

Índice general

Índice de cuadros	III
Índice de figuras	V
Introducción	VII
I Sistema de adquisición y procesado de señales	1
1. Tarjeta de adquisición de señales	3
1.1. Características técnicas del hardware	3
1.2. Descripción funcional	4
1.2.1. Métodos de entrada	5
1.2.2. Rendimiento	7
1.3. Identificando los conectores de entrada/salida	11
2. Aplicación para el control de la tarjeta	15
2.1. Introducción	15
2.1.1. Funcionamiento de un osciloscopio	15
2.1.2. Modos de representación en los osciloscopios digitales	16
2.2. Elaboración del software de control	19
2.2.1. Elección del entorno de desarrollo	19
2.2.2. Data Acquisition Toolbox	19
2.2.3. La sesión de adquisición de datos	20
II Ensayos no destructivos con ultrasonidos	27
3. Diseño del dispositivo de ultrasonidos	29
3.1. Introducción teórica a las inspecciones mediante ultrasonidos	29
3.1.1. Fundamentos de ultrasonidos	29
3.1.2. Campo acústico generado por un transductor	30
3.1.3. Técnicas empleadas en las inspecciones ultrasónicas	32
3.1.4. Parámetros de calidad en una inspección	32

3.1.5. El problema del ruido en las inspecciones	34
3.1.6. Fundamentos físicos del ruido estructural	35
3.1.7. Algoritmos utilizados para la reducción del ruido estructural .	42
3.2. Algoritmos de procesado por partición del espectro	43

Índice de cuadros

1.1. Ejemplo de cola de muestreo	4
1.2. Relación entre ganancia, rango de trabajo y resolución según el modo de adquisición	6
1.3. Relación entre los puertos y terminales que presenta el conector trasero de la KPCI-3108 etiquetado como <i>analog</i>	12
1.4. Relación entre los puertos y terminales que presenta el conector trasero de la KPCI-3108 etiquetado como <i>digital</i>	14
2.1. Descripción de los componentes de la <i>Data Acquisition Toolbox</i>	20
2.2. Tipos de función de creación de acuerdo con el tipo subsistema al que se orienta el objeto dispositivo creado	22
2.3. Argumento que debe emplearse en la llamada a <code>analoginput</code> en función del fabricante	22
2.4. Tipos de disparo soportados por el hardware compatible con MATLAB y una breve descripción de los mismos	25

Índice de figuras

1.1.	Figura que muestra el modo de terminación sencillo. La entrada superior del amplificador de instrumentación se conecta al puerto 9 y la entrada inferior se conecta a masa	7
1.2.	Esquema del panel de conexiones trasero de la KPCI-3108	11
2.1.	Elementos que intervienen en el funcionamiento de la <i>Data Acquisition Toolbox</i>	21
2.2.	Grafo que representa la comunicación entre los subsistemas del hardware y los objetos dispositivo	21
3.1.	Diagrama simplificado que muestra el campo acústico generado por un transductor cilíndrico	31
3.2.	Diferencias en cuanto al número y posición de los transductores según la técnica empleada en una evaluación mediante ultrasonidos	33
3.3.	Diagrama de bloques que representa el proceso de emisión-recepción y todos los elementos que en el intervienen (considerando el modelo propuesto)	38
3.4.	Modelo de pequeños receptores para estimación del coeficiente de dispersión	40
3.5.	Representación del coeficiente de atenuación que muestra su comportamiento en las distintas regiones del material	41

Introducción

Una de las aplicaciones industriales de los ultrasonidos es la caracterización interna de materiales. De entre las distintas técnicas empleadas con dicha finalidad, la inspección mediante ultrasonidos ha demostrado encontrarse entre las más fiables. Además, debido a su naturaleza esta técnica es, obviamente, no destructiva. El procedimiento de medida habitual consiste en hacer incidir un haz de ondas de alta frecuencia —generalmente entre los 40 KHz y 25 MHz— sobre la superficie de la muestra, posteriormente se registra la onda que atraviesa el material y se miden uno o varios de sus parámetros. De este modo es posible determinar la presencia de defectos tales como grietas, o la inclusión de materiales extraños, en el interior de la muestra.

Propósito

Con objeto de explotar esta tecnología, principalmente en la caracterización de bloques de madera de palmera, este proyecto pretende inicialmente la creación de un sistema electrónico de medida. Este sistema constará de dos partes diferenciadas:

- Un sistema de adquisición y procesamiento de señales.
- Y el conjunto formado por un transmisor y un sensor de ultrasonidos junto con sus respectivos circuitos acondicionadores.

Estructura de este documento

Debido a la independencia entre los dos bloques de que se compone el sistema de medida, se ha creído conveniente dividir este documento en dos partes distintas. En la primera parte se expone el procedimiento seguido durante el acondicionamiento del sistema de adquisición y procesamiento. La segunda se ocupa de dar unas breves nociones de teoría general de ultrasonidos, justificar cual debiera ser el equipo óptimo para realizar los experimentos, y discutir los resultados obtenidos.

Parte I

Sistema de adquisición y procesamiento de señales

Capítulo 1

Tarjeta de adquisición de señales

Para preparar el sistema de adquisición y procesado de señales se dispuso en origen de una tarjeta de adquisición con interfaz PCI. En concreto se ha empleado el modelo KPCI-3108 de la casa *Keithley*. A continuación se exponen las características técnicas que ofrece este dispositivo, en apartados siguientes una breve descripción funcional y la disposición y uso de los puertos presentes en el mencionado dispositivo.

1.1. Características técnicas del hardware

La tarjeta KPCI-3108 puede emplearse para la adquisición y conversión de señales analógicas en señales digitales, para sintetizar señales analógicas a partir de señales digitales previamente generadas o almacenadas, o —gracias a sus 32 puertos digitales de propósito general— trabajar con señales digitales.

El primer bloque del sistema electrónico de medida propuesto, es decir el sistema de adquisición y procesado de señales, tan sólo requiere de la función de adquisición analógica de la tarjeta. Por ello, de entre todas las características del dispositivo, se ha creído conveniente resumir a continuación aquellas que tienen relación directa con dicha función. Para obtener información detallada sobre la relación que estos atributos guardan con el proceso de adquisición de señales analógicas en la tarjeta KPCI-3108, recúrrase a la sección 1.2 en la página siguiente.

- El módulo de adquisición analógica dispone de 16 puertos físicos.
- La impedancia de entrada equivalente de cada puerto es aproximadamente igual a una capacidad de 200 pF en serie con una resistencia de valor inferior, pero aproximadamente igual, a 1 K Ω .
- En condiciones óptimas, es posible conseguir un rendimiento máximo de 100 KS/s (cien mil operaciones de conversión por segundo). Este valor está sujeto a un error relativo del 0,02 %.

- La resolución del conversor analógico digital es de 16 bits por muestra. El rango de amplitudes en el que opera depende de como esté configurado el modo de adquisición.
- La cola de muestreo tiene capacidad para hasta 256 canales distintos. Cada uno de los cuales puede configurarse independientemente en términos de ganancia, frecuencia de muestreo, modo de adquisición o modo de terminación.
- La ganancia, responsable en parte de la resolución con la que se cuantifica las muestras, puede tomar cada ciclo de reloj uno de entre 16 valores posibles. Véase el cuadro 1.2 en la página 6.

1.2. Descripción funcional

Es necesario programar el comportamiento de la tarjeta de adquisición antes de ponerla en funcionamiento. Desde la cola de muestreo se controlan los principales aspectos del proceso de adquisición, como por ejemplo, en que instantes se encuentra activo.

La cola de muestreo, como su propio nombre indica, es una estructura de datos ordenada. Se encuentra almacenada en una memoria RAM de 256 entradas que forma parte del hardware de la tarjeta. En el cuadro 1.1 puede verse una representación de un ejemplo de la cola de muestreo.

Posición en la cola	1	2	3	4	...	254	255	256
Número de canal	15	15	02	02	...	17	13	01
Número de puerto ^{a, b}	07	07	11	11	...	07	09	01
Ganancia	1	1	40	40	...	200	8	80
Modo de adquisición ^c	±	±	+	+	...	±	+	±
Modo de terminación ^d	D	D	TS	TS	...	D	TS	TS

^aSi el canal es diferencial el número de puerto identifica un par de puertos. Un canal diferencial no puede estar asociado a un número de puerto superior a 07.

^bDos canales pueden estar relacionados con los mismos puertos físicos.

^c± configuración bipolar; + configuración unipolar

^dD canal diferencial; TS canal monoterminal

Cuadro 1.1 – Ejemplo de cola de muestreo

Cada entrada en la memoria RAM se identifica con una posición en la cola. Las posiciones en la cola pueden encontrarse vacías o estar ocupadas por un canal. Varias posiciones en la cola, consecutivas o no, pueden estar ocupadas por un mismo canal. Por tanto, la cola puede estar ocupada, como máximo, por 256 canales independientes.

Las posiciones ocupadas contienen información correspondiente al canal y a los atributos asociados a este. Un canal es una entidad lógica que relaciona un puerto físico con un búffer de información y una serie de atributos. Durante el proceso de adquisición un puntero recorre las distintas posiciones de la cola, una a una y en orden. El canal activo, aquel que ocupa la posición a la que apunta el puntero en cada ciclo de reloj, determina tres cosas:

- De qué puerto debe proceder la señal analógica¹ que llega al amplificador de instrumentación interno de la tarjeta.
- Dónde, en qué búffer, debe almacenarse el valor resultante de muestrear y cuantificar esta señal.
- Por último, los atributos asociados al canal: ganancia, modo de adquisición y modo de terminación; indican, respectivamente, cuál debe ser la ganancia del amplificador de instrumentación, cuál debe ser el rango de trabajo del conversor analógico digital, y qué se debe conectar a los terminales de entrada del amplificador de instrumentación. Se da más información al respecto en apartados subsiguientes.

Para concluir el apartado cabe remarcar lo siguiente. Es posible inferir dos cosas de esta mecánica de funcionamiento basada en la cola. Una de ellas es que el proceso de adquisición afecta a una sola señal cada vez. Y la segunda, que la frecuencia de muestreo ligada a un canal depende de dos factores, de la velocidad de la señal de reloj, y de la cantidad de veces que un canal aparece repetido en la cola.

1.2.1. Métodos de entrada

La KPCI-3108 permite dos modos de adquisición y dos modos de terminación. Aprender a diferenciar cuando es oportuno seleccionar entre cada uno de ellos beneficiará la calidad de la señal digital resultante.

Modos de adquisición

Una señal es bipolar cuando toma valores positivos y negativos. Por el contrario, se distingue a las señales unipolares porque todos sus valores mantienen la misma polaridad, ya sea ésta positiva o negativa. Para cada canal, debe configurarse el modo de adquisición como bipolar o unipolar² atendiendo a la señal de interés.

Si se sabe a ciencia cierta que la señal de entrada es unipolar debe emplearse el modo de adquisición unipolar. De ese modo, se duplica la resolución del conversor analógico digital.

¹Por convenio se ha elegido hablar de una sola señal que entra al amplificador. Si se ha hecho esta elección, es porque si bien al amplificador pueden entrar una o dos señales simultáneamente, esto no supone otra diferencia para el proceso que la expuesta en la sección sección 1.2.1 en la página siguiente. Es por ello, y para mantener la claridad, que se ha omitido esta posibilidad.

²La tarjeta KPCI-3108 sólo admite señales unipolares de polaridad positiva.

Ganancia	Bipolar		Unipolar	
	Rango ($\pm V$)	Precisión (μV)	Rango (V)	Precisión (μV)
1	10,0	305	0 – 10,0	153
2	5,0	153	0 – 5,0	76
4	2,5	76	0 – 2,5	38
8	1,25	38	0 – 1,25	19
10	1,0	31	0 – 1,0	15

Ganancia	Bipolar		Unipolar	
	Rango ($\pm mV$)	Precisión (μV)	Rango (mV)	Precisión (μV)
20	500	15	0 – 500	7,6
40	250	7,6	0 – 250	3,8
80	125	3,8	0 – 125	1,9
100	100	3,1	0 – 100	1,5
200	50	1,5	0 – 50	0,8
400	25	0,8	0 – 25	0,4
800	12,5	0,4	0 – 12,5	0,2

Cuadro 1.2 – Relación entre ganancia, rango de trabajo y resolución según el modo de adquisición

Modos de terminación

Internamente, la tarjeta KPCI-3108 emplea un amplificador de instrumentación diferencial. En principio este hecho implicaría que a cada canal se asociasen dos puertos físicos, uno por cada uno de los dos terminales de entrada del amplificador. No obstante, es posible configurar la tarjeta para que uno de los terminales del amplificador se conecte a masa. En ese caso, el terminal restante se conecta a un puerto físico.

