detección y localización de EA. En este apartado se dan nociones importantes del equipo a manejar y se especifican los medios empleados en este proyecto.

2.6.1. Sistemas que registran un único evento

Un sistema típico contiene los siguientes componentes:

- a) Un sistema de detección digital. Este podría consistir en uno o más osciloscopios digitales de cuatro canales con muestreo para cada canal de al menos 1GS/s y una profundidad de memoria superior a 5000 muestras. Las unidades de adquisición de datos disponibles para ordenadores se podrían usar si cumpliesen estos requisitos. Es útil poder disponer de otras características como promediado, detección de pico, zoom, medidas y almacenamiento y registro de datos.
- b) Sensores (ver siguiente epígrafe).
- c) Cableados y fuentes de alimentación para los sensores.

2.6.2. Sensores externos

Los primeros sensores desarrollados para la detección de EA son acelerómetros o sensores electro-acústicos (piezoeléctricos) ubicados sobre las paredes de la cuba del transformador, selectivos a frecuencias ultrasónicas (típicamente entorno a 150 kHz). Debido al entorno favorable en el laboratorio, estos últimos son los empleados para las medidas realizadas.

No obstante, en las condiciones no tan favorables donde se suelen usar estos métodos, las señales adquiridas con estos sensores presentan problemas por la atenuación entre aceite-tanque y tanque-sensores, por la presencia de barreras mecánicas internas, y por la superposición e interferencia del resultado de varias trayectorias de las señales acústicas. La tendencia actual es ir hacia la utilización de sensores internos que además facilitan la localización en las mejores. Los sensores de fibra óptica presentan grandes ventajas en este campo, ya que soportan las exigencias de la instalación en el entorno hostil del transformador.

Puesto que la frecuencia principal de una descarga parcial de 150 pC es de 100 kHz, se podrían escoger sensores con frecuencias de resonancia (para ondas longitudinales) de 60 kHz o 150 kHz. En nuestro caso empleamos sensores de 150 kHz tipo R15 I (Ver Figura 2.4). Para descargas mayores la frecuencia debería disminuir. La atenuación también afecta a las altas frecuencias en mayor medida que a las bajas. Estos factores favorecen el uso del sensor de 60 kHz en fábrica. Sin embargo, en trabajos de campo, el ruido es mayor y sus armónicos están en frecuencias de 20kHz a 60 kHz. Por ser dispositivos piezoeléctricos, los sensores también responderán a la variación de campos electromagnéticos. Para minimizar este efecto, el transductor puede ser tanto de tipo diferencial (utilizando dos cristales con la fase invertida para reducir el ruido) como apantallado con un solo cristal y un circuito de preamplificación integrado. Este último tipo es el que emplearemos debido, en comparación con el resto, a que proporciona mayor sensibilidad. Este tipo es del que se dispone en el laboratorio.

El gel o lubricante acoplador acústico debería aplicarse en la cara del transductor o en la pieza de unión antes de medir. Se prefieren los geles o sólidos que mantienen una alta viscosidad en la pared a la temperatura de funcionamiento para transferir la señal apropiadamente. Son apropiados los acopladores para propósitos de test no destructivos con ultrasonidos. Se recomienda gelificado de glicerina y grasa de silicona por su eficiencia, aunque la grasa de silicona puede resultar de difícil limpieza en la superficie del tanque. El gel acoplador empleado para nuestras medidas es Soundsafe® de la marca Sonotech.



Figura 2.4 – Foto de unos de los sensores R15 I empleados, situado en el exterior del tanque próximo a un hidrófono.

2.6.3. Sistema de tres sensores

Este sistema optimiza la sensibilidad y rechaza las señales no DP. Está compuesto de tres sensores acústicos situados relativamente cerca instalados en un chasis rígido que se puede desplazar. Se sitúa un sensor eléctrico para detectar el momento de origen de la DP, lo cual permite determinar el tiempo transitorio total del frente de onda. Este sistema está pensado para ser operado por una persona con experiencia suficiente que le permita buscar posibles señales DP y su origen. El marco detector se mueve para seleccionar posiciones en la pared. En cada posición se da un juego de disparos distinto y se estudia la configuración de tiempos correspondiente en la unidad de evaluación. Se aplican algoritmos adecuados en la unidad de evaluación para determinar la dirección y también la distancia a la fuente de descargas.

2.6.4. Filtros

El uso de un filtro paso banda es opcional. Su propósito es el de anular muchos de los efectos de las señales que no están asociados con DPs. Entre ellos se hallan las vibraciones producidas por la acción magnetoestrictiva de núcleos de transformadores (ruido Barkhausen), bombas y ventiladores. La mayoría de ellos están por debajo de los 30 kHz; sin embargo, el ruido Barkhausen en ocasiones se encuentra en entorno a los 50 kHz. Por lo tanto, se necesita una franja paso alto con frecuencia de corte 100 kHz y con una transición rápida en frecuencia. Un paso banda razonablemente generoso (200 kHz) permite variar entre los diferentes transductores en cuanto a su frecuencia de resonancia.

El filtro paso banda tiene unas frecuencias de corte superior e inferior (f_L y f_H). Estas son las frecuencias a las cuales la respuesta a una señal sinusoidal de voltaje a su entrada EA 3 dB de su valor máximo. Cuando se utiliza con un sensor de 150 kHz, la f_L debería ser de unos 100 kHz y la f_H entorno a los 300 kHz. La atenuación progresiva característica del filtro para la sección paso alto debería ser de al menos 240 dB/década. Lo que significa que, en relación a la señal de interés (150 kHz), a 50 kHz la señal se vería atenuada 48 dB. El filtro paso bajo debería atenuar a no menos de 120 dB/década, de forma que ha 600 kHz la señal estaría atenuada 24 dB. Esto es posible a través de filtros digitales.

Ventajas de los Filtros Digitales frente a los Analógicos

Un filtro analógico tiene una señal analógica tanto a su entrada como a su salida. Ambas son funciones de una variable continua t y puede tomar un infinito número de valores. El diseño de filtros analógicos es sencillo, existen diseños de filtros muy probados y se encuentran fácilmente en la literatura. Sin embargo, este tipo de diseño de filtros está a menudo limitado por la precisión de los componentes a utilizar y a la pérdida de flexibilidad en el diseño y modificación del filtro. Su complejidad y estas limitaciones se hacen más evidentes para filtros de orden superior a 2 – 4 polos.

La adquisición de muestras y las herramientas de procesamiento digital de la señal han hecho posible reemplazar los filtros analógicos con filtros digitales en aplicaciones que requieren flexibilidad y programabilidad. Las ventajas de los filtros digitales sobre los filtros analógicos son:

- Son programables por software, por lo que son fáciles de “construir” y probar.
- Tan solo requieren de operaciones aritméticas de multiplicación y suma/resta por lo que son más fáciles de implementar.
- Son estables (sus parámetros no cambian con el tiempo o la temperatura) y predecibles.
- No tienen derivas con la temperatura o humedad o requieren componentes de precisión.
- Están disponibles para su implementación rápida en herramientas informáticas como Matlab o en el entorno LabVIEW.
- No sufren variaciones por fabricación o envejecimiento.

Los filtros empleados son filtros digitales FIR (Finite Impulse Response). En estos filtros la salida únicamente depende del estado actual de la entrada y de los valores anteriores de ésta, pero nunca de su salida previa. Los filtros FIR tienen la gran ventaja de que pueden diseñarse para ser de fase lineal. Además son siempre estables. Por otro

lado, necesitan de un orden mayor respecto a los filtros IIR para cumplir las mismas características. Esto se traduce en un mayor gasto computacional.

2.7. Sistemas de caracterización de emisiones acústicas

2.7.1. Introducción

Para caracterizar si una señal EA es DP se suelen considerar diversos factores como la longitud de la ráfaga y el tiempo de subida de la primera oscilación.

Las descargas parciales obtenidas por métodos convencionales eléctricos emplean un umbral alto para predecir una actividad intensa. Estos niveles generalmente están entre 300 pC y 500 pC. Debido a las variaciones en las señales acústicas causadas por la distancia y por la intervención de barreras estructurales, dicho umbral es distinto para cada sistema acústico. Además, las diferencias en ajustes de ganancia del amplificador causan diferencias de amplitud. Por lo general, se encuentran dos tipos de actividad DP: continua y esporádica.

En la continua, los impulsos DP están presentes todo el tiempo, aunque tendrán una amplitud EA variable. Este tipo de señal es el típico producido por una fuente energética de DP.

La actividad esporádica puede subdividirse en los siguientes tipos:

- a) EA esporádicas procedentes de un fuente continua DP. Se caracterizan por tener una actividad durante todo el tiempo pero con cortos periodos de reposo. Este tipo de señales pueden ser producidas por fuentes de exposición en conductores y conectores, defectos en aislamientos, circuitos sin conexiones a tierra.
- b) DP esporádicas con largos periodos de reposo (incluso minutos) seguidos de periodos cortos de una actividad muy elevada. Este tipo de señal se asocia a descargas estáticas y malos contactos. Los arcos de corta duración producen señales con mucha energía durante los periodos activos.

Normalmente es posible determinar la posición en la pared del tanque donde el transductor está más cerca de la fuente DP. Esto no da información de la distancia desde esa posición a la fuente. Sin embargo, si se observa la señal en un osciloscopio, se puede obtener alguna información al respecto. Por ejemplo, el pulso visto en la Figura 1.1 ha sufrido muy poca atenuación. Ello se deduce del elevado ratio del flanco de subida.

Si la señal DP se ha propagado a través de capas de materiales sólidos (acero, cobre, aislantes, etc.) el efecto de la atenuación no sólo habrá afectado las amplitudes

totales si no que también habrá modificado la envolvente de la ráfaga al redondear el primer flanco. En su extremo, la envolvente de la ráfaga adoptará una forma elipsoidal como se ve en la Figura 2.5. Utilizando este fenómeno es posible estimar si la fuente se encuentra cerca de la superficie o se halla inmersa dentro de un sistema aislante.

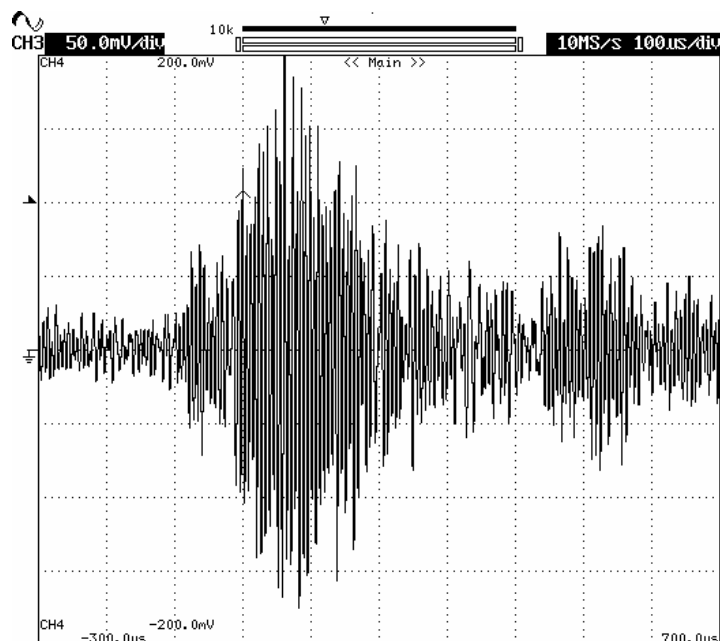


Figura 2.5 – Típica ráfaga EA mostrando los efectos de la atenuación.

No obstante, la atenuación vista en la ráfaga EA de la Figura 3.5 también puede ser debida a la colocación del sensor en la pared del tanque en una posición que este más allá del ángulo crítico. Si el sensor está situado en una posición más allá del ángulo crítico, la señal viaja en el plano de la pared del tanque como una onda de presión en lugar de hacerlo directamente a través de la pared como una onda transversal.

En la Figura 3.5 la onda de presión alcanza el sensor en primer lugar. Esto sucede entre $-100\ \mu\text{s}$ y $0\ \mu\text{s}$. Esto ocurre debido a que la pared del tanque donde se realizó la medida era de acero [IEEE 2007], medio en el cual la velocidad de propagación es mayor (5900m/s para ondas longitudinales) a la del líquido. Esta onda es seguida de cerca por una onda transversal entre $0\ \mu\text{s}$ y $200\ \mu\text{s}$. La combinación de las ondas longitudinal y transversal causa la ráfaga EA con envolvente elipsoidal. La forma de onda situada más allá de los $200\ \mu\text{s}$ procede de reflexiones de la señal.

Se debe ser consciente de que las características de respuesta del sensor pueden ser en ocasiones más apreciables que las características forzadas por la señal DP. Algunos expertos usan señales de longitudes de entre $40\ \mu\text{s}$ y 1ms como criterio de identificación de DP.

2.7.2. Ejemplos de caracterización basados en un único evento.

El rango de frecuencias de una señal está entre 50 kHz y 350 kHz. La frecuencia principal para una descarga aproximada de 150 pC es de 100 kHz a sabiendas de que para descargas mayores las frecuencias disminuyen.

En las figuras siguientes se muestran algunos ejemplos de señales. La señal en la traza inferior de la Figura 2.6 está en el dominio del tiempo (escala de segundos). La señal en la traza superior está en el dominio de la frecuencia (escala en hercios, Hz). El sensor usado tiene su rango de sensibilidad entre 20 kHz y 120 kHz, lo cual se visualiza claramente en el espectro. Puede observarse la aguda subida inicial en la trama temporal; la máxima amplitud se alcanza en la primera oscilación. La segunda, más suave, sucede a los 0.7 ms debido a la reflexión.

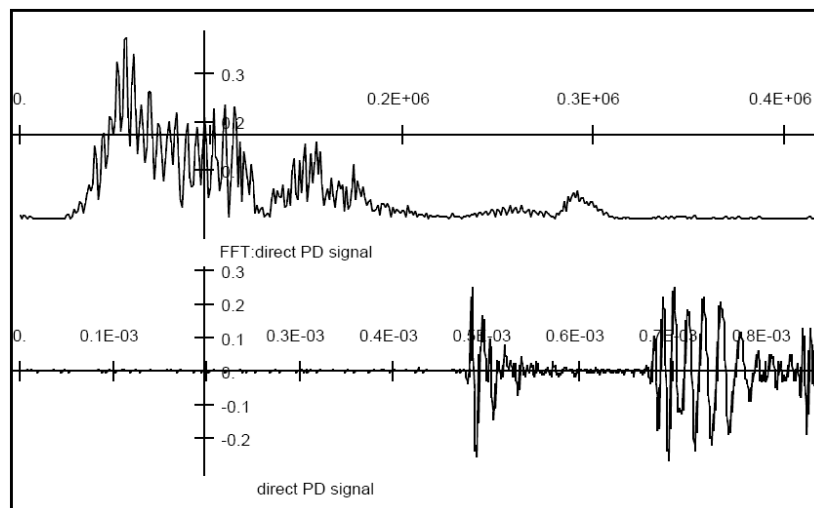


Figura 2.6 —Señal DP directamente grabada en un laboratorio externo (abajo) y su espectro de potencia (arriba).

En la parte inferior de la Figura 2.7 (escala en segundos) se muestra un comportamiento de dos pasos típico. La onda longitudinal llega en primer lugar con una amplitud menor que la transversal que llega unos 0.04 ms más tarde. El contenido en frecuencia (traza superior en hercios) depende ligeramente del grosor de la pared, su longitud, etc., pero permanece prácticamente invariable con respecto a una señal directa ya que predomina en él la respuesta del sensor, la cual en este caso se extiende hasta los 120 kHz. Es decir, en sensores resonantes como nuestro caso, la característica de frecuencia viene impuesta por el sensor, al igual que gran parte de la información temporal de respuesta.

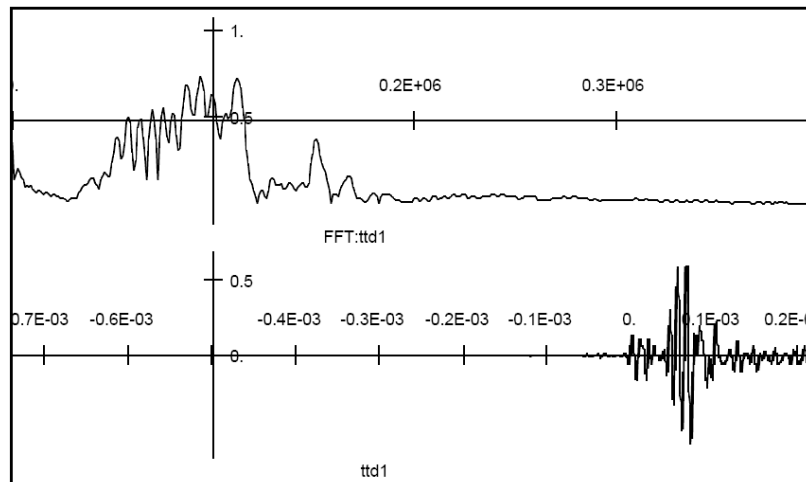


Figura 2.7 — Señal grabada en un laboratorio externo con claros signo de propagación en la pared del tanque, junto con su espectro de potencia.

El promediado puede ser un método muy efectivo para reducir el ruido, como se muestra en la Figura 2.8. El disparo está en este caso fijado en la amplitud de la oscilación más alta de la señal acústica. Para promediar se requiere un disparo estable y una elevada frecuencia de adquisición. Siempre deberían tomarse varios promediados para evitar coincidencias oportunistas. Siempre que se pueda hacer, promediar es el método más efectivo para reducir el ruido. Nótese, por ejemplo, como las indicaciones de que una señal aparece son muy débiles (-0.3 ms en la traza superior). Estas observaciones son a menudo la clave para una localización satisfactoria.

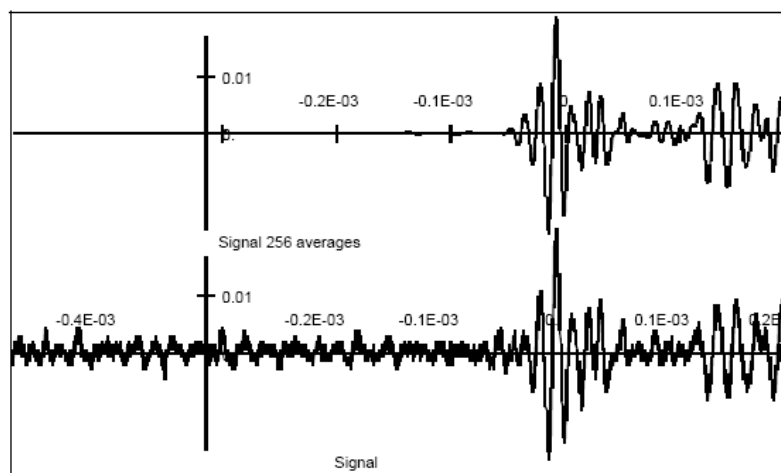


Figura 2.8 — Señal clara con indicadores de propagación por la pared (abajo). Estas indicaciones son confirmadas con el promediado (arriba).

2.7.3. Caracterización basada en registros durante largos periodos.

Las estaciones portátiles DSP (*Digital Signal Proccesor*) son sistemas que procesan y muestran visualmente las ráfagas procedentes de sensores EA y un número de señales características frente al tiempo, tiempo acumulado o ambas en formatos de dos y tres dimensiones. Esto se consigue con múltiples sensores simultáneamente. Las características de las señales incluyen amplitud, energía, impulsos DP, duración de la señal (microsegundos), impulsos DP frente a la fase del voltaje de frecuencia principal, lugar donde la información de desfase está disponible y tiempos de subida.

El software en estos sistemas presenta ciertas ventajas para conocer características de las DP. De esta forma se reducen notablemente las falsas indicaciones de DP. Las características incluyen:

- a) Las señales suelen ser asíncronas en relación a la frecuencia de excitación (p.ej. 50 Hz). De esta forma si la señal recibida es síncrona con la frecuencia de excitación será normalmente ruido.
- b) Duración de la ráfaga.
- c) Tiempo de subida de la primera oscilación que cruza un umbral.

El software emplea los datos recopilados por el sistema con un algoritmo localizador de DPs. Estos pueden generar la mejor estimación y ser mostrados en tres dimensiones para facilitar la localización gráfica de la fuente emisora de DPs.

2.7.4. Monitorización continua de control.

Los sistemas de monitorización que envían información a lugares remotos están destinados a alertar al personal de mantenimiento e ingeniería de posibles problemas que pueden estudiarse a través de una monitorización más intensa. Estos sistemas suelen tener menor capacidad de procesado que los sistemas consistentes en estaciones de trabajo DSP. La información transmitida normalmente es limitada.

2.7.5. Comparación entre señales eléctricas y acústicas.

Una DP presenta, además de otros fenómenos, un pulso eléctrico con un rápido transitorio y una emisión acústica. Dependiendo de la localización de la DP y del camino recorrido entre fuente y detector, puede usarse tanto la señal eléctrica como la señal acústica para detectar la DP. Ambos métodos tienen distintos medios de detección y sensibilidades para las señales no deseadas (ruido). Por lo que pueden ser redundantes en algunos tipos de DP o complementarias en la detección y caracterización.

La detección acústica de DP es más útil para eventos dentro del campo acústico de los transductores PZT. Esto limita el rango de detección pero también la cantidad de ruido.

La detección eléctrica de DP cubre un área más amplia. Por otro lado, también se detecta el ruido externo y es difícil de eliminar. La correlación entre la lectura del instrumento y la magnitud real de la descarga es mejor que con el método acústico. También permiten mejores comparaciones entre las medidas de fábrica y las medidas de campo.

2.8. Interpretación de la actividad acústica

En el laboratorio, puede ser posible correlacionar características de las EA con niveles eléctricos de DP (picoculombios). Sin embargo, esta correlación no puede emplearse en trabajos de campo debido a las perturbaciones externas y a los efectos atenuadores en las señales tanto acústicas como eléctricas. Esto significa que no se pueden determinar valores absolutos de actividad de DP a partir de medidas de EA realizadas en campo.

Por otro lado, es importante verificar la señal acústica debida a la existencia de descargas parciales internas frente a algunas otras fuentes como el ruido mecánico. Estas verificaciones requieren de experiencia y de otras evidencias tales como la presencia de indicadores de gases disueltos o de DP eléctricas. El procesamiento de datos también puede ser de gran ayuda en esta tarea, a la hora de clasificarlas basándose en las particularidades de cada fuente individual (amplitud, duración, energía, número de cuenta, etc.).

En general, una fuente de DP más intensa producirá una amplitud y una frecuencia de cuenta de la EA mayor que una fuente débil. Esto es porque en el lugar de una descarga intensa puede haber múltiples localizaciones o perturbaciones que están produciendo mayor energía DP y EA. No obstante, la medida acústica por sí sola no proporciona un diagnóstico.

2.9. Conclusiones

El módulo de adquisición del que disponemos permite la adquisición simultánea de dos canales a 100 MSps con una resolución de 14 bits. Como se ha visto en el epígrafe 2.6 *Sistema de tres sensores*, se requieren más entradas para optimizar la sensibilidad del sistema y rechazar las señales no procedentes de descargas parciales. Para conseguir un mayor número de sensores se precisa de un sistema multiplexor externo el cual se desarrolla en el epígrafe 5.2 *Tarjeta Multiplexora*. El sistema tiene que ser flexible para permitir una apropiada interpretación de la actividad acústica, ello requiere de una primera determinación de eventos seguida de un posterior registro continuo. La instrumentación virtual con LabVIEW posibilita esa flexibilidad, la cual es abordada en los primeros puntos del epígrafe 6. *Instrumentación Virtual*. Por último, ha de tener una capacidad de procesamiento acorde a las necesidades de la aplicación, que realice la demultiplexación y filtrado y obtenga los parámetros temporales que permitan la localización. En el epígrafe 5.4 se detalla uno de los instrumentos creados a tal efecto.

3.DISEÑO DEL SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN

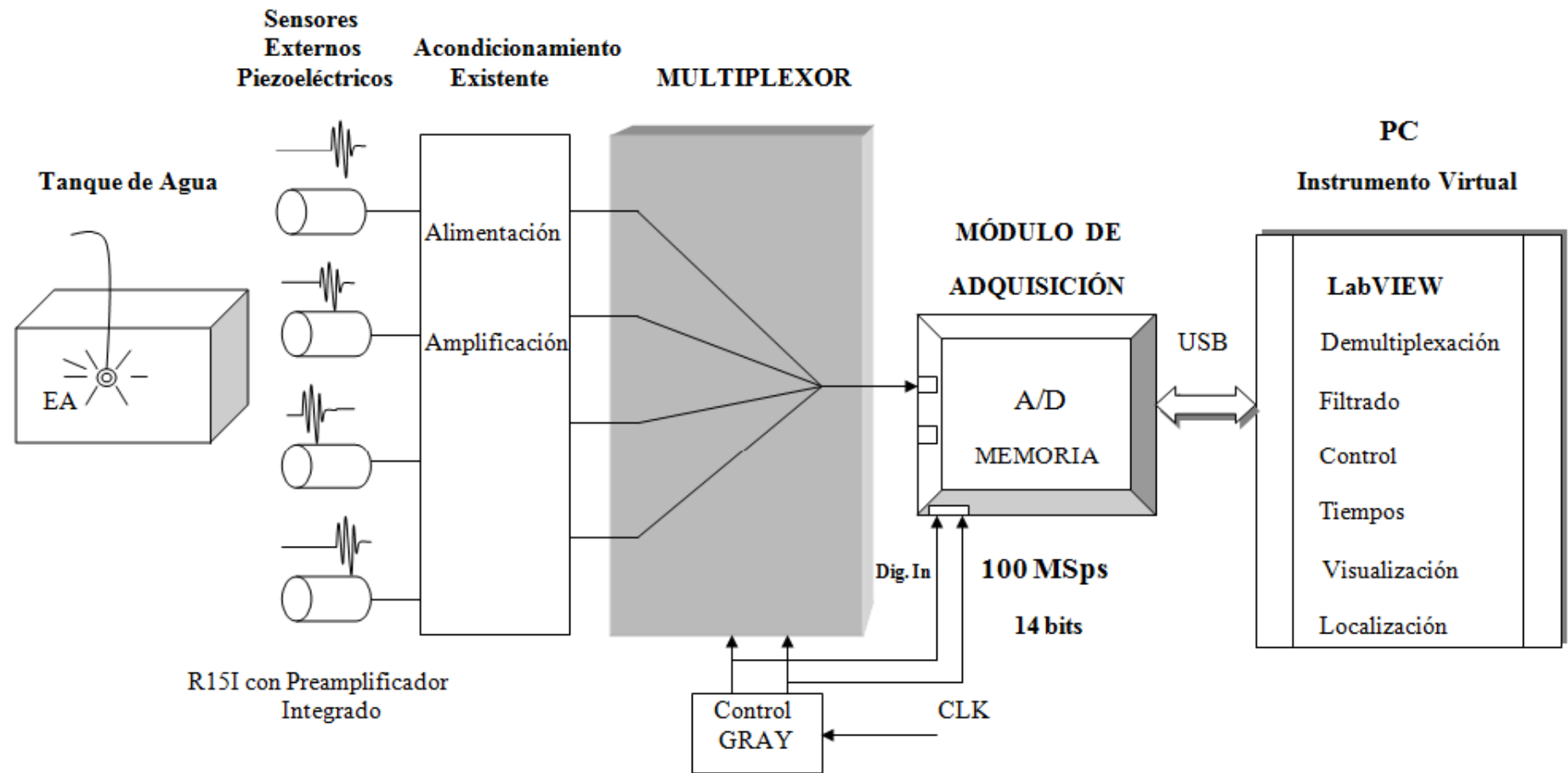


Figura 3.1. Diagrama de bloques de instrumentación y entorno de pruebas

3.1. Descripción general del sistema

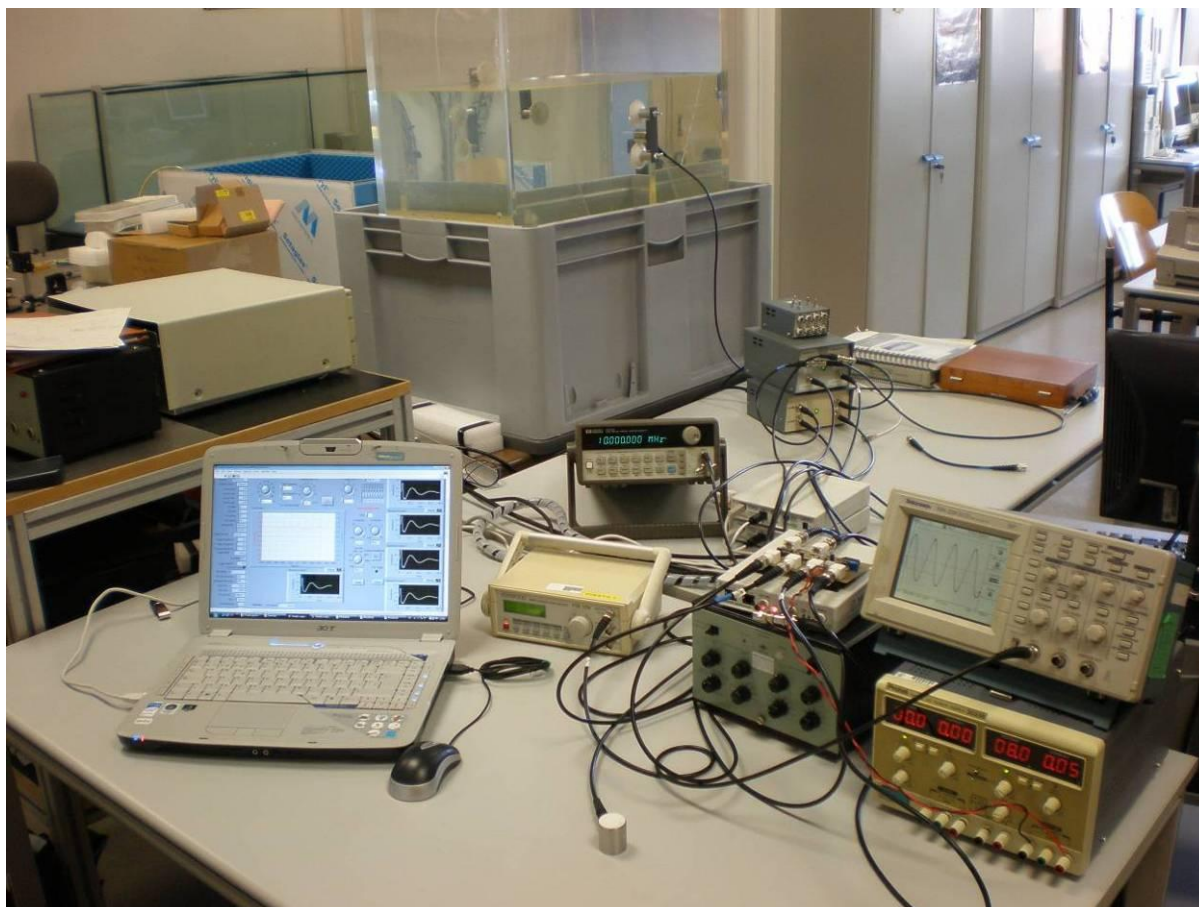


Figura 3.2. – Fotografía del equipo completo empleado en el laboratorio

El esquema de instrumentación está formado por 6 bloques fundamentales. En la Figura 3.2 se muestra una fotografía del sistema en el laboratorio.

