

Capítulo 4

Prototipo Sistema 2D-LDA

4.1. Introducción

El objetivo principal de esta tesis doctoral ha sido diseñar y construir un prototipo de sistema de medida integral para la detección y estimación de dos componentes de la velocidad de un blanco sólido (superficie rugosa) y especialmente de diferentes tipos de fluidos, como líquidos y gases o procesos de combustión (llamas), mediante la técnica Láser Doppler, donde lo denominaremos sistema 2D-LDA.

Hemos presentado en el Capítulo 2 las diferentes configuraciones ópticas de sistemas radar láser o LDA/LDV, basadas en el efecto Doppler de la energía dispersada por el blanco, debido a las ondas de luz incidiendo sobre él.

Para el caso particular de la medida de la velocidad de fluidos, la configuración más utilizada por sus prestaciones y optimizada para blancos con muy baja densidad de partículas (sembrado) es la configuración Diferencial Doppler. Igualmente para el caso de superficies rugosas, por la gran cantidad de energía dispersada, aunque con restricciones en el tamaño de la apertura receptora, nos permite afirmar que esta configuración será la mejor de todas, sobre todo por su versatilidad y precisión obtenidas.

Además de las características propias de un sistema de medida basado en láser, las características principales de la configuración utilizada, las podemos resumir en los siguientes puntos:

- Toda la energía dispersada por una partícula en el volumen de medida es coherente (no hay ninguna restricción del tamaño de la apertura de recepción).
- La frecuencia Doppler detectada, que será proporcional a una de las componentes de la velocidad de las partículas de sembrado inmersas en el fluido (la componente perpendicular a la bisectriz del ángulo entre los dos haces incidentes), no depende

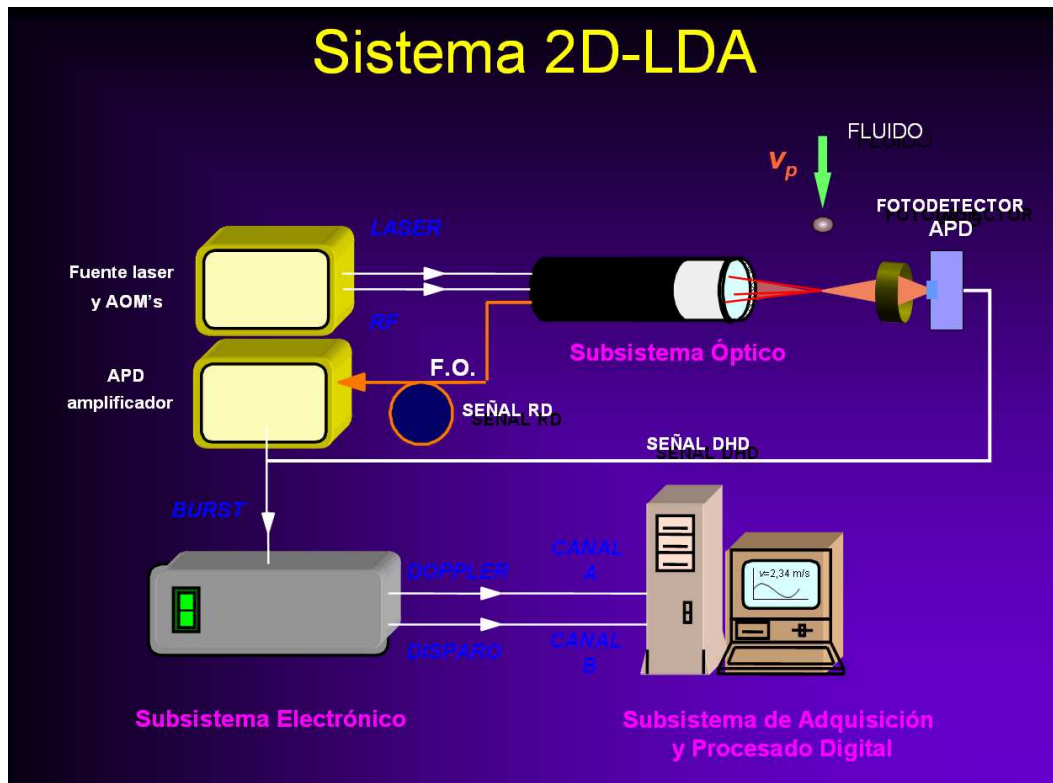


Figura 4.1 Esquema del prototipo del sistema 2D-LDA

de la dirección de la intensidad dispersada y por tanto el tamaño de la apertura y su posición pueden ser parámetros de diseño que nos permita maximizar la potencia recibida de señal útil o la SNR.

- La configuración Diferencial Doppler está optimizada para la detección de líquidos y gases, aunque para las superficies rugosas de blancos sólidos también su aplicación también es viable.
- Posibilidad de detectar dos componentes de la velocidad del blanco y el signo en un plano transversal, a partir de pequeñas modificaciones en la configuración básica presentada en las figuras 2.7 y 2.6 para el caso que la recepción se realice por retrodispersión (RD) o en detección hacia delante (DHD) respectivamente, mediante la utilización de moduladores acusto-ópticos (AOM) y con una determinada topología de haces.

Así pues, la configuración Diferencial Doppler será la elegida y en los siguientes apartados presentaremos todas las partes o subsistemas que componen el sistema 2D-LDA desarrollado en este trabajo, presentada en la figura 4.1. Después de explicar

las especificaciones de diseño del prototipo 2D-LDA, describiremos la parte principal, el subsistema óptico o sonda óptica (SOT). Presentaremos la estrategia elegida para poder detectar esas dos componentes de velocidad a partir de diferentes componentes y dispositivos ópticos elegidos.