Para hacerlo, cabría pensar que es suficiente con modificar el atributo que controla el modo de terminación del canal correspondiente. Al contrario de lo que pudiera parecer, el modo de terminación es una propiedad que no es atribuible al canal, si no que se atribuye a un par de puertos³. En concreto, el modo de terminación afecta a los pares de puertos compuestos por un primero de entre los puertos 0 y 7, y un segundo cuyo número de puerto es igual al del primero más 8. De ahí que todos los canales relacionados con el mismo par de puertos deban estar configurados con el mismo modo de terminación, una configuración distinta no está permitida.

Los dos modos de terminación posibles se conocen como: diferencial, si es que la señal que entra en cada terminal del amplificador procede de cada uno de los puertos

³Aunque según las especificaciones del fabricante es posible configurar cada par de puertos para que opere según un modo de terminación independiente del resto, MATLAB sólo admite un modo de terminación para el conjunto total de puertos.

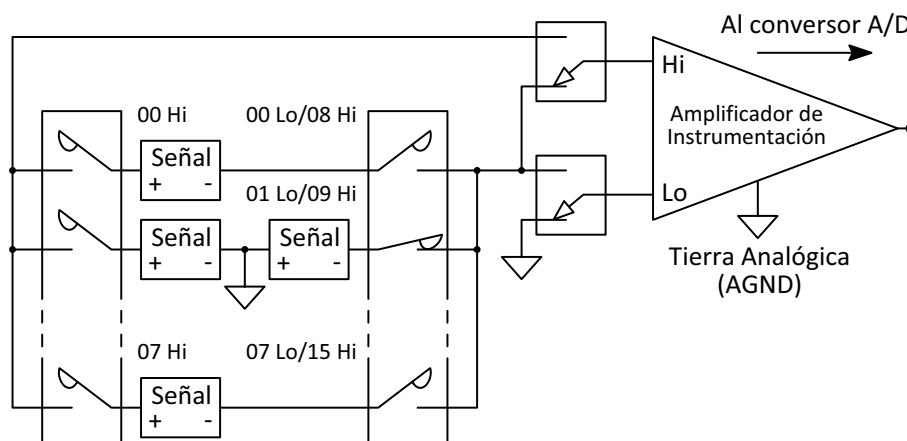


Figura 1.1 – Figura que muestra el modo de terminación sencillo. La entrada superior del amplificador de instrumentación se conecta al puerto 9 y la entrada inferior se conecta a masa

del par; sencillo, en caso de que uno de los terminales de entrada del amplificador se conecte a la referencia de tensión. En este documento se llama canal diferencial a los canales cuyo modo de terminación sea diferencial, y canal con un sólo terminal o monoterminal a aquellos para los que el modo de terminación es sencillo.

Las ventajas que presenta el uso de uno u otro tipo de canales son comprensibles. Emplear canales con un sólo terminal permite aplicar el proceso de adquisición sobre un mayor número de señales simultáneamente. Por el contrario, utilizar canales diferenciales redundante en una mayor inmunidad frente al ruido. Además, los amplificadores diferenciales eliminan de forma inherente la componente en continua.

1.2.2. Rendimiento

Se entiende como rendimiento la cantidad máxima de operaciones de conversión que el dispositivo puede realizar por unidad de tiempo. Para que una de estas operaciones contribuya a la medida de rendimiento debe superar un requisito de precisión.

El rendimiento óptimo de la tarjeta KPCI-3108 especificado por el fabricante es de cien mil operaciones por segundo (100 KS/s). No obstante se advierte, para obtener este nivel de rendimiento es necesario alimentar la tarjeta con una fuente de tensión ideal. Además, es importante que exista adaptación de impedancias entre el circuito de alimentación y el puerto por el que se quiere introducir la señal. Aún en estas condiciones el valor proporcionado por la casa Keithley está sujeto a un error relativo máximo del 0,02 %, el cual supone un error absoluto máximo de dos mil operaciones por segundo (2 KS/s).

Amplificador de instrumentación y pérdida del rendimiento

El amplificador de instrumentación interno de la KPCI-3108 es de ganancia variable. Es posible configurar una ganancia distinta para cada canal. El propósito del amplificador es permitir al usuario modificar la amplitud de la señal que entra al conversor. La intención que se persigue es conseguir que la conversión se enfoque en los detalles de la señal que sean de mayor interés y se pierda la mínima información posible. Todo ello aún trabajando simultáneamente con múltiples señales cuyo rango de amplitudes es con frecuencia muy diferente.

La desventaja que presenta esta configuración —multiplexor – amplificador de instrumentación – conversor— es una pérdida de rendimiento que se produce en situaciones determinadas a causa de la intervención del amplificador en la operación de adquisición.

Cada ciclo de reloj cambia el canal activo y debe cambiar, si es oportuno, la señal que accede al amplificador. Este proceso no es inmediato. Tras conmutar el multiplexor que precede al amplificador, se da paso al puerto conveniente. No obstante, la señal que recibe el amplificador presenta, hasta transcurrido un determinado periodo de tiempo, una componente residual de la señal que se amplificó en el anterior ciclo de reloj. Transcurrido dicho periodo de tiempo la señal que entra al amplificador se ve libre de esa componente residual y se corresponde únicamente con la señal que entrega el multiplexor, se dice que se ha fijado la señal.

Y es así como el amplificador es causa de pérdida de rendimiento, por medio de las componentes residuales. Si la conversión se realiza antes de fijar la señal, el conversor toma un valor de la señal corrompido por la componente residual de la señal precedente. Por tanto, la muestra resultante queda igualmente corrompida incluso hasta el punto de perder su validez. Las operaciones de conversión que tengan como resultado muestras inválidas sólo contribuyen a falsear la medida de rendimiento, haciendo que parezca mayor de lo que en realidad es.

El fabricante da a entender que existe una solución de diseño que resuelve en parte el problema planteado por las componentes residuales. Esta solución consiste en alargar de forma deliberada la duración del ciclo de reloj, de esa forma se proporciona tiempo suficiente para fijar la señal. Sin embargo, esta solución presenta dos inconvenientes: no solventa el problema en la totalidad de los casos y es, asimismo, una forma de perder rendimiento. Lo cual conduce inevitablemente a una solución de compromiso, alargar el ciclo de reloj lo suficiente para que en la mayoría de los casos el efecto de las componentes residuales sobre la precisión de la conversión no invalide las muestras resultantes y se produzca, por tanto, una caída del rendimiento, sin que la duración del nuevo ciclo contribuya por sí misma a una pérdida notable de éste.

Optimización del rendimiento

Como se ha visto, la inclusión del amplificador en el diseño de la tarjeta es causa directa o indirecta de una pérdida de rendimiento. La magnitud de esa caída en el

rendimiento depende de la configuración de la cola de muestreo y de la amplitud de la señal una vez llega ésta al dispositivo de adquisición.

- Las señales cuya tensión absoluta se encuentra por debajo de los 100 mV al llegar a la KPCI-3108 sufren en mayor medida las consecuencias del empleo de un amplificador en la operación de conversión. En primer lugar la señal tarda más en fijarse de modo que el rendimiento se reduce a la mitad en las mejores condiciones, de 100 KS/s pasa a 50 KS/s. Esto es debido a que, al ser la amplitud de la señal y la del ruido comparables, especialmente después de que éste se vea reforzado por el efecto de las componentes residuales, se genera una mayor incertidumbre.

Por otro lado las señales que requieren que el amplificador opere con alta ganancia son las más perjudicadas por los problemas que causa el amplificador en configuraciones multiganancia, tal y como se explica a continuación.

- Por lo general, el rendimiento se ve afectado de forma más pronunciada por el efecto de las componentes residuales en configuraciones multiganancia en las que se encadenan secuencias de canales con ganancia diferente. Una configuración multiganancia de la cola de muestreo implica que en diferentes ciclos de reloj el amplificador actúa con ganancias distintas. Eso con frecuencia significa que el rango en el que se encuentra comprendida la amplitud de las señales que están entrando al dispositivo de adquisición es diferente de una señal a otra. Cuando así ocurre puede sucederse en ocasiones que en ciclos de reloj consecutivos entren al amplificador dos señales de amplitud diferente, siendo la amplitud de la señal que ocupa el primer ciclo mucho mayor que la de la otra señal en el tiempo en el que ambas permanecen a la entrada del dispositivo. Por otro lado, parece lógico considerar que la componente residual asociada a una señal cuya amplitud sea predominantemente mayor que la de otra señal es de mayor amplitud inicial y mayor duración temporal que la asociada a la segunda señal. Por tanto si ocurre como se ha dicho y se tiene en cuenta la base probable que se ha propuesto, cuando la segunda de las señales se convierte en la señal activa la amplitud de la componente residual asociada a la primera de ellas puede ser suficiente, incluso, para enmascararla.

No sólo eso, la amplitud de la señal que llega más tarde al amplificador puede ser, en términos absolutos, la mayor parte del tiempo, menor que la de la otra señal, al ser así lo más probable es que se amplifique empleando un mayor factor de ganancia. De ser así, la amplitud de la componente residual a la que se enfrenta esta señal puede provocar en el peor de los casos que el conversor sature y la pérdida de precisión sea mucho mayor. Sea cual sea el caso, es posible observar entonces, que en configuraciones multiganancia las muestras resultantes se obtienen de una conversión menos precisa, en especial si se trabaja con señales de pequeña amplitud —tal y como se especificó en el punto anterior— o si las ganancias configuradas en la cola de muestreo difieren mucho unas de otras. Aplicando la relación entre la validez de las muestras y

el rendimiento de la que se habló anteriormente, la consecuencia de emplear configuraciones multiganancia es una mayor pérdida de rendimiento.

- En configuraciones monoganancia el uso del amplificador supone una causa indirecta de la caída de rendimiento. El diseño del dispositivo de adquisición está pensado primordialmente para su uso en configuraciones multiganancia, de lo contrario la inclusión de un amplificador de ganancia variable en el esquema de la tarjeta sería incomprensible. Por la misma razón, Keithley adopta una solución de diseño como la expuesta en el anterior apartado, para tratar de obtener un rendimiento óptimo en configuraciones multiganancia. Sin embargo, el efecto de las componentes residuales en configuraciones monoganancia es mínimo y la consecuente pérdida de rendimiento también lo es. Por tanto, una solución que consiste en alargar el ciclo de reloj resulta, en configuraciones monoganancia, innecesaria y perjudicial para el rendimiento.

Las acciones que el fabricante adopta para tratar de que el usuario obtenga el mayor rendimiento posible del dispositivo no se limitan a aplicar una solución de compromiso en el diseño de la duración del ciclo de reloj. En el manual de usuario se hacen una serie de recomendaciones de uso orientadas a conseguir este fin.

Se proponen varias soluciones, la más trivial de las cuales pasa por preamplificar todas las señales que vayan a ser objeto del proceso de adquisición efectuado por la tarjeta consiguiendo que su amplitud varíe en un mismo rango. Si se hace así, es suficiente con emplear una configuración monoganancia para minimizar los efectos de las componentes residuales en el rendimiento. Además al preamplificar las señales, éstas presentan una mejor relación señal a ruido, es decir, son menos vulnerables al ruido. Aunque buena, esta solución no deja de ser trivial puesto que el amplificador de instrumentación de la tarjeta pierde toda funcionalidad y pasa a ser un estorbo en el proceso de adquisición.

La solución de carácter práctico propuesta por Keithley radica configurar la cola de muestreo de forma «sensata». Como se ha visto, en determinadas ocasiones una configuración inapropiada de la cola de muestreo puede inducir que la pérdida de rendimiento que provoca la inclusión del amplificador en el circuito de adquisición sea todavía mayor. Para evitar que esto ocurra y sacar el máximo partido del dispositivo se dan en el manual dos condiciones que de cumplirse garantizan que la cola se encuentre configurada de forma óptima en términos de rendimiento.

- La primera consiste en agrupar canales con distinta ganancia en posiciones consecutivas de la cola, aún si al hacerlo se pierde el orden de muestreo definido en una primera instancia por el usuario. Si como se presupuso en el apartado anterior, comúnmente dos señales que requieren ser amplificadas con el mismo factor de ganancia varían en el mismo rango de amplitudes, en estas secuencias monoganancia las consecuencias de las componentes residuales en la precisión de la conversión son mínimas.
- A pesar de emplear una configuración como la anterior, la aparición de saltos de ganancia en la cola de muestreo es todavía probable. Por ejemplo, en

la transición entre dos secuencias monoganancia como las descritas arriba. El salto es aún más problemático si la transición se realiza para dar paso a una secuencia de ganancia mayor. El primer canal de esta secuencia sufre en mayor proporción los efectos de las componentes residuales y el rendimiento asociado al canal se ve reducido dramáticamente. Para minimizar el impacto que en determinados canales como éste tienen los problemas causados por el amplificador, es posible modificar la configuración de la cola para que dichos canales ocupen varias posiciones consecutivas. Esta segunda condición persigue dar más tiempo para que se fije la señal cuando los mencionados canales están activos. Para ello se necesitan posiciones vacías en la cola, posiciones que es posible obtener desalojando canales previamente configurados.