Tanque de agua

Se trata de una cuba transparente de 500 x 700 x 400 mm rellena de agua dulce. Su interior es accesible por la parte superior, por donde se aprovecha para introducir un hidrófono como fuente emisora de ultrasonidos para los ensayos de caracterización de EA. Esta última dispone de libertad de movimiento en el interior del tanque. Ver Figura 3.3.

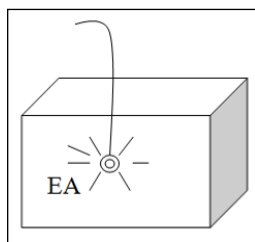


Figura 3.3 – Bloque representativo del tanque de agua con la fuente de EA en su interior.

Sensores piezoeléctricos externos

En la Figura 3.4 se muestran los símbolos representativos de los sensores situados sobre las paredes exteriores del tanque de agua. Estos sensores son de tipo piezoeléctricos R15i con unas frecuencias de resonancia de unos 150 KHz aunque su rango operativo es de 50 a 200 KHz. Tiene un preamplificador integrado de 40 dB y un acondicionamiento paso banda a la frecuencia 150 kHz. Su sensibilidad equivalente a esta frecuencia es de 1 V/Pa. Ver catálogo. Con ellos se adquieren las emisiones acústicas tras propagarse por el agua y la pared del tanque. En función de los tiempos de retardo de sus señales adquiridas se establece la localización de la fuente emisora.

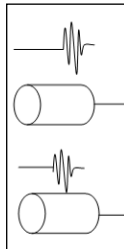


Figura 3.4 – Bloque de sensores piezoeléctricos R15 I.

Acondicionamiento básico

Esta parte del sistema está constituida por dos módulos. El primero se halla conectado directamente a los sensores mediante la entrada “sensores” que se encarga de alimentar los sensores mediante un Bias-T. Las salidas de este primer módulo “salida” se conectan directamente al módulo amplificador diferencial de bajo ruido y ganancia variable (x1, x10 y x100) cuyas salidas se conectan directamente a las entradas del circuito multiplexor. Ambos módulos no han sido diseñados en el presente proyecto, pero si empleados a lo largo de él.

Circuito multiplexor

Las señales acondicionadas son multiplexadas a alta velocidad con un multiplexor de elevado ancho de banda conmutado en secuencia Gray. La señal compuesta obtenida tras la multiplexación se lleva a uno de los canales analógicos del módulo de adquisición. Sobre este asunto trata el Capítulo 4.

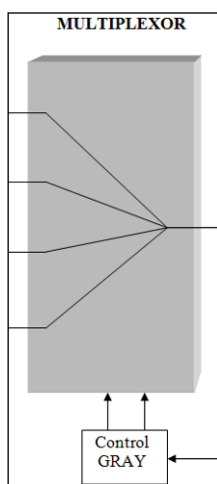


Figura 3.5 – Bloque de multiplexación previo a la adquisición

Módulo de adquisición

La señal multiplexada es adquirida a través de una de las entradas analógicas del módulo de adquisición a 100 MSps y con 14 bits de resolución. El módulo de adquisición tiene una profundidad de memoria de 4 MS. Ver Figura 3.6.

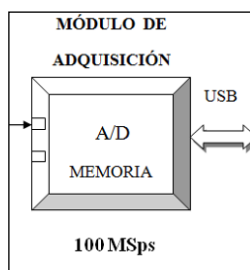


Figura 3.6 – Bloque del módulo de adquisición

Este módulo está conectado al PC a través de un cable USB 2.0. Transfiere su buffer de 4MS por esta interfaz. Ver Figura 3.7.



Figura 3.7 – Conexión USB entre módulo de adquisición y PC

Instrumentos Virtuales:

Desde el PC, se ejecuta el instrumento virtual adaptado a la aplicación y creado en el entorno LabVIEW, donde se introducen las órdenes y parámetros de adquisición. Este posibilita además un control de la adquisición, demultiplexación, filtrado digital FIR, medida de tiempos de retardo y de vuelo, permitiendo la localización y su visualización gráfica.

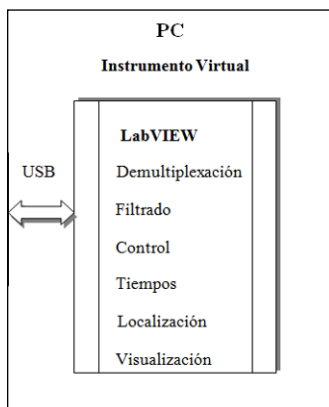


Figura 3.8 – Bloque de Instrumentación Virtual

4.IMPLEMENTACIÓN HARDWARE DEL SISTEMA

4.1. Módulo de adquisición

El módulo de adquisición empleado es un Cleverscope CS328A (Ver Anexo). Algunas de las características de este módulo son de gran interés para la aplicación buscada, ya que, su adquisición dispone de una buena resolución de 14 bits, presenta una gran velocidad de adquisición analógica y digital de 100 MSps y una buena profundidad de memoria que permite recoger muestras durante valores de tiempos suficientes (20ms/canal).

Este módulo se alimenta con una tensión continua de 9.17 V rectificada de la red. La transmisión de datos al PC se realiza a través de un cable USB.

Su funcionamiento responde a las características de un osciloscopio y de un analizador de espectro a las que se le suman numerosas ventajas derivadas del tratamiento software.

Entre los recursos hardware de este módulo se incluyen:

- Dos canales analógicos de 14 bits muestreados simultáneamente a 100 MSps.
- Acoplo AC o DC
- Ganancia automática de 20 mV a 800 V al cambiar la visualización gráfica.
- Trigger analógico con una resolución de un 1% de la tensión visualizada.
- Un trigger externo, ajustable de 0 a ± 20 V en incrementos de 40 mV.
- Ocho entradas digitales a 100 MSps.
- Un sistema de disparo basado en flancos ascendentes o descendentes de cualquier señal de entrada, opcionalmente calificados por una combinación de entradas digitales definidas por el usuario y una mínima o máxima duración del disparo.

- Un conector link bidireccional LVDS/RS422 a 100 Mbit/s que permite la conectividad entre varios módulos.
- Cada canal (2 analógicos, 8 digitales y el trigger) incluye un almacenamiento de 4M de muestras, proporcionando hasta 20 ms de almacenamiento simultáneo para todos los canales, con 10 ns de resolución.
 - El almacenamiento de muestras se puede asignar entre 2 y 1000 capturas variando en su tamaño entre 2M y 4000 muestras.
- Filtro anti-aliasing a 25 MHz de quinto orden para mejorar el análisis de espectro.

El fabricante también proporciona unos recursos software de manejo como osciloscopio, empleados en algunas fases del proyecto, ente los que destacan:

- Ventanas separadas, con movimientos independientes para visualizar la señal, ampliarla, ver su espectro en frecuencia y el panel de control. Cada ventana incluye unos trazadores de tiempo y amplitud y dos marcadores para realizar comparaciones.
- Análisis de espectro con una gran variedad de ventanas condicionales.
- Varios tipos de promediado de la señal (*Averaging*).
- Funciones matemáticas completas: + - / * sqrt, integral, diferencial y filtrado.
- Medidas de la señal: valores pico-pico, RMS, DC, ancho de pulso, periodo y frecuencia.
- Apertura y guardado de ficheros y funciones copiar-pegar de gráficos o datos a otras aplicaciones.

Un ejemplo de ventana del programa es el siguiente:

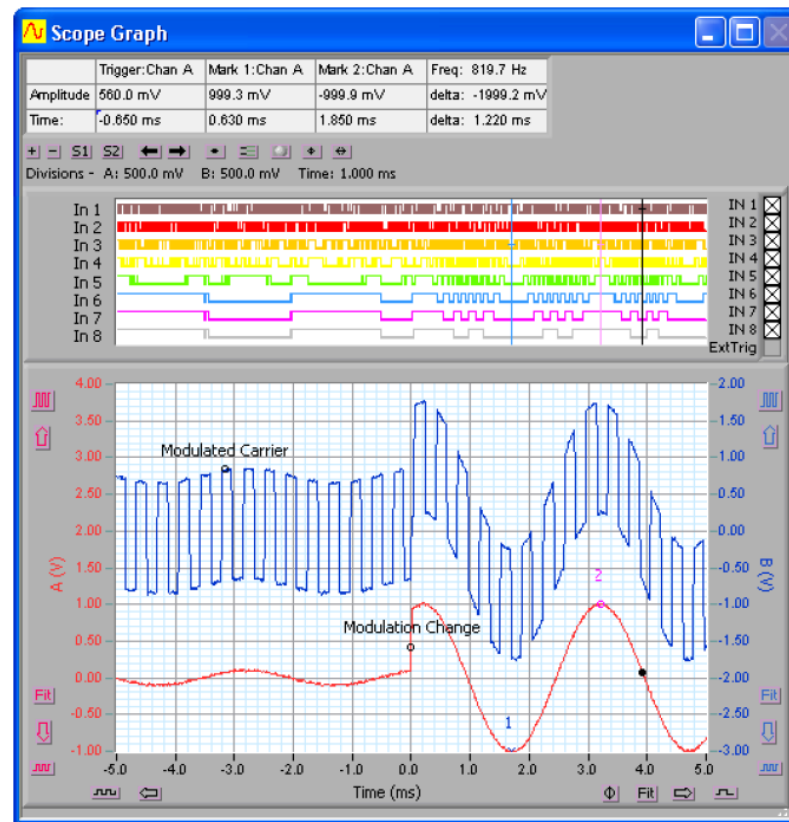


Figura 4.1 – Ejemplo de ventana del programa del fabricante.

Adicionalmente, el fabricante proporciona un instrumento virtual básico “Clevscope Control Driver LV85” mediante el cual adquirimos y manipulamos las señales en el entorno LabVIEW 8.6 (Ver capítulo 5).

4.2. Tarjeta Multiplexora

Las dos tarjetas empleadas para el desarrollo del proyecto han sido diseñadas con el programa OrCAD en su versión 15.6.

En esta tarjeta se han integrado los dispositivos que posibilitan la configuración de nuestro sistema de instrumentación con un único módulo Cleverscope. En ella se distinguen: alimentación, entradas y salidas, circuito de ajuste de continua y multiplexor analógico. En la Figura 4.2 se muestra una fotografía de la misma.

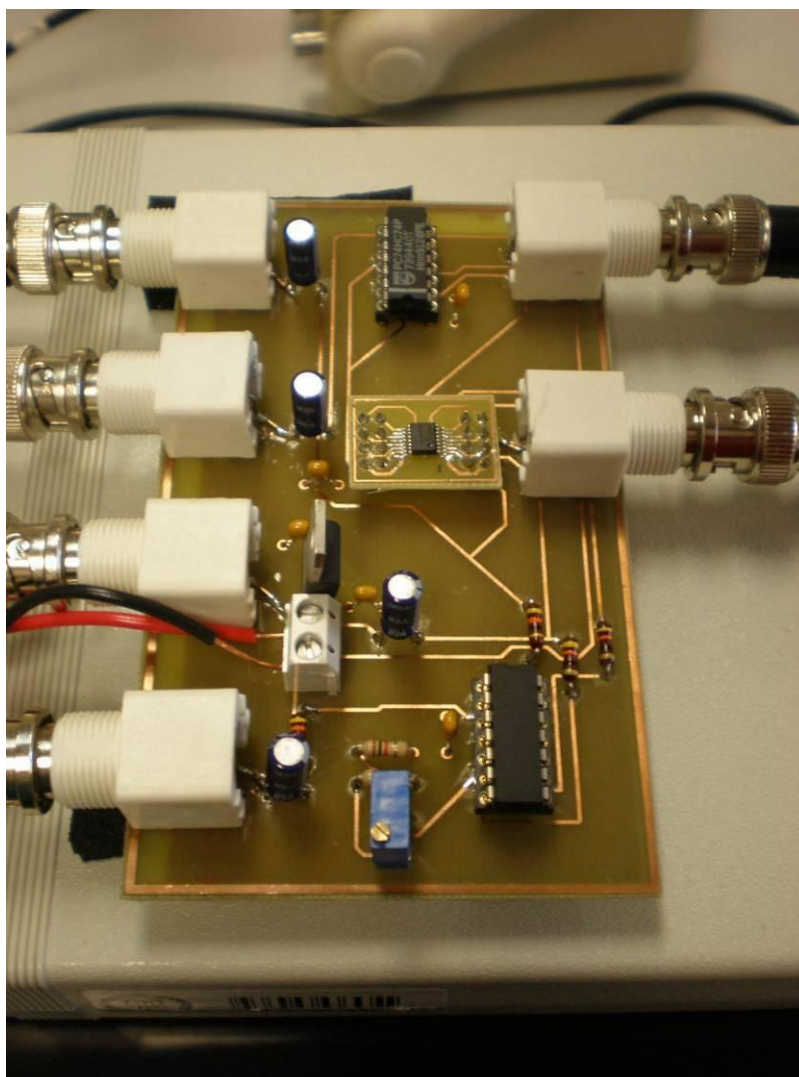


Figura 4.2 – Vista superior de la tarjeta multiplexora implementada.

Dicha tarjeta ha sido diseñada en dos capas. En la capa top se encuentra la gran mayoría de las pistas y es sobre ella donde se sitúan todos los componentes. En la capa bottom principalmente se ha emplazado el plano de masa y la pista de alimentación (+5 V). Ver Figura 4.3.

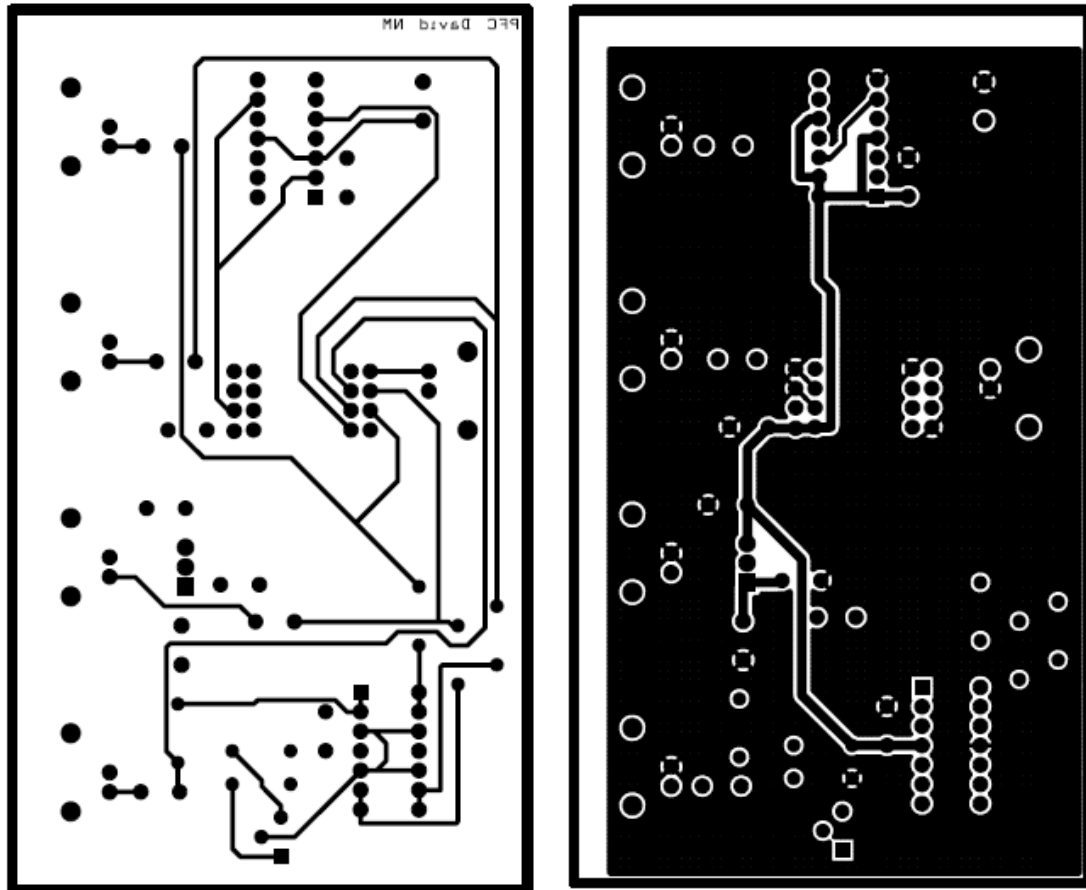


Figura 4.3 – Capas top (izquierda) y bottom para la generación del fotolito de la tarjeta multiplexora.



4.2.1. Selección del Multiplexor

La elección del multiplexor es uno de los factores críticos, pues condiciona plenamente las características del sistema. Se ha buscado un multiplexor que aproveche tanto el nº de entradas simultáneas del módulo de adquisición (2) como en lo posible la velocidad de adquisición de éste (100 MSps).

El dispositivo multiplexor elegido contiene dos multiplexores analógicos 4:1 de alta velocidad. La tarjeta implementada se ha diseñado para el uso de un solo multiplexor de los contenidos en el chip para, en primer lugar, establecer las características temporales de funcionamiento del dispositivo. No obstante, la disposición de multiplexor 2 x 4:1 permite la expansión del sistema hasta el uso de las dos entradas analógicas del módulo Cleverscope, lo cual posibilita una adquisición de 8 sensores, simultáneos dos a dos a 100 MSps.

Teniendo ya definido el tipo de configuración del multiplexor, el criterio de selección se ha basado en el máximo aprovechamiento de la velocidad de adquisición del módulo Cleverscope. Para ello lo ideal sería, multiplexar a 100 MHz, lo cual permitiría adquirir una muestra de cada canal cada 40 ns. Esto parece no ser posible debido a los tiempos mínimos necesarios para la conmutación del multiplexor y los tiempos de respuesta característicos.

Debido a que los tiempos típicos de conmutación de estos dispositivos son del orden de 150 – 300 ns, se ha realizado un análisis de multiplexores analógicos en busca del más apropiado para la aplicación. En tabla 4.1 se recogen algunos de los multiplexores analizados.

MODELO	Tiempos (ns)
ADG409	$t_{\text{transición}} = 120$
MCI4051BCP	$t_{\text{transición}} = 120 - 130$
HI518	$t_{\text{acceso}} = 130$
aAM3104	$t_{\text{transición}} = 12$
TS5A26542 (2:1)	$t_{\text{transición}} = 20$
ADG904	$t_{\text{transición}} = 12$
M74HC4852	$t_{\text{pd}} = 8.6$
CD54HC4316	$t_{\text{pd}} = 8$
LMH6574	$t_{\text{switching}} = 8$
IDT QS 4A210	$t_{\text{switching}} = 0.5 - 6.6$

Tabla 4.1 – Respuestas temporales de diversos multiplexores analógicos que permiten configuración 4:1 en ns.

De entre ellos el IDTQS4A210 de Integrated Device Technology es el que según hojas características del fabricante (Ver Anexo) tiene mejores características dinámicas ya que garantiza unos tiempos de conmutación de 0.5 a 6.6 ns y un amplio ancho de banda para cada canal de 700 MHz.

4.2.2. Circuitos complementarios

Alimentación

La alimentación de todos los dispositivos se realiza entre 0 y 5 V. Con el fin de proporcionar una alimentación estable se ha utilizado un regulador de tensión 7805 (Ver Anexo). Este regulador se alimenta de una fuente de alimentación externa a una tensión suficiente (8V en el transcurso de todas las medidas) siempre superior a 6.7 V; a partir del cual el regulador mantiene los 5V estables. A dicho regulador se le han colocado 2 condensadores de 100nF a su entrada y salida para una alimentación más estable. Ver Figura 4.6.

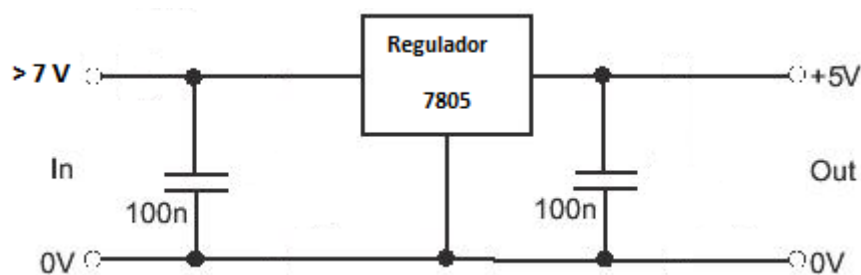


Figura 4.6 – Esquema del regulador 7805

Cabe destacar que todos los dispositivos de esta tarjeta (multiplexor, biestables, amplificador operacional) llevan filtros capacitivos de desacoplo adicionales de la alimentación (100nF).

Señales de entrada y salida

Todas las señales a excepción de la alimentación que se introducen en la placa: CLK (reloj), IA0, IA1, IA2 e IA3 (entradas del multiplexor); y las que se obtienen de ella: YA (salida del multiplexor), se conectan a través de conectores BNC a la tarjeta.

Debido a las elevadas frecuencias de conmutación buscadas en la multiplexación, se ha colocado una impedancia de terminación de 50 Ω en paralelo con la sonda de la señal de salida. Esta impedancia en paralelo realiza una adaptación de impedancias del cable. Ver figura 4.7.



Figura 4.7 – Foto de la impedancia de acabado a la entrada del módulo de adquisición

Se ha buscado una disposición accesible de todas las señales a la hora de diseñar la placa. De forma que se han situado por un lado las señales de entrada al multiplexor y por el opuesto la entrada de reloj y la salida de la multiplexación.

Circuito de ajuste de continua

Este circuito es necesario debido a que el multiplexor elegido se alimenta asimétricamente entre 0 y 5 V. Las señales de entrada no tienen componente continua ya que provienen de un sensor y acondicionamiento paso-banda. Gracias a él es posible una correcta multiplexación de los semiciclos negativos de las señales de entrada.

El circuito consta de un divisor resistivo ajustable (Ver Figura 4.8), formado por dos resistencias de $1\text{k}\Omega$ y una resistencia variable de $500\ \Omega$. La salida del divisor de tensión se conecta a la entrada de cada canal a través de un seguidor de tensión que separa entre las señales de los 4 canales, acopladas en alterna una a una. Estos seguidores de tensión se han construido a partir de los amplificadores operacionales contenidos en el chip LM324 (Ver Anexo).

Además aísla la referencia de tensión continua del efecto de carga de la impedancia vista a la entrada del multiplexor (resistencia interna y resistencia de carga a la salida del multiplexor).

Se ha colocado a cada señal de entrada (IA0, IA1, IA2 e IA3) un condensador de acoplo para la señal del sensor que se suma a la continua proporcionada. Adicionalmente eliminan cualquier deriva de offset proveniente del acondicionamiento analógico previo.

Los condensadores de acoplo junto con la resistencia de acabado de la sonda de $50\ \Omega$ mencionada en el apartado anterior constituyen un filtro paso alto. Para fijar las frecuencias de corte en torno a los 350 Hz, se determina que estos condensadores sean electrolíticos de $22\ \mu\text{F}$. En el caso de que la impedancia de acabado de la sonda fuese retirada, la resistencia de $43\ \Omega$ a la salida del seguidor de tensión de cada canal, fijaría la frecuencia de corte entorno a los 170 Hz.

El nivel de continua queda establecido entono a los 1.8 V. Este valor de tensión es suficiente para las señales, pues el margen dinámico de salida está entre 0 y 3.7 V por lo que el sistema permite oscilaciones de 3 Vpp con toda garantía.

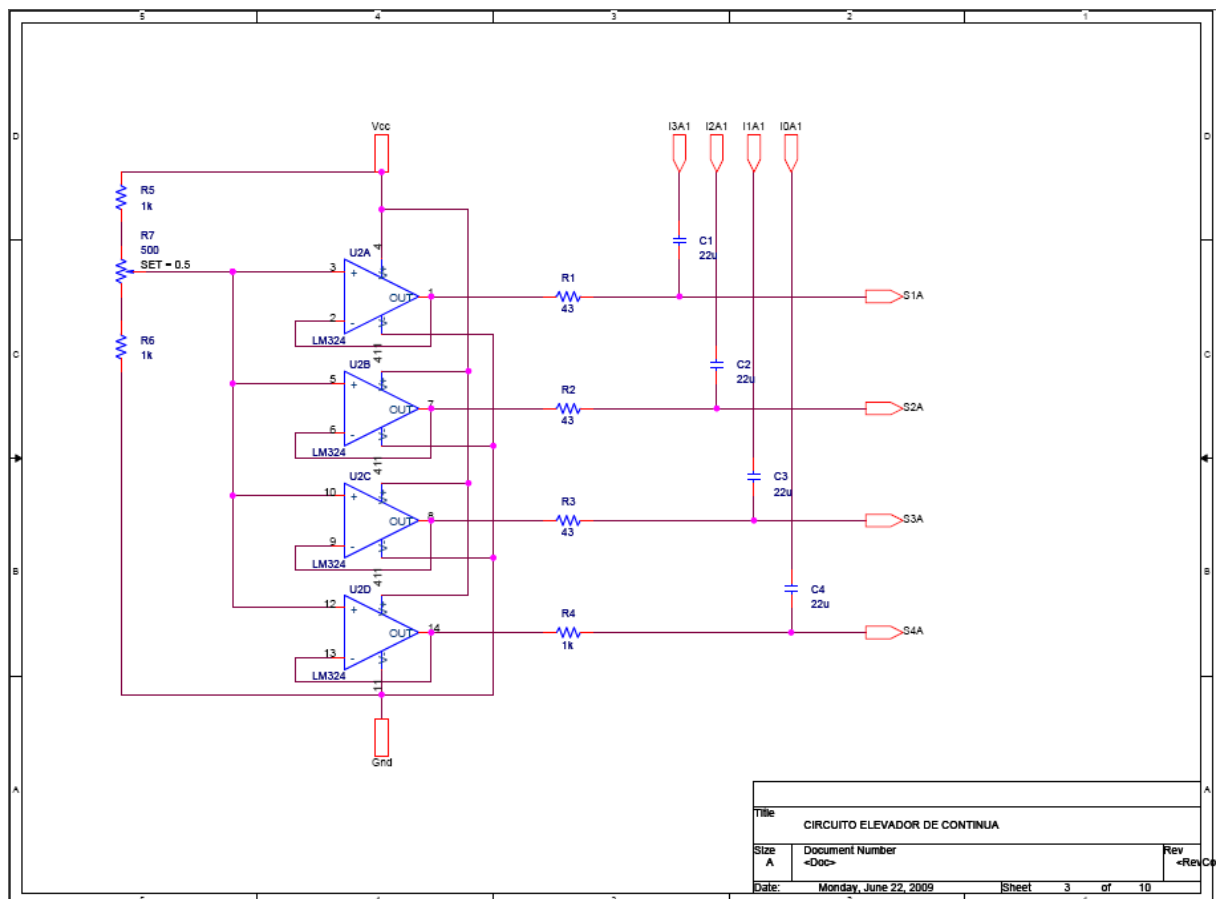


Figura 4.8 – Circuito de ajuste de continua contenido en la tarjeta multiplexora.

Circuito de control del multiplexor

Para realizar un control adecuado de la secuencia de conmutación del multiplexor se ha diseñado un contador síncrono en código Gray de 2 bits (Ver Figura 4.9) a partir de los dos biestables tipo D contenidos en el encapsulado 74HC74 (Ver Anexo).

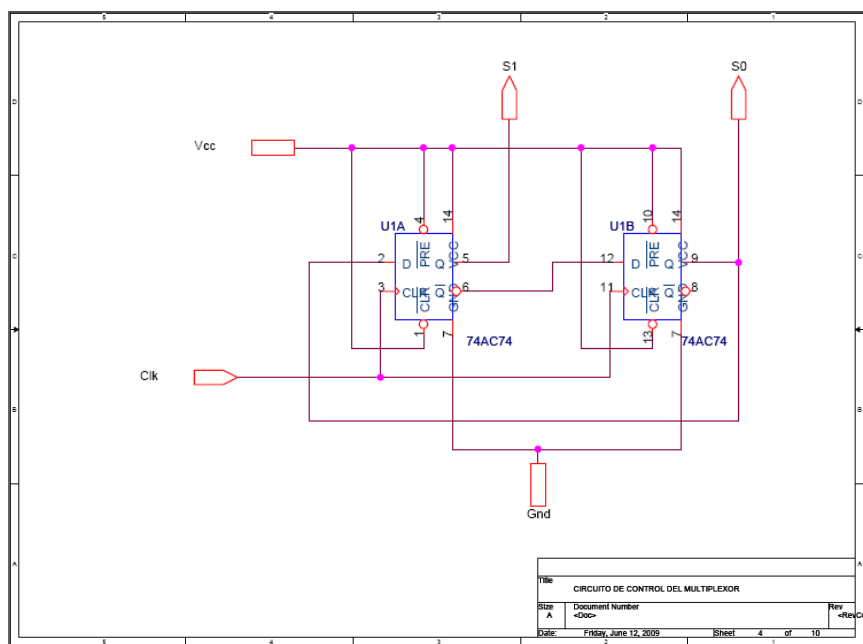


Figura 4.9 – Circuito de control del multiplexor. Contador gray síncrono de 2 bits.

Se ha empleado el código Gray para disponer de un control lo más estable posible ya que en su secuencia sólo cambia una cifra entre números consecutivos. Ver tabla 4.2.

S1 (pin 5)	S0 (pin 9)	Canal
0	0	Ch 0
0	1	Ch 1
1	1	Ch 3
1	0	Ch 2

Tabla 4.2 - Salidas lógicas de control en el CI 74HC74

Este contador implica la siguiente secuencia de conmutación entre canales:

$$\text{Ch0} \rightarrow \text{Ch1} \rightarrow \text{Ch3} \rightarrow \text{Ch2} \rightarrow \text{Ch0}$$

La reordenación de la secuencia se realiza por software o mediante reenumeración de las entradas.

La selección del dispositivo que contiene ambos biestables, se ha basado en un ajuste al n° de salidas necesarias, con el fin de evitar desaprovechar biestables. A partir de entonces, se ha buscado una tecnología que permita responder al circuito, a la frecuencia de reloj máxima buscada (50 MHz), en la Tabla 3.3 se muestran algunos de los circuitos integrados evaluados para realizar el control de la conmutación, así como las frecuencias de reloj máximas de algunas tecnologías.