Posteriormente se describirá la parte electrónica de acondicionamiento de señal, amplificación y filtrado, denominado subsistema electrónico (SEL), para generar a su salida señales que puedan excitar posteriormente al último bloque funcional capaz de capturar, digitalizar, estimar y presentar en tiempo real las dos componentes de la velocidad de un fluido, formado por una tarjeta de adquisición de datos y un software de procesado de señal y tratamiento de resultados, denominado subsistema de adquisición y procesado digital (SAPD), implementado y controlado por un ordenador personal tipo PC.

4.2. Especificaciones del diseño

Elegida la configuración básica Diferencial Doppler, lo primero que vamos a presentar son que características ha de cumplir el prototipo 2D-LDA.

- ✓ **Detección de la velocidad de fluidos o blancos sólidos.** La principal aplicación del sistema construido es detectar y estimar la velocidad de fluidos. Pueden ser para el caso de líquidos o para gases, incluyendo la detección de superficies de blancos sólidos.
- ✓ **Detección de dos componentes de la velocidad y signo.** El prototipo construido debe ser capaz de detectar y estimar dos componentes de la velocidad del fluido, y el signo de cada una de las componentes. La utilización de moduladores acusto-ópticos nos permitirá diferenciar espectralmente las dos componentes, aprovechando sus características de eficiencia y coste actual.
- ✓ **Margen de velocidades.** En este prototipo, el criterio de diseño elegido es que sea capaz de detectar y estimar velocidades de $\pm 3m/s$, para cada una de las dos componentes, situación típica en canales de experimentación hidrodinámica.
- ✓ **Error de la medida $< 1\%$.** Como criterio general para la mayoría de aplicaciones que puede ser asumido en la mayoría de experimentos.
- ✓ **Una sola fuente láser y un solo color.** Utilizar únicamente una láser, y sólo una única línea espectral. En algunos sistemas se utilizan láseres de ión Argón (Ar^+), y

mediante filtros se obtienen diferentes frecuencias ópticas. En nuestro caso queremos independizar la configuración óptica del tipo de láser elegido. De esta manera, implementaremos un subsistema óptico para cualquier tipo de fuente.

- ✓ **Potencia de emisión bajas.** La utilización de potencias elevadas es la solución mas usada en la mayoría de sistemas comerciales. Valores que están típicamente entre los 100mW y 5W, para incrementar la potencia recibida en el detector. Los inconvenientes son claros:
 - ▼ Precio elevado.
 - ▼ Efectos nocivos por exposición de la luz del láser sobre los operadores del sistema.
 - ▼ Incremento de las reflexiones en las ventanas de medida, pudiendo afectar a la zona de dispersión o sobre el fotodetector, apareciendo batidos no deseados, y incrementando posibles riesgos oculares.
- ✓ **Detección con sólo un detector.** El sistema tiene que funcionar con un sólo módulo transductor, simplificando el montaje y minimizando los costes.
- ✓ **Subsistema de estimación en un entorno PC.** La alta velocidad y capacidad de cálculo de los ordenadores personales actuales debe hacer innecesaria la inclusión de procesadores específicos para estos equipos (DSP). Así, toda la parte de estimación se realizará en un PC doméstico, mediante una placa de adquisición digital y un software específico para el control de la placa de adquisición, detección, estimación y presentación de resultados, implementado en un lenguaje de alto nivel, que nos proporcione a su salida las velocidades del fluido.
- ✓ **Estimación en tiempo real.** Todas las estimaciones realizadas por el software de estimación deberá presentar los resultados en tiempo real, es decir partícula a partícula.

4.3. Subsistema óptico

El subsistema óptico (SOP) es el encargado de generar tres haces (H_1 , H_2 y H_3) de luz de la misma intensidad, a partir de una única fuente láser y un conjunto de espejos y de divisores de haz. Además, dos de los tres haces estarán desplazados en frecuencia, mediante dos moduladores acusto-ópticos (AOM_1 y AOM_2), para posteriormente por

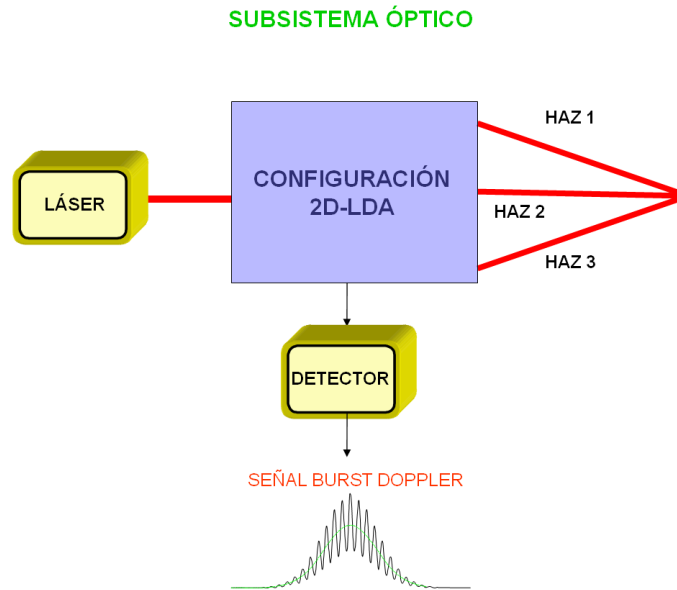


Figura 4.2 Esquema del subsistema óptico del prototipo 2D-LDA

una apertura transmisora o lente hacerlas converger o focalizar en la zona de medida. Con otra apertura o lente receptora se recoge la radiación dispersada por las partículas del blanco y se concentran sobre el área activa de un fotodetector.