1.3. Identificando los conectores de entrada/salida

Es posible conectar dispositivos de entrada/salida a la KPCI-3108 mediante dos conectores de tipo IEEE 1284 de 36 terminales situados en su parte trasera. Al iniciar el proyecto se tuvo acceso a dos sondas terminadas por un lado en conectores de este tipo y por otro en cables de cobre convencionales. Para facilitar las conexiones con la tarjeta se diseñó un interfaz más robusto que posteriormente se soldó al extremo terminado en cables de las mencionadas sondas. Es posible conectar cables terminados en conectores de tipo banana y sondas coaxiales a este nuevo interfaz.

A continuación se adjunta una relación con las distintas asignaciones que se dan entre puertos y terminales y se describen los tipos de señal que dichos terminales soportan o entregan.

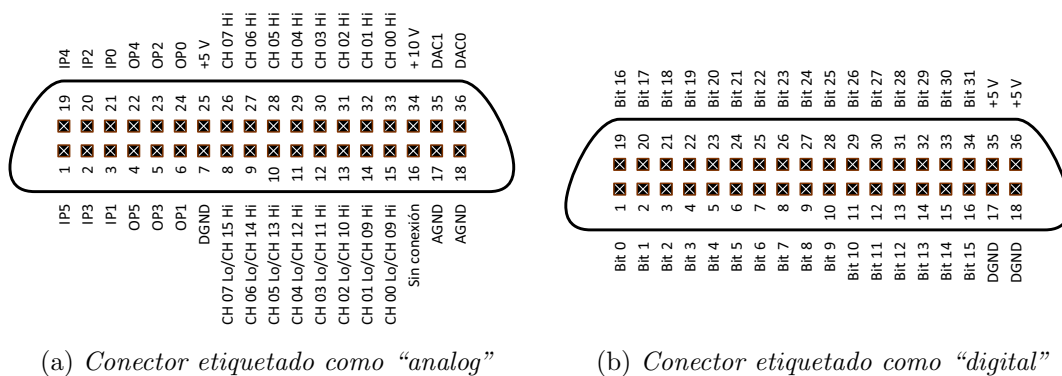


Figura 1.2 – Esquema del panel de conexiones trasero de la KPCI-3108

Terminal	Puerto asignado	Descripción
1	IP5	Bits digitales de entrada multifunción. Pueden ser configurados por el usuario para que ejerzan la función de: <ul style="list-style-type: none"> ▪ Base temporal para el contador/temporizador y/o entrada a <i>gate</i> ▪ Reloj externo para conversiones A/D o D/A ▪ Disparador digital externo ▪ Entrada digital en el modo <i>target-mode</i>
2	IP3	
3	IP1	
4	OP5	Bits digitales de salida multifunción. Pueden ser configurados por el usuario para que ejerzan la función de: <ul style="list-style-type: none"> ▪ Salidas del contador/temporizador ▪ Salida del disparador ▪ Salida de control para accesorios ▪ Salida del reloj interno ▪ Salida digital en el modo <i>target-mode</i>
5	OP3	
6	OP1	
7	DGND	Tierra digital
8	CH07 LO/CH15	Entradas analógicas, cuya función depende del modo de terminación configurado: puerto asociado a un canal monoterminal o puerto bajo de un canal diferencial
9	CH06 LO/CH14	
10	CH05 LO/CH13	
⋮	⋮	
15	CH00 LO/CH08	
16	Sin conexión	
17, 18	AGND	Tierra analógica

Cuadro 1.3 – Relación entre los puertos y terminales que presenta el conector trasero de la KPCI-3108 etiquetado como *analog*

Terminal	Puerto asignado	Descripción
19	IP4	Bits digitales de entrada multifunción. Pueden ser configurados por el usuario para que ejerzan la función de: <ul style="list-style-type: none"> ■ Base temporal para el contador/temporizador y/o entrada a <i>gate</i> ■ Reloj externo para conversiones A/D o D/A ■ Disparador digital externo ■ Entrada digital en el modo <i>target-mode</i>
20	IP2	
21	IP0	
22	OP4	Bits digitales de salida multifunción. Pueden ser configurados por el usuario para que ejerzan la función de: <ul style="list-style-type: none"> ■ Salidas del contador/temporizador ■ Salida del disparador ■ Salida de control para accesorios ■ Salida del reloj interno ■ Salida digital en el modo <i>target-mode</i>
22	OP2	
21	OP0	
25	+5 V	Referencia de tensión de 5 voltios de corriente continua extraídos del bus PCI del ordenador
26	CH07 HI	Entradas analógicas restantes, en el modo de terminación diferencial representan el puerto alto de un canal diferencial
27	CH06 HI	
28	CH05 HI	
⋮	⋮	
33	CH00 HI	
34	+10 V	Entrada diseñada para proporcionar al dispositivo una referencia externa de precisión de 10 voltios mediante una fuente de alta impedancia de salida (La impedancia de entrada de este puerto es equivalente a una resistencia de 1 K Ω en serie con la impedancia de entrada de la fuente)

Cuadro 1.3a – Continuación del cuadro 1.3 en la página anterior

Terminal	Puerto asignado	Descripción
35	DAC1	Salida número 1 del conversor digital a analógico de la KPCI-3108
36	DAC0	Salida número 0 del conversor digital a analógico de la KPCI-3108

Cuadro 1.3b – Continuación del cuadro 1.3 en la página 12

Terminal	Puerto asignado	Descripción
1	Bit 0	Canal 0 de bits de entrada/salida de propósito general (En la KPCI-3108 los bits digitales se agrupan de en ocho en ocho en canales. Los canales de este tipo puede configurarse para que los bits que lo integran se comporten como todo salidas o todo entradas)
2	Bit 1	
3	Bit 2	
⋮	⋮	
8	Bit 7	
9	Bit 8	Canal 1 de bits de entrada/salida de propósito general
10	Bit 9	
11	Bit 10	
⋮	⋮	
16	Bit 15	
17, 18	DGND	Tierras digitales
19	Bit 16	Canal 2 de bits de entrada/salida de propósito general
20	Bit 17	
21	Bit 18	
⋮	⋮	
26	Bit 23	
27	Bit 24	Canal 3 de bits de entrada/salida de propósito general
28	Bit 25	
29	Bit 26	
⋮	⋮	
34	Bit 31	
35, 36	+5 V	+5 VDC desde el bus del ordenador

Cuadro 1.4 – Relación entre los puertos y terminales que presenta el conector trasero de la KPCI-3108 etiquetado como *digital*

Capítulo 2

Aplicación para el control de la tarjeta

2.1. Introducción

Desde los inicios de este proyecto lo que se ha pretendido es emplear un sistema de adquisición de señales como un osciloscopio digital. Para ello son necesarios la tarjeta de adquisición y un software que permita al usuario controlar el dispositivo desde una interfaz intuitiva y visualizar los resultados de forma sencilla.

2.1.1. Funcionamiento de un osciloscopio

Como se ha mencionado, el modelo de funcionamiento utilizado como referencia en el desarrollo de la aplicación de control es el de un osciloscopio digital. Por ello, y en base a las conclusiones extraídas durante la realización de este proyecto, se ha creído conveniente explicar de forma breve como funcionan de manera habitual este tipo de osciloscopios.

Los osciloscopios analógicos emplean un tubo de rayos catódicos y un monitor de fósforo para generar una imagen de la señal. El cursor que el tubo dibuja en el monitor lo va barriendo de izquierda a derecha con periodicidad, y su posición vertical refleja a cada momento el valor de tensión de la señal eléctrica que entra al osciloscopio. El monitor preserva durante breves instantes una traza del cursor y así se forma la imagen que representa a la señal.

En la actualidad suelen emplearse osciloscopios digitales. El procedimiento que sigue un osciloscopio digital para representar señales es completamente diferente al que siguen los osciloscopios analógicos. No existe ningún cursor, se generan fotogramas de la señal en seguimiento¹, imágenes completas que cubren la pantalla entera con un fragmento de señal, una vez aparece una imagen por pantalla permanece estática hasta que una nueva imagen la sustituye. La dimensión temporal de la representación determina en teoría cuanto debe esperar el osciloscopio desde que se muestra por pantalla una imagen hasta que se puede generar la siguiente. La

¹En realidad, los osciloscopios digitales modernos pueden representar por pantalla varias señales simultáneamente

espera resulta evidente puesto que la señal no se conoce de antemano, al contrario que ocurre con los osciloscopios analógicos que representan la señal en tiempo real, si se desea representar por pantalla un fragmento de la señal de una determinada duración el osciloscopio debe esperar hasta que transcurra dicho periodo de tiempo. En otras palabras, aparece un retardo que depende exclusivamente de la duración del fragmento de señal necesario para cubrir la ventana del osciloscopio, o lo que es lo mismo, el retardo es independiente de otros parámetros como son la velocidad de muestreo o la potencia de procesamiento del osciloscopio.

Este modo de proceder tiene un inconveniente, el objetivo de un osciloscopio es mostrar en cada momento como es la forma de la señal, si el retardo introducido es demasiado alto el osciloscopio deja de ser eficaz pues la información que proporciona cada imagen es obsoleta. Problema que se ve agravado por la posibilidad de configurar el eje de tiempos. Así es, tanto los osciloscopios analógicos (variando la frecuencia de barrido del cursor) como los osciloscopios digitales, permiten que el usuario modifique la cantidad de tiempo que refleja el eje horizontal de la representación, pudiendo ser ésta mayor o menor. A efectos prácticos, en los osciloscopios digitales el tiempo abarcado por el eje temporal actúa como el inverso de la frecuencia de refresco del monitor, por tanto, cuanto mayor sea ese tiempo con mayor lentitud se sucederán las imágenes y habrá un mayor desfase entre la señal y la representación de ésta.

2.1.2. Modos de representación en los osciloscopios digitales

Para evitar que en determinadas configuraciones del eje temporal del osciloscopio el retardo sea excesivo, la mayoría de estos dispositivos implementan dos modos de funcionamiento: el modo convencional que se aplica en situaciones en las que el retardo no se considera importante; y una especie de modo continuo. Existen dos criterios que se siguen de manera habitual para diferenciar en que momento es más apropiado el uso de uno u otro modo:

- El primer criterio evalúa el correcto funcionamiento del modo convencional. Como se verá más adelante, el modo convencional de representación en un osciloscopio requiere que la cantidad de imágenes que salen por pantalla cada segundo sea lo suficiente grande como para que se simule el movimiento. Por tanto para satisfacer el primer criterio, la tasa de refresco del monitor del osciloscopio debe superar las veintiséis imágenes por segundo o encontrarse alrededor de esta cifra.
- El segundo criterio está relacionado con la función de disparo que se da en el modo convencional de representación. Para poder efectuar correctamente el disparo sobre señales de baja frecuencia, al generar cada imagen el osciloscopio debe haber registrado al menos un ciclo de la señal pertinente². Lo cual reduce

²En la práctica se necesita algo más de un ciclo de una señal para poder garantizar el correcto disparo de ésta. Sin embargo, es común conseguir disparar una señal aunque la configuración del

la tasa mínima de refresco a la frecuencia de la señal más lenta que se desee representar de forma correcta en el modo convencional de representación del osciloscopio.

Como puede verse el segundo criterio es más restrictivo pues depende de la frecuencia de la señal y ésta puede ser en efecto inferior a un hercio, es por ello que se emplea habitualmente. Siendo así, la tasa de refresco mínima que se permite en el modo convencional en la gran mayoría de dispositivos y que se ha adoptado para el software de control, es de cinco imágenes por segundo (5 Hz). Cuando se configura un osciloscopio en el modo convencional para que trabaje a esta tasa de refresco es habitual poder visualizar señales de frecuencia cercana a 1 Hz, sin embargo la representación se optimiza para configuraciones en las que el osciloscopio muestra, al menos, veinticinco imágenes por segundo, lo cual es apropiado para señales con una frecuencia mínima de 50 Hz. Si la configuración del eje de tiempos del osciloscopio obligara al dispositivo a trabajar con una frecuencia de refresco inferior a la especificada, automáticamente conmuta para funcionar en el modo continuo.