MODELO		F _{CLK} MAXIMA		CONFIGURACIÓN
CD74AC174		108 MHz		6 FF D
M74HC73 (sin tecnología superior)		80 MHz		2 FF JK
CD74AC109		114 MHz		2 FF JK [−]
SN74S175		75 MHz		4FF D
SN7474	LS	25 MHz		2 FF D
	F	125 MHz		
	HC	Texas Inst.	25 MHz	
		ON Semic.	30 MHz	
		Philips	76 MHz	
	AC	160 MHz		
	AHC	110 MHz		
	VHC	115-170 MHz		

Tabla 4.3 – Comparativa características Biestables en distintos circuitos integrados.

Finalmente, se ha recurrido a la tecnología HC (*High speed CMOS*) debido a su inmediata disponibilidad en el laboratorio (Philips). No obstante, con la tecnología HC empleada se observa como las señales de control (pines 5 y 9) no llegan a un valor estable y presentan tiempos de respuesta en torno a 40 ns.

4.3. Tarjeta adaptadora de la señal de reloj

La función de esta PCB es la de proporcionar la señal de reloj encargada de controlar las conmutaciones del multiplexor. Esta señal se toma del interior del módulo de adquisición, lo cual aporta dos grandes ventajas: por un lado evita el uso de un generador de reloj externo al sistema y por otro lado proporciona una señal síncrona con la frecuencia de muestreo de dicho módulo.

Como se ha dicho antes, esta señal ha sido tomada directamente del interior del módulo de adquisición con un conector tipo DF15#(1.8)–30DS–0.65V(56). Suministrado por el distribuidor Digikey (Ver Anexo).



Figura 4.10 – Imagen del conector hembra en la placa tipo DF15.

En la Tabla 4.4 se muestran los valores identificados de los pines más importantes del cabezal donde acoplamos el conector:

SEÑAL	PINES
GND	3, 17, 22 y 27
Reloj 50 MHz	2
+ 5.5 V	18, 19
- 5.5 V	20, 21
+ 3.4 V	8, 24, 25, 28 y 29
+ 8.75 V	16

Tabla 4.4 – Pines cabezal serie DF15 interior al módulo de adquisición Cleverscope CS328A.

Como se puede observar en la tabla anterior, la señal de reloj está disponible en el pin 2. Es importante tener en cuenta que se desconoce si el módulo de adquisición está diseñado para soportar una carga de las características de la tarjeta multiplexora a la que va conectada esta señal de reloj o no. Para aislar y así evitar los posibles efectos de carga derivados de esta conexión se ha colocado una puerta inversora, a modo de buffer intermedio, de las contenidas en el encapsulado 74HC04 (Ver Anexo). Para alimentar este buffer se ha aprovechado el conector antes citado a partir del cual obtenemos las señales de + 5.5 V (pines 18 y 19) y GND (pines 3, 7, 22 y 27). En el siguiente esquemático se muestra el circuito implementado.

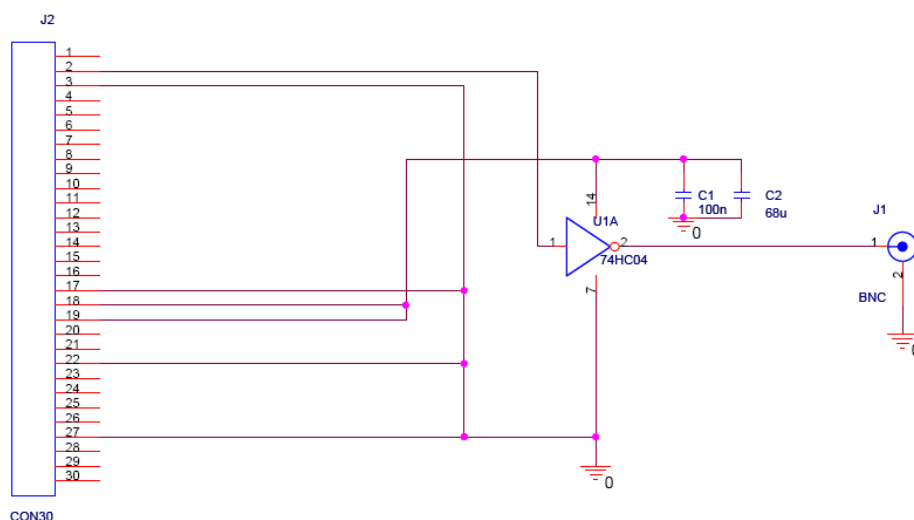


Figura 4.11 – Circuito de la tarjeta adaptadora de la señal de reloj.

Esta tarjeta ha sido diseñada en una sola capa y en ella se ha dispuesto un plano de masa y dos condensadores de desacoplo (100nF y 68 μ F) entre los terminales de alimentación del dispositivo.

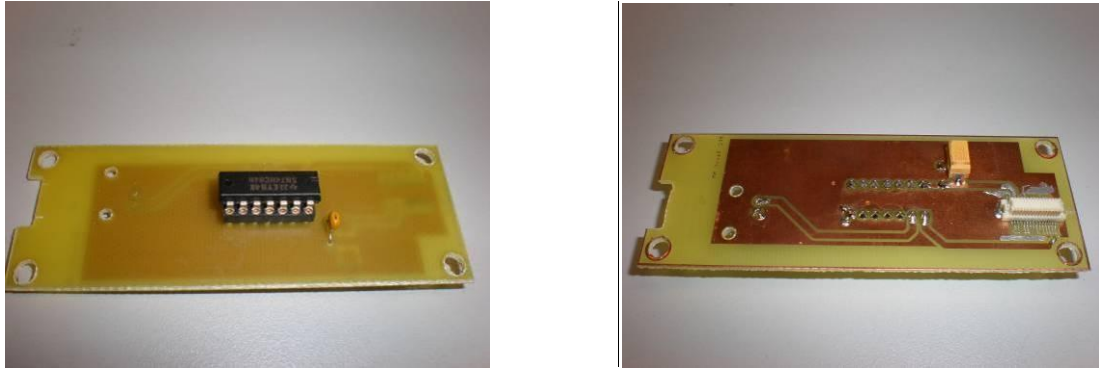


Figura 4.12 – Parte superior (izquierda) e inferior (derecha) de la tarjeta.

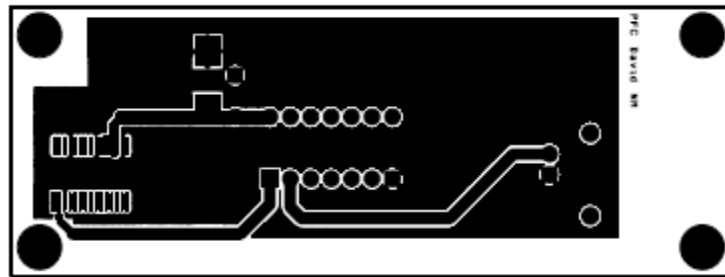


Figura 4.13 – Capa bottom para la generación del fotolito de la tarjeta adaptadora de la señal de reloj.

En cuanto a su diseño, cabe destacar la precisión requerida en las dimensiones para acoplar satisfactoriamente la tarjeta fabricada en el interior del modulo de adquisición.



Figura 4.14 – Módulo antes y después de incorporar la tarjeta de extracción de reloj.

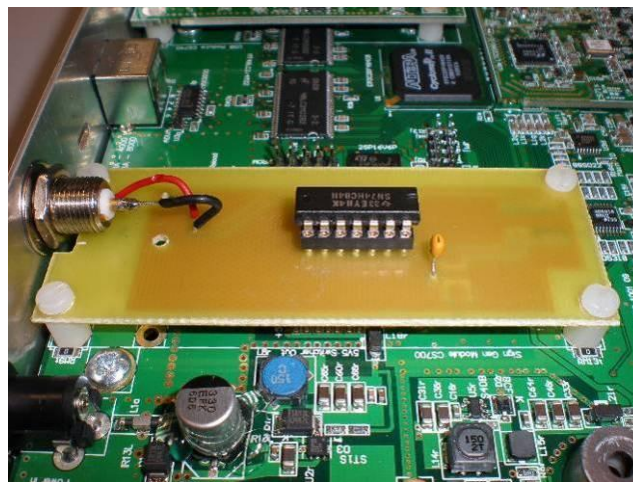
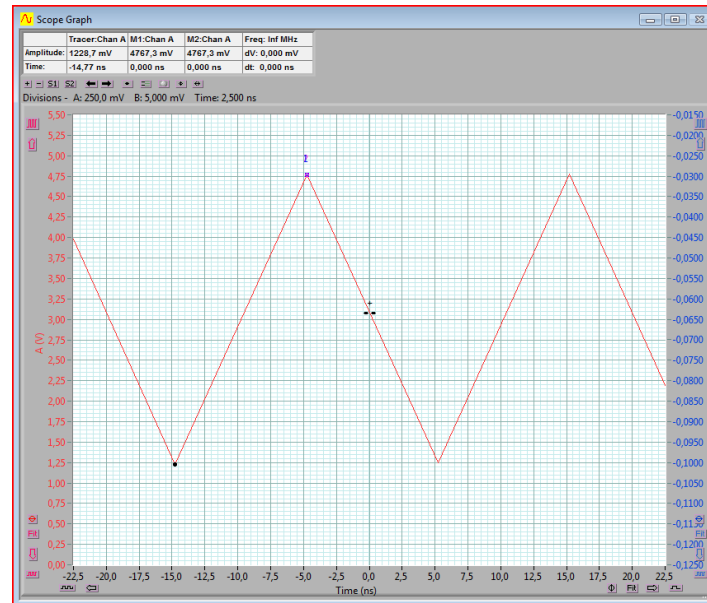


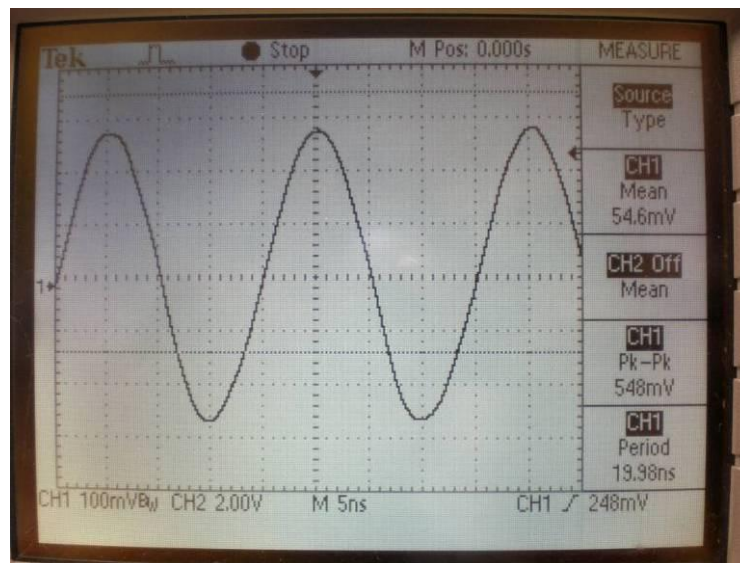
Figura 4.15 – Detalle de la tarjeta en el interior del módulo de adquisición

La salida de esta tarjeta se realiza por medio de un conector tipo BNC que se ha empotrado en una ranura de este tipo ya existente en la parte trasera del módulo de adquisición. De este modo, la tarjeta queda completamente en el interior de éste y su conector, con la señal de reloj, completamente accesible desde el exterior. Ver Figura 4.18.

En la Figura 4.16 se observa la señal de reloj extraída mediante la tarjeta diseñada. Debido a que la frecuencia del módulo de adquisición está limitada a 100 MSps, éste sólo es capaz de mostrarnos una muestra por semiciclo de reloj, aparentando ser una onda triangular. En la Figura 4.17 se representa la señal de reloj en un osciloscopio de 1 Gps.



Gráfica 4.16 Señal de reloj interna de 50 MHz recogida mediante la tarjeta diseñada.



Gráfica 4.17 Señal de reloj de 50 MHz adquirida con osciloscopio Tektronix de 1 GSps



Figura 4.18 – Parte trasera del módulo con la salida de reloj disponible de 50 MHz

4.4. Pruebas y evaluación de la tarjeta multiplexora

El objetivo de las pruebas realizadas es el de garantizar la funcionalidad de la tarjeta a distintas frecuencias y el de determinar las limitaciones prácticas de esta. La gran mayoría de estas pruebas han sido realizadas tomando como instrumento de medida la herramienta software del propio módulo Cleverscope, en su versión 4640, desde la cual se importan algunas de estas gráficas.

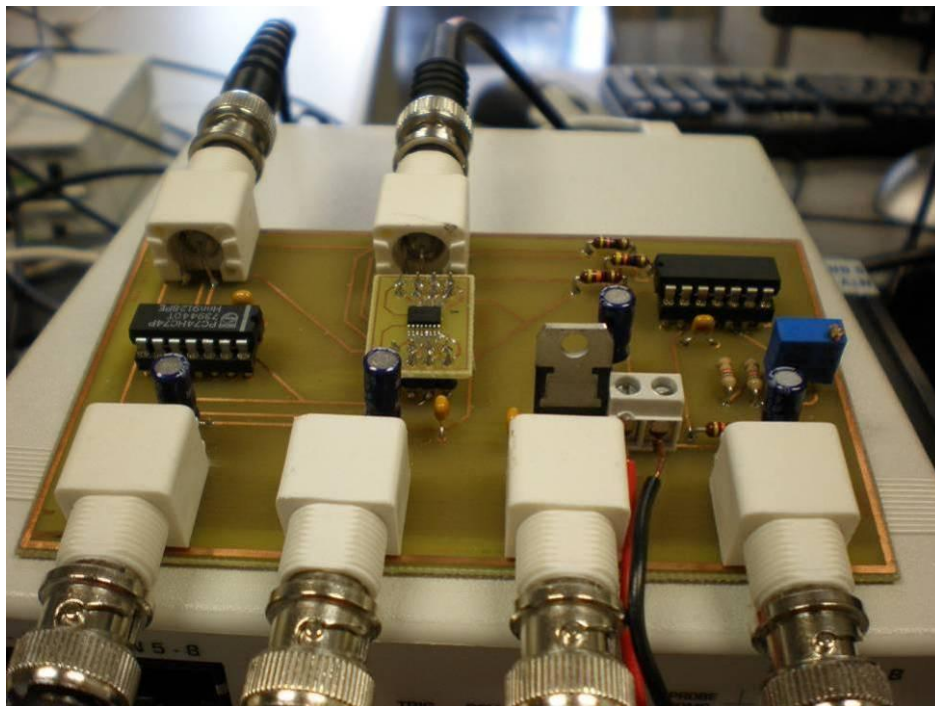
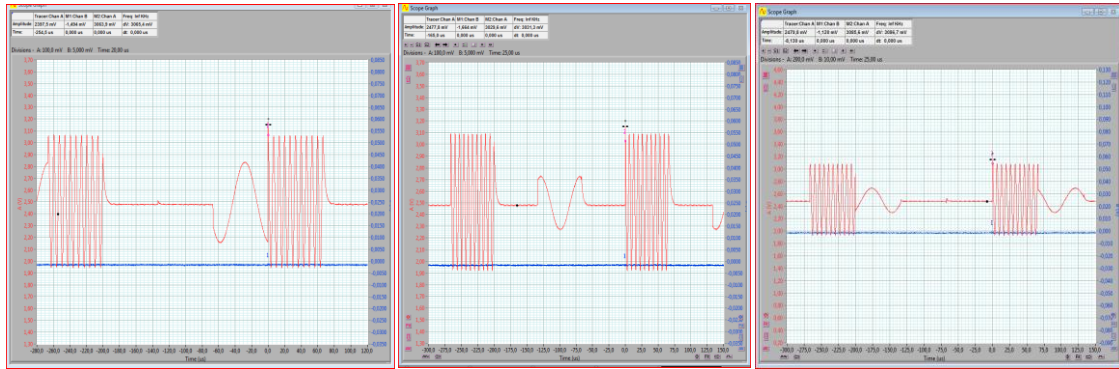


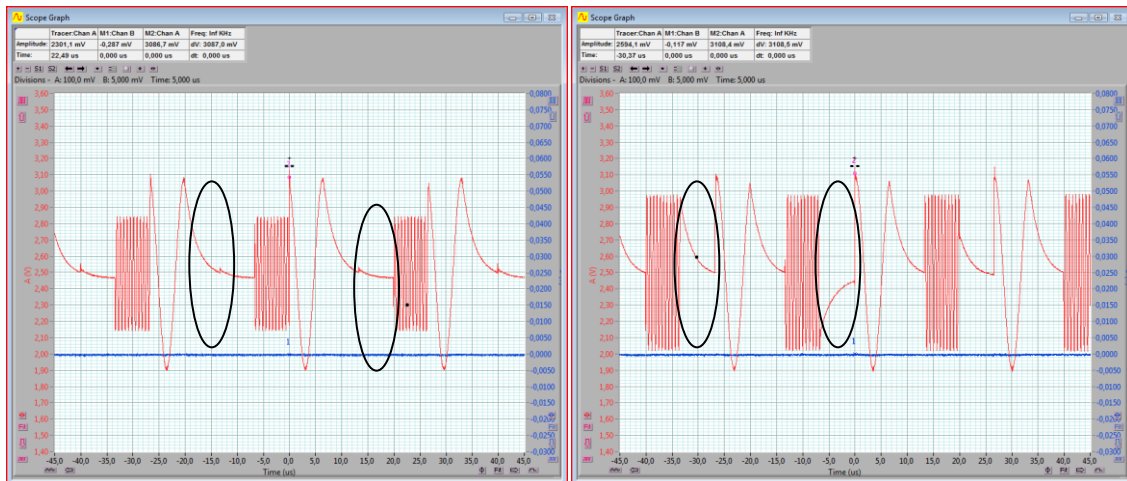
Figura 4.19 – Vista frontal de la tarjeta multiplexora durante las pruebas.

En primer lugar, se ha comprobado la correcta funcionalidad en cuanto a capacidad de multiplexación a distintas frecuencias de todos los canales. A continuación se muestran las gráficas adquiridas a la salida de la tarjeta en modo “Waveform Average” a distintas frecuencias de conmutación. Todas las señales son senoidales de 1 V_{pp} con frecuencias especificadas en cada caso, las entradas no especificadas están al aire.



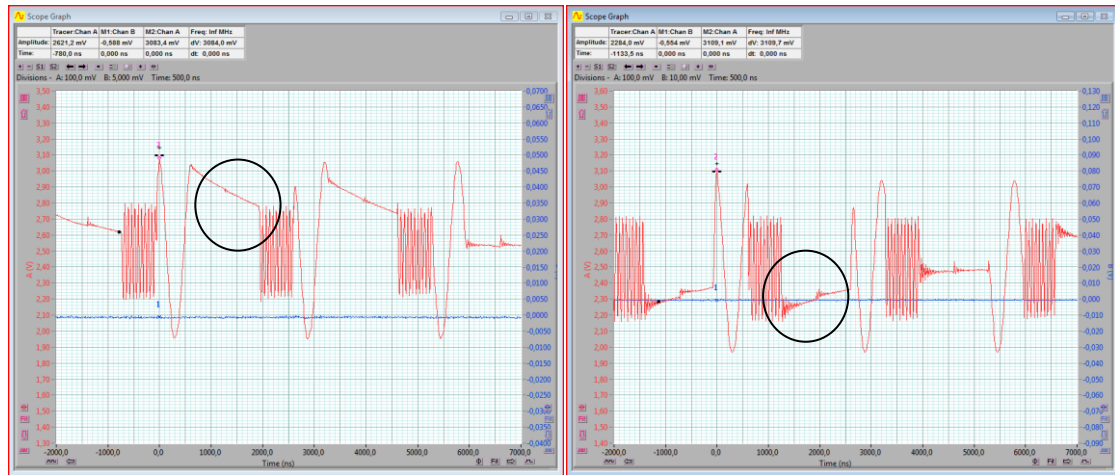
Gráfica 4.1 – Conmutación a 15 kHz. Frecuencias de 150 kHz y 15 kHz en canales 2-3, 2-1 y 2-0 de izquierda a derecha.

En la Gráfica 4.2 se observa como debido a que las entradas sin señal están al aire, la salida de su tramo correspondiente no se ve forzada a ningún valor.



Gráfica 4.2 – Conmutación a 150 kHz. Frecuencias de 150 kHz y 1.5 MHz en canales 3-2 y 3-0 de izquierda a derecha.

En la Gráfica 4.3 el efecto antes citado se aprecia en mayor medida. Se observa una respuesta subamortiguada en los instantes de conmutación. Por ello, se utilizan todas las entradas conectadas a los sensores o con terminaciones a la hora de hacer medidas.



Gráfica 4.3 – Conmutación a 1.5 MHz. Frecuencias de 15 MHz y 1.5 MHz en canales 3-2 y 3-1 de izquierda a derecha.

Para comprobar la capacidad de multiplexión de nuestra tarjeta a 50 MHz se ha montado un divisor resistivo de tensión con cuatro resistencias de igual valor y una fuente triangular a su entrada de 150 KHz y 1 V_{pp}. Ver Figura 5.20. En la gráfica 5.4 se muestra la forma de onda obtenida a la salida del multiplexor, en el detalle de la derecha se observa como se está realizando la multiplexación a 50 MHz. En ella hay dos muestras consecutivas de cada canal (100 MSps) y se observa como a cada canal le corresponden unos valores de pico establecidos por el divisor resistivo.

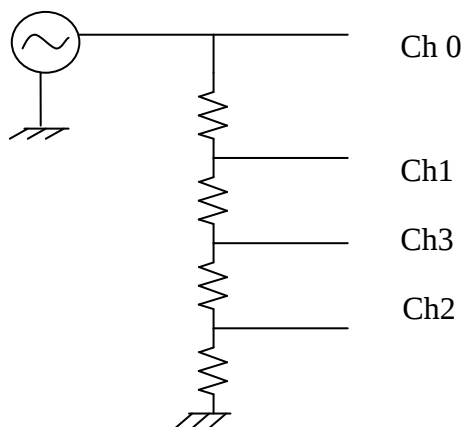
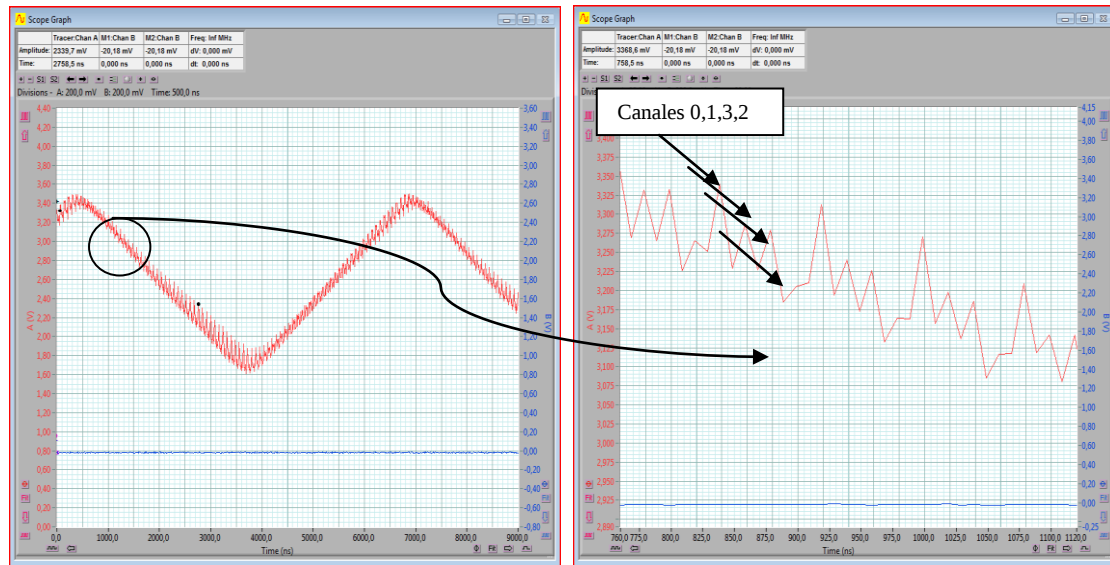


Figura 4.20 – Divisor resistivo



Gráfica 4.4 – Salida del MUX con divisor resistivo entre entradas conmutado a 50 MHz.

Con el fin de comprobar que a 50 MHz el multiplexor es capaz de proporcionar incrementos de tensión suficientes entre canales consecutivos, se ha montado un amplificador operacional con el CI TL081 en su configuración inversora con ganancia unidad y la misma señal triangular a su entrada que en el ejemplo anterior. Las entradas del multiplexor se han conectado en los terminales de entrada y salida de forma alterna de acuerdo a su secuencia Gray. Ver Figura 4.21.

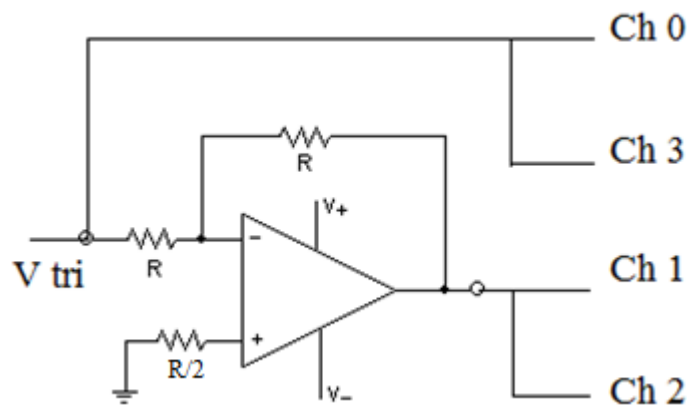
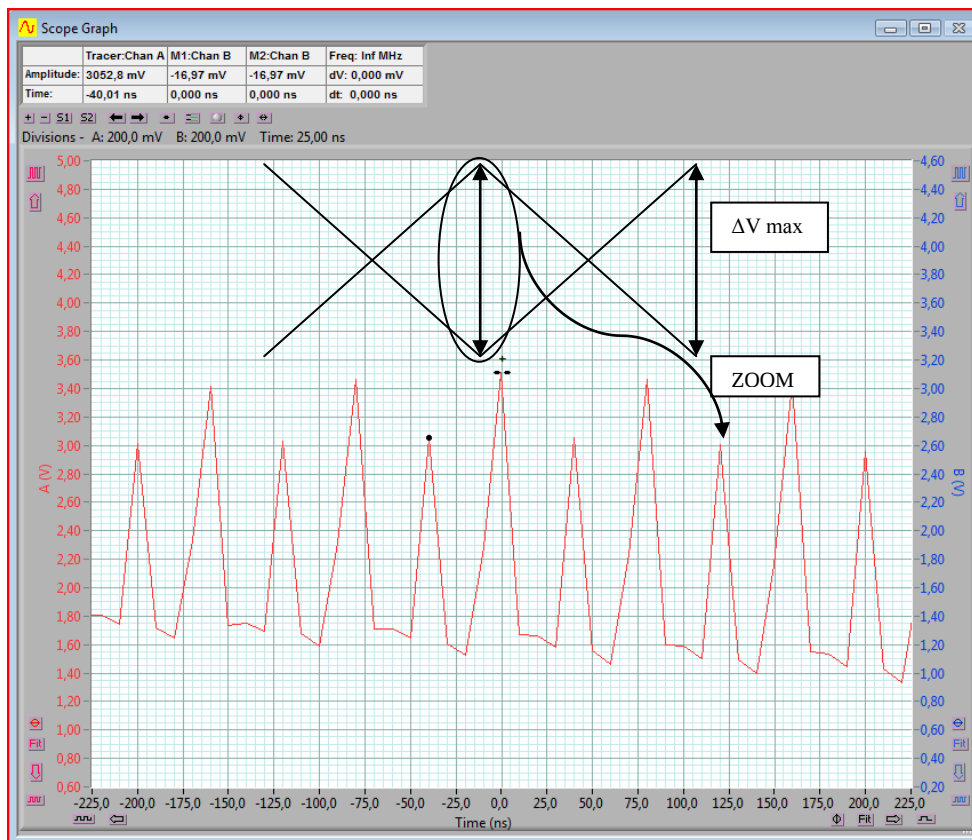


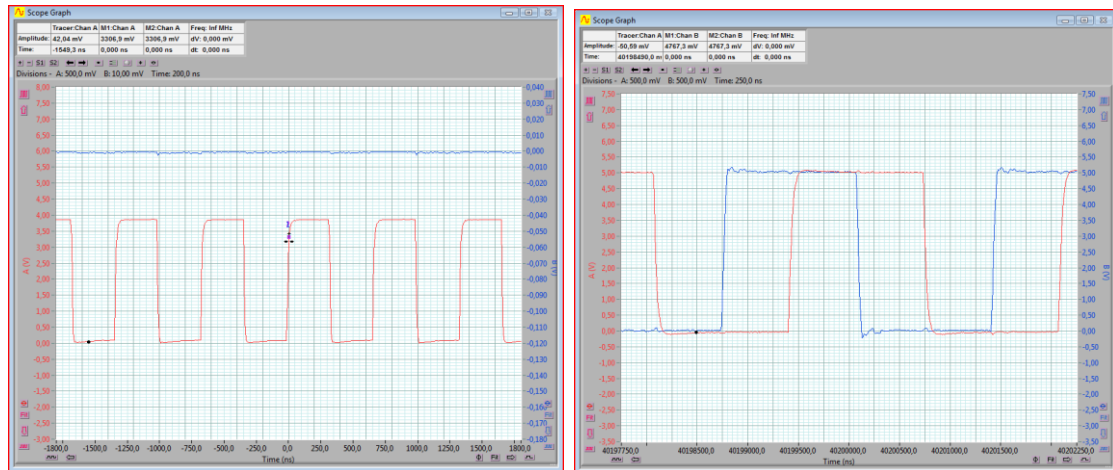
Figura 4.21 – A.O. inversor

En la Gráfica 4.5 se muestra como el multiplexor es capaz de establecer esos ΔV entre canales consecutivos, ya que la señal triangular de entrada es de 1 V_{pp} y los incrementos a la salida de este multiplexado a 50 MHz, también.