4.3.1. Frecuencias de los tres haces incidentes

Los tres haces los podemos diferenciar en función de la frecuencia de la siguiente manera:

$$\ast \text{ Frecuencia Haz 1 } \longrightarrow f_1 = f_L + f_{AOM1} \quad (4.1)$$

$$\ast \text{ Frecuencia Haz 2 } \longrightarrow f_2 = f_L + f_{AOM2} \quad (4.2)$$

$$\ast \text{ Frecuencia Haz 3 } \longrightarrow f_3 = f_L \quad (4.3)$$

En el punto de medida o zona de dispersión, se va a producir una triple interferencia entre los tres haces coherentes, es decir se formarán tres patrones de franjas de interferencia. Los batidos generados a la salida del detector, teniendo en cuenta sólo las interferencias diferencia (ya que las sumas serán filtradas por los filtros del subsistema electrónico) serán:

$$\blacktriangleright \text{Frecuencia batido Haz 1 - Haz 2} \longrightarrow f_{1-2} = f_{AOM1} - f_{AOM2} \pm f_{D_{1-2}} \quad (4.4)$$

$$\blacktriangleright \text{Frecuencia batido Haz 1 - Haz 3} \longrightarrow f_{1-3} = f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}} \quad (4.5)$$

$$\blacktriangleright \text{Frecuencia batido Haz 2 - Haz 3} \longrightarrow f_{2-3} = f_{AOM2} \pm f_{D_{2-3}} \quad (4.6)$$

donde las frecuencias Doppler $f_{D_{1-2}}$, $f_{D_{1-3}}$ y $f_{D_{2-3}}$ de cada una de los batidos serán proporcionales a una componente de la velocidad del fluido o partícula, en este caso tres componentes definidas en el plano transversal. De las tres existe una componente redundante, ya que necesitamos sólo dos para poder obtener dos componentes de velocidad en un plano. Ya veremos que en el subsistema electrónico filtramos la componente del batido Haz 1 - Haz 3 por ser información redundante.

4.3.2. Señal burst Doppler 2D-LDA

La expresión de la señal recibida, o señal *burst* Doppler $S_{B_{2D}}(t)$, por un detector cuando una partícula atraviesa la zona de medida a una determinada velocidad, a partir del modelo de franjas presentado en el apartado 3.4 - suponiendo que los tres haces inciden en el mismo punto, la intensidad es la misma y las dimensiones de los haces o diámetros de las cinturas son iguales, y por tanto tendrán el mismo tiempo de tránsito τ_T - la podemos expresar como

$$\begin{aligned} S_{B_{2D}}(t) = & A_{P_{2D}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \\ & + A_{D_{1-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi f_{1-3}t) \\ & + A_{D_{2-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi f_{2-3}t) \\ & + A_{D_{1-2}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi f_{1-2}t) \end{aligned} \quad (4.7)$$

donde $A_{P_{2D}}$ es la amplitud de la señal de baja frecuencia o Pedestal, que resultará de la suma de las tres componentes Pedestal individuales de los tres haces, independientemente si hay o no batido entre ellas, y $A_{D_{1-3}}$, $A_{D_{2-3}}$ y $A_{D_{1-2}}$ son las amplitudes de los tres batidos o señales Doppler.

Como anteriormente hemos justificado, no necesitaremos los tres batidos para estimar dos componentes de velocidad. El subsistema electrónico será el encargado de filtrar una de las tres componentes Doppler y por tanto reescribimos la ecuación (4.7), prescindiendo del termino asociado al batido de menor frecuencia f_{1-2} obteniendo la señal *burst* Doppler como

$$\begin{aligned}
S_{B_{2D}}(t) &= A_{P_{2D}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \\
&+ A_{D_{1-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi f_{1-3}t) \\
&+ A_{D_{2-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi f_{2-3}t)
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Si la ecuación (4.8) la expresamos en función de la frecuencia Doppler de cada batido, $f_{D_{1-3}}$ y $f_{D_{2-3}}$, y de las frecuencias de los AOM, f_{AOM1} y f_{AOM2} , tenemos

$$\begin{aligned}
S_{B_{2D}}(t) &= A_{P_{2D}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \\
&+ A_{D_{1-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi(f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}})t) \\
&+ A_{D_{2-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi(f_{AOM2} \pm f_{D_{2-3}})t)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Vemos claramente que, de igual manera que ocurría para el caso de un sistema LDA de una dimensión, en este caso aparecen una señal Pedestal $S_{P_{2D}}(t)$ formada por la suma de los tres pedestales de los tres haces y dos componentes o señales Doppler para cada uno de los batidos posibles entre otros tantos haces que interfieren en un punto, sin considerar uno de ellos por filtrado posterior, $S_{D_{2D(1-3)}}(t)$ y $S_{D_{2D(2-3)}}(t)$.

$$S_{P_{2D}}(t) = A_{P_{2D}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \tag{4.10}$$

$$S_{D_{2D(1-3)}}(t) = A_{D_{1-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi(f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}})t) \tag{4.11}$$

$$S_{D_{2D(2-3)}}(t) = A_{D_{2-3}} \cdot e^{-(2t/\tau_T)^2} \cos(2\pi(f_{AOM2} \pm f_{D_{2-3}})t) \tag{4.12}$$

Gracias a que dos de los haces están desplazados en frecuencia por los AOM (y el otro sin desplazar), se puede conseguir un espectro con dos componentes frecuenciales, el Pedestal y las dos componentes Doppler, que con ciertos criterios de diseño podrán ser discriminados sin ningún tipo de solapamiento con diferentes filtrados analógicos o digitales.