Representación en modo continuo

Una vez visto cual es la frecuencia umbral a la que el dispositivo conmuta entre los dos modos, debe explicarse que diferencia un modo de funcionamiento de otro. Para ello se expone a continuación cuales son los fundamentos de uno y otro modo. La representación en *modo continuo* es, por decirlo así, ininterrumpida. La imagen de la señal de interés se desplaza de derecha izquierda a medida que transcurre el tiempo. Para lograr este efecto se aumenta la frecuencia de refresco a expensas de que, como es sabido, el fragmento de señal obtenido para cada imagen no cubrirá la pantalla al completo. Ocurre así por que la frecuencia de refresco es muy alta para el eje temporal que representa una gran cantidad de tiempo, por tanto, entre dos imágenes no transcurre el tiempo abarcado por la dimensión horizontal de la representación. La primera imagen sitúa el fragmento de señal que se ha digitalizado en el extremo derecho de la representación, el resto se deja en blanco. Con cada nueva imagen se desplaza el fragmento de señal representado hasta el momento el suficiente espacio hacia la izquierda como para incorporar un nuevo fragmento de señal. Así la porción de señal representada aumenta cada vez más hasta que el extremo izquierdo de la figura alcanza el margen izquierdo de la ventana del osciloscopio. Cuando esto ocurre, empieza un desplazamiento cíclico, al incorporar un nuevo fragmento de señal a la derecha se retira un fragmento de la misma proporción temporal al otro extremo. La alta tasa con la que aparecen las imágenes por pantalla garantizan que la representación siga casi en tiempo real —por lo menos así lo percibe el ojo humano— a la señal verdadera. Debe notarse, no obstante, que este método de representación no es adecuado para señales de alta frecuencia pues aunque el eje

eje de tiempos del osciloscopio permita sólo obtener una fracción del ciclo completo de esa señal durante la realización de cada fotograma.

temporal abarque un tiempo mayor, la dimensión del monitor obviamente no varía y las señales de alta frecuencia aparecerán en exceso comprimidas.

Representación en modo convencional

El *modo convencional* de representación es algo más complicado. Como se ha declarado con anterioridad en este mismo apartado, la representación convencional basa su funcionamiento en imágenes que muestran fragmentos de señal que cubren la dimensión temporal de la ventana del osciloscopio y que se suceden unas a otras con presteza. La idea que persigue este método es la de conseguir algo semejante a una película de la señal. Para ello, no es sólo suficiente con que aparezcan muchas imágenes por segundo en el monitor del osciloscopio, esas imágenes deben estar de algún modo relacionadas entre sí. Si las imágenes que aparecen en el monitor son de forma consecutiva muy diferentes es probable que no pueda discernirse nada claro, y de nada valdrá la representación.

Ahí es donde entra en juego el procesado y la función de disparo de un osciloscopio digital. Cuando un fragmento suficientemente largo como para cubrir la ventana de representación se digitaliza y se almacena en memoria, empieza el procesado digital del mismo. El propósito del procesado es, entre otras cosas, eliminar las posibles componentes en continua, averiguar información adicional de la señal en la medida de lo posible, como p.e. su valor de pico a pico, o implementar una función de disparo. La función de disparo del osciloscopio persigue alinear los ejes verticales de la ventana donde se representa con los cruces de la señal con respecto a un determinado valor de umbral que puede ser configurado por el usuario. La idea es alinear al menos el cruce más centrado de cada fragmento de señal con el eje de abscisas que corta en dos mitades la ventana. Para conseguirlo, durante el procesado se detectan todos los cortes de la señal con el umbral y después se desplaza el fragmento de señal para que el corte más centrado case con el eje de abscisas. Si la señal es periódica las variaciones entre un fotograma y el siguiente serán mínimas, puesto que ambos estarán alineados, y se simulará con éxito el movimiento.

No obstante, la necesidad de desplazar el fragmento de señal que va a representarse presenta un inconveniente importante. Para poder desplazar el fragmento de señal y que se cubra completamente la ventana del osciloscopio su duración, la del fragmento de señal digitalizado, debe ser superior al tiempo reflejado en el eje de tiempos de la ventana. De lo contrario la señal aparecerá truncada, se mostrará un espacio en blanco y, con una tasa de refresco alta, la visualización será confusa. Desplazar fragmentos de señal implica dos cosas: por un lado el osciloscopio debe esperar más tiempo para refrescar la pantalla, es decir, se reduce la tasa de refresco para una misma configuración del eje de tiempos; y por otro, al tener para representar un fragmento de señal de mayor duración que la reflejada por el eje temporal de la ventana parte del fragmento queda ahora fuera de la representación.

Este inconveniente se ve paliado por el hecho de que el modo convencional contempla en principio trabajar con señales de alta frecuencia. Estas señales cambian de forma tan rápida que de no ser por el disparo sería imposible observar los cambios.

Por otro lado puede seleccionarse que información que se muestra por pantalla accionando un control de offset temporal o modificando el valor de umbral de disparo y, generalmente, la pérdida de información a causa del disparo no es significativa.

2.2. Elaboración del software de control

2.2.1. Elección del entorno de desarrollo

El lenguaje o, mejor dicho, plataforma que se ha empleado para el desarrollo del software de control es MATLAB, la razón, su inmejorable compatibilidad con el hardware disponible. A partir de ahí, los componentes de MATLAB que se han empleado para conseguir que el software de control gozase de las características previstas por los objetivos del proyecto son dos: el entorno de desarrollo de interfaces gráficas de usuario (GUI) de MATLAB, más conocido como GUIDE (*graphical user interface development environment*); y el *Data Acquisition Toolbox* de MATLAB. El primero de ellos se ha empleado para, como su nombre indica, crear la interfaz que comunica el dispositivo con el usuario. Esta comunicación se hace a través del segundo de los componentes mencionados, éste permite, mediante comandos de MATLAB que pueden incluirse en rutinas o llamarse por separado, manejar el dispositivo —convocarlo a muestrear, configurar sus propiedades— y administra automáticamente los resultados almacenándolos en búffers situados en la memoria volátil del ordenador, haciéndolos de este modo accesibles al administrador de la tarjeta.

2.2.2. Data Acquisition Toolbox

La práctica de emplear GUIs como fondo para aplicaciones desarrolladas con MATLAB es bastante habitual, así como lo es programar esas interfaces mediante GUIDE. Por ello, y dado que la documentación que se ciñe a tratar la problemática que envuelve esta actividad es abundante, se ha preferido dejar a cargo de dichos documentos este asunto y centrar este escrito en presentar con concisión los principios necesarios para emplear con éxito la *Data Acquisition Toolbox* de MATLAB en el manejo de dispositivos para la adquisición de señales analógicas. La fórmula elegida con tal propósito consiste en describir cual es el procedimiento habitual en una sesión de adquisición de datos y en cada paso detallar las opciones más significativas y proporcionar ejemplos explicativos extraídos del mismo código que integra el software de control.

En cuanto a la documentación adicional que el lector puede consultar a continuación se citan varios documentos clasificados en función del tema que tratan. Para la programación de GUIs con MATLAB puede consultarse el manual de usuario, cite, disponible en la web del fabricante. Esta sección se basa en la guía rápida sobre el uso de la *Data Acquisition Toolbox*, también a cargo de *The MathWorks, Inc.*,

la compañía que mantiene la suite matemática en cuya web puede obtenerse un documento extendido.

Componentes de la herramienta

Los elementos de MATLAB que juegan un papel suficientemente importante en el funcionamiento de la *Data Acquisition Toolbox* son los listados en el cuadro 2.1.

Componente	Propósito
Ficheros *.m	Se emplean para automatizar la creación de objetos dispositivo, adquirir datos, configurar las propiedades del dispositivo y la sesión, y evaluar el estado de la adquisición y los recursos.
Máquina virtual de adquisición de datos	Almacena objetos dispositivo y sus propiedades, controla el almacenamiento de los datos adquiridos y controla la sincronización de eventos.
Adaptadores	Son la vía de comunicación entre la máquina virtual de adquisición de datos y el hardware por la cual se transmiten propiedades, datos y eventos.

Cuadro 2.1 – Descripción de los componentes de la *Data Acquisition Toolbox*

Objetos dispositivo

Los objetos dispositivo permiten el acceso a subsistemas específicos del hardware. Los objetos dispositivo soportados por la *Data Acquisition Toolbox* son los objetos de entrada analógica o *analog input objects* (AI), los objetos de salida analógica o *analog output objects* (AO) y los objetos de entrada/salida digital o *digital I/O objects* (DIO).

2.2.3. La sesión de adquisición de datos

Una sesión completa de adquisición de datos consiste en cinco pasos:

1. Crear el objeto dispositivo.
2. Añadir canales al objeto dispositivo.
3. Configurar las propiedades del objeto dispositivo y los canales añadidos para controlar el comportamiento de la aplicación de adquisición de datos.
4. Adquirir los datos.

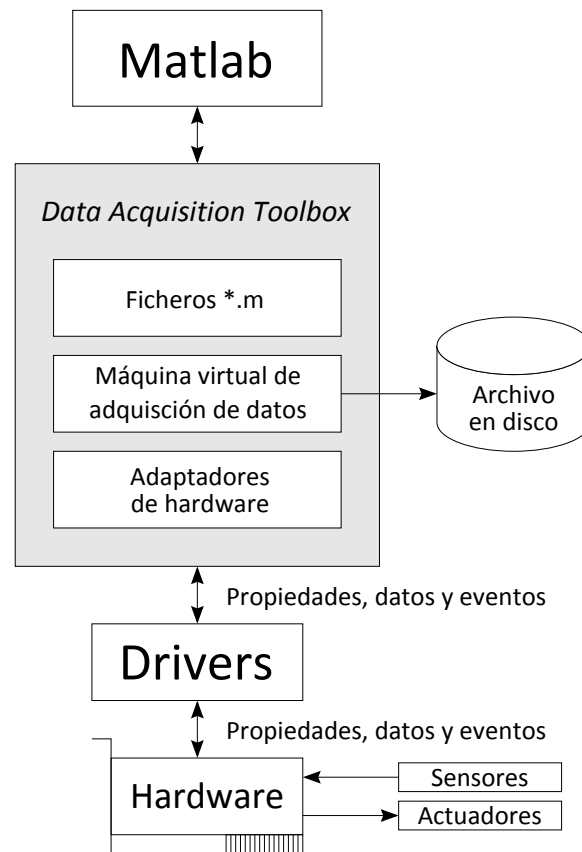


Figura 2.1 – Elementos que intervienen en el funcionamiento de la *Data Acquisition Toolbox*

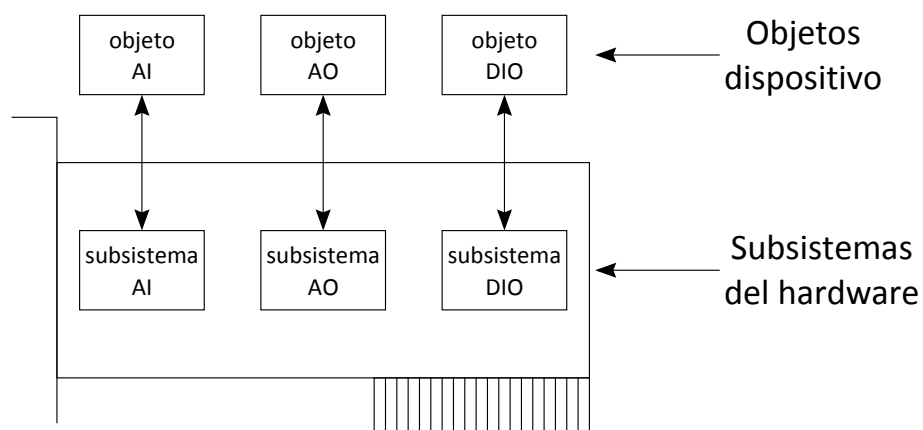


Figura 2.2 – Grafo que representa la comunicación entre los subsistemas del hardware y los objetos dispositivo

5. Eliminar el objeto dispositivo.

Cada uno de los pasos se detalla en los puntos subsiguientes.

Crear el objeto dispositivo

Para crear un objeto dispositivo, se debe llamar a la función de creación apropiada o constructor. Como se muestra en el cuadro 2.2, los constructores reciben un nombre particular en función del tipo de objetos dispositivo que crean. Para iniciar una sesión de adquisición de datos analógicos es necesario un comando como el siguiente, `analoginput('adaptador', ID)`.

Tipo de subsistema	Constructor
Entrada analógica	<code>analoginput('adaptador', ID);</code>
Salida analógica	<code>analogoutput('adaptador', ID);</code>
Entrada / Salida digital	<code>digitalio('adaptador', ID);</code>

Cuadro 2.2 – Tipos de función de creación de acuerdo con el tipo subsistema al que se orienta el objeto dispositivo creado

El argumento `id` es un indicador de dispositivo hardware. Se trata de un argumento opcional para tarjetas de sonido con `id` 0. El argumento `adaptador` requiere el nombre del adaptador de dispositivo hardware. A continuación, en el cuadro 2.3 se muestra una relación con los adaptadores de dispositivo cuyo uso es más frecuente y el nombre de adaptador que debe introducirse como argumento de la llamada a `analoginput`. Por conveniencia se ha añadido Keithley a esta lista.