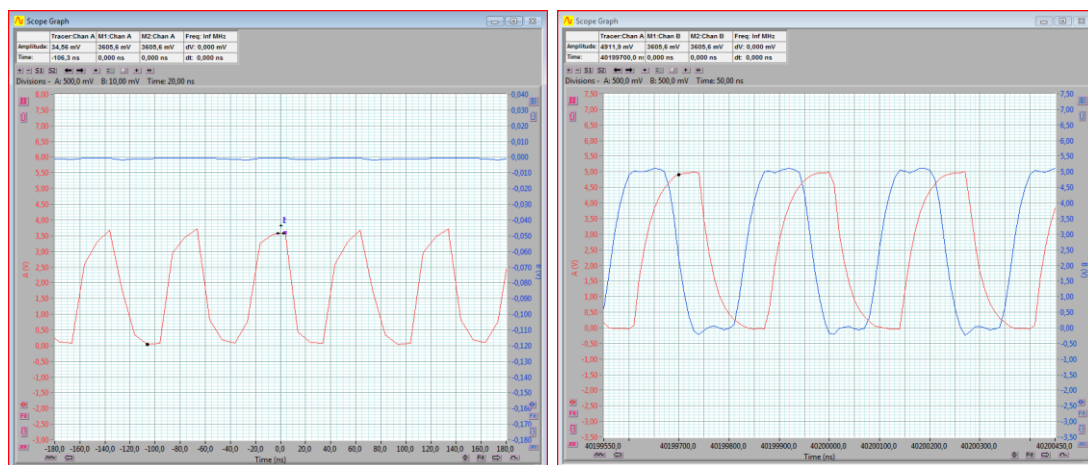


Gráfica 4.5 – Salida del MUX con señal invertida entre entradas conmutado a 50 MHz en el instante de mayor ΔV .

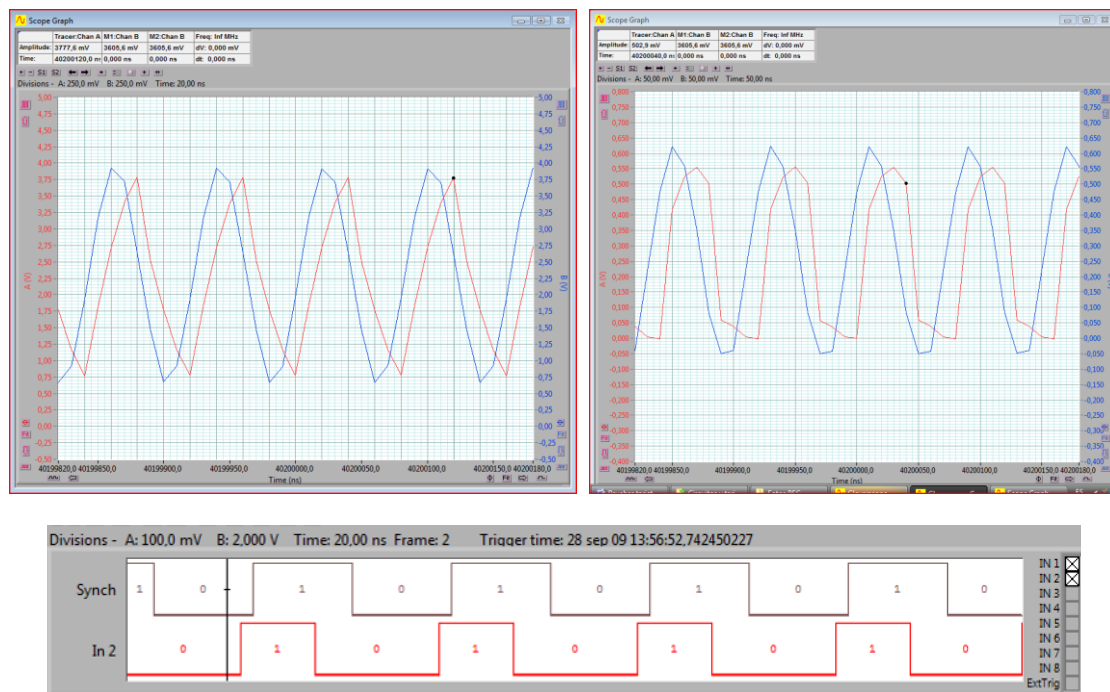
A continuación se procede a evaluar las señales de reloj proporcionadas por una fuente HP externa y por la tarjeta adaptadora de la señal de reloj del módulo de adquisición, con las señales correspondientes a la salida del circuito de control del multiplexor.



Gráfica 4.6 Señal de reloj externa de 1.5 MHz (izquierda) con el control del MUX generado.



Gráfica 4.7 Señal de reloj externa de 15 MHz con el control del MUX generado.



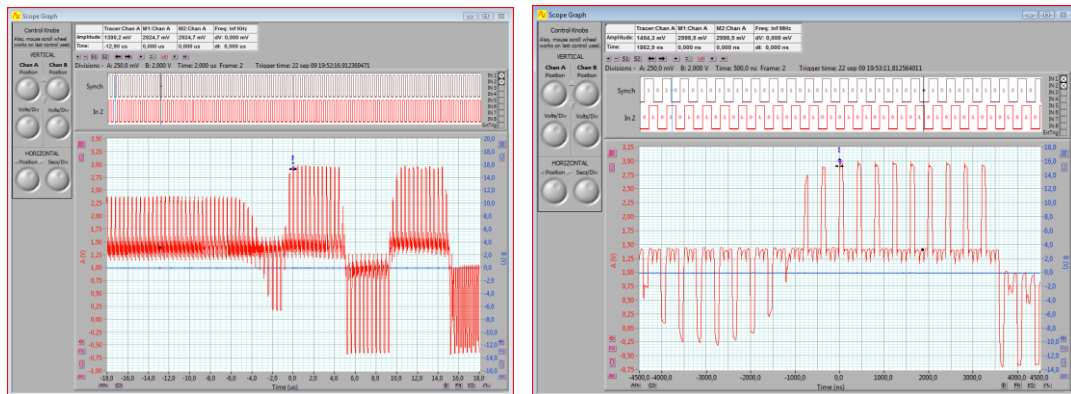
Gráfica 4.8 Señales de control del MUX con reloj de 50 MHz sin impedancia de acabado de 50 ohm (izquierda) y con ella. Abajo, reconocimiento digital.

En las gráficas anteriores se observa cómo cada una de las señales de control tiene una frecuencia cuatro veces inferior a la de la entrada del reloj, es de decir, para un reloj de 50 MHz las señales de control correspondientes son de 12.5 MHz, tal y como cabía esperar. En la Gráfica 4.8 se observa que las señales de control sufren un efecto de integración. Podría mejorarse con un componente de mayor frecuencia máxima de conmutación (74VHC74), si bien la especificación del fabricante ya es 76 MHz.

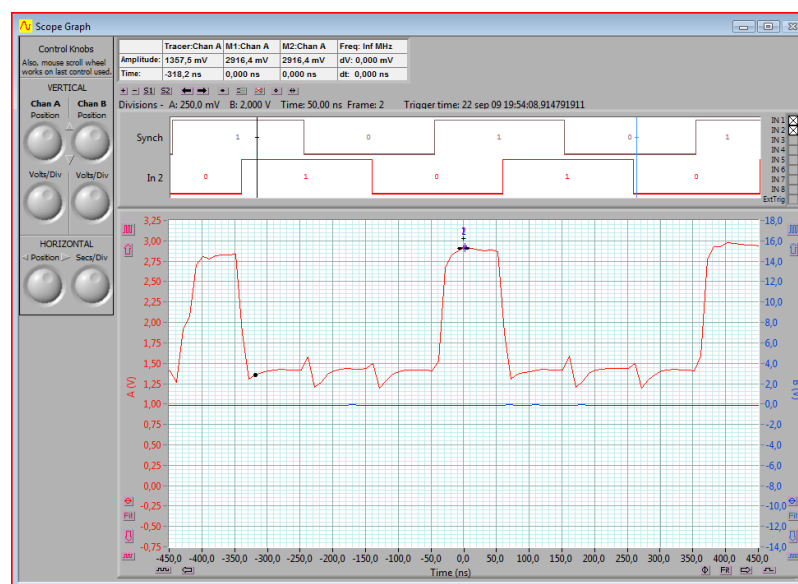
La limitación descrita anteriormente, podría ser la responsable de que una vez situado el multiplexor en la tarjeta diseñada y con los sensores a sus entradas, el tiempo máximo de estabilización tras cada conmutación sea de 90ns, unas 15 veces superior al máximo esperado. No obstante, este hecho también podría ser debido a interferencias producidas por la propia placa que limitan las características dinámicas del conjunto de esta.

En consecuencia, fijamos una frecuencia de conmutación máxima de 10 MHz (cada 100 ns).

En la Gráfica 4.9 Se muestra una señal adquirida por uno de los sensores a una frecuencia de conmutación de 10 MHz. Se aprovechan 2 de las 8 entradas digitales del módulo para adquirir el control digital del multiplexor, tal y como se ve en la parte superior de la gráfica. En la Gráfica 4.10 se muestra un detalle de la señal analizada donde se puede identificar que ha sido adquirida a través del canal 1.



Gráfica 4.9 – Señal captada por el sensor junto con el canal seleccionado en ese momento (parte superior) conmutado a 10 MHz.



Gráfica 4.10 – Detalle de las variaciones del control selectivo (arriba) y la correspondiente salida del multiplexor con señal captada en Ch 1.

5. INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL

5.1. Introducción

Se trata de un método de trabajo distinto para el diseño e implementación de sistemas de instrumentación. La instrumentación virtual incrementa la productividad y puede abaratar los costes de las aplicaciones de test, control y diseño utilizando un software de fácil integración como es LabVIEW y hardware de control y medida modular para PXI, PCI, USB y Ethernet, es decir, susceptible de ser utilizado también desde un PC.

Con la instrumentación virtual se utiliza software de programación gráfica para crear desarrollos específicos a la aplicación como alternativa a los instrumentos tradicionales de funcionalidad fija y propietaria. Además, la instrumentación virtual saca provecho del rendimiento cada vez mayor de los ordenadores personales. Por ejemplo, en aplicaciones de test, medida y control, actualmente puede utilizarse la instrumentación virtual sobre equipos portátiles y con módulos de adquisición externos con conexión universal (USB). Con ellos es posible diseñar un instrumento específico a partir de módulos universales o con otro propósito distinto al general, como es el caso en este proyecto.

La Instrumentación Virtual se puede aplicar en varias fases del diseño. La plataforma LabVIEW proporciona herramientas específicas y modelos que abarcan incluso algoritmos de procesamiento de señal, pero destaca la facilidad de ampliación una vez superada la barrera inicial de dotar las conexiones hardware.

Además, puede utilizarse en cualquier tipo de plataforma, desde PCs a varios sistemas embebidos, desde prototipos pequeños y robustos a sistemas embebidos en chips. LabVIEW centraliza el diseño de sistemas en una única plataforma de desarrollo gráfica.

Algunos ejemplos de estas aplicaciones son:

- **Diseño:** Procesado de Señal e Imagen, Programación de Sistemas Embebidos (PC, DSP, FPGA, Microcontroladores), Simulación y Prototipado, etc.
- **Control:** Control Automático y Sistemas Dinámicos, Sistemas Industriales, Robótica, etc.
- **Test y Medidas:** Circuitos Electrónicos, sensores, monitorización.

Un instrumento virtual consta de un ordenador estándar o estación de trabajo equipado con un software de aplicación potente, un hardware apropiado como tarjetas insertables y un driver, todo combinado para realizar las funciones de instrumentos tradicionales.

Los instrumentos virtuales representan una visión diferente, sustituyendo la orientación al hardware por sistemas orientados al software que explotan las posibilidades de procesamiento de propósito general, representación y conectividad de ordenadores de sobremesa y estaciones de trabajo.

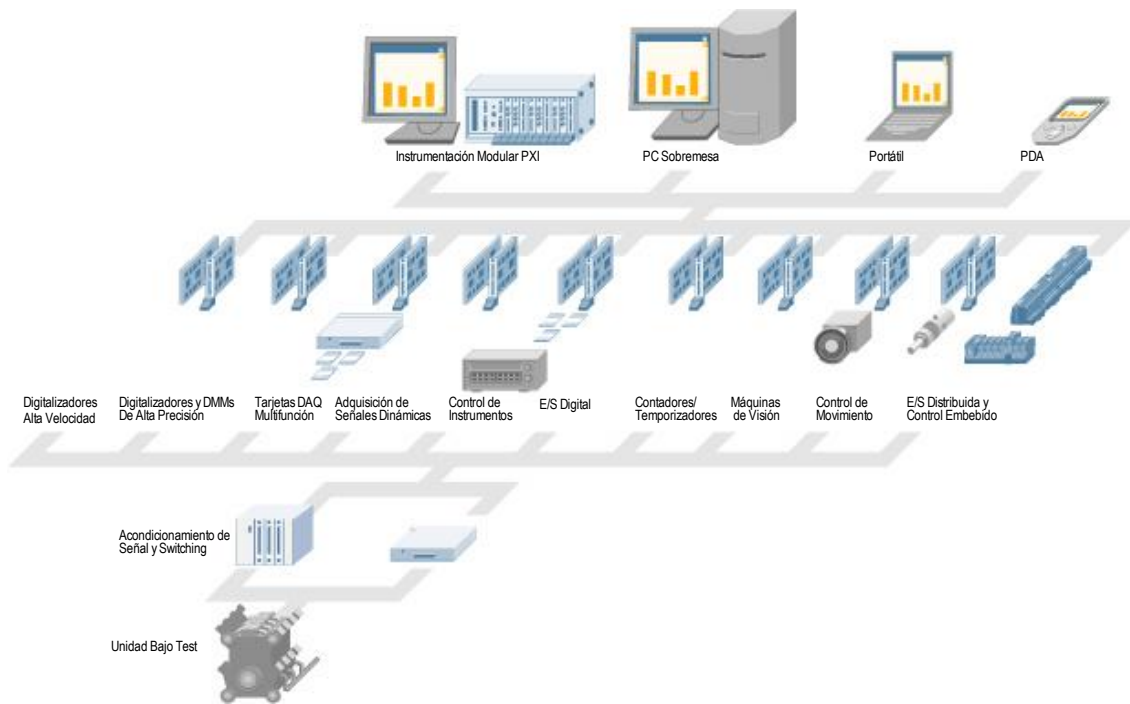


Figura 5.1 – Plataformas Hardware Integradas

5.2. Entorno LabVIEW

LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*), es un entorno de programación gráfico basado en el concepto de programación mediante flujo de datos (*data flow programming*). Este modelo de programación ha sido ampliamente adoptado por la industria, centros de investigación y universidades como el software estándar para la adquisición de datos y control de instrumentos. LabVIEW es un software capaz de transformar el ordenador en un instrumento virtual para cualquier aplicación de medida.

Existen tres componentes importantes implicados en las aplicaciones de pruebas y medidas: adquisición de datos, análisis de datos y visualización de datos. LabVIEW ofrece un entorno gráfico que cubre estas tres componentes.

LabVIEW sigue un modelo de flujo de datos (dataflow) para la ejecución de VIs (Instrumentos Virtuales). Un nodo o función del diagrama de bloques se ejecuta cuando todas sus entradas están disponibles. Cuando un nodo completa su ejecución, éste suministra datos a sus terminales de salida y pasa los datos de salida al siguiente nodo. Esto permite el aprovechamiento de los sistemas multiprocesador sin ningún tipo de código adicional. Visual Basic, C++, JAVA y la mayoría de otros lenguajes de programación basados en texto siguen un modelo de flujo de control (controlflow) en la ejecución del programa. En un flujo de control, el orden secuencial de los elementos del programa determina el orden de ejecución de dicho programa.

Los desarrollos hechos en LabVIEW se denominan instrumentos virtuales (VI). En ellos los controles son entradas y los indicadores son salidas.

Cada VI se compone de 3 partes principales:

- Panel Frontal – Donde el usuario interactúa con el VI.
- Diagrama de Bloques – Donde se desarrolla el código que controla el programa.
- Icono/Conector – Medio de conectar un VI a otros VI.

En LabVIEW, se construye un interfaz de usuario utilizando una serie de herramientas y objetos. El interfaz de usuario es conocido como el panel frontal. Luego, se añade código utilizando representaciones gráficas de funciones para controlar los objetos del panel frontal. El diagrama de bloques contiene este código. De alguna manera, el diagrama de bloques aparenta ser un diagrama de flujo.

Cuando el programa está ejecutándose se interactúa con él a través del panel frontal. Los usuarios pueden controlarlo, cambiar las entradas y ver los datos actualizados en tiempo real. Los controles se usan para entradas, como ajustar un mando para establecer un valor de alarma, encender o apagar un interruptor, o detener la ejecución de un programa. Los indicadores se usan como salidas. Termómetros, bombillas u otros indicadores muestran los valores de salida desde el programa. Estos pueden incluir datos, estados del programa u otras informaciones.

Cada control o indicador del panel frontal tiene un terminal correspondiente en el diagrama de bloques. Cuando un VI está ejecutándose, los valores de los controles circulan por el diagrama de bloques, donde se utilizan en las funciones del diagrama. Los resultados se pasan a otras funciones o indicadores a través de hilos.

El sistema completo de desarrollo de LabVIEW ofrece la Librería de Análisis. Las funciones de esta librería no son otra cosa que VI. Estos instrumentos virtuales permiten el procesamiento de señales digitales clásicas y el uso de algoritmos numéricos de análisis sin escribir código.

Además de la librería de análisis, hay gran número de herramientas especializadas desarrolladas por National Instruments. Estas herramientas están destinadas a la realización de nuevas tecnologías en el área del procesado de la señal, control y análisis numérico. Además, LabVIEW soporta herramientas de programas matemáticos como MathScript script node, MathSoft software, Mathematica software, MATLAB simple code, Maple software o Xmath software.

5.3. Integración Hardware - Software

La comunicación entre el módulo de adquisición y el programa LabVIEW es otra de las claves de proyecto. Dota al sistema de gran capacidad de control en varios aspectos con respecto al postprocesado de las señales adquiridas.

Dicha comunicación no ha sido directa desde un principio debido a las dificultades presentadas a la hora de integrar hardware y software de distintos fabricantes en un sistema operativo relativamente moderno como es Windows Vista y para el cual ciertos controladores (*drivers*) aún no disponen de la estabilidad deseada.

La versión del controlador del módulo de adquisición Cleverscope CS328A usado es “Cleverscope 4640”. El fabricante también proporciona unos VI básicos y escasamente documentados contenidos en “Cscope control driver LV85 V2” también descargable desde su página web [WClev].

El programa usado ha sido LabVIEW en su versión 8.6. No obstante, se optó por trabajar junto con la versión 8.5 para evitar posibles incompatibilidades entre versiones.

El VI a partir del cual se ha desarrollado nuestro VI concreto es “Simple scope test.vi”. Parte de él se muestra en la Figura 5.2.

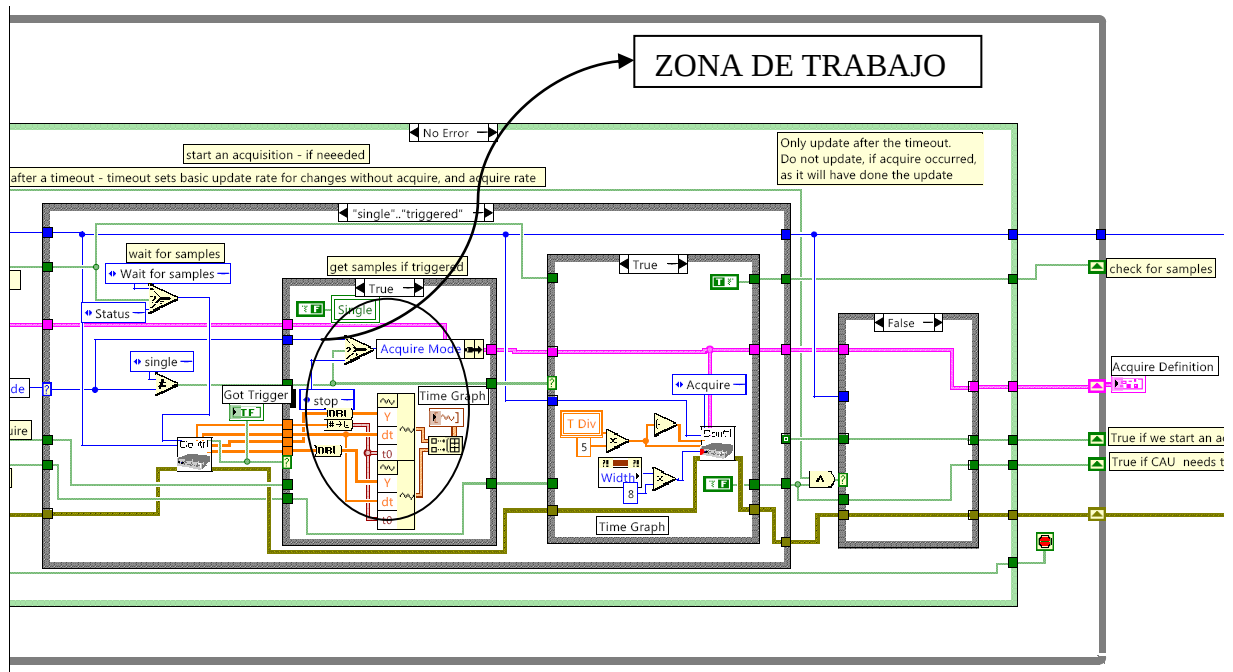


Figura 5.2 – Parte central del Simple scope test.vi

5.4. Desarrollo del Instrumento Virtual

5.4.1. Características Generales

El instrumento virtual creado se ha realizado a modo de ejemplo, con el objeto de mostrar la capacidad de control del sistema en una aplicación concreta. En primer lugar, las señales adquiridas son demultiplexadas, tras ello pasan por filtros digitales y se procede con su visualización en gráficos separados.

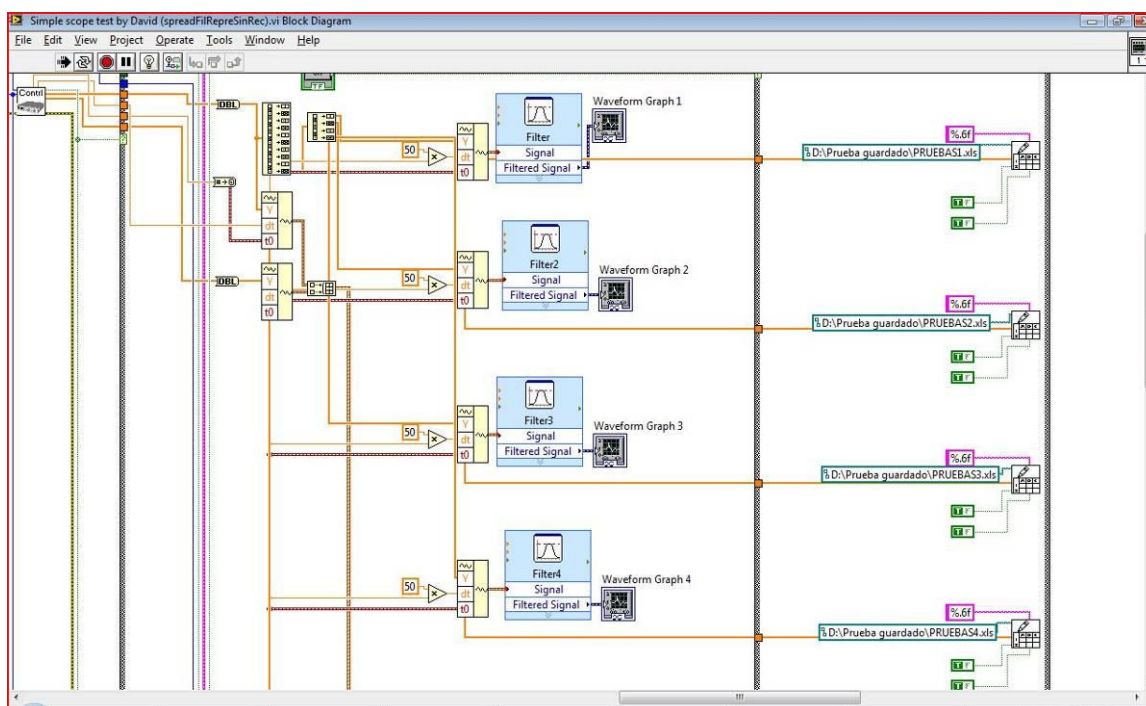


Figura 5.3 – Zona del diagrama de bloques preparada a efectos de la aplicación.

5.4.2. Demultiplexación

El sistema de demultiplexación diseñado supone un sincronismo entre las frecuencias de muestreo y de conmutación, ya que está basado en una separación de acuerdo a los índices de las muestras.

En esta aplicación se multiplexa a una frecuencia de 10 MHz, cada 100 ns, mientras que se adquiere a 100 MSps, cada 10 ns. Puesto que se ha determinado un tiempo de establecimiento de la salida del multiplexor de 90 ns sólo tenemos 10 ns de salida al final de cada conmutación. Es decir, de cada 10 muestras adquiridas sólo la última es estable. De esta forma, para reconstruir las señales tomamos para el canal 1 las muestras 10, 50, 90,...; para el canal 2: 20, 60, 100...; para el canal 3 las muestras 30, 70, 110... y así sucesivamente.

Esto se consigue a través del instrumento virtual “Decimate 1D Array Function” empleado dos veces de forma consecutiva con 10 y 4 salidas. Este instrumento divide los elementos del vector de entrada de amplitudes en vectores de salida de forma sucesiva.

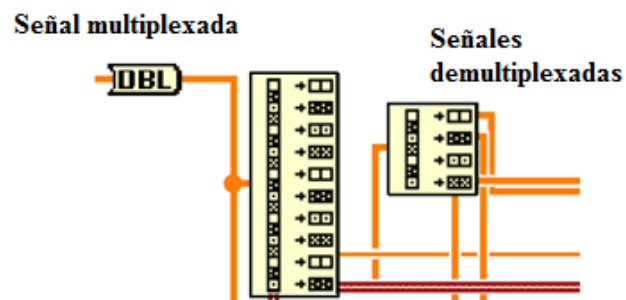


Figura 5.4 – Sistema demultiplexor diseñado.

Es obvio que ahora se disponen de menos muestras para visualizar cada canal por separado. Ello ha de tenerse en cuenta a la hora de reconstruir las señal ya que los incrementos de tiempo entre muestras son distintos, en concreto 40 veces superiores, es por ello que para obtener nuestros nuevos incrementos de tiempo se multiplica por 40 la entrada dt de la señal multiplexada adquirida.

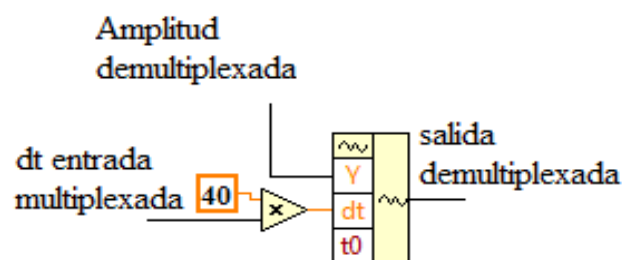


Figura 5.5 – Reconstrucción de las señales para su filtrado y visualización

5.4.3. Almacenamiento y Registro de Señales

El guardado de los datos se ha propuesto como una opción dada al usuario dentro del instrumento virtual. Para ello se ha situado dentro de una estructura Case el instrumento virtual “Write To Spreadsheet File”. La estructura Case tiene uno o más subdiagramas, o casos, ejecutándose justamente uno de ellos cuando la estructura se ejecuta.

Double

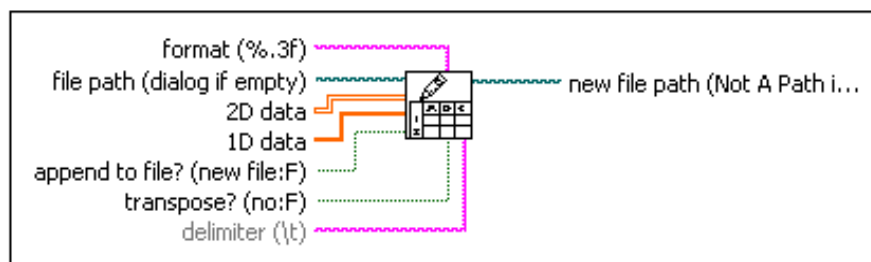


Figura 5.6 – Entradas de la función Write to Spreadsheet File.

El valor cableado al terminal selector determina qué caso se ejecuta. En nuestro caso se ha colocado un botón “REC” a modo de selector del subdiagrama de interés en el panel frontal.

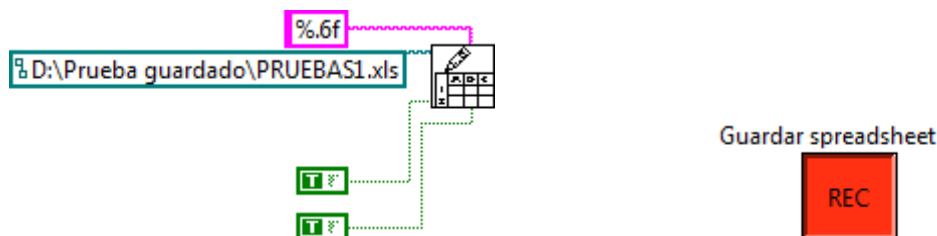


Figura 5.7 – Parámetros dados a la función (izda.) junto a botón del panel frontal que habilita el guardado.

El instrumento virtual usado convierte un vector de 1D de los valores de amplitud adquiridos (DBL) a una cadena de texto y anexa la cadena a un archivo existente.

En nuestro caso se han traspuesto los datos con el fin de aprovechar al máximo las hojas de datos desde donde estos son abiertos. Téngase en cuenta que por ejemplo Excel no puede abrir más de 1.048.576 filas de un único archivo. Los datos se guardan con una precisión de 6 decimales.

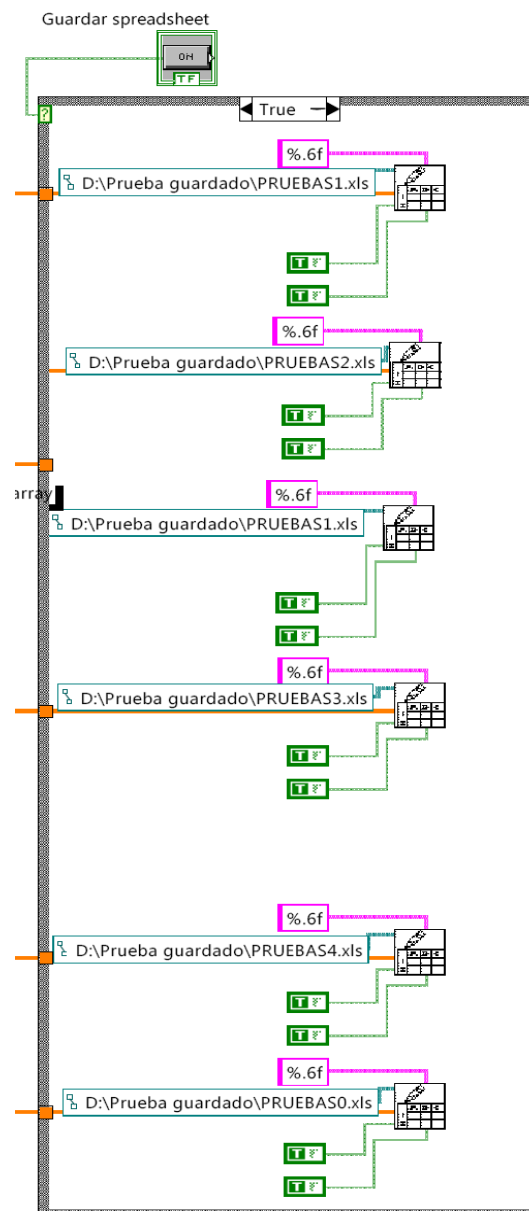


Figura 5.8 – Estructura Case para la opción de almacenamiento.