4.3.3. Espectro señal burst Doppler 2D-LDA

El espectro de la señal *burst* Doppler para el sistema 2D-LDA, a partir de las Ecuaciones (4.10), (4.11) y (4.12), aplicando la transformada de Fourier (TF), se obtiene de esta forma

- TF Señal Doppler $S_{D_{2D}(1-3)}(t) \implies \mathbf{S}_{D_{2D}(1-3)}(f)$

$$\mathbf{S}_{D_{2D}(1-3)}(f) = \frac{A_{D_{1-3}}}{2\sqrt{\pi}\Delta f_D} \cdot \left[e^{-\left(\frac{f-f_{AOM_1} \pm |f_{D_{1-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} + e^{-\left(\frac{f+f_{AOM_1} \pm |f_{D_{1-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} \right] \quad (4.13)$$

- TF Señal Doppler $S_{D_{2D}(2-3)}(t) \implies \mathbf{S}_{D_{2D}(2-3)}(f)$

$$\mathbf{S}_{D_{2D}(2-3)}(f) = \frac{A_{D_{2-3}}}{2\sqrt{\pi}\Delta f_D} \cdot \left[e^{-\left(\frac{f-f_{AOM_2} \pm |f_{D_{2-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} + e^{-\left(\frac{f+f_{AOM_2} \pm |f_{D_{2-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} \right] \quad (4.14)$$

- TF Señal Pedestal $S_{P_{2D}}(t) \implies \mathbf{S}_{P_{2D}}(f)$

$$\mathbf{S}_{P_{2D}}(f) = \frac{A_{P_{2D}}}{\sqrt{\pi}\Delta f_D} \cdot e^{-\left(\frac{f}{\Delta f_D}\right)^2} \quad (4.15)$$

La transformada de Fourier de toda la señal *burst* Doppler, que será la suma de las TF de la señales Doppler y de la señal Pedestal la obtendremos sumando las ecuaciones (4.13), (4.14) y (4.15)

- TF Señal *burst* Doppler sistema 2D-LDA

$$S_{B_{2D}}(t) \iff \mathbf{S}_{B_{2D}}(f) = \mathbf{S}_{D_{2D}(1-3)}(f) + \mathbf{S}_{D_{2D}(2-3)}(f) + \mathbf{S}_{P_{2D}}(f) \quad (4.16)$$

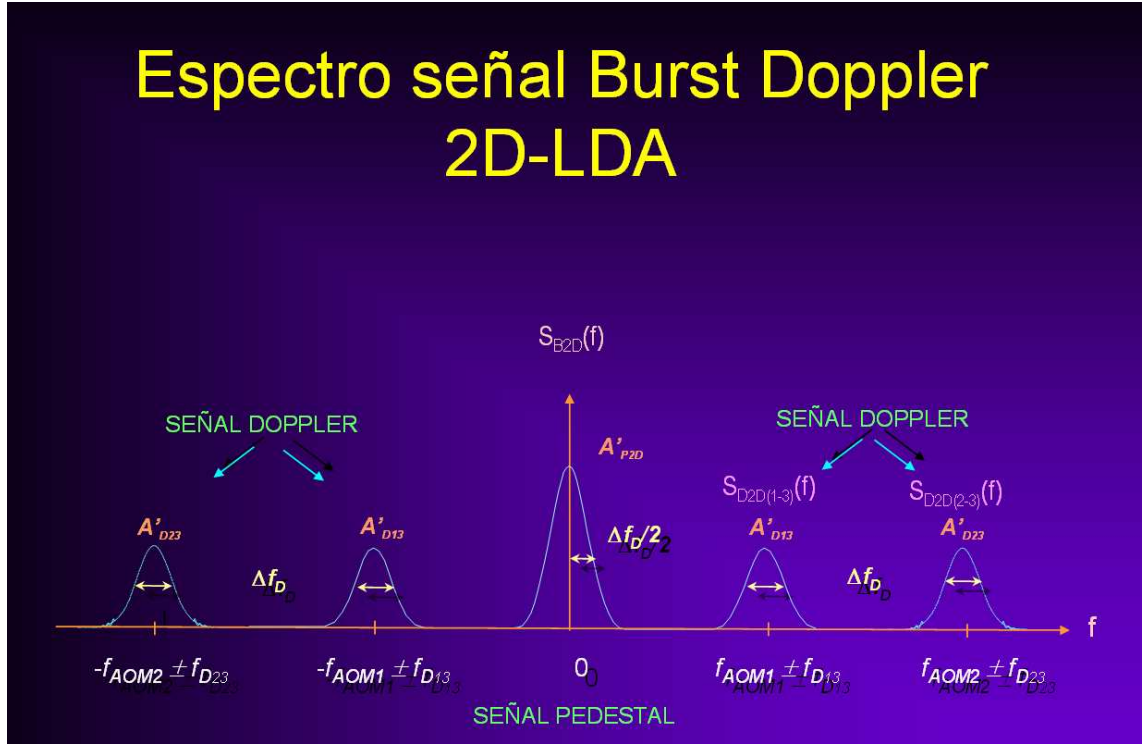


Figura 4.3 Espectro sistema 2D-LDA

$$\begin{aligned}
 S_{B_{2D}}(f) = & \frac{A_{P_{2D}}}{\sqrt{\pi}\Delta f_D} \cdot e^{-\left(\frac{f}{\Delta f_D}\right)^2} \\
 & + \frac{A_{D_{1-3}}}{2\sqrt{\pi}\Delta f_D} \cdot \left[e^{-\left(\frac{f-f_{AOM1} \pm |f_{D_{1-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} + e^{-\left(\frac{f+f_{AOM1} \pm |f_{D_{1-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} \right] \\
 & + \frac{A_{D_{2-3}}}{2\sqrt{\pi}\Delta f_D} \cdot \left[e^{-\left(\frac{f-f_{AOM2} \pm |f_{D_{2-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} + e^{-\left(\frac{f+f_{AOM2} \pm |f_{D_{2-3}}|}{\Delta f_D}\right)^2} \right]
 \end{aligned} \quad (4.17)$$

La relación entre las componentes espectrales y las dos componentes de la velocidad detectadas asociadas a cada una de las dos señales Doppler V_1 y V_2 , dependen de las frecuencias Doppler de cada batido, de la longitud de onda del láser en el fluido λ y del ángulo γ que forman los haces respecto al punto de medida.