Fabricante de Hardware	Nombre de adaptador
Advantech	<code>advantech</code>
Measurement Computing	<code>mcc</code>
National Instruments	<code>nidaq</code>
Parallel port	<code>parallel</code>
Microsoft Windows	<code>winsound</code>
Keithley Instruments, Inc.	<code>keithley</code>

Cuadro 2.3 – Argumento que debe emplearse en la llamada a `analoginput` en función del fabricante

Añadiendo canales

Antes de poder utilizarse, deben añadirse canales al objeto dispositivo. Para ello, debe emplearse la función `addchannel`. Puede pensarse en un objeto dispositivo como un contenedor de grupos de canales y en los canales añadidos a un objeto dispositivo como un grupo de canales. Si se desean añadir dos canales al objeto dispositivo `objeto` puede utilizarse la siguiente llamada `cans = addchannel(objeto, 1:2);`.

Configurando propiedades

Puede controlarse el comportamiento de una sesión de adquisición de datos o de una aplicación creada con tal propósito configurando las propiedades de los objetos dispositivo que intervienen en el proceso de adquisición y de los canales que dicho objeto contiene. Estas son las reglas principales en la configuración de propiedades desde la *Data Acquisition Toolbox*.

- Los nombres de las propiedades pueden escribirse en mayúsculas, minúsculas o combinación de ambas.
- Los nombres de las propiedades pueden abreviarse como se mostrará a continuación.
- La función `set` aplicada a un objeto dispositivo —`set(objeto)`— devuelve todas las propiedades configurables de ese objeto. Si se llama a `set` utilizando como argumento un canal —`set(objeto.Channel(índice))`—, la función devolverá todas las propiedades configurables de dicho canal.
- La función `get` devuelve todas las propiedades de un canal u objeto y el valor que toman en el momento en el que se llama a la función si se emplea como único argumento dicho canal u objeto —`get(objeto)`, `get(objeto.Channel(índice))`—.

Se distinguen dos tipos de propiedades distintas asociadas a los canales contenidos en un objeto dispositivo.

- *Propiedades comunes* que se aplican a cada canal contenido en un objeto dispositivo.
- Y *propiedades de canal* que pueden configurarse individualmente por canal.

Dentro de las propiedades comunes de los canales existen las *propiedades básicas*, que se aplican a todos los subsistemas de un determinado tipo (AI, AO, DIO); y *propiedades específicas de dispositivo* aplicables únicamente al hardware específico que se está empleando.

Existen tres formas de configurar u obtener el valor de una propiedad: utilizando las funciones `set` y `get`; empleando la notación de punto; o recurriendo a los nombres indexados.

- La sintaxis de las funciones **get** y **set** es similar a la empleada en la herramienta de MATLAB *Handle Graphics*.

```
out = get(objeto, 'SampleRate');
set(objeto, 'SampleRate', 11025)
```

- La notación de punto se emplea del siguiente modo:

```
out = objeto.SampleRate;
objeto.SampleRate = 11025;
```

- Por último, los nombres indexados permiten asociar un nombre descriptivo a cada canal. Por ejemplo para asociar el nombre **Can1** con el primer canal contenido en **objeto** debe procederse como se enuncia a continuación.

```
set(objeto.Channel(1), 'ChannelName', 'Can1');
out = objeto.Can1.UnitsRange;
objeto.Can1.UnitsRange = [0, 10];
```

Adquisición de datos

La adquisición de datos puede dividirse en tres tareas básicas: iniciar el objeto dispositivo; registrar datos y detener el objeto dispositivo.

La función que se utiliza para iniciar un objeto dispositivo es la función **start**, p.e. para iniciar el objeto dispositivo **objeto** habría que llamar a la función de esta forma **start(objeto)**. Tras iniciar un objeto su propiedad **Running** pasa de manera automática al valor **On**.

No obstante haber iniciado el dispositivo, este no empieza a registrar datos hasta que no ocurre un trigger o disparo. Hay diversos tipos de trigger, en el cuadro 2.4 en la página siguiente se muestran aquellos soportados por todos los dispositivos. Tras un trigger el dispositivo hardware inicia la adquisición de datos y la propiedad **Logging** del objeto dispositivo asociado conmuta al estado **On**.

Por último, existen tres causas por las que un objeto dispositivo puede detenerse: MATLAB detiene un objeto dispositivo iniciado una vez obtenidos los datos precisados por el usuario; al ocurrir un error de tiempo de ejecución en relación con la actividad de un objeto dispositivo éste es detenido también; y tan sólo resta el método manual, que consiste en llamar a la función **stop**, por ejemplo **stop(objeto)**.

Como se ha mencionado la máquina virtual de adquisición de datos registra y controla los datos que extrae de un objeto dispositivo. Un usuario puede acceder a esos datos de dos formas diferentes:

- La primera de ellas se conoce como previsualizar los datos. Se emplea con ese propósito la función **peekdata**. Si, por ejemplo, se quisiese previsualizar 1000 muestras obtenidas con el objeto dispositivo **objeto**, la llamada a **peekdata** sería la siguiente: **out = peekdata(objeto, 1000);**. La función **peekdata**

Tipo de disparo	Descripción
Inmediato	El disparo ocurre justo después de la llamada a <code>start</code> . Este es el tipo de trigger predeterminado.
Manual	El disparo ocurre después de llamar manualmente a la función <code>trigger</code> .
Software	El disparo sucede cuando se detecta una señal que satisface una determinada condición especificada de antemano. El objeto dispositivo debe disponer de más de un canal que hará las veces de la señal de disparo. Debe especificarse, como es obvio, que canal actúa como fuente del disparo.
Reloj interno ^a	Por añadidura, la KPCI-3108 cuenta con la posibilidad de recibir el disparo de la fuente de reloj interna.

^aSe ha añadido esta característica de la KPCI-3108 a la lista original.

Cuadro 2.4 – Tipos de disparo soportados por el hardware compatible con MATLAB y una breve descripción de los mismos

devuelve el control a MATLAB de inmediato y no elimina los datos previsualizados de la máquina virtual de adquisición.

- En cualquier momento tras adquirir datos mediante un objeto dispositivo estos pueden extraerse de la máquina virtual de adquisición mediante la función `getdata`. Partiendo del ejemplo anterior, si se desea extraer 1000 muestras procedentes del objeto dispositivo `objeto`, esta es la llamada adecuada `out = getdata(objeto, 1000);`. Al contrario que la función `peekdata`, `getdata` no devuelve el control a MATLAB hasta haber extraído todas las muestras solicitadas. Es evidente que las muestras extraídas dejarán de estar disponibles en la máquina virtual de adquisición.

Es importante señalar que en cualquiera de los procedimientos descritos intentar acceder a más datos de los obtenidos en un determinado momento causará un error que detendrá el funcionamiento del objeto dispositivo.

Eventos y Callbacks

Puede decirse que un evento sucede en un determinado instante después de que una cierta condición se cumple. A menos que ocurra un error, en todas las sesiones de adquisición de datos debe producirse un evento de inicio, uno de disparo y uno de parada. Puede accederse a la información que transporta un evento mediante la propiedad `EventLog`:

```
Events = ai.EventLog;
```

```
EventTypes = {Events.Types}
EventTypes =
    'Start'      'Trigger'      'Stop'
```

Cuando se produce un evento, puede ejecutarse una función de *callback*. Es posible seleccionar una función para un callback especificando como valor de la propiedad asociada a dicho callback el nombre de la función (si ésta se encuentra en el mismo fichero *.m que contiene el código que ejecuta la aplicación que realiza la adquisición de datos), o el nombre del fichero *.m con el código de la función. Así mismo, pueden pasarse argumentos de entrada a la función de callback asignándolos a la mencionada propiedad.

Por ejemplo, los siguientes comandos configuran **objeto** de forma que la función **datadqcallback** se ejecute desde el fichero cuyo nombre está compuesto por una raíz idéntica al nombre de la función y con extensión *.m, cuando se produzca un evento de trigger o de parada durante la actividad del objeto dispositivo. Además se pasa como argumento de la función el valor de la propiedad **Running** de **objeto** en el momento del callback.

```
set(objeto, 'TriggerFcn', @datadqcallback, objeto.
    Running)
set(objeto, 'StopFcn', @datadqcallback, objeto.
    Running)
```

Suprimiendo y borrando las trazas de los objetos dispositivo

La función **delete** elimina el objeto dispositivo especificado de la máquina virtual de adquisición, pero no del espacio de trabajo de MATLAB, —**delete(objeto)**—. Tras una llamada semejante **objeto** sigue apareciendo en el espacio de trabajo de MATLAB, pero se trata de un objeto inválido desde el momento en el que deja de encontrarse ligado al hardware. Deben suprimirse los objetos dispositivo faltos de validez con el comando **clear**, p.e., **clear objeto**.

Si se suprime un objeto dispositivo del espacio de trabajo de MATLAB no deja de existir en la máquina virtual. Para poder recuperar objetos borrados accidentalmente puede utilizarse la función **daqfind**.

```
out = daqfind;
ai = out(1);
```

Parte II

Ensayos no destructivos con ultrasonidos

Capítulo 3

Diseño del dispositivo de ultrasonidos

3.1. Introducción teórica a las inspecciones mediante ultrasonidos

3.1.1. Fundamentos de ultrasonidos

Los ultrasonidos son ondas acústicas de naturaleza mecánica o elástica como los sonidos. A diferencia de las ondas sónicas los ultrasonidos se encuentran en una banda de frecuencia superior. Dicha banda parte de los 20 KHz y, carente de un límite físico, llega hoy hasta los 1000 MHz debido a limitaciones tecnológicas. Las frecuencias empleadas en los ensayos no destructivos se encuentran entre los 20 KHz y los 25 MHz. Cabe remarcar que las propiedades de las ondas acústicas se mantienen invariantes con la frecuencia, y por tanto, son comunes dentro del espectro acústico.

Las ondas ultrasónicas son perturbaciones mecánicas que viajan a través de un medio elástico, por tanto, la condición primordial para que las ondas ultrasónicas se propaguen a través de un medio es que este contenga fracciones de materia tales como átomos o moléculas susceptibles de vibrar. El medio determina también que modos de propagación pueden adoptar las ondas ultrasónicas que se propagan a su través. Frecuentemente se asocia un nombre característico a las ondas ultrasónicas en función del modo en el que se propagan por el medio. A continuación se exponen los modos de propagación de mayor relevancia.

- Las *ondas longitudinales*, también llamadas *ondas de presión o compresión*, son aquellas que oscilan en la dirección de propagación. Al contrario que el resto de modos de propagación que sólo se dan en sólidos, el modo longitudinal puede estar presente también en líquidos y gases.
- En las *ondas transversales o de cizalladura* las oscilaciones se producen en la dirección perpendicular a la dirección de propagación.
- Las *ondas de superficie* se propagan únicamente a través de sólidos semi-infinitos cuya superficie sea plana o curva y siempre siguiendo las irregularidades

del contorno del mismo.

- Las *ondas de Lamb o de chapa* son propias de medios sólidos en los que el espesor es del mismo orden que la longitud de onda, provocan la vibración de todo el material.

La energía acústica que se propaga por un medio se manifiesta en forma de presión acústica, esta a su vez define el campo acústico. La presión acústica se define como:

$$p = Z \cdot v \quad (3.1)$$

Ecuación en la que v representa la velocidad de vibración y Z la impedancia acústica. La impedancia acústica es una medida de con que resistencia se oponen los elementos de masa de un medio a la vibración provocada por las ondas acústicas, en ningún caso da una relación de la resistencia con la que el medio se opone a la propagación de la onda acústica. Es una constante del medio que aumenta con la cohesión de sus moléculas, y puede expresarse en función de la densidad ρ_0 y de la velocidad de propagación de las ondas ultrasónicas en dicho medio c .

$$Z = \rho_0 \cdot c \quad (3.2)$$

3.1.2. Campo acústico generado por un transductor

La excitación eléctrica de un transductor produce una onda de presión que se propaga en el medio siguiendo las leyes físicas de la propagación de ondas y, en particular, los principios de superposición de Huygens¹. Se denomina campo acústico a la distribución temporal y espacial de la presión acústica a la que se someten las partículas materiales del medio en el que se propagan las ondas acústicas. Las características del campo acústico dependen principalmente de aspectos geométricos del transductor.