5.4.4. Filtrado Digital.

Los filtros empleados son filtros digitales FIR (*Finite Impulse Response*). En estos filtros la salida únicamente depende del estado actual de la entrada y de los valores anteriores de ésta, pero nunca de su salida previa. Los filtros FIR tienen la gran ventaja de que pueden diseñarse para ser de fase lineal. Además son siempre estables. Por otro lado, necesitan de un orden mayor respecto a los filtros IIR para cumplir las mismas características. Esto se traduce en un mayor gasto computacional.

En nuestro IV los filtros son paso-banda con unas frecuencias de corte inferior de 50 KHz y superior de 500KHz de orden 9, aunque en otros instrumentos se han utilizado órdenes mayores (39). Como se puede observar en la figura 5.9 estos parámetros son configurables por el usuario a alto nivel.

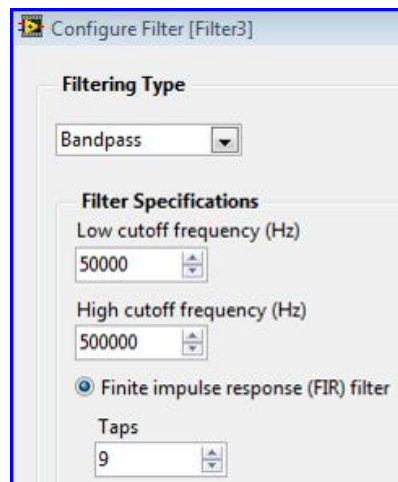


Figura 5.9 – Parámetros de configuración del Filtro

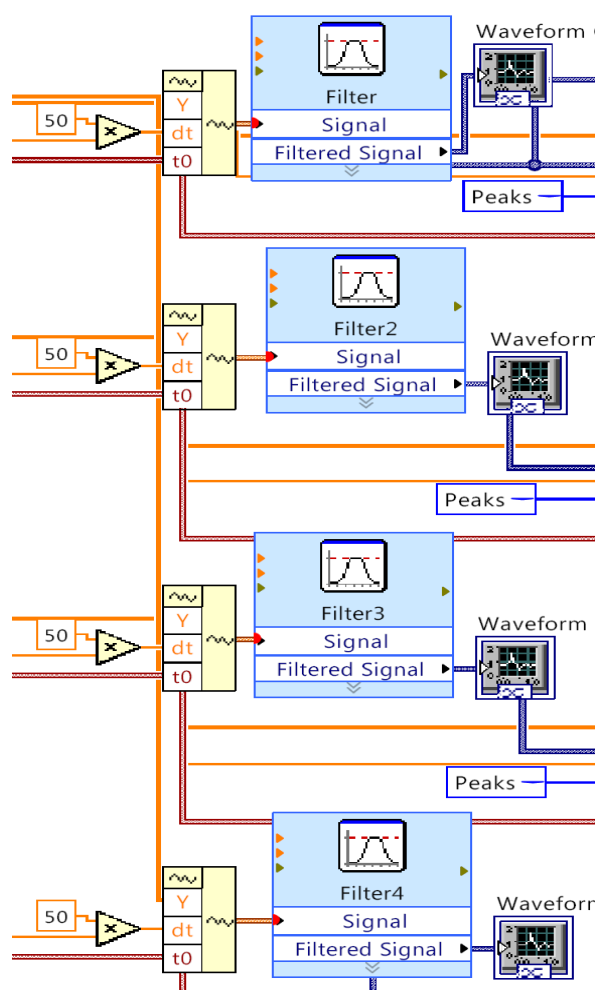


Figura 5.10 – Emplazamiento de los filtros entre Demultiplexión y Visualización.

5.4.5. Visualización

La visualización de las señales se hace en el panel frontal del instrumento virtual creado. Desde este panel se posibilitan todos los parámetros de la adquisición como el modo de adquisición (Sampled, Peak Captured, Filtered, Repetitive, Waveform Average), tipo de acoplo (AC, DC), fuentes y modos de disparo (Auto, Single), etc.; escalas de visualización, gráficas de las señales demultiplexadas, control del almacenamiento en hojas de datos, control del nivel de umbral de detección de las señales, tiempos de llegada de cada canal, etc.

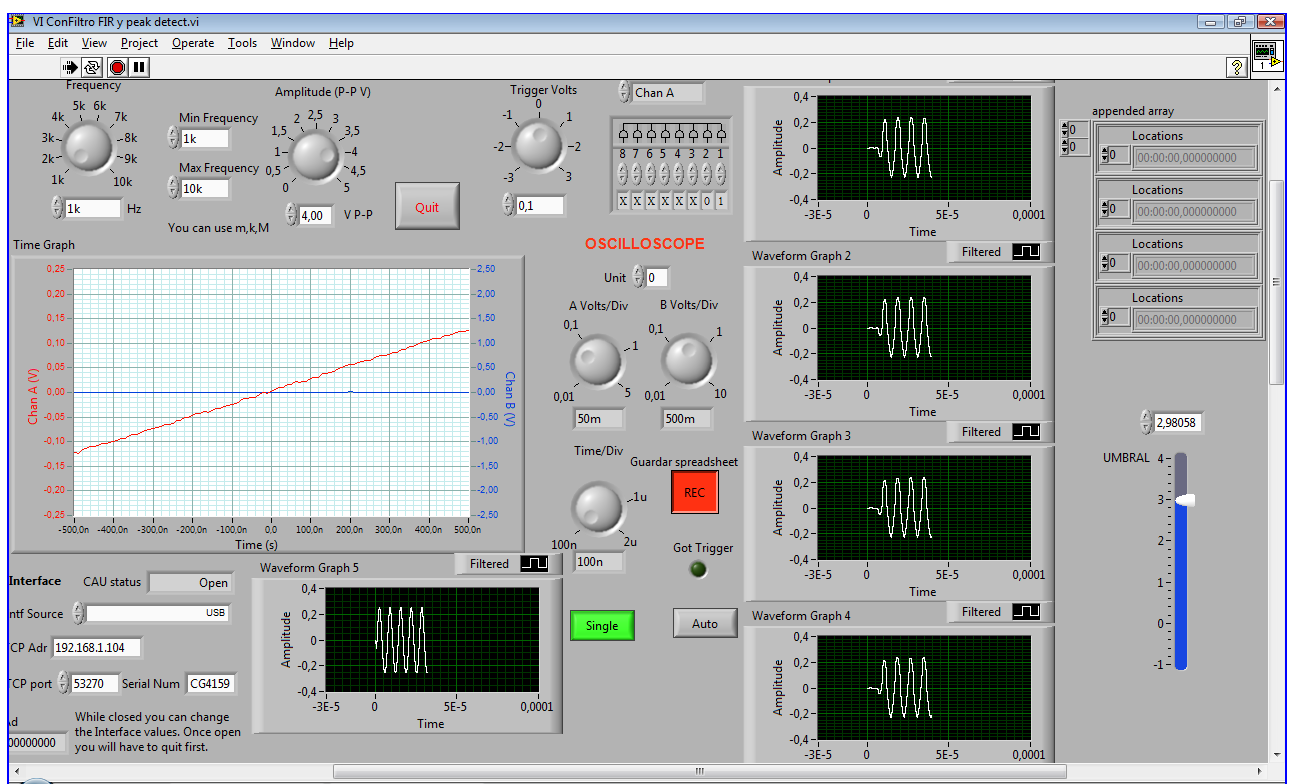


Figura 5.11 – Panel Frontal de Instrumento Virtual Creado

En los apartados siguientes se especifican los ajustes seleccionados para los parámetros fijos y el rango de los seleccionables en tiempo de ejecución.

5.4.6. Nivel de umbral de detección y tiempos de vuelo

Para conocer los tiempos de vuelo de cada sensor se ha usado el instrumento virtual “Waveform Peak Detection”. Ver Figura 5.12. Dicho instrumento es capaz de encontrar localizaciones, amplitudes y segundas derivadas de picos y valles de la señal de entrada. En este caso creamos una constante a su entrada para que dicha localización sea de picos.

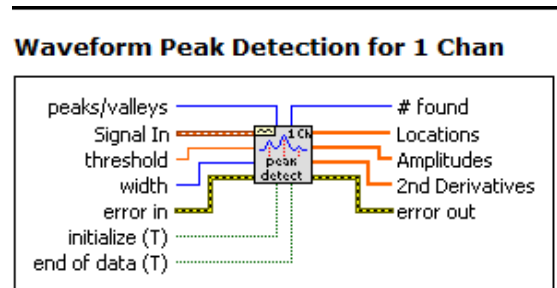


Figura 5.12 – Detalle de las entradas del instrumento virtual Waveform peak detection.

Cada señal demultiplexada se conecta a una entrada Signal In. La entrada threshold permite establecer un umbral por debajo del cual los picos detectados son ignorados. Dicho umbral se controla desde el panel frontal mediante una barra deslizante.

La salida Locations proporciona el índice de los picos detectados. Para ver la localización en términos temporales se usa la siguiente ecuación:

$$\text{Localización temporal } [i] = t0 + dt * \text{Índice de localización}[i]$$

Con los tiempos obtenidos se crea un vector cuyos valores de tiempo son mostrados en el panel frontal. Todo ello se implementa mediante el diagrama de bloques de la Figura 5.13.

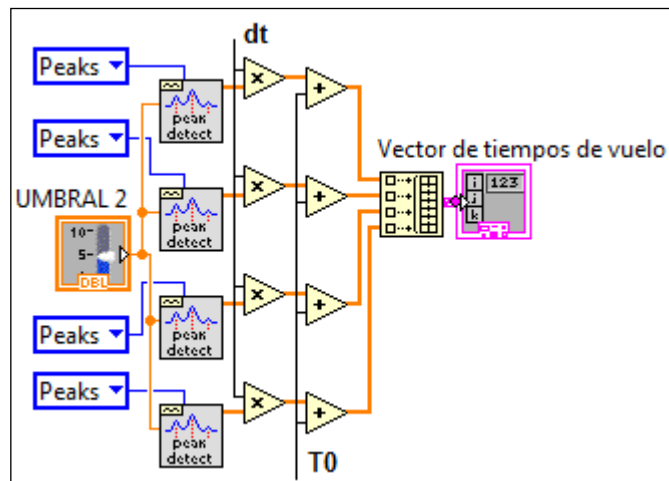


Figura 5.13 – Parte del diagrama de bloque encargada de establecer los tiempos de vuelo.

En la Figura 5.14 se muestra el control del umbral de detección junto con la tabla de tiempos de vuelo.

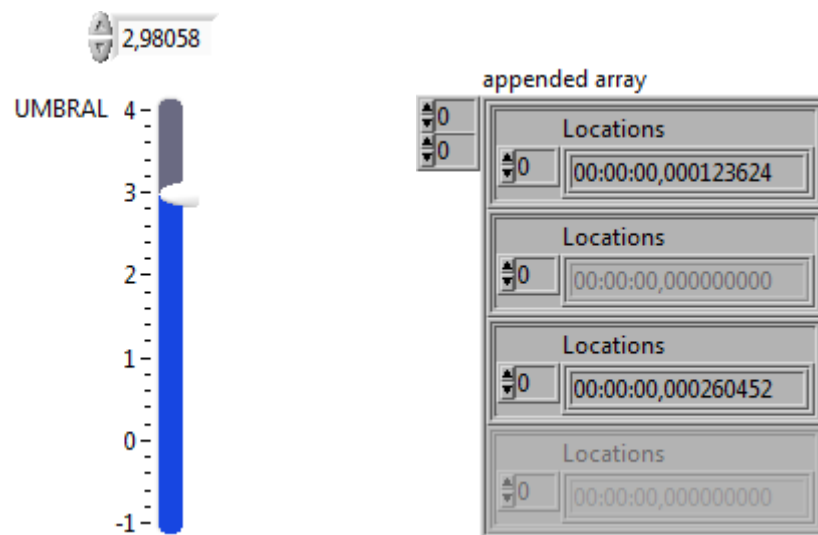


Figura 5.14 – Elementos del panel frontal para el control de umbral y visualización de tiempos de vuelo.

5.4.7. Configuración del Instrumento Virtual

La Tabla 5.1 describe los parámetros de adquisición de los que disponemos en el instrumento virtual. En ella se reflejan los valores dados a los campos para nuestra aplicación. Al realizar el guardado continuo de muestras mediante el panel frontal del instrumento virtual no es necesario configurar los parámetros de: Num Buffers, Num Seq Frames ni Transference size.

No obstante, sirva de ejemplo para una adquisición secuencial de 1000 disparos de 50 μ s cada uno y 5000 muestras (100 MSps) los siguientes parámetros:

Start time: -10 μ s

Stop time: 40 μ s

Num Buffers: 1001

Num Seq. Frames: 1000

Acquire Mode: Single

Transference Size: Sequence (para transferir en cualquier momento que se le pida).

Acquire Mode	Campo	Descripción y valor fijado	TipoDato
Acquisition mode stop Sampled	Acquire Mode	Single, Automático, triggered, stop. Para la adquisición continua empleamos Automático.	U16
Acquirer Clevscope	Modo de Adquisición	Método de adquisición: Sampled, Peak Captured, Filtered, Repetitive, Waveform average. Si se emplea Waveform average ha de haber un número de buffers superior al número de muestras empleadas. Se ha usado el modo Sampled.	U16
Transfer Chans Chan A+B	Acquirer	Establece fuente adquisición (tarj. sonido,...). Siempre Clevscope.	U16
A max scale 5.00	Transfer Chans	Siempre fijado a Chan A + B para adquirir ambos canales.	U16
A min scale -5.00	A max scale	Máximo valor de escala del canal A. También controlable desde front panel	Double
B max scale 5.00	A Min scale	Mínimo valor de escala canal A. Siempre menor que máximo.	Double
B min scale -5.00	B max scale	Máximo valor de escala canal B.	Double
A Probe x1	B min scale	Mínimo valor de escala canal B.	Double
B Probe x1	A probe	Multiplicador sonda A: x1, x10, x100, x1000. Trabajamos con x1.	U16
A Coupling DC	B probe	Multiplicador sonda B: x1, x10, x100, x1000. Trabajamos con x1.	U16
B Coupling DC	A Coupling	Tipo acoplo canal A (AC,DC), empleamos AC pues no interesa continua	U16
A Bandwidth 100 MHz	B Coupling	Tipo acoplo canal B (AC,DC), empleamos AC.	U16
B Bandwidth 100 MHz	A Bandwidth	Ancho de Banda Canal A (25 MHz, 100 MHz). Fijamos 100 MHz	U16
Trigger Source Chan A	B Bandwidth	Ancho de Banda Canal B (25 MHz, 100 MHz). Fijamos 100 MHz	U16
Trigger Amplitude 0.0	Trigger Source	Establece la fuente de disparo. Canal A, Canal B, Ext. Trigger, Dig Input, Rear Input. Configurable desde el panel frontal. Usamos Canal A o B.	U16
A Trigger Amplitude 0.0	Trigger Amplitude	Nivel de disparo. Configurable desde el panel frontal.	Double
B Trigger Amplitude 0.0	A Trigger Amplitude	No usado en el controlador.	Double
Trigger Filter None	B Trigger Amplitude	No usado en el controlador.	Double
Trig Slope	Trigger Filter	Filtrado del disparo: None, Low-Pass, Hi-Pass, noise (dos divisiones de histéresis). Se emplea None (sin filtrado en el disparo).	U16
Trigger Holdoff 0.0	Trig Slope	Fija el flanco de disparo. Rising, Falling. Se emplea Rising (ascendente).	U8
Dig Pattern Rqd 0	Trigger Holdoff	No usado en el controlador.	Double
Ext Trig Threshold 0.00	Dig Pattern Rqd	Establece si se precisa que el patrón digital clasifique el disparo analógico o no. 0 = No Requerido, 1 = Requerido. No requerido	U8
Dig Input Threshold 0.00	Dig Pattern	Fija el patrón digital para el disparo con las entradas digitales. Byte 0 = Máscara selectora, 1= entrada usada. Byte 1 = Patrón requerido antes del disparo. Byte 2 = Patrón requerido para disparar. Byte 3 = No usado Bit 0 es entrada digital 1... Bit 7 es entrada digital 2.	U32
Start Time -3.00m	Ext Trig Threshold	Fija el nivel de amplitud de la entrada de disparo externa, de -6 a +18V No usado.	Double
Stop Time 3.00m	Dig Inp Threshold	Fija la amplitud de la entrada de umbral digital, de 0 a 10V	Double
Pre Trig Time 3.000m	Start Time	Fija el tiempo previo relativo al trigger al cual comienza la adquisición. Si es positivo se usa un disparo con ese retraso.	Double
Port Port 1	Stop Time	Fija el tiempo de parada de la adquisición relativo al disparo. El rango es de -22 a +22 segundos. Nótese que a 100MSps máximo 40ms en buffer.	Double
Num divisions 6	Pre Trig Time	No se usa en el controlador.	Double
Num seq frames 1	Port	No se usa en el controlador.	U16
Num Buffers 2	Num divisions	Fijado a 10.	I16
	Num seq frames	Fija el número de tramas capturadas secuencialmente. Si se emplea la captura Waveform Avg, define el numero de promedios usados, 4, 16, 64, 128.	I16
	Num Buffers	Fija el número de buffers asignados para la captura de tramas. Debe ser al menos el número de tramas capturadas secuencialmente +1.	I32

Tabla 5.1 – Descripción de los parámetros de adquisición controlables y su configuración (continúa).

Sig Gen Freq	1000.00	Sig Gen Freq	El módulo del que disponemos no contiene la funcionalidad de generador de señales. Por lo que no se describen los controles relacionados.	Double
Sig Gen Amp	1.00	Sig Gen Amp		Double
Sig Gen Offset	0.00	Sig Gen Offset		Double
Sig Gen Waveform	sine	Sig Gen Waveform		U16
Sig Gen Sweep	Log	Sig Gen Sweep		U16
Sig Gen Func	Standard	Sig Gen Func		U16
Sig Gen Freq 2	1000.00	Sig Gen Freq 2		Double
Sig Gen Phase	180.00	Sig Gen Phase		Double
Trig 2 Function	None	Trig 2 Function	Fija el uso del Trigger 2: Not used, T1~2<min, min<=T1~2<=max, T1~2>max, Count T1, Wait for T1, then count T2. Donde T1~2 es la dirección entre los disparos del Trigger 1 y Trigger 2. Puesto que no usamos el Trigger 2 se fija en Not used.	U16
Min Trigger Period	10n	Min Trigger Period	Fija el tiempo mínimo necesario para el disparo. De 0 a 22 s con una resolución de 10 ns. En nuestro caso 10 ns.	Double
Max trigger Period	100u	Max Trigger Period	Fija el tiempo máximo de disparo. En nuestro caso 100 us	Double
Trigger count	1	Trigger Count	Fija el número de disparos a contar 0..4, 294, 967, 295. Fijado en 1	U32
Trig 2 Slope		Trig 2 slope	Fija el flanco a tener en cuenta en el disparo del trigger 2. No usado.	U8
Trig 2 Source Chan	Chan A	Trig 2 Source han	Establece la fuente de disparo del Trigger 2. No usado.	U16
Trig 2 Level	0	Trig 2 Level	Fija el umbral de disparo del Trigger 2. No usado.	Double
Dig Pattern 2 Rqd		Dig Pattern 2 Rqd	No usado.	U8
Dig Pattern 2	0	Dig Pattern 2	No usado.	U32
Trigger 2 Source	Trigger 1 inverted	Trigger 2 Source	Define la fuente del Trigger 2: Trigger 1 invertido o Trigger 2 definido.	U16
Waveform Averages	0	Waveform Averages	Establece cuantas formas de onda se promedian si el modo de adquisición es Waveform avg (4, 16, 64, 128). No usado.	I32
Value changed	0	Value Changed	Cambiando este valor, el controlador revisa los cambios en todos los valores de sus estructura de datos. Si no se cambia, los valores de la estructura de datos no se actualizarán.	I32
Freq Span	0	Freq Span	No usado en el controlador.	Double
Freq Res	0	Freq Res	No usado en el controlador.	Double
Duration	0	Duration	No usado en el controlador.	Double
Resolution	0	Resolution	No usado en el controlador.	Double
Units are linked		Units are linked	0 significa no unidas, 1 indica conexión y que el puerto Link está activo.	U8
Ext Sample Clock		Ext Sample Clock	No se dispone de la tarjeta de control de la frecuencia de muestreo para la unidad de adquisición.	U8
F Spare 2		Fspare 2	Reservado por el fabricante para usos futuros	U8
F Spare 3		Fspare 3	Reservado por el fabricante para usos futuros	U8
F Spare 4		Fspare 4	Reservado por el fabricante para usos futuros	U8
Sampler Resolution	10 bit	Sampler Resolution	Establece la resolución de muestreo usada (10, 12 ó 14 bits). En nuestro lo fijamos en 14 para aprovechar la resolución del módulo.	U16
Intf Source	USB	IntfSource	Interfaz de conexión: USB, Ethernet - Abre dirección IP especificada, Encuentra primer Cleverscope conectado, encuentra Clevescope con un número de serie dado. Fijado en USB.	U16
Update Rate	20 Frame/sec	Update Rate	No usado en el controlador.	U16
Transfer Size	Normal	Transfer Size	Usando 0 transfiere una trama. Con 6 transfiere todas las tramas en una captura secuencial como un vector. Fijado en 0 = Normal.	
Sig Gen Freq Step	0.00	Sig Gen Freq Step	No usado por no contar con generador de señal interno.	Double
TCP Adr	00000000	TCPAdr	Dirección TCP de la unidad de adquisición. Escrita automáticamente.	U32
TCP port	0	TCPPort	Puerto TCP usado por la unidad de adquisición. Escrito automáticamente.	U32
CAU Ser Num Hi	0	CAU Ser Num Hi / Lo	Número de serie de la unidad de adquisición separado en dos valores U32. Los dos caracteres ascii superiores se almacenan en los 16 bits más bajos del CAU ser Num Hi. Los 4 caracteres ascii más bajos se almacenan en el CAU ser Num Lo	U32 U32
CAU Ser Num Lo	0			
NSpare4	0	NSpare4	Reservado por el fabricante para usos futuros.	Double

Continuación Tabla 5.1

5.4.8. Disparo y sincronismo

En los sistemas de detección EA la fuente el disparo juega un papel clave a la hora de establecer tiempos. Debido a que el reloj de muestreo del módulo de adquisición no es síncrono con el reloj de conmutación del multiplexor, el disparo ha de recuperar dicho sincronismo para realizar una correcta demultiplexión.

Para recuperar dicho sincronismo, se requiere un disparo combinado analógico-digital. Este disparo funciona de modo que cuando el canal analógico supera el umbral fijado es el patrón digital establecido el que dispara y determina el origen de tiempos.

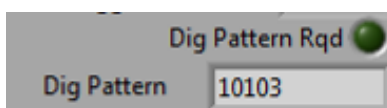


Figura 5.15 – Habilitado del patrón digital y el patrón establecido

El patrón digital, está formado por 4 bytes, el byte 0 ejerce de máscara, cuando su valor es 1 se habilita la entrada. El byte 1 establece el patrón requerido previo al disparo, el byte 2 determina el patrón necesario para el disparo. El byte 3 no se usa. Los bits están ordenados de forma que el bit 0 es la entrada digital 1 y el bit 7 la entrada 8.

6.CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO

Se ha conseguido explotar la capacidad de adquisición de cada canal del módulo. Para ello, se han implementado dos circuitos impresos diseñados con la herramienta OrCAD. Uno de ellos se encarga de realizar una multiplexación analógica de 4 canales a uno con un gran ancho de banda y a alta velocidad, para lo cual se ha realizado una exploración de los multiplexores en el mercado. El otro proporciona la señal de reloj capaz de controlar la conmutación del multiplexor. Este último se ha empotrado y cerrado en el módulo de adquisición y permite extraer un reloj síncrono de 50 MHz.

En cuanto a la instrumentación virtual, se ha desarrollado un instrumento virtual cerrado en el entorno LabVIEW para posibilitar una adquisición, análisis y visualización flexibles y totalmente controlables por el usuario. Este instrumento es capaz de establecer tiempos de vuelo de las señales por el tanque de agua, en función del umbral de detección establecido.

Una de las conclusiones obtenidas tras el análisis de los multiplexores existentes es que la multiplexación analógica tiene limitaciones a estas frecuencias. Los tiempos de conmutación de este tipo de dispositivos están típicamente por encima de los 100 ns.

Para visualizar señales por encima de 1 MHz se requiere del uso de impedancias de acabado en las sondas empleadas. Dichas impedancias afectan al comportamiento de los circuitos, por lo que han de ser tenidas en cuenta a la hora de diseñarlos.

Como se ha tratado a lo largo del documento, a la hora de enfrentarnos al problema clásico de EA en el que sólo se dispone de la recepción de señales acústicas sin referencia de disparo, el sistema en su totalidad es capaz de adquirir e identificar estas señales de forma pasiva y de establecer tiempos relativos que posibilitan la localización de fuentes de DP. No obstante, debido a las características del sistema son varias las configuraciones que este posibilita en cuanto a fuentes de disparo:

- a) Emisión acústica controlada en Canal A – Señales detectadas multiplexadas Canal B. Esta configuración permite la aplicación del sistema en ensayos no destructivos e inspección. Esta configuración es la empleada en pruebas acústicas en laboratorio y en los sistemas emisor-detectores. En ella siempre dispondremos de tiempos absolutos.

- b) Impulso eléctrico en Canal A – Señales acústicas multiplexadas Canal B. Posible gracias a la elevada frecuencia de muestreo capaz de establecer el origen de tiempos en función del impulso eléctrico.

Las posibilidades de lograr una mayor adaptación a la aplicación concreta ofrece un área de trabajo que con el final del presente proyecto se ha querido guiar en cierto modo. El entorno básico de operación con instrumentación virtual queda puesto a punto y a partir del mismo caben múltiples actualizaciones y mejoras.

En primer lugar, sería interesante conseguir un rearme automático del disparo. Es decir, después de cada disparo se conseguiría una captura secuencial automática de varias tramas de forma que tras ser transferidas a la memoria del PC el disparo quedaría nuevamente preparado para otra captura. Nótese que el tiempo mínimo en el “Bandpass response.vi” entre disparos es de 200 μ s. No obstante este ha sido resuelto con almacenamiento intermedio.

Para ello se recomienda llevar a cabo una revisión de los controladores recién sacados por el fabricante para el módulo Cleverscope (versión 4644) así como de la nueva versión 3 del “Cscope control driver LV85”.

Por otro lado, ahora que la comunicación con el programa de instrumentación está establecida, se puede emplear un amplio abanico de instrumentos virtuales ya desarrollados en este entorno con el fin de explotar las características de las señales adquiridas tales como, máximas derivadas, filtrado (en disparo y detección por umbral) correlación cruzada o posicionamiento/seguimiento 3D.

Por último, cabría dotar al sistema de capacidad de focalización mediante un control inteligente de la multiplexación, basado en ventanas de tiempo con aplicación directa en la lectura de retardos.

BIBLIOGRAFÍA

- [IEC00] “High-voltage test techniques - Partial discharge measurements, 3rd Edition December 2000” Draft of IEC International Standard 60270.
- [IEEE03] “Partial Discharge Tests in Transformers Working Group of Transformers Committee, ”Draft Guide for the Detection and Location of Acoustic Emissions from Partial Discharges in Oil-Immersed Power Transformers and reactors”, IEEE PC57.127/D1.1Standards Draft 3, 2003.
- [IEEE07] “IEEE Guide for the Detection and Location of Acoustic Emissions from Partial Discharges in Oil-immersed Power Transformers and Reactors, 2007”; IEEE Std C57.127-2007.
- [LabV88] LabVIEW Signal Processing, Mahesh L. Chugani, MichEAl Cerna, Prentice- Hall, U.S.A., 1988.
- [Mark06] S. M. Markalous, Detection and Location of Partial Discharges in Power Transformers using Acoustic and Electromagnetic Signals, Ph.D. thesis, University of Stuttgart, Germany, 2006.
- [SAA09] José Luis García, David Robledo, Interlab IEC “Instrumentación basada en ultrasonidos para aplicaciones industriales”, Tutorial en SAAEI 2009, (Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación), Leganés, 2009.

Páginas web:

<http://www.cleverscope.com/resources/>

<http://www.ni.com/labview/>

ANEXOS

A.1. PLIEGO DE CONDICIONES

A.2. PRESUPUESTO

A.3. PLANOS

A.3.1. Circuitos impresos

A.3.2. Esquema de bloques

A.3.3. Vistas del instrumento virtual

A.4. CATÁLOGOS

A.4.1. Cleverscope CS328A (Specification)

A.4.2. Multiplexor IDT QS 4A210

A.4.3. Sensor R15I

A.4.4. Componentes

A.1. PLIEGO DE CONDICIONES

Las condiciones a satisfacer por los componentes utilizados vienen en el anexo catálogos con sus hojas de características.

A parte de estos materiales, se hace indispensable el uso de los siguientes materiales e instrumentos:

Hardware:

- Ordenador, Intel Core 2 Duo T450 con 2 GB DDR2.
- Fuente de alimentación continua para tarjeta Protek 3033B.

Software:

- SO Windows Vista Home Premium.
- LabVIEW 8.6.
- Cscope Install 4640.

A.2. PRESUPUESTO

COSTES MATERIALES

Los costes asociados al material empleado en el desarrollo del proyecto son:

Componentes Electrónicos.....	16 €
Cableado.....	55 €
Módulo de adquisición.....	1100 €
TOTAL COSTES MATERIALES.....	1171 €

COSTES DE PERSONAL

Los tiempos de personal asociados a la realización de este proyecto incluyen tanto el tiempo dedicado a su desarrollo como a su redacción. Para realizar el cálculo se supone el siguiente salario bruto anual:

Ingeniero Técnico Industrial.....	24000 €
-----------------------------------	---------

El número de horas trabajadas por año son 1760 por lo que deducimos un coste total por hora de ingeniero técnico industrial de 13,64 €/h.