- Componente de la Velocidad $V_1 \Rightarrow$

$$V_1 = \pm |f_{D_{1-3}}| \frac{\lambda/2}{\sin(\gamma/2)} \quad (4.18)$$

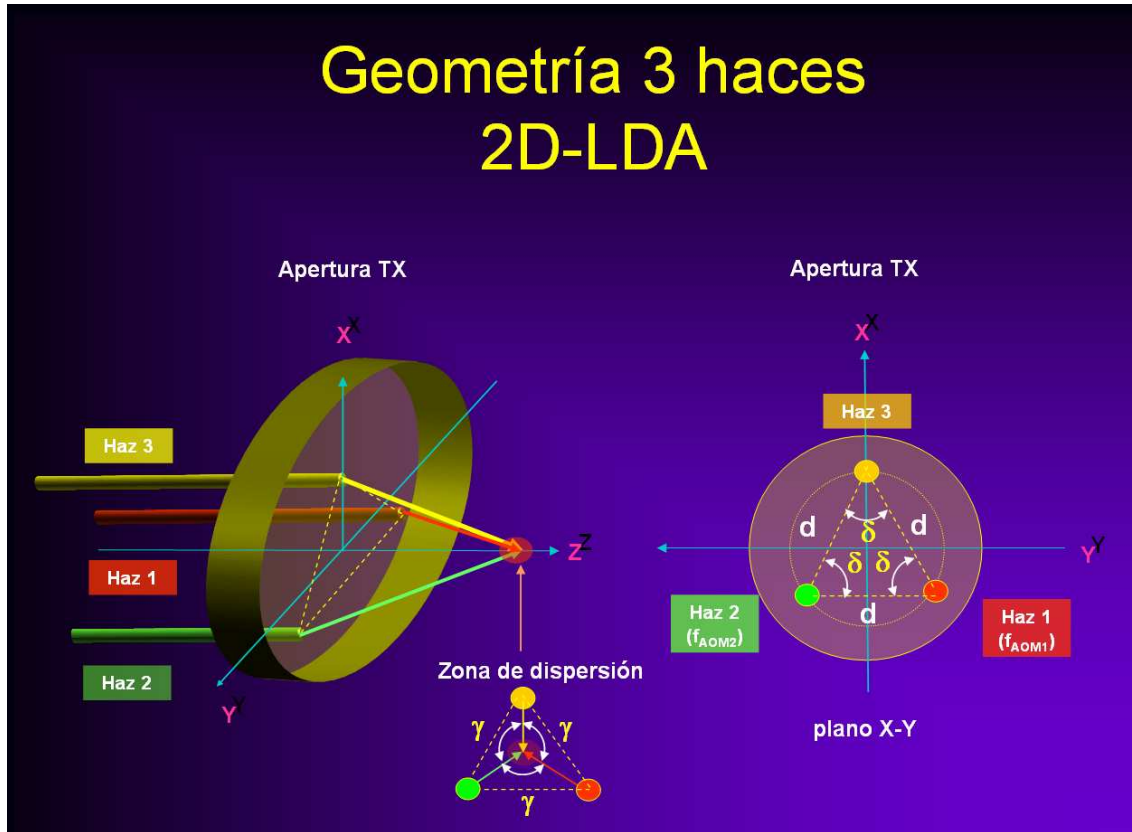


Figura 4.4 Geometría de los tres haces del sistema 2D-LDA

- Componente de la Velocidad $V_2 \Rightarrow$

$$V_2 = \pm |f_{D_{2-3}}| \frac{\lambda/2}{\sin(\gamma/2)} \quad (4.19)$$

4.3.4. Disposición geométrica de los haces

Los haces en la apertura transmisora que será la encargada de focalizar los haces en un punto, estarán colocados en los vértices de un triángulo equilátero centrado en la lente emisora, de dimensiones d y ángulo δ , como se refleja en la figura 4.4.

4.3.5. Componentes de velocidad detectadas

Así, el ángulo que forma los haces 1-3 (responsable de la frecuencia Doppler proporcional a la componente de la velocidad V_1), y los haces 2-3 (frecuencia Doppler proporcional a la componente de la velocidad V_2), respecto a la zona de dispersión, serán iguales y definidos por el ángulo γ , representado en la figura 4.5. De esta manera conseguiremos que las componentes de velocidad V_1 y V_2 estén definidas en el plano transversal de