La región del campo acústico más próxima al transductor se conoce como campo próximo o cercano. También recibe el nombre de campo de interferencia debido a que en esa región el campo está constituido por máximos y mínimos que surgen como resultado de las interferencias que se producen entre las señales originadas en los distintos puntos del transductor. El máximo principal del campo acústico delimita la región de campo próximo. La longitud de esta región puede calcularse a partir del diámetro del transductor D , o en su defecto a partir de la dimensión principal de este.

$$L_0 = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (3.3)$$

¹El tratamiento que se da en esta sección a los transductores de ultrasonidos es similar al que la teoría de antenas da a las antenas de apertura conocidas como bocinas. Para un mayor detalle consultar el texto de Stutzman y Thiele.

Más allá del campo cercano encontramos el campo lejano. En el campo lejano el frente de ondas de la radiación acústica empieza a divergir. Se llama ángulo de divergencia del haz a la razón con la que el haz se expande y se emplea el símbolo γ_0 para representarla. Puede calcularse γ_0 a partir de la siguiente expresión.

$$\sin \gamma_0 = 1,2 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (3.4)$$

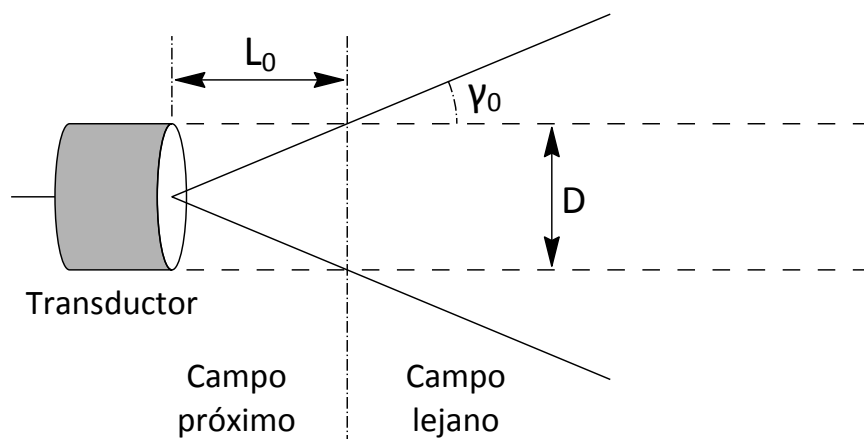


Figura 3.1 – Diagrama simplificado que muestra el campo acústico generado por un transductor cilíndrico

En la figura 3.1 el lector puede observar una representación del campo acústico generado por un transductor de ultrasonidos cilíndrico. Puede observarse la forma geométrica del campo próximo tal y como se ha considerado en este documento: un cilindro de radio igual al del transductor y altura L_0 . En el interior del cilindro el campo acústico permanece constante y en el exterior el campo es nulo. A continuación se ilustra como el frente de ondas diverge en el campo lejano. La figura empleada para representar el campo lejano es un tronco de cono en cuyo interior el campo acústico iría incrementando de la superficie al eje.

Para finalizar este punto cabe mencionarse que el transductor es responsable de que una determinada región de los materiales inspeccionados no pueda ser caracterizada mediante el uso de ultrasonidos. La razón es que tras emitir un pulso acústico un transductor no cesa inmediatamente de vibrar, si no que lo sigue haciendo durante cierto tiempo a su frecuencia natural de oscilación con un factor de amortiguamiento que depende de factores constructivos. A la región del material que no puede ser inspeccionada se la conoce como zona muerta o zona ciega. La zona ciega de un material empieza en la superficie que está en contacto con el transductor y su profundidad depende de la duración de los pulsos acústicos.

3.1.3. Técnicas empleadas en las inspecciones ultrasónicas

Atendiendo a la situación del receptor en los ensayos no destructivos mediante ultrasonidos se distinguen dos técnicas: la técnica de pulso-eco y la técnica de transmisión. En la técnica de pulso-eco el receptor suele encontrarse cercano al emisor, de hecho es frecuente que un mismo transductor haga las veces de emisor y receptor. Por el contrario en la técnica de transmisión el receptor se coloca alineado en el eje del emisor pero en el extremo opuesto del material inspeccionado.

Al propagarse un pulso acústico por el medio, parte de éste se refleja al encontrarse con discontinuidades en la impedancia acústica, otra parte seguirá avanzando hasta atravesar el material o verse completamente atenuada. La señal que capta el receptor depende de su ubicación. De este modo la señal recibida cuando la técnica empleada es la de pulso-eco es la suma de los pulsos reflejados o ecos. Si la técnica utilizada es la técnica de transmisión se percibe el pulso original, modificado por haber atravesado el medio. La información que contiene la señal recibida es, por tanto, diferente.

La técnica de pulso-eco se centra en el estudio de la amplitud, forma y posición temporal de los ecos. La técnica de transmisión por su parte observa posibles cambios de velocidad en el pulso acústico y mide la atenuación que éste experimenta al pasar a través del medio. La información que proporciona el estudio de los ecos es más rica pero también más compleja. Por consiguiente la elección de una u otra técnica está supeditada no sólo a las posibilidades de inspección que ofrece el medio, si no también al tipo de información que se pretende obtener con el ensayo.

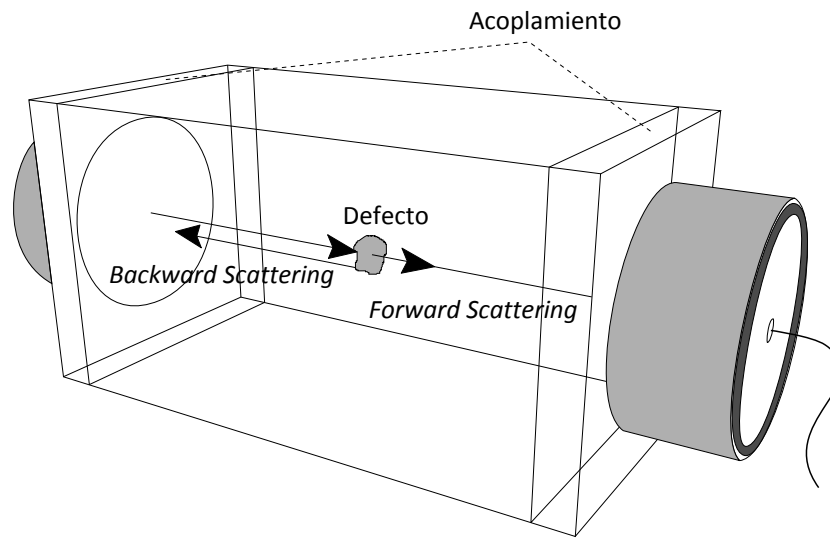
3.1.4. Parámetros de calidad en una inspección

Los parámetros de calidad proporcionan una medida cualitativa de la bondad de un ensayo. Los más empleados son resolución, linealidad y relación señal a ruido.

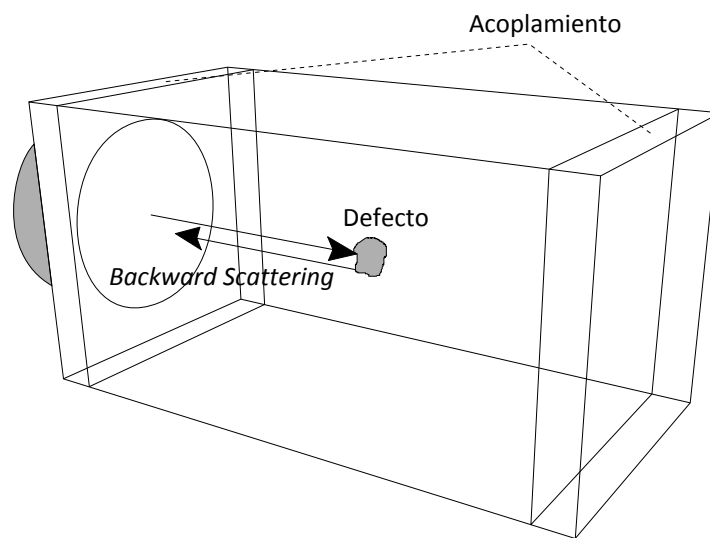
En ensayos no destructivos la resolución es la distancia mínima (o una medida en relación con ésta) a la que deben encontrarse dos singularidades cercanas para que ambas sean detectadas distinguiéndose una de la otra. Se hace distinción entre resolución axial y resolución lateral. La primera alude a la distancia que debe haber entre dos singularidades alineadas en la dirección longitudinal de propagación de las ondas acústicas, la segunda a la que debe haber entre singularidades que se encuentren dispuestas en una línea normal a esa dirección.

Atendiendo a la definición de resolución que se ha proporcionado, se considera que la resolución es mejor si la distancia mínima disminuye y peor si ésta aumenta. Teniendo esto en cuenta, para mejorar la resolución axial de un sistema es necesario emplear dispositivos de banda ancha y emitir pulsos estrechos de alta frecuencia. La frecuencia de los pulsos acústicos está limitada por el espesor del medio, a medida que aumenta la frecuencia disminuye la profundidad de penetración del pulso, resulta pues conveniente adoptar una solución de compromiso.

La resolución lateral depende también de la frecuencia del pulso, es mejor a medida que aumenta la frecuencia puesto que disminuye la longitud de onda. Además



(a) *Inspección ultrasónica por transmisión*



(b) *Inspección ultrasónica por pulso-eco*

Figura 3.2 – Diferencias en cuanto al número y posición de los transductores según la técnica empleada en una evaluación mediante ultrasonidos

depende del diámetro de los transductores, es peor cuanto más anchos son éstos. Y en la región de campo lejano, la resolución lateral empeora a medida que aumenta la profundidad.

La definición y comportamiento de linealidad y relación señal a ruido son los habituales en términos de sistemas electrónicos, por eso se entiende que el lector tiene una noción al respecto y no se dan más aclaraciones en este apartado.

3.1.5. El problema del ruido en las inspecciones

La principal limitación en las inspecciones ultrasónicas es el ruido. Los ensayos de este tipo se ven afectados generalmente por varias fuentes de ruido. Según su naturaleza estadística el ruido perjudica en mayor o menor medida los resultados de un ensayo. Cuanto más se asemeje el ruido a la señal desde el punto de vista estadístico más la perjudicará y más difícil será contrarrestar su efecto. El *ruido incoherente aleatorio* tiene, como su propio nombre indica, un origen aleatorio, y en consecuencia no está relacionado con la señal. Por el contrario, los mecanismos que originan el *ruido coherente* son con frecuencia los mismos que dan lugar a la señal de interés, y de ahí que exista una fuerte relación entre el carácter estadístico de ambas señales.

Entre los exponentes más comunes de ruido incoherente aleatorio encontramos el *ruido gaussiano* y el *ruido impulsivo*. El primero es inherente a los equipos electrónicos y su origen es térmico, el segundo tiene origen en las interferencias electromagnéticas causadas por equipos eléctricos situados en las proximidades del sistema empleado para el ensayo. Este tipo de ruido puede ser combatido sin dificultad con técnicas bien conocidas como son: el promediado temporal de señales, el filtrado paso-banda, la autocorrelación o las técnicas de compresión de pulsos, en el caso del ruido gaussiano; y algoritmos de filtrado no lineal, en el caso del ruido impulsivo.

En ensayos no destructivos mediante ultrasonidos, la señal de interés y el *ruido estructural o de grano* tienen una misma procedencia. Ambas señales surgen como consecuencia de interactuar un pulso acústico con los distintos elementos de que se compone un material. En el caso de la primera de las señales, el pulso se refleja en las posibles particularidades presentes en el medio como grietas o hendiduras. En el caso del ruido, las reflexiones se producen al encontrarse el pulso con las partículas suspendidas en el medio y de que éste se compone. Las diferencias entre ambas señales radican en el tamaño y distribución de los elementos reflectantes en el medio. Los reflectores que provocan el ruido son de tamaño inferior a la longitud de onda de la señal propagada, y se encuentran cercanos entre sí dispuestos de forma aleatoria por el medio. Esto provoca que el carácter de la señal que aquí se ha bautizado como ruido estructural sea, a efectos de una inspección ultrasónica, aleatorio e impredecible. Si bien, la naturaleza de estas señales es similar y en concreto lo es su naturaleza estadística. Por eso el ruido estructural es considerado un ruido de tipo coherente y resulta complicado neutralizar su efecto en los resultados del ensayo. Aún más, este ruido es el principal factor limitante en ensayos de este tipo, enmascarando detalles en la señal de interés que aportan información sobre posición, tamaño y forma de

las singularidades que son objeto de estudio. En contraposición a este hecho, es posible emplear esta señal, que aquí es indeseada y considerada ruido, en otro tipo de trabajos con el objetivo de caracterizar las propiedades acústicas de un material.