Para un total de 720 horas dedicadas al proyecto se corresponde un coste de personal total:

TOTAL COSTES DE PERSONAL.....	9821 €
--------------------------------------	---------------

PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL

Costes Materiales.....	1171 €
Costes de Personal.....	9821 €
COSTES TOTALES.....	10992 €

PRESUPUESTO POR CONTRATA

Presupuesto Total de Ejecución.....	10992 €
Gastos Generales de la empresa (20%).....	2198 €
Subtotal.....	13150 €
IVA (16%).....	2104 €
TOTAL PROYECTO.....	15254 €

El presupuesto total del presente proyecto asciende a:

QUINCE MIL DOSCIENTOS CUARENTA Y CINCO EUROS

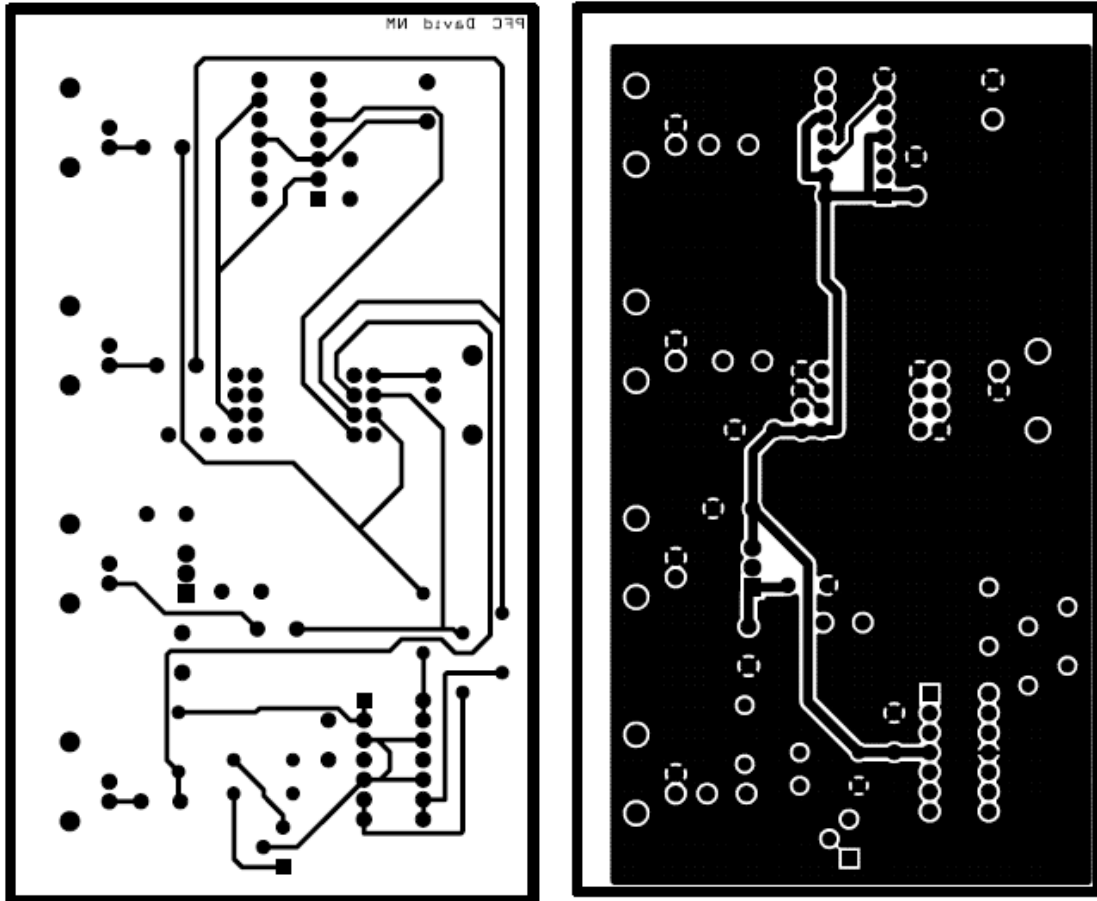
Leganés, Octubre de 2009

Fdo. David Navidad Mencía,
Ingeniero Técnico Industrial

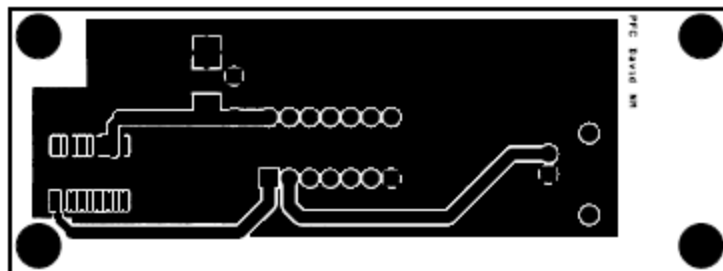
A.3. PLANOS

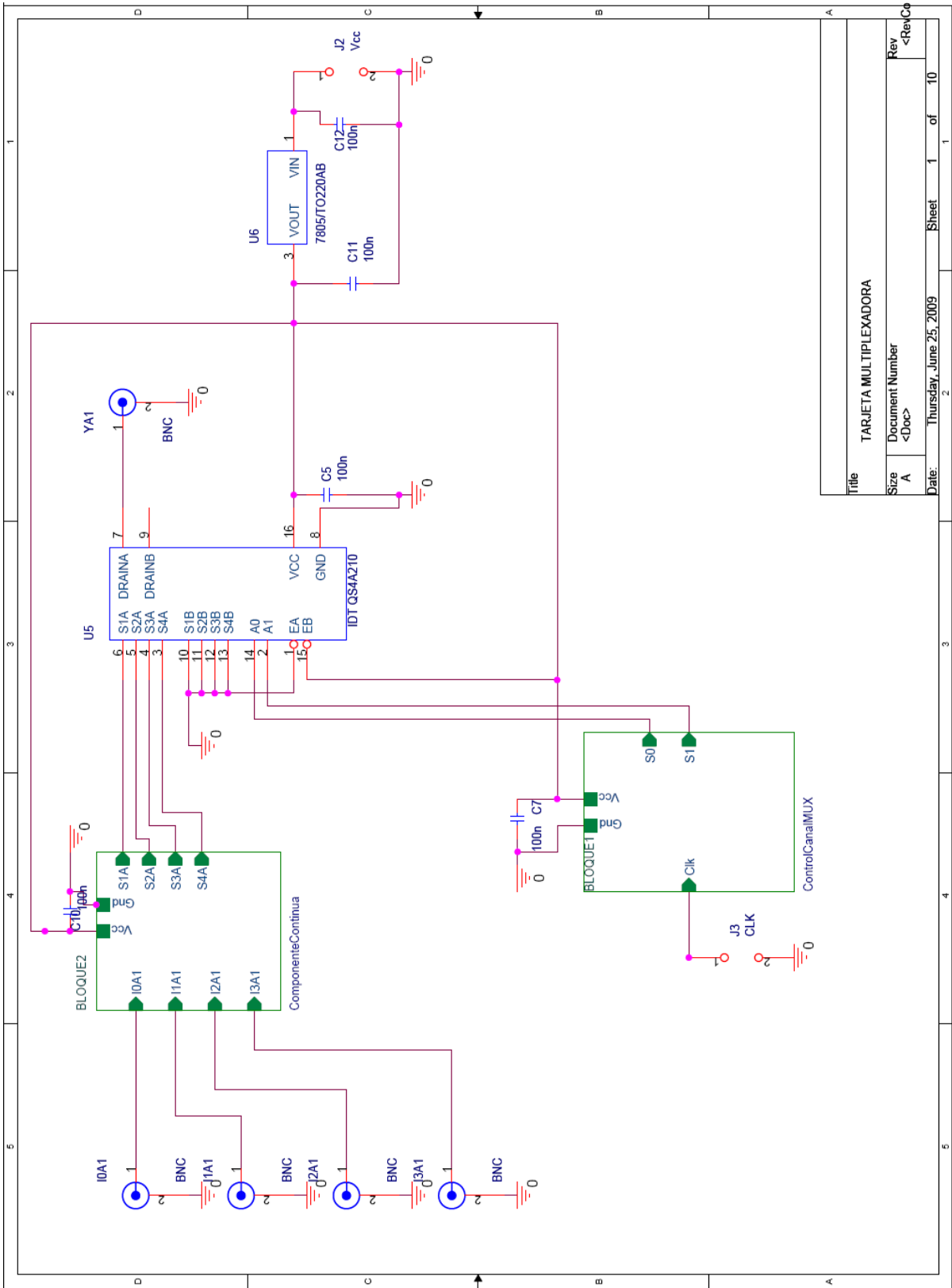
A.3.1 PCBs

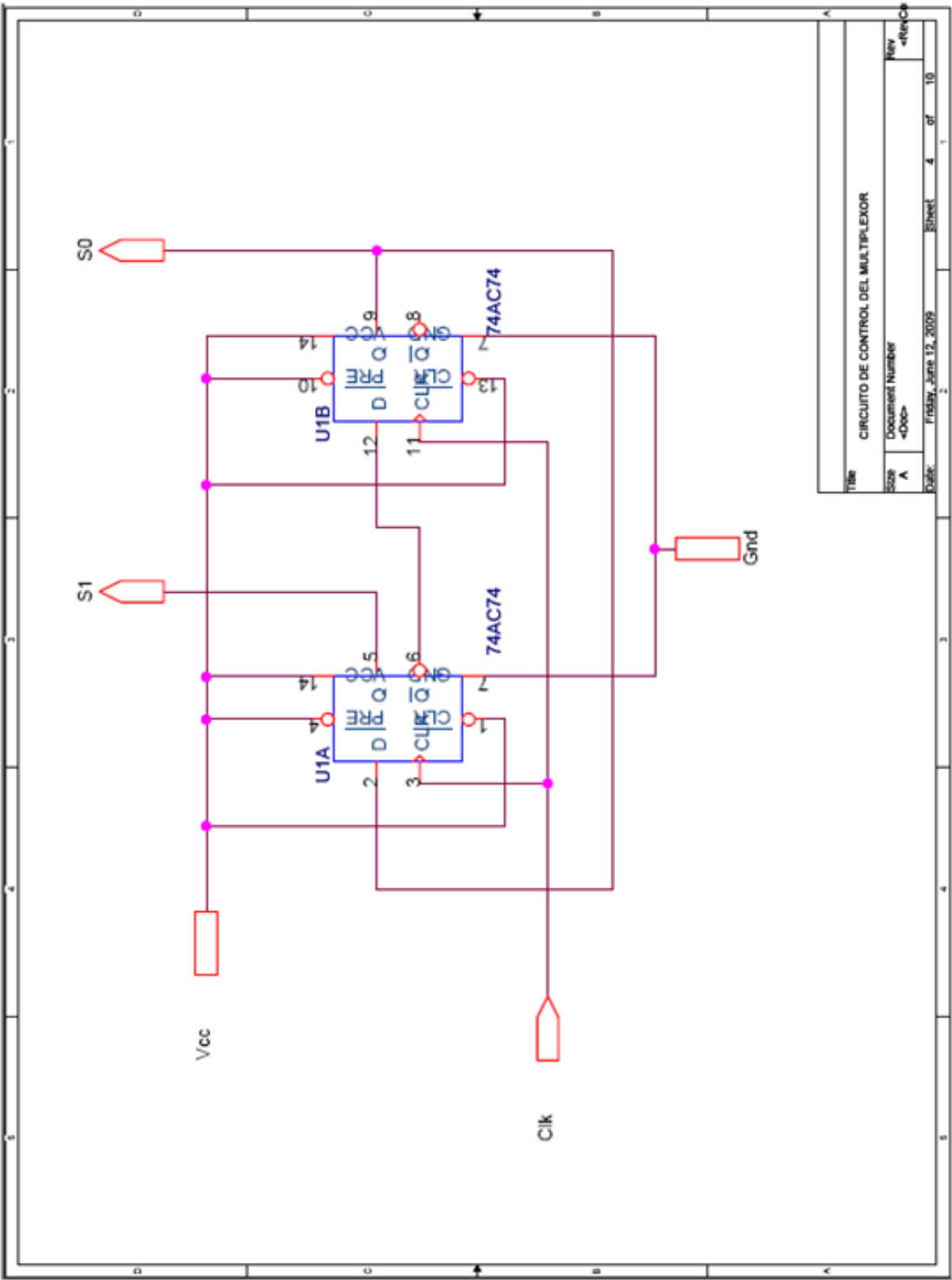
Capas top (izquierda) y bottom para la generación del fotolito de la tarjeta multiplexora.

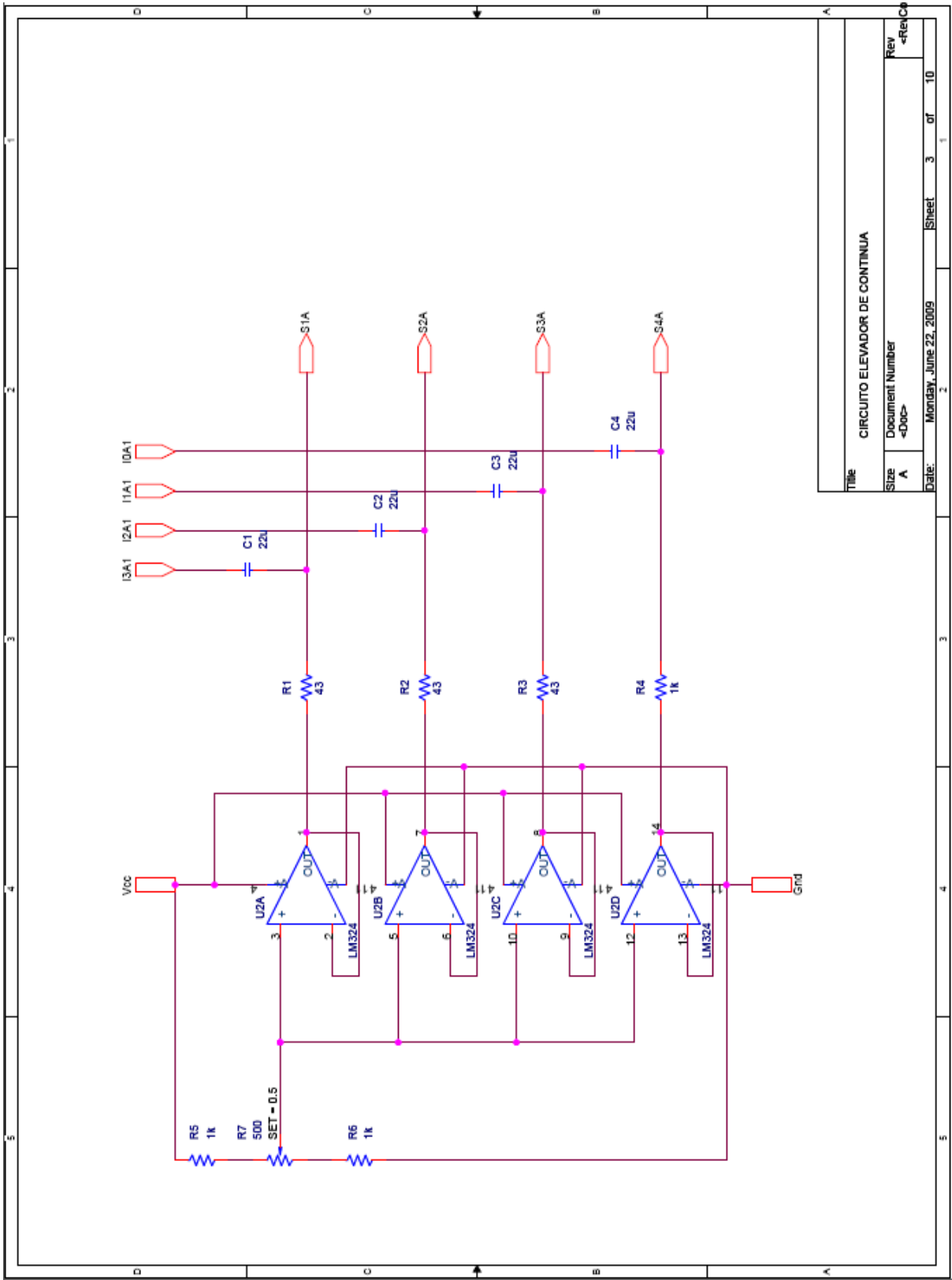


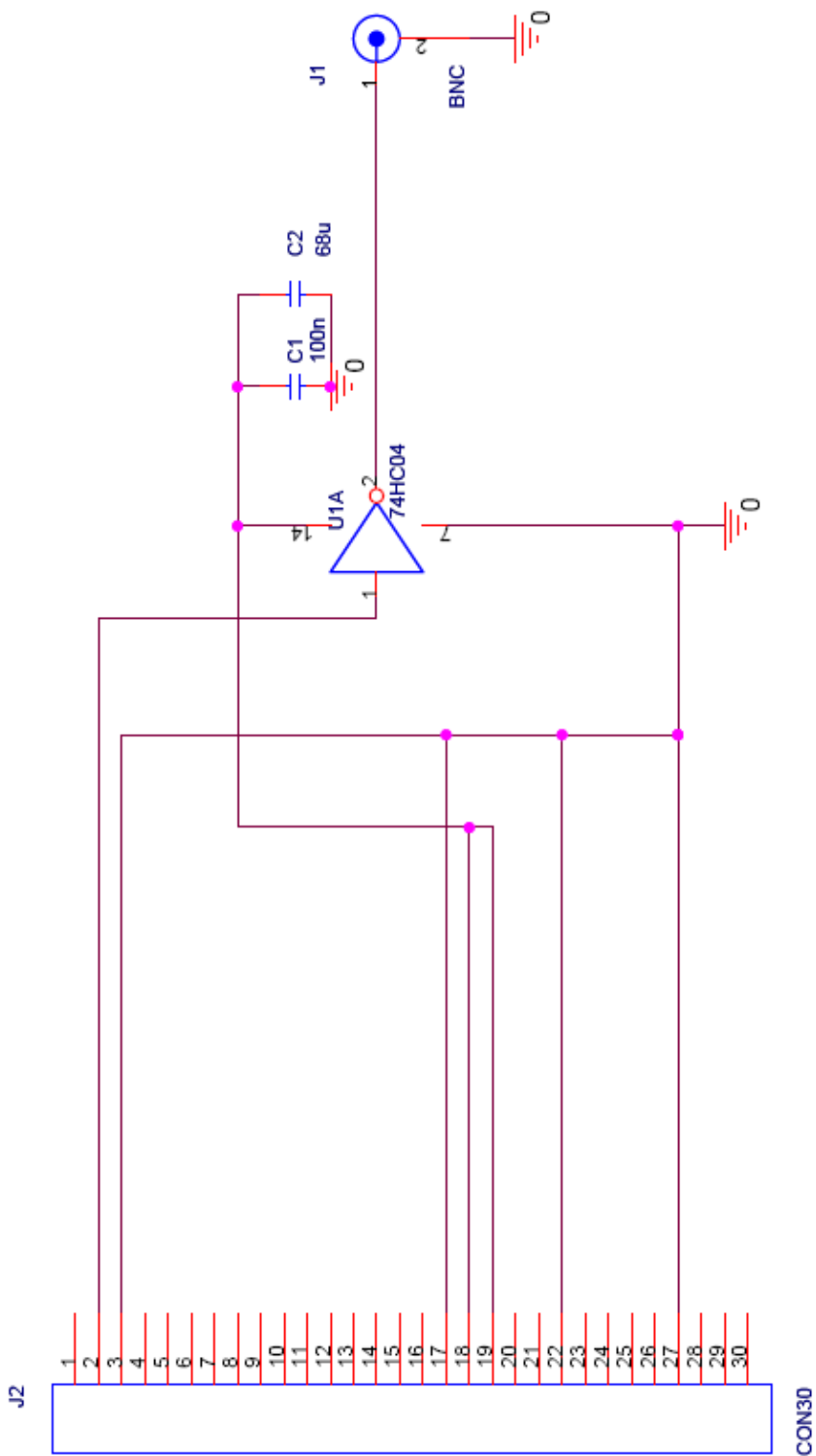
Capa bottom para la generación del fotolito de la tarjeta adaptadora de la señal de reloj.





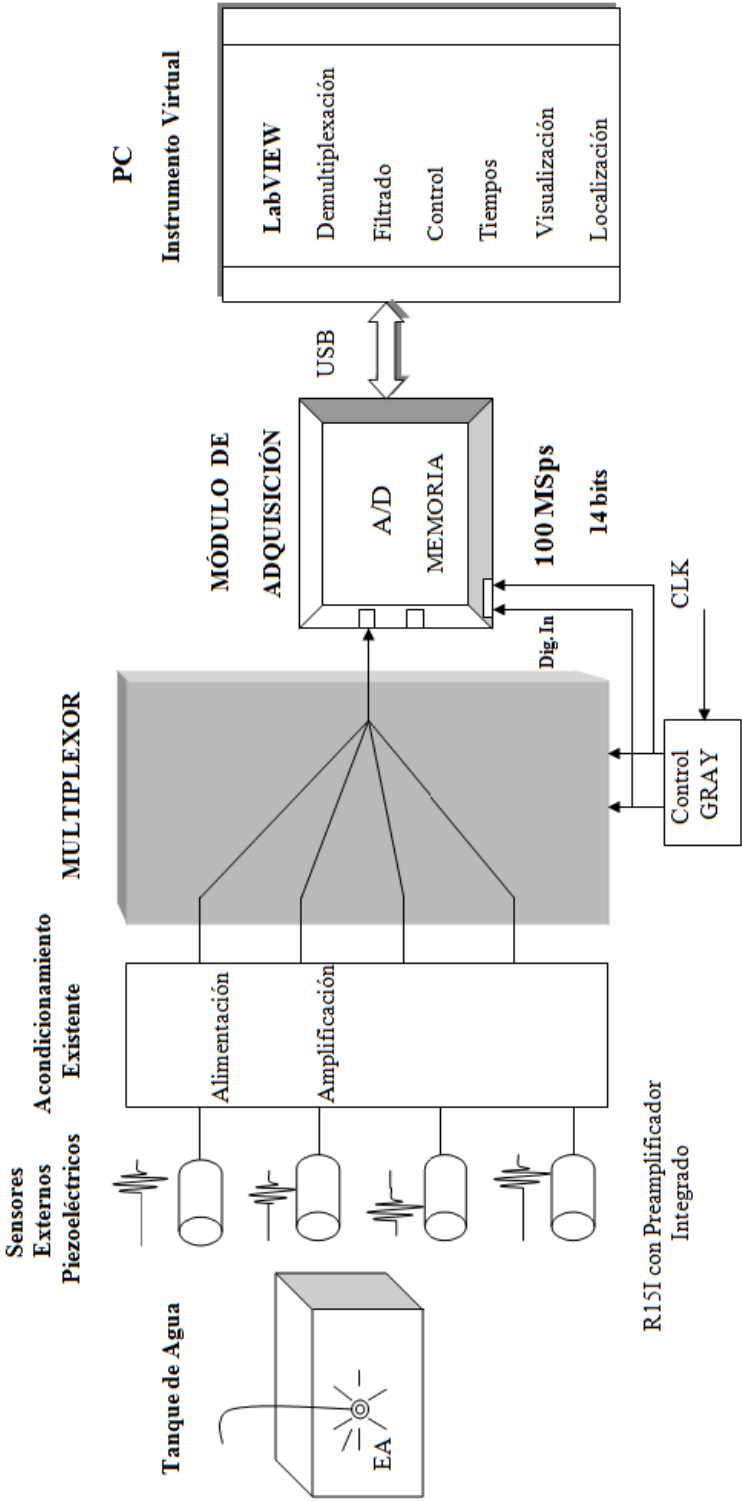




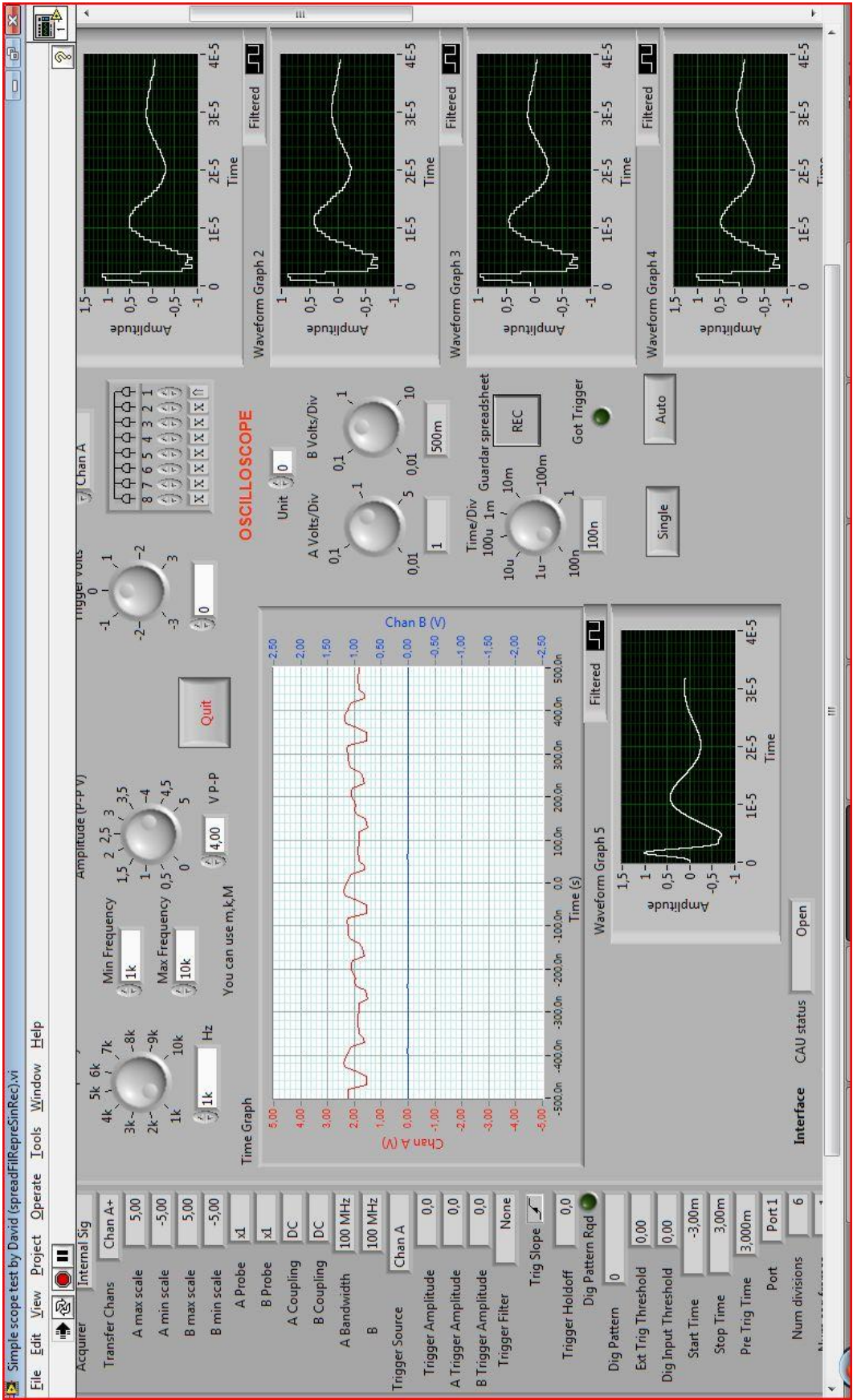


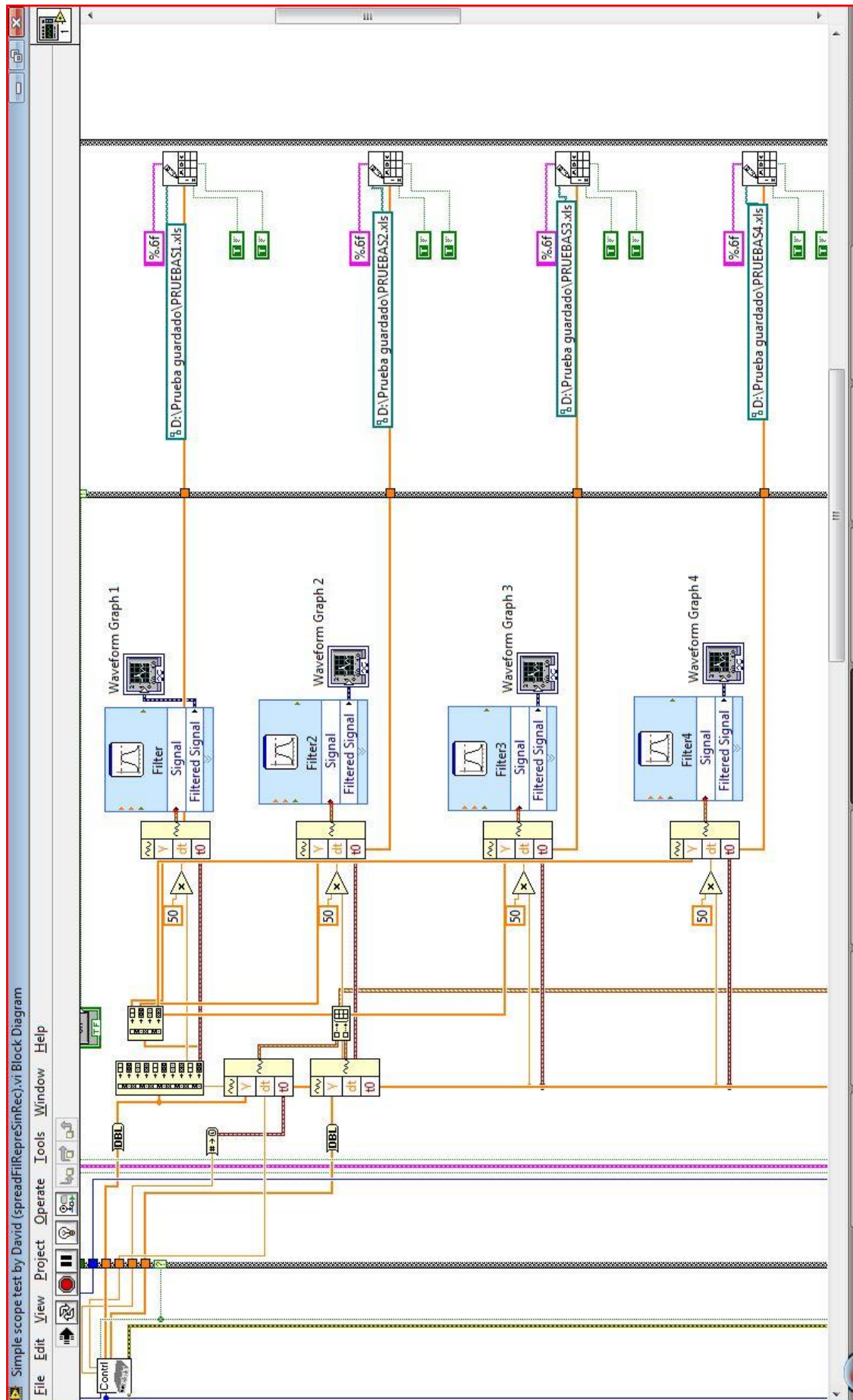
A.3.2. Esquema de bloques

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN



A.3.3. Vistas del instrumento virtual







VI ConFiltro FIR y peak detect.vi

C:\Users\David\Desktop\Instrumentos Virtuales\VI ConFiltro FIR y peak detect.vi

Last modified on 28/09/2009 at 21:53

Printed on 29/09/2009 at 18:49

To use:
Attach a BNC from Sig Gen output to Chan A.
Click either Single or

Acquire Definition

Acquire Mode: stop

Acquisition mode: Sampled

Acquirer: Cleverscope

Transfer Chans: Chan A+

A max scale: 250,00m

A min scale: 250,00m

B max scale: 2,50

B min scale: -2,50

A Probe: x1

B Probe: x1

A Coupling: DC

B Coupling: DC

A Bandwidth: 100 MHz

B: 100 MHz

Trigger Source: Chan A

Trigger Amplitude: 100,0m

A Trigger Amplitude: 0,0

B Trigger Amplitude: 0,0

Trigger Filter: None

Trig Slope: ☒

Trigger Holdoff: 0,0

Dig Pattern Rqd: ☒

Dig Pattern: 10103

Ext Trig Threshold: 0,00

Dig Input Threshold: 0,00

Start Time: -500,00n

Stop Time: 500,00n

Pre Trig Time: 3,000m

Port: Port 1

Num divisions: 6

Num seq frames: 1

Num Buffers: 2

Sig Gen Freq: 1000,00

Sig Gen Amp: 4,00

Sig Gen Offset: 0,00

Sig Gen Waveform: sine

Sig Gen Sweep: Log

Sig Gen Func: Standard

Sig Gen Freq 2: 1000,00

Sig Gen Phase: 180,00

Trig 2 Function: None

Min Trigger Period: 10n

Max trigger Period: 100u

Trigger count: 1

Trig 2 Slope: ☒

Trig 2 Source Chan: Chan A

Trig 2 Level: 0

Dig Pattern 2 Rqd: ☒

Dig Pattern 2: 0

Trigger 2 Source: Trigger 1

Waveform Averages: 0

Value changed: 8039065

Freq Span: 0

Freq Res: 0

Duration: 10m

Resolution: 10n

Units are linked: ☒

Ext Sample Clock: ☒

F Spare 2: ☒

F Spare 3: ☒

F Spare 4: ☒

Sampler Resolution: 14 bit

Intf Source: USB

Update Rate: 20 Frame/

Transfer Size: Normal

Sig Gen Freq Step: 0,00

TCP Adr: COA80168

TCP port: 53270

CAU Ser Num Hi: 17223

CAU Ser Num Lo: 8756401

NSpare4: 0

Signal Generator

Frequency: 1k Hz

Amplitude (P-P V): 4,00

Min Frequency: 1k

Max Frequency: 10k

You can use m,k,M

Trigger

Trigger Volts: 0,1

Trigger Source: Chan A

OSCILLOSCOPE

Unit: 0

A Volts/Div: 0,1

B Volts/Div: 0,1

Time/Div: 50m

Guardar spreadsheet: REC

Got Trigger: ☒

Single:

Auto:

Time Graph

Chan A (V): -0,25 to 0,25

Chan B (V): -2,50 to 2,50

Time (s): -500,0n to 500,0n

Waveform Graph 1

Amplitude: -0,4 to 0,4

Time: -3E-5 to 0,0001

Waveform Graph 2

Amplitude: -0,4 to 0,4

Time: -3E-5 to 0,0001

Waveform Graph 3

Amplitude: -0,4 to 0,4

Time: -3E-5 to 0,0001

Waveform Graph 4

Amplitude: -0,4 to 0,4

Time: -3E-5 to 0,0001

Waveform Graph 5

Amplitude: -0,4 to 0,4

Time: -3E-5 to 0,0001

Interface

CAU status: Runtime

Intf Source: USB

TCP Adr: 192.168.1.104

TCP port: 53270

Serial Num: CG4159

Ad: 00000000

While closed you can change the Interface values. Once open you will have to quit first.

append array

Locations: 00:00:00,000000000

Locations: 00:00:00,000000000

Locations: 00:00:00,000000000

Locations: 00:00:00,000000000

UMBRA1: 2,98058

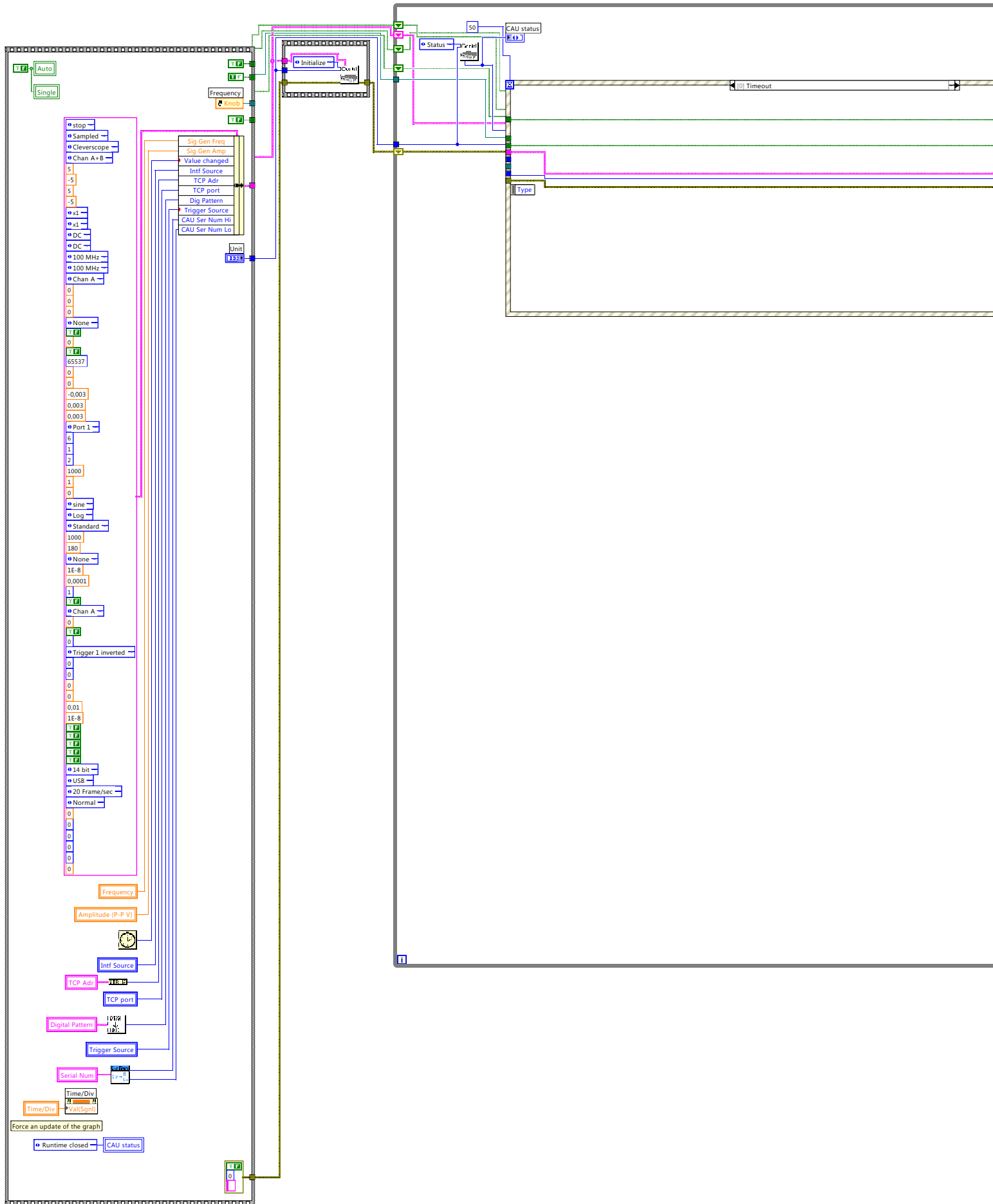


VI ConFiltro FIR y peak detect.vi

C:\Users\David\Desktop\Instrumentos Virtuales\VI ConFiltro FIR y peak detect.vi

Last modified on 22/09/2009 at 22:03

Printed on 27/09/2009 at 17:55



check for samples

start an acquisition

check for samples

True if we start an acquire.

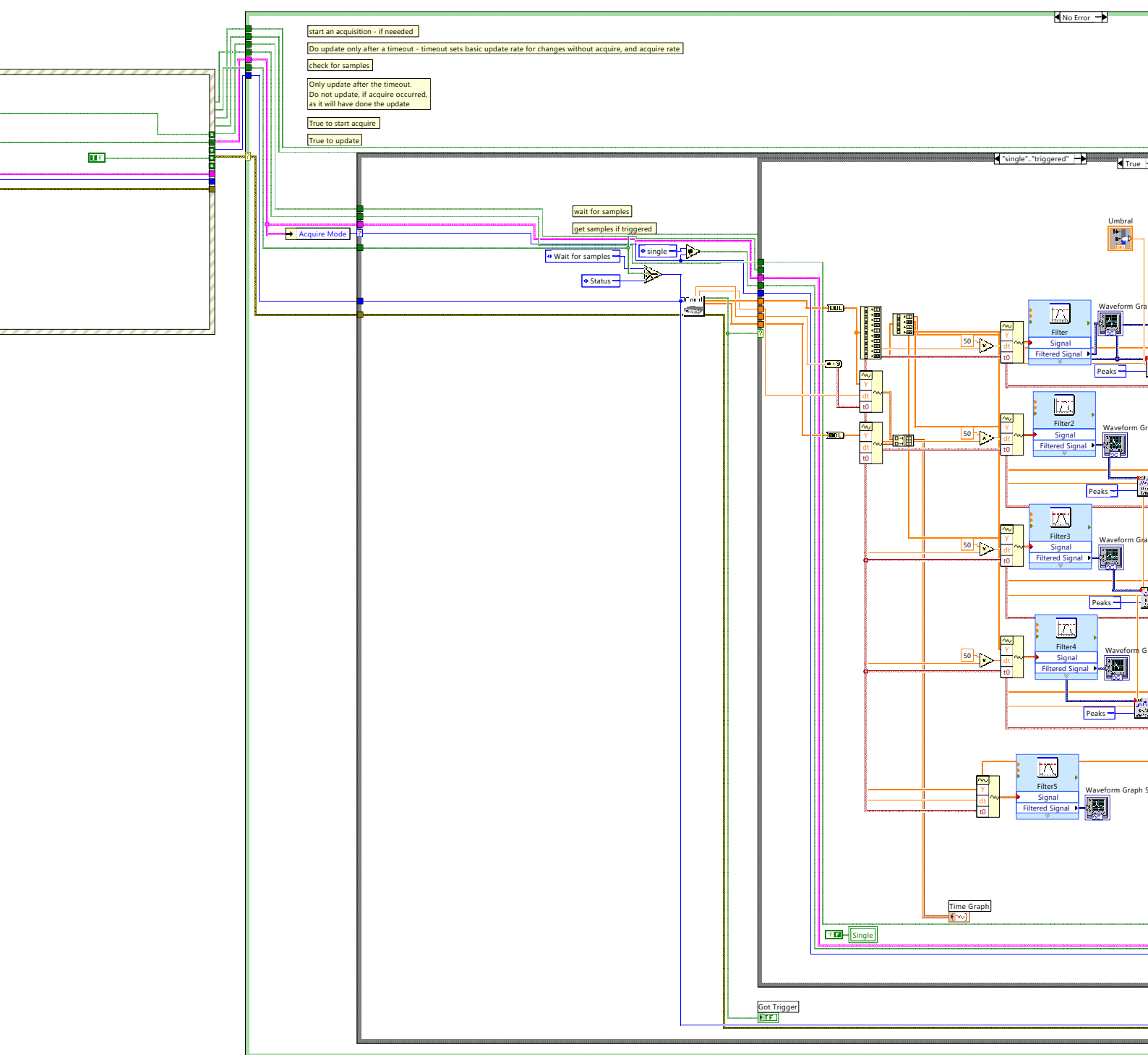
True if CAU needs to be updated.

VI ConFiltro FIR y peak detect.vi

C:\Users\David\Desktop\Instrumentos Virtuales\VI ConFiltro FIR y peak detect.vi

Last modified on 22/09/2009 at 22:03

Printed on 27/09/2009 at 17:55



A.4. CATALOGOS

A.4.1. Cleverscope CS328A

16 Specification

16.1.1 Acquisition

Acquisition Modes	Sample, Peak Detect, Filtered, Average, Spectrum
Acquisition Modes	Single Shot, Triggered, Automatic, Multiple Frame
Acquisition Rate to PC, via USB	5, 10, 20 Frames per second (if not limited by trigger rate, or capture time)
Acquisition Rate, multiple frame	Continuous capture until buffer is full (3000 frames of 1300 samples)

16.1.2 Analog Inputs

Number	2
Input Coupling	DC, AC, GND
Input Impedance, DC coupled, all channels	1 M Ω $\pm$ 2% in parallel with 20 pF $\pm$ 3 pF
Probe Attenuation	1X, 10X
Maximum Voltage between Signal and Common at input BNC	300 Vrms (420V peak, duty cycle <50%, pulse width <100 ms) For steady state sinusoidal waveforms, de-rate at 20 dB/decade above 100 kHz to 10 Vpk at 3MHz and above.
Time delay between channels, typical	200 ps
Channel to Channel Crosstalk, typical	-70 dB at 20 MHz, signal at 0.5 Full Scale.

16.1.3 Vertical

Digitizers	10, 12 or 14 bit resolution
Full Scale Volts Range	40 mV to 20V, 1X probe
Resolution	0.1 mV, 100 mV Full Scale.
Position Range	Full Scale Range as above moved anywhere in the range $\pm$ 12.5V with 10mV resolution.
Analog Bandwidth	100 MHz, -3dB
Instantaneous Capture Bandwidth	20 MHz, with sin(x)/x interpolation
Repetitive Sampling Bandwidth	100 MHz, -3 dB
Analog Bandwidth in Peak Detect Mode	50 MHz
Analog Bandwidth with Anti-Aliasing filter on	20 MHz 5 th Order 0.5 dB passband ripple, 50 dB down at 100MHz.
Analog Bandwidth with Moving average filter on	2 MHz
Lower Frequency limit, AC coupled	10 Hz, 1x probe, 1Hz, 10x probe
Rise time at the BNC, typical	<3 ns
Peak detect response	Captures all pulses >10 ns in duration.
DC Gain accuracy	$\pm$ 3% for Sample or Averaged acquisition mode
DC Measurement accuracy	$\pm$ 3% for Sample or Averaged acquisition mode +0.1 divisions.
Delta Volts measurement	Volts between any two points, $\pm$ 3% for Sample or Averaged acquisition mode +0.02 divisions.

16.1.4 Horizontal

Sample Rate Range	100 MSa/s to 1500 samples/s
Waveform interpolation	Sin(x)/x
Record Length	1300 – 4,000,000 samples for each channel
Sec/Div Range	10 ns/div to 5 s/div in 1,2,5 sequence
Sample Rate and Delay time Accuracy	+/-50 ppm over any >1 ms interval
Sample Clock jitter, typical	1 ps rms
Delta Time Measurement Accuracy	($\pm$ 1 sample interval + 50 ppm +0.4 ns).
Position Range	+/- 21.47 secs of the trigger point, with 10 ns resolution.
Captured Sample window duration	1 μ s – 40 ms with 10ns resolution 40 ms – 42.9 secs with 10 ns - 10 μ s resolution. (Lower sample rates are available for smaller capture buffer sizes)

16.1.5 Trigger

Trigger Sensitivity, Edge Triggered	Analog Channels – 0.02 Div from DC to 50 MHz Analog Hardware Trigger – 0.5 div from DC to 100 MHz External Trigger – 50 mV from DC to 100 MHz Digital Inputs – 100 mV from DC to 100 MHz Rear Input – 2.5V fixed
Trigger Modes	Edge, Window, Pattern, Pulse Duration
Trigger Filtering	Noise reject, HF reject, LF reject
Trigger Level Range	Internal: ± 10 divisions from centre of screen External: ± 12.5 V in 12 mV increments Digital: 0 – 10V in 10 mV steps
Trigger Level Accuracy	Internal: $\pm 3\%$ External: $\pm 3\% + 50$ mV Digital: $\pm 3\% + 100$ mV
Trigger Delay Range	0 – 21.47 secs with 10ns resolution.

16.1.6 Digital Inputs

Number	8
Input impedance	100k Ω $\pm 2\%$ in parallel with 10 pF ± 2 pF
Input voltage range	-16 to + 20V
Threshold range	0 – 10V in 10 mV steps
Threshold sensitivity	100 mV
Sample Rate	100 MSa/s

16.1.7 Calibration

Calibration method	Automatic self calibration
Calibration Voltage Source	Range ± 2.5 V Resolution 1 mV Drift 11 ppm/ $^{\circ}$ C Accuracy $\pm 1\%$
Calibrated Temperature Range	0-40 $^{\circ}$ C in 1 $^{\circ}$ C steps
Temperature Compensation	Via Internal temperature sensor, $\pm 1.5^{\circ}$ C accuracy

16.1.8 Measurements

Cursors	Voltage Difference between cursors Time difference between cursors Reciprocal of ΔT in Hertz ($1/\Delta T$).
Automated measurements	DC component RMS value Maximum voltage Minimum Voltage Peak-Peak Period Frequency Pulse width Duty Cycle
Custom units	6 characters
Custom signal names	20 characters
Custom scaling	Scale + offset by defining two (V_{in} , V_{out}) points
User definable colours	Signals, Background, Major Grid, Minor Grid

16.1.9 Displays

Windows	Simultaneous Capture, Tracking, Spectrum, Information, Maths and Control windows
Capture window functions	Defines capture specification for signal acquisition unit, defining amount of time before trigger, amount of time after the trigger, lower amplitude limit, upper amplitude limit. Defines Tracking graph time position, when tracking graph is linked. Defines trigger level and direction Full zoom and Pan in both axis. Annotations. Custom colours
Tracking window functions	Displays zoomed section of captured signal. Resolution from 10ns to 5s/div. Full zoom and Pan in both axis. Annotations. Custom colours
Spectrum window functions	Display spectrum of signal captured in capture window. User definable bandwidth User definable resolution Full zoom and Pan in both axis. Annotations. Custom colours
Information window functions	Displays automated measurements (see below) User chooses which measurements to show.
Control window functions	Provides graphical control horizontal and vertical settings. Provides Sample control – single, triggered or automatic. Provides access to tools – Pan, Zoom, Annotate, and Trigger setting. Provides Autoscale control.

16.1.10 Mathematical Functions

Operators	+ - * / ^ () :
Functions on one signal	See the list in 11.2.1 Maths Equations Operators and Functions
Processes on one or two signals	See the list in 11.2.2 Maths Equations Processes
Maximum number of mathematical equations	8

16.1.11 Spectrum Analysis

Frequency Range	User definable, Range = 0- $F_{\text{sample}}/2$
Analysis Output	RMS Amplitude, Power, Power Density, Gain/Phase
Output type	Volts, Power, Gain/Phase in linear, dB, degree or radian values. Custom units can be applied.
Window types	None, Hanning, Hamming, Blackman-Harris, Flat top, Low Sidelobe
Averaging	Moving average, block average, peak hold.
Averaging method	Vector averaging in time domain if triggered. RMS averaging in frequency domain if not triggered.

16.1.12 Windows facilities

Standard Functions	Copy and Paste Save and Open native format (saves full setup) Save and Open (*.csv) text file Print with Date/Time, File Name and Description. Print Setup
Windows	Dynamically resized Can be placed anywhere on desktop Can be made to stay in front
User settable units	6 characters
User settable signal names	20 characters
User settable scaling	Scale + offset by defining two (Vin, Vout) points
User definable colours	Signals, Background, Major Grid, Minor Grid

16.1.13 Probe Compensator Output

Output Voltage, typical	3V into >100k Ω load
Output Frequency	1 kHz

16.1.14 Power Source

Source voltage into unit	6-14V DC
Power Consumption	5W
Standard power adaptor voltage range	100 – 240VAC 50-60 Hz

16.1.15 Environmental

Temperature	Operating: 0°C to +50°C Storage: -20°C to +60°C
Cooling Method	Convection
Humidity	0°C to +40°C <90% relative humidity >40°C <60% relative humidity
Altitude	Operating 3,000 m Non-operating 15,000m

16.1.16 Mechanical

Size	Height 35 mm Width 153 mm Depth 195 mm (including BNC)
Weight (approx)	Standard packaging: 2 kg

16.1.17 Expansion Capability

Increase in sampling channels	Stack two units on top of each other. 100 Mbit/s link provides comms. Delivers 4 analog, and 16 digital channels.
More Digital Channels	Plug in digital channel daughter board – 16 inputs
Analog Output	Plug in arbitrary waveform daughter board – 40 MHz bandwidth, up to 4 MSa sequence.

A.4.2. Multiplexor IDTQS 4A210



QUICKSWITCH® PRODUCTS
HIGH-PERFORMANCE CMOS
TWO CHANNEL SP4T MUX/DEMUX

IDTQS4A210

FEATURES:

- Low ON resistance: $r_{DS(ON)} = 5\Omega$
- Fast transition time: $t_{TRAN} = 6ns$
- Wide bandwidth: 700MHz (-3dB point)
- Crosstalk:
 - -110dB at 50KHz, -68dB at 5MHz, -66dB at 30MHz
- Off-isolation:
 - -90dB at 50KHz, -60dB at 5MHz, -50dB at 30MHz
- Single 5V supply
- Can be used as a multiplexer or demultiplexer
- TTL-compatible control inputs
- Ultra-low quiescent current: 3 μ A

APPLICATIONS

- High-speed video signal switching/routing
- HDTV-quality video signal multiplexing
- Audio signal switching/routing
- Data acquisition
- ATE systems
- Telecomm routing
- Switch between multiple video sources
- Token Ring transceivers
- High-speed networking

DESCRIPTION:

The QS4A210 is a high-performance CMOS two-channel SP4T multiplexer/demultiplexer with individual enables. The low ON-resistance of the QS4A210 allows inputs to be connected to outputs with low insertion loss and high bandwidth. TTL-compatible control circuitry with "Break-Before-Make" feature prevents contention.

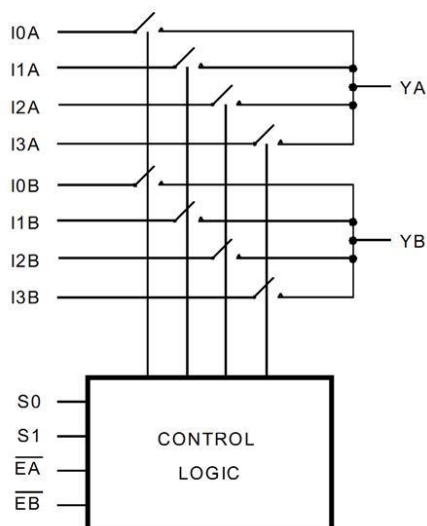
The QS4A210 with 700MHz bandwidth makes it ideal for high-performance video signal switching, audio signal switching, and telecom routing applications. Low power dissipation makes this device ideal for battery operated and remote instrumentation applications.

The QS4A210 is offered in the QSOP package which has several advantages over conventional packages such as PDIP and SOIC, including:

- Reduced signal delays due to denser component packaging on circuit boards
- Reduced system noise due to less pin inductance, resulting in lower ground bounce

The QS4A210 is characterized for operation at -40°C to +85°C.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



INDUSTRIAL TEMPERATURE RANGE

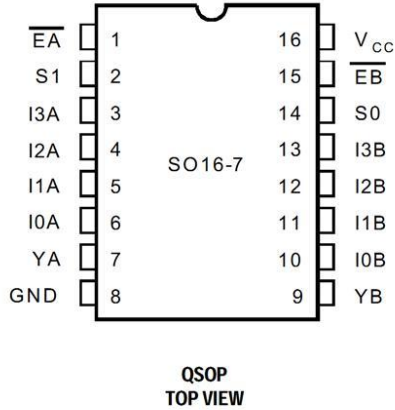
NOVEMBER 1999

© 1999 Integrated Device Technology, Inc.

1

DSC-5550/-

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ⁽¹⁾

Symbol	Description	Max.	Unit
V _{TERM} ⁽²⁾	Supply Voltage to Ground	-0.5 to +7	V
V _{TERM} ⁽³⁾	DC Switch Voltage V _S	-0.5 to +7	V
—	Analog Input Voltage	-0.5 to +7	V
V _{TERM} ⁽³⁾	DC Input Voltage V _{IN}	-0.5 to +7	V
V _{AC}	AC Input Voltage (pulse width ≤20ns)	-3	V
I _{OUT}	DC Output Current	120	mA
P _{MAX}	Maximum Power Dissipation	0.7	W
T _{STG}	Storage Temperature	-65 to +150	°C

NOTES:

- Stresses greater than those listed under ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect reliability.
- V_{CC} Terminals.
- All terminals except V_{CC}.

PIN DESCRIPTION

Pin Names	I/O	Description
1xA	I/O	Demux Port A
1xB	I/O	Demux Port B
EA, EB	I	Enable Inputs
S0, S1	I	Select Inputs
YA, YB	I/O	Mux Port A, B

FUNCTION TABLE⁽¹⁾

Enable		Select		Mux/Demux Ports		Function
EA	EB	S1	S0	YA	YB	
H	X	X	X	Hi-Z	X	Disable A
X	H	X	X	X	Hi-Z	Disable B
L	L	L	L	10A	10B	S1 - 0 = 0
L	L	L	H	11A	11B	S1 - 0 = 1
L	L	H	L	12A	12B	S1 - 0 = 2
L	L	H	H	13A	13B	S1 - 0 = 3

NOTE:

- H = HIGH Voltage Level
L = LOW Voltage Level
X = Don't Care
Z = High-Impedence

POWER SUPPLY CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Conditions ⁽¹⁾	Max.	Unit
I _{CCQ}	Quiescent Power	V _{CC} = Max., V _{IN} = GND or V _{CC} , f = 0	3	μA

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS OVER OPERATING RANGE

Following Conditions Apply Unless Otherwise Specified:

Industrial: $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 5.0\text{V} \pm 5\%$

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ. ⁽¹⁾	Max.	Unit
Analog Switch						
V_{IN}	Analog Signal Range ⁽²⁾		-0.5	1	$V_{CC} - 1$	V
$r_{DS(ON)}$	Drain-source ON resistance ^(2,3)	$V_{CC} = \text{Min.}, V_{IN} = 0\text{V}, I_{ON} = 30\text{mA}$	—	5	7	Ω
		$V_{CC} = \text{Min.}, V_{IN} = 1.5\text{V}, I_{ON} = 15\text{mA}$	—	8	10	
		$V_{CC} = \text{Min.}, V_{IN} = 2.4\text{V}, I_{ON} = 15\text{mA}$	—	11	13	
$\Delta r_{DS(ON)}$	$r_{DS(ON)}$ Matching Between Channels ⁽⁴⁾	$V_{CC} = \text{Min.}, V_{IN} = 0\text{V}, I_{ON} = 30\text{mA}$	—	1	—	Ω
		$V_{CC} = \text{Min.}, V_{IN} = 1.5\text{V}, I_{ON} = 15\text{mA}$	—	1	—	
		$V_{CC} = \text{Min.}, V_{IN} = 2.4\text{V}, I_{ON} = 15\text{mA}$	—	1	—	
$I_{C(OFF)}$	Channel Off Leakage Current	$I_n = V_{CC}$ or 0V , $Y_n = 0\text{V}$ or V_{CC} , $\overline{E_A} = \overline{E_B} = V_{CC}$	—	2	—	nA
$I_{C(ON)}$	Channel On Leakage Current	$I_n = Y_n = 0\text{V}$ (each channel is turned on sequentially)	—	2	—	nA
Digital Control						
V_{IH}	Input HIGH Voltage	Guaranteed Logic HIGH for Control Pins	2	—	—	V
V_{IL}	Input LOW Voltage	Guaranteed Logic LOW for Control Pins	—	—	0.8	V
Dynamic Characteristics						
t_{TRANS}	Switching Time of Mux S_n to Y	$R_L = 1\text{K}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$ (See figure 9)	0.5	—	6.6	ns
$t_{ON(\overline{EN})}$	Enable Turn-On Time $\overline{E_A} = \overline{E_B}$ to Y	$R_L = 1\text{K}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$ (See figure 10)	0.5	—	6	ns
$t_{OFF(\overline{EN})}$	Enable Turn-Off Time $\overline{E_A} = \overline{E_B}$ to Y	$R_L = 1\text{K}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$ (See figure 10)	0.5	—	6	ns
t_{PD}	Group Delay ^(2,5)	$R_L = 1\text{K}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$	—	—	250	ps
f_{3dB}	-3dB Bandwidth	$V_{IN} = 1\text{Vp-p}$, $R_L = 75\Omega$	—	700	—	MHz
	Off-isolation	$V_{IN} = 1\text{Vp-p}$, $R_L = 75\Omega$, $f = 5.5\text{MHz}$	—	-60	—	dB
X_{TALK}	Crosstalk	$V_{IN} = 1\text{Vp-p}$, $R_L = 75\Omega$, $f = 5.5\text{MHz}$	—	-68	—	dB
$C_{MUX(OFF)}$	Mux Off Capacitance	$\overline{E_A} = \overline{E_B} = V_{CC}$, $V_{IN} = V_{OUT} = 0\text{V}$	—	5.6	—	pF
$C_{DEMUX(OFF)}$	Demux Off Capacitance	$\overline{E_A} = \overline{E_B} = V_{CC}$, $V_{IN} = V_{OUT} = 0\text{V}$	—	7.4	—	pF
$C_{MUX(ON)}$	Mux On Capacitance	$\overline{E_A} = \overline{E_B} = 0\text{V}$, $V_{IN} = V_{OUT} = 0\text{V}$	—	12	—	pF
$C_{DEMUX(ON)}$	Demux On Capacitance	$\overline{E_A} = \overline{E_B} = 0\text{V}$, $V_{IN} = V_{OUT} = 0\text{V}$	—	15	—	pF
Q_{CI}	Charge Injection		—	1.5	—	pC

NOTES:

- Typical values are at $V_{CC} = 5.0\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$.
- Max value is guaranteed but not production tested.
- Measured by voltage drop between A/B and Y pins at indicated current through the switch. ON resistance is determined by the lower of the voltages on the two (I, Y) pins.
- $\Delta r_{DS(ON)}$ compares ON resistance at the specified V_{IN} values.
- The bus switch contributes no group delay other than the RC delay of the ON resistance of the switch and load capacitance. Group delay of the bus switch, when used in a system, is determined by the driving circuit on the driving side of the switch and its interaction with the load on the driven side.