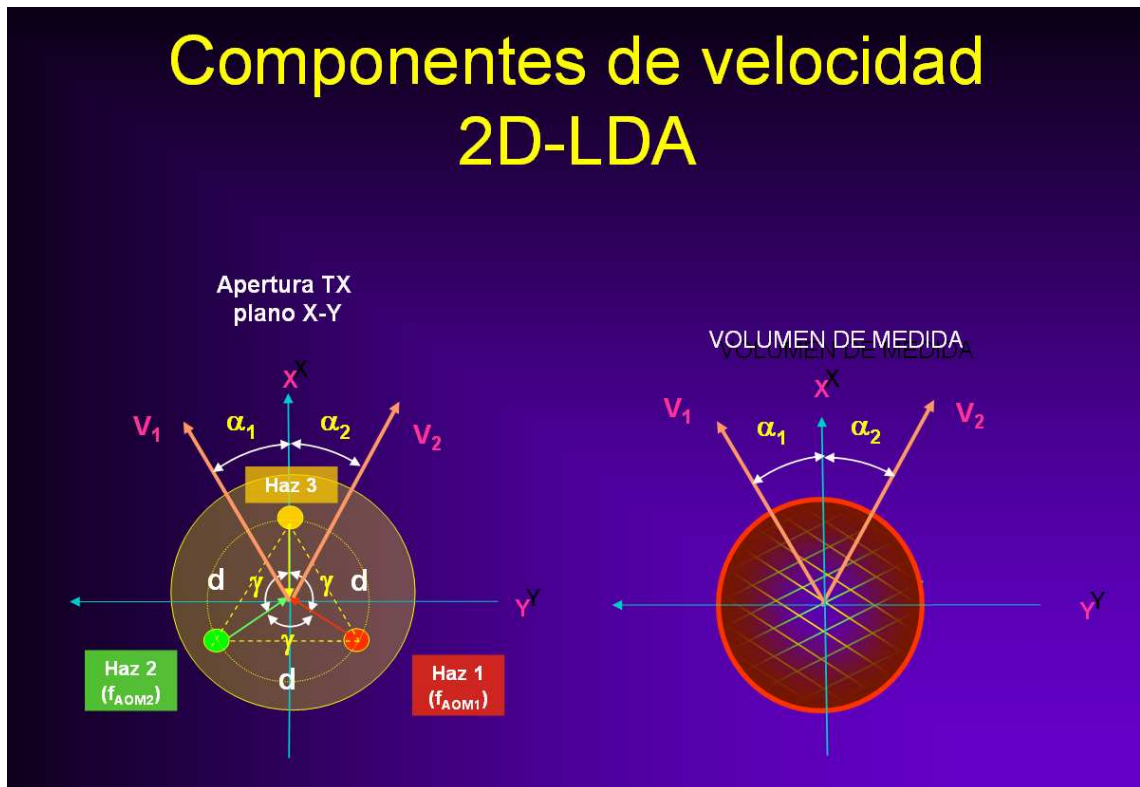


Figura 4.5 Componentes de velocidad detectadas en el sistema 2D-LDA

medida XY , y facilite una configuración óptica más sencilla de implementar físicamente.

4.3.6. Componentes ortogonales

Observando la figura 4.5, las dos componentes de velocidad V_1 y V_2 , utilizando la configuración geométrica de los tres haces presentada en la figura 4.4, no corresponden a un sistema de coordenadas ortogonales al plano de medida de la sonda óptica.

Así, lo mejor que podemos hacer es transformar las dos componentes de velocidad detectadas V_1 y V_2 en las dos componentes V_x y V_y del sistema de referencia ortogonal al plano XY . En la figura 4.6 vemos que el ángulo entre el eje X y las dos componentes forman un ángulo α_1 y α_2 o β_1 y β_2 respecto al eje Y y $-Y$.

La relación entre las componentes ortogonales (V_x y V_y) y las detectadas por el sistema 2D-LDA (V_1 y V_2) la podemos presentar de forma matricial de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

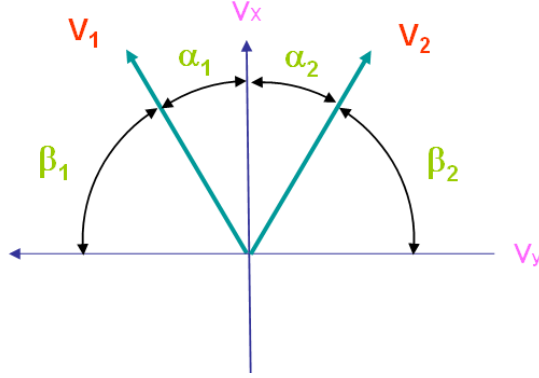


Figura 4.6 Conversión de velocidades de un sistema de coordenadas no-ortogonal a uno ortogonal

donde

$$T_{11} = \frac{\cos(\beta_2)}{\cos(\beta_1) \sin(\beta_2) + \sin(\beta_1) \cos(\beta_2)} = \frac{\cos(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \quad (4.21)$$

$$T_{12} = \frac{\cos(\beta_1)}{\cos(\beta_1) \sin(\beta_2) + \sin(\beta_1) \cos(\beta_2)} = \frac{\cos(\beta_1)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \quad (4.22)$$

$$T_{21} = \frac{\sin(\beta_2)}{\cos(\beta_1) \sin(\beta_2) + \sin(\beta_1) \cos(\beta_2)} = \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \quad (4.23)$$

$$T_{22} = \frac{-\sin(\beta_1)}{\cos(\beta_1) \sin(\beta_2) + \sin(\beta_1) \cos(\beta_2)} = \frac{-\sin(\beta_1)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \quad (4.24)$$

Substituyendo obtenemos las dos ecuaciones que nos relacionan las componentes medidas no-ortogonales con las componentes ortogonales

$$V_x = \frac{\cos(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \cdot V_1 + \frac{\cos(\beta_1)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \cdot V_2 \quad (4.25)$$

$$V_y = \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \cdot V_1 + \frac{-\sin(\beta_1)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \cdot V_2 \quad (4.26)$$

Si aplicamos las ecuaciones anteriores a la geometría elegida, con los puntos de incidencia en la apertura transmisora formando un triángulo equilátero, tenemos

$$\delta = 60^\circ \quad (4.27)$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ \quad (4.28)$$

$$\beta_1 = \beta_2 = 60^\circ \quad (4.29)$$

Substituyendo en 4.21, 4.22, 4.23 y 4.24, obtenemos

$$T_{11} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (4.30)$$

$$T_{12} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (4.31)$$

$$T_{21} = 1 \quad (4.32)$$

$$T_{22} = -1 \quad (4.33)$$

y las componentes ortogonales de las ecuaciones (4.25) y (4.26) serán

$$V_x = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_1 + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_2 \quad (4.34)$$

$$V_y = V_1 - V_2 \quad (4.35)$$

4.3.7. Láser

En el caso particular del sistema 2D-LDA, se ha elegido un láser de tecnología muy madura como es un HeNe de la empresa *NEC* modelo *GLG5720* longitud de onda de 632.8nm (rojo), de una potencia de salida nominal de 25mW. Las principales características las presentamos en la Tabla 4.1, juntamente con la fuente de alimentación del mismo fabricante, modelo *GLS5722*. En este caso, al realizar interferencia entre tres haces, necesitamos que los niveles de esos batidos que se van a generar sean lo mayor posible.