3.1.6. Fundamentos físicos del ruido estructural

El ruido estructural es una consecuencia directa de la dispersión. Cuando un frente de ondas incide sobre una partícula de tamaño comparable a su longitud de onda, la energía que transporta se dispersa por la acción de esa partícula. Dicha partícula actúa como un reflector esférico y selectivo en frecuencia —afectando más a las altas frecuencias²— que refleja la señal en todas direcciones. De este modo, aquellos materiales que contienen un número considerable de partículas susceptibles de interferir del modo descrito en la propagación de un determinado frente de ondas, son considerados materiales dispersivos.

En el caso de un frente de ondas acústicas que incide sobre un determinado material dispersivo, la energía que tras el proceso de reflexión se propaga en sentido contrario al sentido de propagación del frente de ondas se conoce como *back-scattering*. Por su parte, la energía perturbada por la acción del reflector que continúa propagándose en el mismo sentido suele denominarse *forward-scattering*. En los ENDUS dependiendo de la técnica empleada es uno u otro tipo de dispersión el que causa un mayor deterioro de los resultados: si la técnica empleada es de pulso-eco, el *back-scattering* será el más perjudicial; si, por el contrario, se está empleando la técnica de transmisión, será el *forward-scattering* el más nocivo para el proceso.

Para poder estudiar el efecto del ruido estructural en las inspecciones ultrasónicas de forma adecuada es necesario caracterizar el proceso de emisión-recepción que se da en un ensayo mediante ultrasonidos desde el punto de vista de la respuesta al impulso o régimen transitorio.

Análisis del proceso de emisión-recepción

Los diferentes elementos que intervienen en el proceso de emisión-recepción de que consta una inspección ultrasónica tienen un comportamiento lineal, esto permite estudiar todo el conjunto como un sistema lineal, y ello a su vez posibilita el uso de técnicas propias del análisis de este tipo de sistemas.

Supóngase un transductor de perfil arbitrario, al excitarse con un pulso eléctrico, $u(t)$, y dadas a sus propiedades electromecánicas, emite un pulso acústico de velocidad $v(t)$ relacionado con la respuesta impulsiva de emisión del transductor, $h_{te}(t)$.

$$v(t) = h_{te}(t) \otimes u(t) \quad (3.5)$$

²Según la relación $c = \lambda \cdot f$, si se mantiene c , a medida que aumenta f disminuirá la longitud de onda λ , y por tanto, el tamaño de la partícula con respecto a la longitud de onda aumentará.

La respuesta impulsiva electrodinámica en emisión, $h_{te}(t)$ depende del circuito electrónico empleado para excitar el transductor y de los parámetros de diseño de este último.

La presión en un punto situado en el eje y y a una distancia z del transductor es el resultado de la suma coherente de las aportaciones de cada uno de los puntos que forman la cara del transductor por la que emite la onda acústica, considerándolos como emisores omnidireccionales y esféricos. La presión en cada punto del espacio está relacionada con la velocidad en la cara del pistón por medio de la siguiente expresión:

$$p(z, t) = \rho \frac{\partial}{\partial t} \{v(t) \otimes h_m(z, t)\} \quad (3.6)$$

Siendo ρ la densidad del medio por la que se propaga la onda acústica y $h_m(z, t)$ la respuesta al impulso en el medio de propagación considerando la difracción que se produce en dicho medio.

La propagación de una onda acústica se ve sometida a fenómenos de difracción propios de la naturaleza ondulatoria de la radiación acústica y fenómenos de atenuación a consecuencia de la interacción con el medio. De cara al estudio de la propagación de la onda estos fenómenos pueden tratarse por separado. Por un lado se considera el efecto de la difracción sobre la onda en un medio homogéneo y sin pérdidas, y por otro la atenuación que induce el medio. Esta aproximación mantiene su validez siempre que el estudio afecte a una región del campo muy próxima al transductor. Si se considera esta aproximación, y se tiene $h_d(z, t)$, la respuesta al impulso en un medio homogéneo y sin pérdidas a la difracción, y $a(z, t)$, la atenuación atribuida al medio; puede descomponerse la respuesta al impulso en el medio de propagación a la difracción en esos dos términos:

$$h_m(z, t) = h_d(z, t) \otimes a(z, t) \quad (3.7)$$

La atenuación es selectiva en frecuencia y ello se asocia a los siguientes aspectos derivados de la existencia de una macro y una micro-estructura en el material:

- La absorción o transformación de la energía acústica que transporta la onda en calor.
- Y los efectos de dispersión de la energía.

La expresión que define la atenuación sufrida por la onda acústica toma la siguiente forma a partir de $\alpha(\omega)$ o coeficiente de atenuación característico del medio.

$$A(z, \omega) = e^{\int_0^z -\alpha(z, \omega) dz} \quad (3.8)$$

Cuando la onda acústica incide sobre un reflector, las características de éste determinan la relación entre la onda incidente y la reflejada. Esta relación viene dada por la función de reflectividad, $h_r(t)$, que depende de la frecuencia de la onda

de presión. Si la reflexión que se produce al llegar la onda hasta la partícula es especular, $h_r(t)$ coincide con una delta de Dirac ponderada.

Como consecuencia de la reflexión, una señal distinta de la emitida por el transductor en origen regresa a éste. Por tanto, se produce en la cara del transductor que da al material una presión variable con el tiempo $p_R(z, t)$, constituida por la suma de la presión que se produce en cada punto de la mencionada superficie.

$$p_R(z, t) = p(z, t) \otimes h_r(t) \otimes h_m(z, t) \quad (3.9)$$

Del mismo modo, parte de la señal reflejada avanza en el mismo sentido de propagación que la onda incidente. Si no es dispersada completamente en el medio avanza hasta atravesar el material por completo. En ese caso, si es la técnica de transmisión la técnica empleada, una presión semejante a $p_R(z, t)$ se produce en la cara del transductor que se encuentra al otro extremo del material. La función de reflectividad no varía, tan sólo cambia la distancia que debe atravesar el frente de ondas hasta alcanzar el transductor y, por tanto, es diferente la contribución de la respuesta al impulso en el medio a la difracción, $h_m(z', t)$ en el segundo trayecto.

Finalmente, la presión p_R se traduce en una señal eléctrica en bornes del transductor. Esta señal está relacionada con la respuesta impulsiva del transductor en recepción, $h_{tr}(t)$, que depende, al igual que $h_{te}(t)$ del circuito acondicionador y del proceso de fabricación del transductor.

$$y(t) = h_{tr}(t) \otimes p_R(z, t) \quad (3.10)$$

Por consiguiente el proceso de emisión-recepción en el que se fundamentan los ENDUS puede describirse mediante la respuesta impulsional en cascada de todos los fenómenos descritos.

$$y(t) = \rho_0 \frac{\partial}{\partial t} \{u(t) \otimes h_{te}(t) \otimes h_d(z, t) \otimes a(z, t) \otimes h_r(t) \otimes h_d(z, t) \otimes a(z, t) \otimes h_{tr}(t)\} \quad (3.11)$$

La figura 3.3 en la página siguiente muestra un diagrama de bloques que representa el proceso de emisión-recepción y todos los fenómenos que en el intervienen según el modelo empleado en este documento. La función de transferencia del sistema puede obtenerse de modo sencillo aplicando el teorema de la convolución.

$$Y(\omega) = j\omega\rho_0 \cdot U(\omega) \cdot H_{te}(\omega) \cdot H_d^2(z, \omega) \cdot A^2(z, \omega) \cdot H_r(\omega) \cdot H_{tr}(\omega) \quad (3.12)$$

Aprovechando la linealidad del sistema se agrupan los términos de la función de transferencia en ecuación 3.13, para que el resultado quede en función de la respuesta electromecánica del transductor, $X(\omega)$, y de la respuesta espacial al impulso, $H(z, \omega)$.

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(z, \omega) \cdot A^2(z, \omega) \quad (3.13)$$

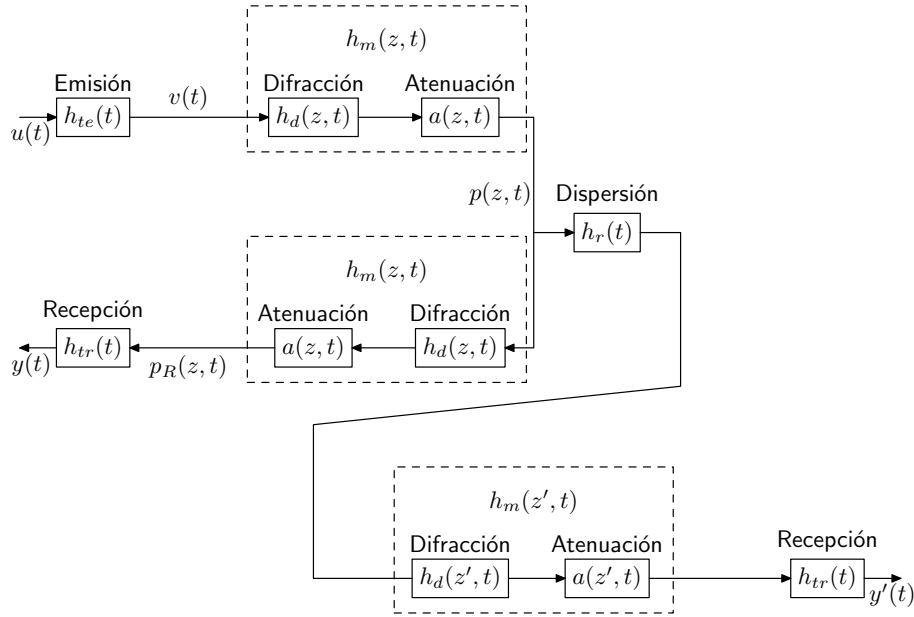


Figura 3.3 – Diagrama de bloques que representa el proceso de emisión-recepción y todos los elementos que en el intervienen (considerando el modelo propuesto)

$$X(\omega) = j\omega\rho_0 \cdot U(\omega) \cdot H_{te}(\omega) \cdot H_{tr}(\omega) \quad (3.14)$$

Siendo esta última, la respuesta espacial al impulso, función de la posición del reflector y de su forma, o lo que es lo mismo, de las funciones de reflectividad y difracción.

$$H(z, \omega) = H_d^2(z, \omega) \cdot H_r(\omega) \quad (3.15)$$

Al agrupar de este modo la función de transferencia se establece de forma explícita la separación entre los procesos de difracción y atenuación. Además es posible establecer nuevas separaciones: dejando por un lado los efectos debidos a los transductores y electrónica de acondicionamiento, $X(\omega)$; por otro la influencia del medio en la onda que se propaga, es decir, la atenuación, $A(z, \omega)$; y, finalmente, por otro los efectos de la propagación y la interacción con el reflector, $H(z, \omega)$.

Atenuación en medios dispersivos

La atenuación es el fenómeno en el que se manifiesta la influencia del medio en la propagación de una onda. Suponiendo un medio en el que la atenuación depende únicamente de la frecuencia de la onda acústica, puede calcularse la atenuación sufrida por dicha onda tras haberse propagado una distancia z a lo largo del medio, como:

$$A(z, \omega) = e^{-\alpha(\omega) \cdot z} \quad (3.16)$$

Donde, como se anticipó en ecuación 3.8 en la página 36, $\alpha(\omega)$ es el coeficiente de atenuación.

Cuando el material por el que se propaga la onda es no homogéneo, la atenuación se debe a dos fenómenos:

Absorción. Fenómeno que también aparece en medios homogéneos y por el cual la energía que transporta la onda se transforma en otro tipo de energía, por lo general en calor.

Dispersión. En este estudio se entiende dispersión como la distorsión que ejerce sobre el frente de ondas el grano suspendido en el medio. La acción del borde del grano, así como los saltos de índice de refracción que provoca la presencia de ese grano en el medio, contribuyen a la aparición de este fenómeno.

En el coeficiente de atenuación global vienen reflejadas las acciones que sobre la señal ejercen ambos fenómenos. Siendo $\alpha_s(\omega)$ la contribución de la dispersión y $\alpha_a(\omega)$ la contribución de la absorción.

$$\alpha(\omega) = \alpha_a(\omega) + \alpha_s(\omega) \quad (3.17)$$

El coeficiente de absorción depende del cuadrado de la frecuencia a la que oscila el frente de ondas, $\alpha_a(\omega) = a_1 \omega^2$. Siendo a_1 la constante de absorción del material. Por su parte, $\alpha_s(\omega)$ depende del tamaño, forma, orientación y distribución de los granos en el medio, aunque también de la frecuencia como se muestra a continuación.

Estimación del coeficiente de dispersión para un material dispersivo de naturaleza granulosa

El coeficiente de dispersión de un material no homogéneo de naturaleza granulosa puede estimarse de forma teórica asumiendo que los granos en el medio forman una matriz tridimensional de pequeños reflectores o granos esféricos, tal y como se muestra en la figura 3.4 en la página siguiente. Asumiendo este modelo, puede obtenerse la respuesta global del medio obteniendo la respuesta de un reflector e integrando a todo el volumen el resultado obtenido para un solo grano.