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 3. OFF-ISOLATION AND CROSSTALK VS. FREQUENCY

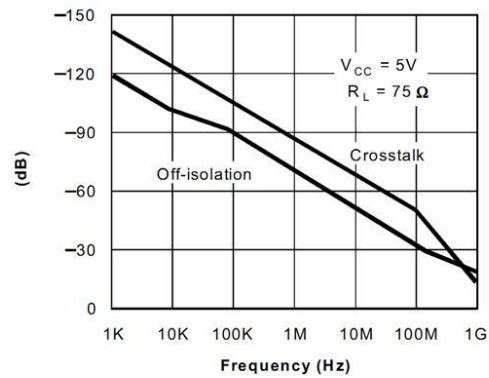


FIGURE 4. OFF-ISOLATION AND CROSSTALK VS. FREQUENCY

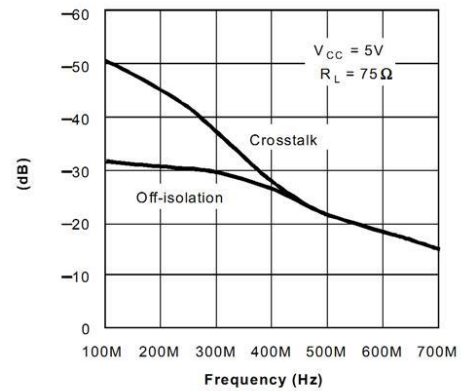


FIGURE 5. OFF-ISOLATION AND CROSSTALK VS. FREQUENCY

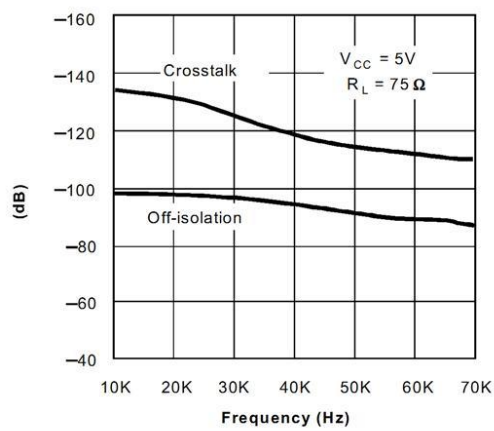
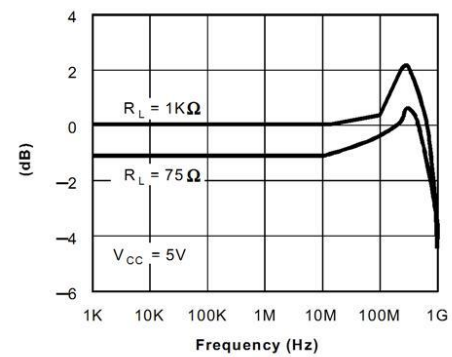


FIGURE 6. INSERTION LOSS VS. FREQUENCY



TYPICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

FIGURE 7. INSERTION LOSS VS. FREQUENCY

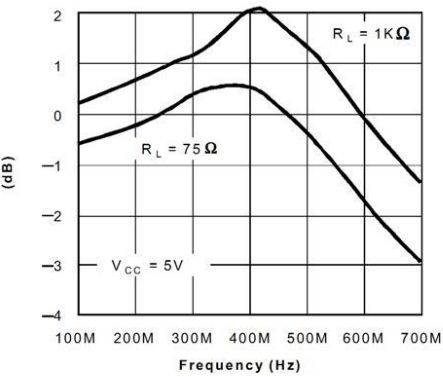
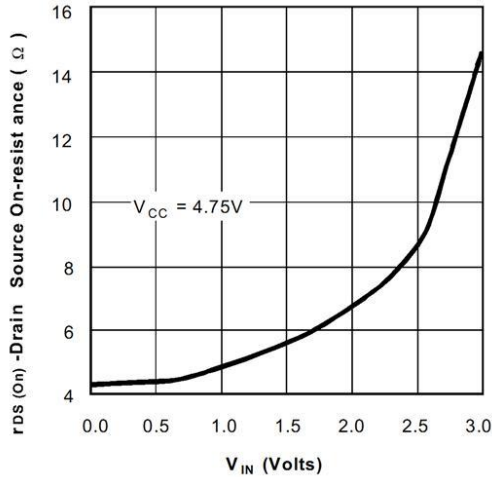


FIGURE 8. ON-RESISTANCE VS. V_{IN}



TEST CIRCUITS

FIGURE 9. TRANSITION TIME

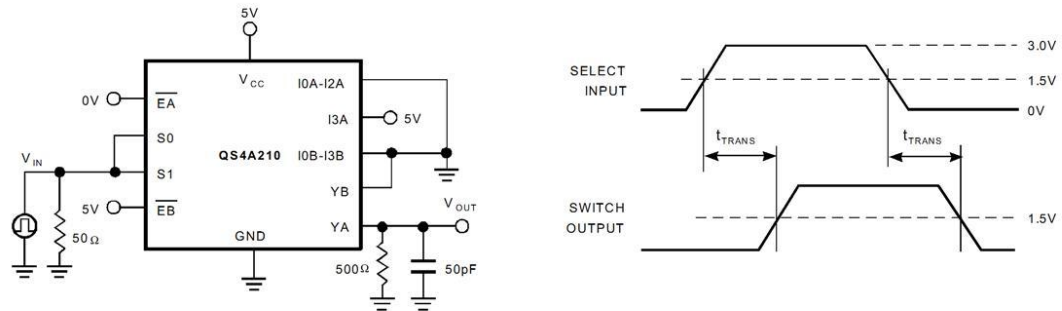
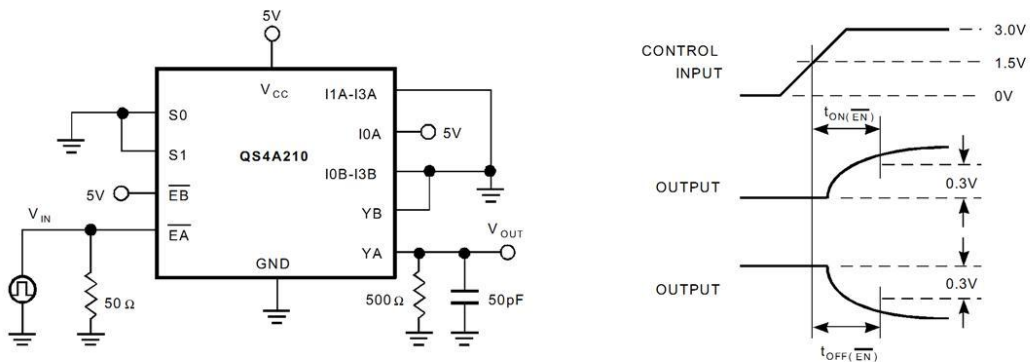
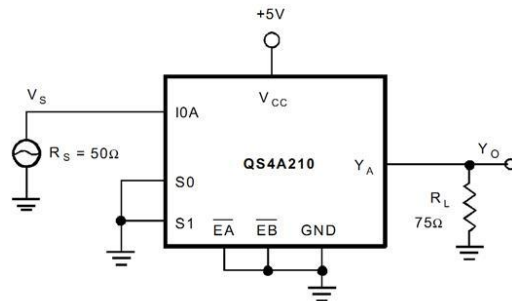


FIGURE 10. ENABLE SWITCHING TIME



TEST CIRCUITS (CONTINUED)

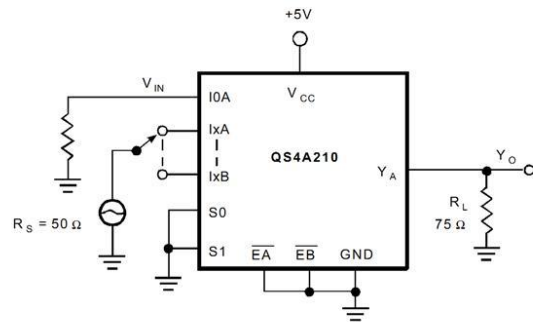
FIGURE 11. INSERTION LOSS



NOTE:

1. Insertion Loss = $20 \log |V_O/V_S|$

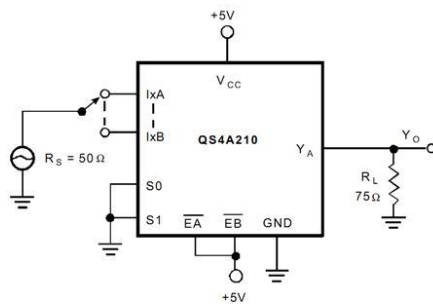
FIGURE 12. CROSSTALK



NOTE:

1. Crosstalk = $20 \log |V_O/V_S|$

FIGURE 13. OFF-ISOLATION



NOTE:

1. Off-isolation = $20 \log |V_O/V_S|$

A.4.3. Sensor R15I



R15I-AST Sensor

Integral Preamplifier

Acoustic Emission Sensor

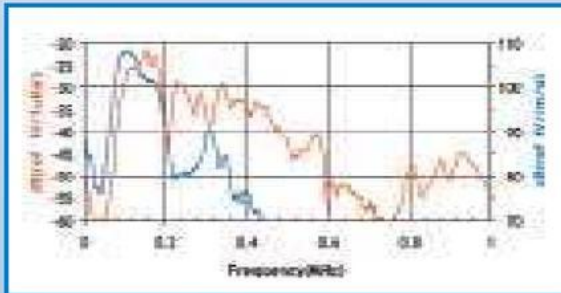
Description and Features

PAC's integral preamp sensors were specifically engineered to attain high sensitivity and have the capability to drive long cables without the need for a separate preamplifier. Incorporating a low-noise input, 40 dB preamplifier and a filter all inside the sensor housing, these transducers are completely enclosed in metal stainless steel (or aluminum) housings that are treated to minimize RFI/EMI interference. Care has also been taken to thermally isolate the critical input stage of the preamplifier in order to provide excellent temperature stability over the range of -35° to 75° C.

Their integrated Auto Sensor Test (AST*) capability allows these sensors to pulse as well as receive. This feature lets you verify the sensor coupling and performance at any time throughout the test.

Applications

This general purpose sensor provides a good mix of high sensitivity and high low frequency rejection. These properties make it very useful for monitoring common structures such as pipelines, vessels, bridges, and storage tanks in petroleum, refineries, chemical plants, offshore platforms, as well as factory and process monitoring applications. It is PAC's most popular and highest volume selling sensor.



Frequency response of the R15I-AST. Calibration based on ASTM E1106; Calibration based on ASTM E976.

Operating Specifications

Dynamic

Peak Sensitivity, Ref V/(m/s)	109 dB
Peak Sensitivity, Ref V/ μ bar	-22 dB
Operating Frequency Range	50-200 kHz
Resonant Frequency, Ref V/(m/s).....	75 kHz
Resonant Frequency, Ref V/ μ bar	150 kHz
Directionality.....	+/-1.5 dB

Environmental

Temperature Range	-35 to 75°C
Shock Limit	500 g
Completely shielded crystal for maximum RFI/EMI immunity	

Physical

Dimensions.....	1.13" diameter x 1.23" h
	(29 x 31 mm)
Weight.....	70
Case Material.....	Stainless Steel (304)
Face Material.....	Ceramic
Connector.....	BNC
Connector Locations	Side

Ordering Information and Accessories

R15I	R15I-AST
Cable (specify cable length)	1234 - X
Magnetic Hold-Down	MHR15I
Amplifier	AE2A

Sensors include

NIST Calibration Certificate & Warranty

* AST – Auto Sensor Testing feature allows AE systems to control the sensor as a pulser and a receiver at the same time. It can therefore characterize its own condition as well as send out a simulated acoustic emission wave that other sensors can detect, so the condition of the nearby sensors also can be tested.



195 Clarksville Road, Princeton Junction, NJ 08550 • Phone: 609-716-4000
Fax: 609-716-0706 • Email: sales@pacndt.com • Internet: www.pacndt.com



Due to continuing improvement, Physical Acoustics Corp. (PAC) reserves the right to amend specifications without notice.
Copyright © 2008 MISTRAS Group Inc. All Rights Reserved.

A Member of MISTRAS Group Inc.

Rev. 10/05 #81-05

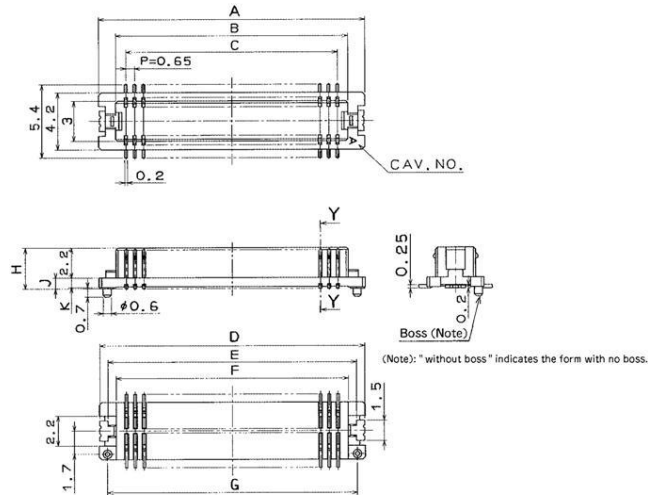
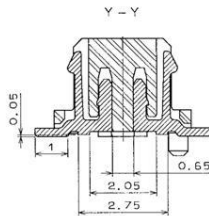
A.4.4. Componentes

Catálogo 2. Conector DF15 # (1.8) – 30 DS – 0.65V (56)

The product information in this catalog is for reference only. Please request the Engineering Drawing for the most current and accurate design information.

All non-RoHS products have been discontinued and will be phased out soon. Please check the products status on the Hirose website RoHS search at www.hirose-connectors.com, or contact your Hirose sales representative.

■Receptacle With metal fitting



[Specific No.] -* *, (* *)
(56) :Gold plated embossed tape packaging

●Product Height: 0.8mm Product

Unit: mm

Part Number	CL No.	Number of Contacts	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	Remarks	RoHS
DF15 (0.8)-20DS-0.65V(56)	677-0002-0-56	20	9.85	7.35	5.85	9.65	8.45	7.35	8.65	3	0.8	0.7	With metal fitting With boss	YES
DF15 (0.8)-30DS-0.65V(56)	677-0003-3-56	30	13.10	10.6	9.1	12.9	11.7	10.6	11.9					
DF15 (0.8)-40DS-0.65V(56)	677-0004-6-56	40	16.35	13.85	12.35	16.15	14.95	13.85	15.15					
DF15 (0.8)-50DS-0.65V(56)	677-0005-9-56	50	19.60	17.1	15.6	19.4	18.2	17.1	18.4					
DF15B(0.8)-20DS-0.65V(56)	677-0022-8-56	20	9.85	7.35	5.85	9.65	8.45	7.35	-	3	0.8	0.7	With metal fitting Without boss	YES
DF15B(0.8)-30DS-0.65V(56)	677-0023-0-56	30	13.10	10.6	9.1	12.9	11.7	10.6	-					
DF15B(0.8)-40DS-0.65V(56)	677-0024-3-56	40	16.35	13.85	12.35	16.15	14.95	13.85	-					
DF15B(0.8)-50DS-0.65V(56)	677-0025-6-56	50	19.60	17.1	15.6	19.4	18.2	17.1	-					

●Product Height: 1.8mm Product

Unit: mm

Part Number	CL No.	Number of Contacts	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	Remarks	RoHS
DF15 (1.8)-20DS-0.65V(56)	677-0042-5-56	20	9.85	7.35	5.85	9.65	8.45	7.35	8.65	4	1.8	1.7	With metal fitting With boss	YES
DF15 (1.8)-30DS-0.65V(56)	677-0043-8-56	30	13.1	10.6	9.1	12.9	11.7	10.6	11.9					
DF15 (1.8)-40DS-0.65V(56)	677-0044-0-56	40	16.35	13.85	12.35	16.15	14.95	13.85	15.15					
DF15 (1.8)-50DS-0.65V(56)	677-0045-3-56	50	19.6	17.1	15.6	19.4	18.2	17.1	18.4					
DF15B(1.8)-20DS-0.65V(56)	677-0062-2-56	20	9.85	7.35	5.85	9.65	8.45	7.35	-	4	1.8	1.7	With metal fitting Without boss	YES
DF15B(1.8)-30DS-0.65V(56)	677-0063-5-56	30	13.1	10.6	9.1	12.9	11.7	10.6	-					
DF15B(1.8)-40DS-0.65V(56)	677-0064-8-56	40	16.35	13.85	12.35	16.15	14.95	13.85	-					
DF15B(1.8)-50DS-0.65V(56)	677-0065-0-56	50	19.6	17.1	15.6	19.4	18.2	17.1	-					

Note: Please order the embossed tape packaging product per reel. (1000 pcs./reel)

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	74HC04			74HCT04			UNIT
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
V_{CC}	supply voltage		2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V
V_I	input voltage		0	–	V_{CC}	0	–	V_{CC}	V
V_O	output voltage		0	–	V_{CC}	0	–	V_{CC}	V
T_{amb}	ambient temperature	see DC and AC characteristics per device	–40	+25	+125	–40	+25	+125	°C
t_r, t_f	input rise and fall times	$V_{CC} = 2.0$ V	–	–	1000	–	–	–	ns
		$V_{CC} = 4.5$ V	–	6.0	500	–	6.0	500	ns
		$V_{CC} = 6.0$ V	–	–	400	–	–	–	ns

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

AC CHARACTERISTICS

Family 74HC04

GND = 0 V; $t_r = t_f \leq 6.0$ ns; $C_L = 50$ pF.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		WAVEFORMS	V _{CC} (V)				
T _{amb} = 25 °C							
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	2.0	–	25	85	ns
			4.5	–	9	17	ns
			6.0	–	7	14	ns
t _{THL} /t _{TLH}	output transition time	see Figs 6 and 7	2.0	–	19	75	ns
			4.5	–	7	15	ns
			6.0	–	6	13	ns
T _{amb} = –40 to +85 °C							
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	105	ns
			4.5	–	–	21	ns
			6.0	–	–	18	ns
t _{THL} /t _{TLH}	output transition time	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	95	ns
			4.5	–	–	19	ns
			6.0	–	–	16	ns
T _{amb} = –40 to +125 °C							
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	130	ns
			4.5	–	–	26	ns
			6.0	–	–	22	ns
t _{THL} /t _{TLH}	output transition time	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	110	ns
			4.5	–	–	22	ns
			6.0	–	–	19	ns

KIA7805AP/API ~ KIA7824AP/API

KIA7805AP/API

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{IN}=10V$, $I_{OUT}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$)

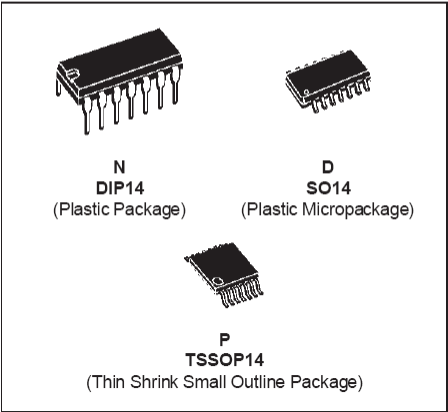
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V _{OUT}	1	T _j =25℃, I _{OUT} =100mA		4.8	5.0	5.2	V
Input Regulation	Reg line	1	T _j =25℃	7.0V ≤ V _{IN} ≤ 25V	-	3	100	mV
				8.0V ≤ V _{IN} ≤ 12V	-	1	50	
Load Regulation	Reg load	1	T _j =25℃	5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.4A	-	15	100	mV
				250mA ≤ I _{OUT} ≤ 750mA	-	5	50	
Output Voltage	V _{OUT}	1	7.0V ≤ V _{IN} ≤ 20V 5.0mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.0A, P _O ≤ 15W		4.75	-	5.25	V
Quiescent Current	I _B	1	T _j =25℃, I _{OUT} =5mA		-	4.2	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI _B	1	7.0V ≤ V _{IN} ≤ 25V		-	-	1.3	mA
Output Noise Voltage	V _{NO}	1	T _a =25℃, 10Hz ≤ f ≤ 100kHz I _{OUT} =50mA		-	50	-	μV _{rms}
Ripple Rejection Ratio	RR	1	f=120Hz, 8.0V ≤ V _{IN} ≤ 18V, I _{OUT} =50mA, T _j =25℃		62	78	-	dB
Dropout Voltage	V _D	1	I _{OUT} =1.0A, T _j =25℃		-	2.0	-	V
Short Circuit Current Limit	I _{SC}	1	T _j =25℃		-	1.6	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC _{VO}	1	I _{OUT} =5mA, 0℃ ≤ T _j ≤ 125℃		-	-0.6	-	mV/℃



LM124
LM224 - LM324

LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE GAIN BANDWIDTH : 1.3MHz
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 5mV max.
(for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max)
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :
SINGLE SUPPLY : +3V TO +30V
DUAL SUPPLIES : ±1.5V TO ±15V



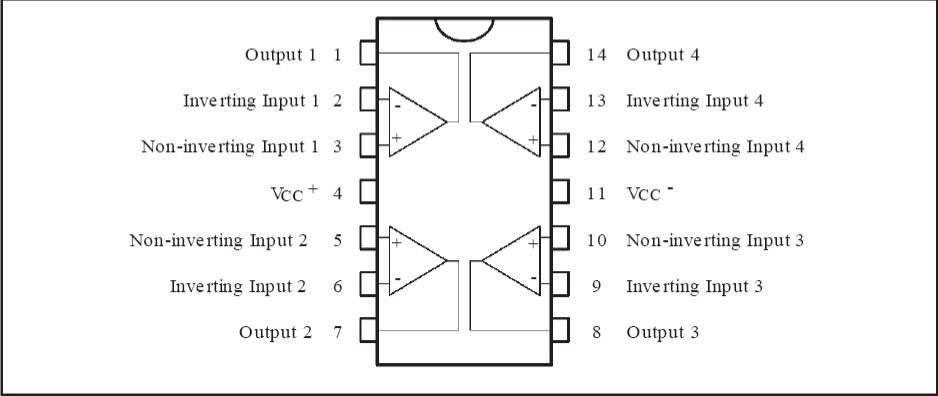
DESCRIPTION

These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers . They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
LM124	-55°C, +125°C	•	•	•
LM224	-40°C, +105°C	•	•	•
LM324	0°C, +70°C	•	•	•
Example : LM224N				

PIN CONNECTIONS (top view)



ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = \text{Ground}$, $V_O = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM124 - LM224 - LM324			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage (note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ LM324 LM324		2	5 7 7 9	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		2	30 100	nA
I_{ib}	Input Bias Current (note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		20	150 300	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($V_{CC}^+ = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 1.4V$ to $11.4V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) ($V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	65 65	110		dB
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$		0.7 1.5 0.8 1.5	1.2 3 1.2 3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = +30V$) - (note 4) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V
CMR	Common-mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	70 60	80		dB
I_{source}	Output Current Source ($V_{id} = +1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$	20	40	70	mA
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_O = +0.2V$	10 12	20 50		mA μA

Symbol	Parameter	LM124 - LM224 - LM324			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{OH}	High Level Output Voltage ($V_{CC} = +30V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ ($V_{CC} = +5V$, $R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	26 26 27 27 3.5 3	27 28		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage ($R_L = 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		5	20 20	mV
SR	Slew Rate $V_{CC} = 15V$, $V_i = 0.5$ to $3V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain)		0.4		V/ μs
GBP	Gain Bandwidth Product $V_{CC} = 30V$, $f = 100kHz$, $V_{in} = 10mV$ $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$		1.3		MHz
THD	Total Harmonic Distortion $f = 1kHz$, $A_V = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 2V_{pp}$ $C_L = 100pF$, $V_{CC} = 30V$		0.015		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$, $V_{CC} = 30V$		40		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		7	30	$\mu V/^\circ C$
DI_{io}	Input Offset Current Drift		10	200	$pA/^\circ C$
$V_{O1/V_{O2}}$	Channel Separation (note 5) $1kHz \leq f \leq 20kHz$		120		dB

- Notes :**
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating if $V_{CC} > 15V$. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
 - The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
 - $V_O = 1.4V$, $R_s = 0\Omega$, $5V < V_{CC}^+ < 30V$, $0 < V_{CC}^- < V_{CC}^+ - 1.5V$
 - The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
 - Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.
 - This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diodes clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the Op-amps to go to the V_{CC} voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration than an input is driven negative. This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.

**Dual D-type flip-flop with set and reset;
positive-edge trigger****74HC74; 74HCT74****FEATURES**

- Wide supply voltage range from 2.0 to 6.0 V
- Symmetrical output impedance
- High noise immunity
- Low power dissipation
- Balanced propagation delays
- ESD protection:
HBM EIA/JESD22-A114-A exceeds 2000 V
MM EIA/JESD22-A115-A exceeds 200 V.

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT74 is a high-speed Si-gate CMOS device and is pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT74 are dual positive-edge triggered, D-type flip-flops with individual data (D) inputs, clock (CP) inputs, set ($\overline{SD}$) and reset ($\overline{RD}$) inputs; also complementary Q and $\overline{Q}$ outputs.

The set and reset are asynchronous active LOW inputs and operate independently of the clock input. Information on the data input is transferred to the Q output on the LOW-to-HIGH transition of the clock pulse. The D inputs must be stable one set-up time prior to the LOW-to-HIGH clock transition for predictable operation.

Schmitt-trigger action in the clock input makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $t_r = t_f = 6\text{ ns}$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t_{PHL}/t_{PLH}	propagation delay	$C_L = 15\text{ pF}$; $V_{CC} = 5\text{ V}$			
	nCP to nQ, n $\overline{Q}$		14	15	ns
	n $\overline{SD}$ to nQ, n $\overline{Q}$		15	18	ns
	n $\overline{RD}$ to nQ, n $\overline{Q}$		16	18	ns
f_{max}	maximum clock frequency		76	59	MHz
C_I	input capacitance		3.5	3.5	pF
C_{PD}	power dissipation capacitance per flip-flop	notes 1 and 2	24	29	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW).

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i \times N + \Sigma(C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f_i = input frequency in MHz;

f_o = output frequency in MHz;

C_L = output load capacitance in pF;

V_{CC} = supply voltage in Volts;

N = total load switching outputs;

$\Sigma(C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ = sum of the outputs.

2. For 74HC74 the condition is $V_I = \text{GND to } V_{CC}$.

For 74HCT74 the condition is $V_I = \text{GND to } V_{CC} - 1.5\text{ V}$.

Dual D-type flip-flop with set and reset; positive-edge trigger

74HC74; 74HCT74

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	74HC74			74HCT74			UNIT
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
V_{CC}	supply voltage		2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V
V_I	input voltage		0	–	V_{CC}	0	–	V_{CC}	V
V_O	output voltage		0	–	V_{CC}	0	–	V_{CC}	V
T_{amb}	operating ambient temperature		–40	+25	+125	–40	+25	+125	°C
t_r, t_f	input rise and fall times	$V_{CC} = 2.0$ V	–	–	1000	–	–	500	ns
		$V_{CC} = 4.5$ V	–	6.0	500	–	6.0	500	ns
		$V_{CC} = 6.0$ V	–	–	400	–	–	500	ns

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134); voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CC}	supply voltage		–0.5	+7.0	V
I_{IK}	input diode current	$V_I < -0.5$ V or $V_I > V_{CC} + 0.5$ V; note 1	–	±20	mA
I_{OK}	output diode current	$V_O < -0.5$ V or $V_O > V_{CC} + 0.5$ V; note 1	–	±20	mA
I_O	output source or sink current	-0.5 V < V_O < $V_{CC} + 0.5$ V; note 1	–	±25	mA
I_{CC}, I_{GND}	V_{CC} or GND current		–	±100	mA
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
P_{tot}	power dissipation	$T_{amb} = -40$ to $+125$ °C; note 2	–	500	mW

Notes

- The input and output voltage ratings may be exceeded if the input and output current ratings are observed.
- For SO14 packages: above 70 °C derate linearly with 8 mW/K.
For SSOP14 and TSSOP14 packages: above 60 °C derate linearly with 5.5 mW/K.
For DHVQFN14 packages: above 60 °C derate linearly with 4.5 mW/K.
For DIP14 packages: above 70 °C derate linearly with 12 mW/K.

Dual D-type flip-flop with set and reset; positive-edge trigger

74HC74; 74HCT74

DC CHARACTERISTICS

Family 74HC

At recommended operating conditions; voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		WAVEFORMS	V _{CC} (V)				
T _{amb} = -40 to +85 °C; note 1							
V _{IH}	HIGH-level input voltage		2.0	1.5	1.2	–	V
			4.5	3.15	2.4	–	V
			6.0	4.2	3.2	–	V
V _{IL}	LOW-level input voltage		2.0	–	0.8	0.5	V
			4.5	–	2.1	1.35	V
			6.0	–	2.8	1.8	V
V _{OH}	HIGH-level output voltage	V _I = V _{IH} or V _{IL} I _O = -4.0 mA I _O = -5.2 mA	4.5	3.84	4.32	–	V
			6.0	5.34	5.81	–	V
V _{OL}	LOW-level output voltage	V _I = V _{IH} or V _{IL} I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA	4.5	–	0.15	0.33	V
			6.0	–	0.16	0.33	V
I _{LI}	input leakage current	V _I = V _{CC} or GND	6.0	–	–	±1.0	μA
I _{CC}	quiescent supply current	V _I = V _{CC} or GND; I _O = 0	6.0	–	–	40	μA
T _{amb} = -40 to +125 °C							
V _{IH}	HIGH-level input voltage		2.0	1.5	–	–	V
			4.5	3.15	–	–	V
			6.0	4.2	–	–	V
V _{IL}	LOW-level input voltage		2.0	–	–	0.5	V
			4.5	–	–	1.35	V
			6.0	–	–	1.8	V
V _{OH}	HIGH-level output voltage	V _I = V _{IH} or V _{IL} I _O = -4.0 mA I _O = -5.2 mA	4.5	3.7	–	–	V
			6.0	5.2	–	–	V
V _{OL}	LOW-level output voltage	V _I = V _{IH} or V _{IL} I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA	4.5	–	–	0.4	V
			6.0	–	–	0.4	V
I _{LI}	input leakage current	V _I = V _{CC} or GND	6.0	–	–	±1.0	μA
I _{CC}	quiescent supply current	V _I = V _{CC} or GND; I _O = 0	6.0	–	–	80	μA

Note

1. All typical values are measured at T_{amb} = 25 °C.