Una opción mucho mejor fue en un principio la utilización de un láser de color verde de estado sólido de la empresa *Monocrom*, modelo *532RH80* experimental. Sus especificaciones están resumidas en el Anexo D.1.

Las ventajas eran las siguientes:

1. Potencia de salida elevada

Aunque es cierto que una menor potencia utilizada en cualquier sistema de medida será deseable para la seguridad ocular, en el caso de una configuración en retrodispersión (RD), donde el receptor y transmisor están integrados en el mismo cabezal o sonda óptica, la mayor potencia permite obtener señales lo suficientemente elevadas para su detección en direcciones de recepción de pequeño retorno. La potencia nominal de este láser es de 100mW.

2. Longitud de onda más pequeña

En este tipo de láser de Nd:LSB¹, la longitud de onda de salida es de 532nm (color verde). Para aplicaciones típicas en agua, presenta menos pérdidas en esa longitud de onda que en el rojo.

3. Tamaño pequeño

Al ser un tipo de láser de estado sólido, el tamaño es mucho más pequeño que los láseres de gas.

4. Fuente de alimentación integrada

Además, la fuente de alimentación está integrada en el mismo transmisor de luz, alimentándose externamente por una batería de 5V a 4A.

Así pues, era el candidato ideal como fuente de luz para aplicaciones en este tipo de sistemas. Pero, cuando se montó el transmisor en la sonda óptica, y se realizaron diversas medidas de la señal a la salida del detector, aparecieron problemas insalvables.

En el espectro de la señal recibida por el fotodetector, aparte de los tres batidos de los tres haces, de forma discontinua en el tiempo aparecían batidos espurios o señales interferentes de una manera aleatoria en la ventana espectral de medida. Juntamente con técnicos de Monocrom, responsables del láser y participantes de la financiación del proyecto en el cuál está basado este trabajo, estudiamos del porqué de estos fenómenos. Después de realizar diferentes medidas y reajustes del bombeo del cristal del láser, se llegó a la conclusión de que el láser presentaba un ruido intrínseco que era imposible de eliminar, debida a la naturaleza del cristal utilizado. Vistos los resultados, y teniendo en cuenta que la fuente láser no era un elemento imprescindible en la realización o mejor dicho continuación de la investigación, se propuso utilizar un láser de HeNe que disponía el grupo de investigación, que nos permitiría continuar con el trabajo sin afectar en los objetivos marcados para esta tesis. Así fue y así se hizo.

¹Nd:LSB *Neodymium doped Lanthanum Scandium Borate* (Nd : LaSc₃(BO₃)₄)

Cuadro 4.1 Características del fabricante del láser *GLG5720* y fuente de alimentación *GLG5722* del sistemas 2D-LDA.

CARACTERÍSTICAS LÁSER SISTEMA 2D-LDA	
Modelo	NEC <i>GLG5720</i>
Modo espacial	TEM ₀₀
Color	Rojo
Longitud de onda	$\lambda_o = 632,8nm$
Potencia nominal	$P_L=25mW$
Polarización	Lineal (100>1)
Diámetro del haz	$d_W=1.2mm$
Divergencia del haz	0.7mrad
Tiempo de calentamiento	20 minutos
Espaciado modos longitudinales	160MHz
Fluctuaciones de ruido	1%
Voltaje	5000±300V

Fuente de alimentación láser	
Modelo	NEC <i>GLS5722</i>
Alimentación	120/240V
Corriente entrada	1.0/0.5A
Tensión salida	4850 a 5350 V_{DC}
Corriente salida	11.5mA

El cambio del láser obligó a un reajuste de toda la parte óptica. Había que cambiar todos aquellos dispositivos que estaban optimizados para las longitudes de onda del láser verde (a 540nm) por otros para 632.8nm. El problema surgió en los dos moduladores acusto-ópticos, no sólo su eficiencia en potencia, entre los haces difractados de salida disminuía, sino que los ángulos de incidencia también era diferentes para conseguir que los AOM estuviesen en el régimen de Bragg. Eso supuso volver a rediseñar la configuración óptica. Para aprovechar los AOM optimizados en verde, y no tener que comprar otros tantos para el rojo, se decidió aprovecharlos aunque su eficiencia fuese mucho menor. El precio que hemos pagado es que la intensidad de los tres haces que focalizamos en la zona de medida sea menor de la prevista, imposibilitando medidas de fluidos en el caso peor, es decir en retrodispersión (RD), aunque no para el caso de blancos sólidos o superficies rugosas.

4.3.8. Ángulo entre haces

El valor del ángulo de intersección γ de los tres haces incidentes, a una determinada longitud de onda del láser en el fluido λ , va a imponer la separación entre franjas S_f del volumen de medida (Ecuación (3.6)) y, teniendo en cuenta el margen de velocidades del blanco a medir, nos impondrá a su vez el margen de frecuencias Doppler que obtendremos a la salida del fotodetector.

Además, para una focal de la apertura transmisora dada F_{TX} y un diámetro de cintura del haz $2r_o$, nos determina las dimensiones del volumen de medida (ecuaciones (3.3) y (3.5)). Este es un punto importante ya que si queremos una buena resolución espacial necesitaremos que sea pequeño, pero limitado a que la probabilidad de que atraviese una partícula la zona de dispersión permita detectar suficientes elementos dispersores para poder obtener una buena caracterización de la evolución temporal del fluido, sobre todo en fluidos no laminares o turbulentos.

El criterio de elección ha sido que los márgenes de frecuencia Doppler resultante sean tales que el subsistema electrónico sea capaz de poder discriminar las dos componentes con suficiente separación frecuencial, y que el tamaño de la zona de medida permita una resolución espacial típica en experimentos hidrodinámicos, entre 80 y 100 μm . Teniendo en cuenta estos factores, el ángulo elegido, para el caso de medidas en agua es

$$\gamma_{agua} = 4,5^\circ \quad (4.36)$$

Para encontrar el ángulo γ que formarán los haces incidentes entre sí en el aire ($\gamma = \gamma_{aire}$), es decir el que tendremos que implementar físicamente en el montaje de la sonda óptica, se calcula mediante la ley de *Snell* y relaciones básicas de trigonometría. Como los tres ángulos entre los tres haces serán los mismos, presentamos en la figura 4.7 el caso de sólo dos.