La ecuación 3.18 es una aproximación de la respuesta espacial al impulso de un solo dispersor cuando sobre él incide un frente de ondas ultrasónicas longitudinales plano. En esta ecuación se han empleado: k , constante que depende de la geometría del reflector; la frecuencia angular a la que oscila el frente de ondas, ω ; c_l , o velocidad a la que se propaga el frente de ondas; V volumen del dispersor; y z distancia entre éste y el transductor.

$$H_s(z, \omega) = k \frac{V \omega^2}{z c_l^2} e^{-j 2 \omega z / c} \quad (3.18)$$

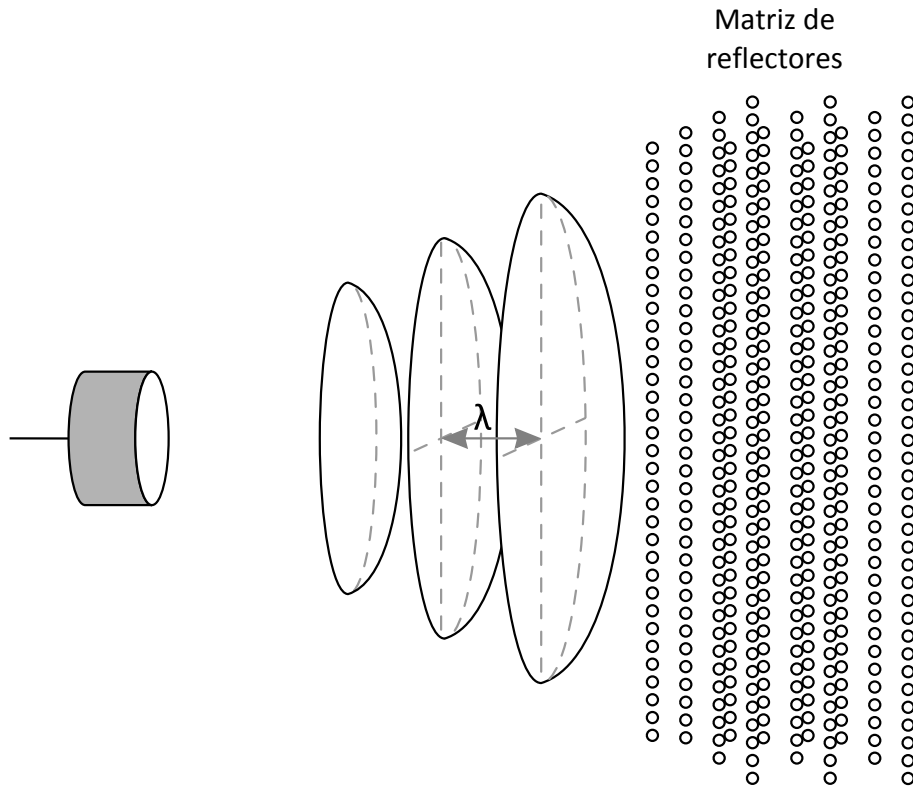


Figura 3.4 – Modelo de pequeños receptores para estimación del coeficiente de dispersión

De $H_s(z, \omega)$ se deduce que la onda reflejada es dependiente de la frecuencia angular de oscilación. De hecho, se manifiestan las propiedades de filtro paso bajo que muestra la partícula. Si el reflector es de tamaño muy superior a la longitud de onda de la radiación acústica, la dependencia de $H_s(z, \omega)$ con ω es en la práctica despreciable, y sólo dependería de la geometría del reflector.

Si el conjunto de dispersores suspendidos en el medio es homogéneo, y todos ellos están equiespaciados y presentan isotropía, es posible suponer que el frente de ondas se encuentra de forma sucesiva y periódica con planos de reflectores. Si se supone además que la contribución de la dispersión múltiple es despreciable frente a la contribución de las reflexiones primarias, el frente de ondas que se propaga tras el primer plano de partículas es la suma vectorial de la onda no dispersada y de una pequeña fracción de la onda que tras interactuar con dichas partículas sigue propagándose en la misma dirección en la que se propaga el frente de ondas. Si se tiene en cuenta el comportamiento de un plano de reflectores, semejante a un filtro paso bajo, el resultado de la dispersión es *un frente de ondas que con respecto al original tiene atenuadas las altas frecuencias*. Por tanto, puede manifestarse un equivalente, *un material dispersivo se comporta como un filtro paso bajo cuya característica de atenuación depende de la profundidad que haya alcanzado la onda en su propagación*.

Puede escribirse una expresión de la atenuación causada por la dispersión si se considera ésta en función de la energía neta que aporta al frente de ondas cada uno de los planos reflectores. Esta expresión queda en función del diámetro del grano D , y de s_1 , una constante de dispersión que depende del material.

$$A_s(z, \omega) = e^{-s_1 D^3 \omega^4 z} \quad (3.19)$$

Mediante esta expresión y la ecuación 3.16 en la página 39, aplicando la ecuación 3.17 en la página 39, es posible calcular el coeficiente de atenuación debido a la dispersión, α_s , en la región de Rayleigh, en la que $D \ll \lambda$. Empleando deducciones semejantes puede obtenerse el coeficiente de atenuación en distintas situaciones de tamaño de grano y longitud de onda.

$$\alpha_s(\omega) = \begin{cases} s_1 D^3 \omega^4 & \text{—} & D \ll \lambda & \text{(Región de Rayleigh)} \\ s_2 D \omega & \text{—} & D \simeq \lambda & \text{(Región estocástica)} \\ s_3 / D & \text{—} & D > \lambda & \text{(Región de difusión)} \end{cases} \quad (3.20)$$

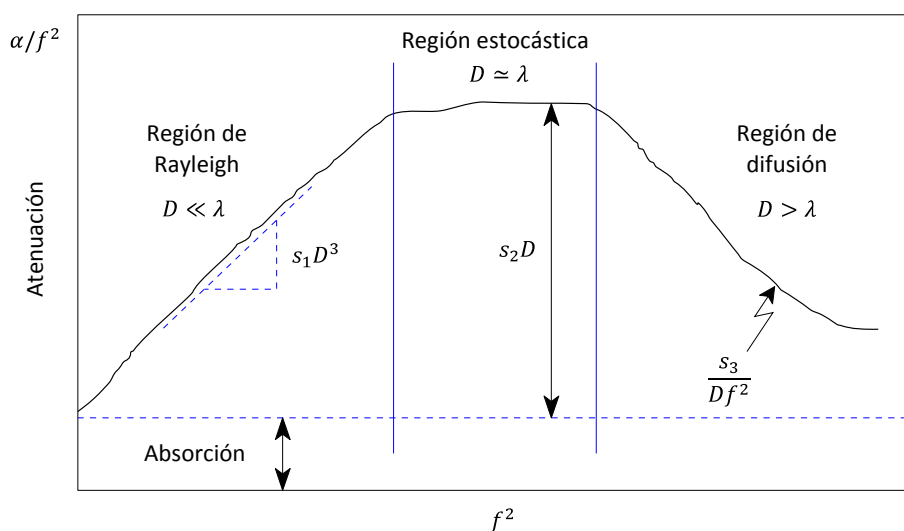


Figura 3.5 – Representación del coeficiente de atenuación que muestra su comportamiento en las distintas regiones del material

Para finalizar este apartado, en la figura 3.5 se muestra una representación del coeficiente de atenuación, en concreto del cociente α/f^2 , con respecto al cuadrado de la frecuencia. En la gráfica es posible apreciar el comportamiento del coeficiente de dispersión en cada una de las regiones descritas, y como el término que introduce la absorción es de valor constante con la frecuencia. La región de difusión muestra una atenuación abrupta que responde a una exponencial decreciente descrita por la expresión $s_3/(D f^2)$.

Limitaciones impuestas por la dispersión en los ensayos ultrasónicos

La dispersión, que contribuye de dos modos distintos a perjudicar el proceso de inspección ultrasónica, por un lado atenuando la señal acústica, por otro lado causando el ruido de grano, es el principal factor limitante en los ensayos no destructivos. Es habitual que la dispersión limite la profundidad de una inspección a la región de Rayleigh.

Cualquier material posee granos de diferentes tamaños y, por tanto, un frente de ondas acústicas que atraviesa un material se ve afectado por la dispersión como si se encontrase en las tres regiones de dispersión descritas. No obstante, es el grano de mayor tamaño el que en la práctica determina el comportamiento del material en términos de dispersión.

La dispersión, debido a que es el causante del ruido estructural, no puede contrarrestarse aumentando la potencia de la onda ultrasónica en emisión. La solución primera para evitar la dispersión pasa por disminuir la frecuencia de la onda, pero esto desemboca también en una pérdida de resolución. La mejor alternativa consiste en emplear técnicas de procesamiento de señal que reduzcan la energía del ruido estructural en recepción.

3.1.7. Algoritmos utilizados para la reducción del ruido estructural

Dejando a un lado las técnicas empleadas en la eliminación de ruido incoherente aleatorio, ineficaces por completo contra el ruido estructural, existe un conjunto de métodos orientados a combatir este tipo de ruido.

Las técnicas empleadas con mayor frecuencia con el objeto de conseguir mayor SNR en entornos en los que la presencia de ruido estructural es notable son aquellas que aprovechan la diversidad de información hallada al trabajar con señales incoherentes entre sí. Estas técnicas tratan de obtener una señal con una mayor SNR a partir de la composición de varias señales generadas mediante un mismo mecanismo pero de forma que la medida de correlación entre cada una de ellas sea pobre. Los métodos empleados más a menudo con tal propósito son:

- Las técnicas que explotan la diversidad espacial, en las que básicamente se repite el mismo experimento variando cada vez la orientación de los transductores implicados en el mismo.
- Y las técnicas de diversidad frecuencial, manteniendo la posición de los transductores se repite el experimento utilizando señales situadas en una banda espectral diferente unas de otras.

Este tipo de técnicas consiguen mejorar de forma considerable la SNR en inspecciones ultrasónicas, no obstante presentan una serie de inconvenientes que las hacen inapropiadas en determinadas situaciones. Por un lado, las técnicas de diversidad espacial se ven obstaculizadas con frecuencia por las dimensiones y forma

de las piezas evaluadas, siendo en ocasiones imposible emplearlas. En cuanto a las técnicas de diversidad en frecuencia, los transductores empleados en inspecciones ultrasónicas actúan por lo común en una banda no lo bastante ancha como para poder dividirla en un gran número de subbandas y así poder emitir suficientes señales acústicas repartidas por el espectro de frecuencias. Para poder emplear una técnica así serían necesarios varios transductores que emitiesen en bandas de frecuencia señales acústicas con ancho de banda controlado y que todos estuviesen situados en la misma posición.

La dificultad que conlleva implementar las técnicas anteriormente descritas ha contribuido a la proliferación de técnicas que a partir de una única traza sacan partido de las diferencias estadísticas que existen entre la señal que procede de un defecto y el ruido estructural.

Dentro de esta categoría el algoritmo que alcanzado un éxito mayor y en consecuencia se ha convertido en el paradigma de las técnicas de reducción de ruido estructural se conoce como técnica de partición espectral o del inglés *Split Spectrum Processing* (SSP) y fue en inicio propuesto por Vernon Newhouse en 1982. El algoritmo está basado en la explotación de la pseudo-diversidad frecuencial que existe entre las diferentes trazas de banda estrecha que se obtienen al descomponer con un banco de filtros paso banda la señal resultante tras un ensayo. No obstante los excelentes resultados encontrados utilizando esta técnica, la gran sensibilidad que muestra el algoritmo a la sintonía de los principales parámetros que definen su comportamiento lo convierten en escasamente robusto. A consecuencia de esto han aparecido numerosas publicaciones que se circunscriben a proporcionar configuraciones del algoritmo que proporcionen resultados óptimos, alternativamente aparecen también variaciones del SSP que persiguen mejorarlo.

A pesar de su éxito, el SSP no es el único método empleado con el objetivo de sustraer el ruido de grano de la señal de interés de un ENDUS. Otros trabajos incluyen, la estimación de máxima verosimilitud, técnicas de filtrado paso-banda que eliminan la mitad superior del espectro de la señal, técnicas tiempo-frecuencia como son la transformada de Wigner-Ville o las Wavelet, técnicas que sacan partido de la información que aporta el retardo de grupo, técnicas no lineales y, finalmente, técnicas de ruido residual.

A pesar del gran número de técnicas dedicadas a eliminar el ruido estructural, son pocos los trabajos orientados a establecer una relación entre ellas, a compararlas, a clasificarlas según su comportamiento en distintos tipos de materiales o a justificar por qué el uso de una u otra técnica.

3.2. Algoritmos de procesamiento por partición del espectro