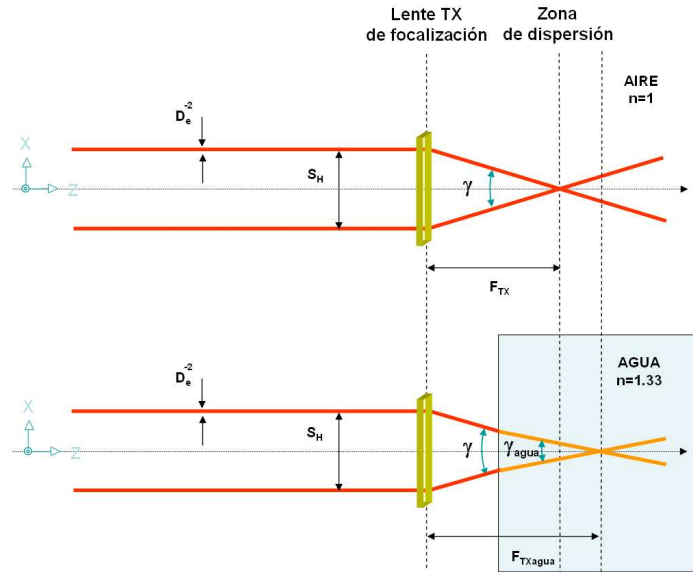


Figura 4.7 Cambio del ángulo entre haces en el caso de aire y agua

Aplicando la ley de snell, tenemos

$$n_{agua} \cdot \sin(\gamma_{agua}/2) = n_{aire} \cdot \sin(\gamma/2) \quad (4.37)$$

y substituyendo $n_{agua}=1.33$, $n_{aire}=1$ y $\gamma_{agua}=4.5^\circ$ en la ecuación (4.37), obtenemos que el ángulo que formaran los haces en el caso de aire será

$$Aire \implies \gamma = \gamma_{aire} = 6^\circ \quad (4.38)$$

mientras que la relación entre la distancia focal en agua $F_{TX_{agua}}$ y aire $F_{TX} = F_{TX_{aire}}$ será

$$F_{TX_{agua}} = F_{TX} \frac{\tan(\gamma/2)}{\tan(\gamma_{agua}/2)} = 1,3355 \cdot F_{TX} \quad (4.39)$$

4.3.9. Moduladores Acusto-Ópticos

Los dos AOMS, que serán los encargados de desplazar en frecuencia dos de los haces respecto a la frecuencia original del láser, tendrán como objetivo ser capaces de desplazar las dos frecuencias Doppler de los dos batidos 1-3 y 2-3 respecto a la componente Pedestal para que posteriormente sean discriminables en frecuencia. Además la separación entre ellas tendrá que ser suficientemente grande para que no se solapen en frecuencia en todo el margen de velocidades ($\pm 3m/s$) que se desea medir.

Utilizaremos AOM comerciales que generen a su salida haces difractados de orden +1 con desplazamientos frecuenciales pequeños, y de esta manera nos aseguramos que las dos componentes de velocidad podrán ser procesadas electrónicamente por circuitos simples. Nos encontramos que el valor mínimo típico está sobre los 40 MHz. En este caso, estos AOM son dispositivos que utilizan el modo *shear*, cosa que supone que al utilizar dispositivos con materiales anisótropos (véase el apartado 3.10), los haces incidentes tendrán que tener una determinada polarización, para maximizar la eficiencia a la salida, y los haces difractados estarán con polarización ortogonal respecto a la incidente. Estos fenómenos de polarización se deberán tener en cuenta en el montaje del subsistema óptico, ya que los tres haces en la zona de medida deberían tener la misma polarización, para que se produzcan niveles óptimos de batidos en el detector.

El haz 1 de frecuencia $f_L + f_{AOM1}$ y 2 de frecuencia $f_L + f_{AOM2}$ interfieren con el haz no desplazado o de referencia 3 a la frecuencia del láser $f_3 = f_L$.

Los valores de desplazamiento son

$$f_{AOM1} = 39,1MHz \quad (4.40)$$

$$f_{AOM2} = 45,1MHz \quad (4.41)$$

Así las frecuencia de los haces incidentes 1, 2 y 3 en función de los desplazamientos de los dos AOM son

$$\ast \text{ Frecuencia Haz 1 } \longrightarrow f_1 = f_L + f_{AOM1} = f_L + 39,1MHz \quad (4.42)$$

$$\ast \text{ Frecuencia Haz 2 } \longrightarrow f_2 = f_L + f_{AOM2} = f_L + 45,1MHz \quad (4.43)$$

$$\ast \text{ Frecuencia Haz 3 } \longrightarrow f_3 = f_L \quad (4.44)$$

y los batidos o picos espectrales que aparecerán a la salida del detector son:

$$\blacktriangleright \text{Frecuencia batido Haz 1 - Haz 2} \longrightarrow f_{1-2} = 6\text{MHz} \pm f_{D_{1-2}} \quad (4.45)$$

$$\blacktriangleright \text{Frecuencia batido Haz 1 - Haz 3} \longrightarrow f_{1-3} = 39,1\text{MHz} \pm f_{D_{1-3}} \quad (4.46)$$

$$\blacktriangleright \text{Frecuencia batido Haz 2 - Haz 3} \longrightarrow f_{2-3} = 45,1\text{MHz} \pm f_{D_{2-3}} \quad (4.47)$$

Los dos AOM utilizados son de la empresa A.A Opto-electronique [Oe03] modelo *AA.SHT.45/A3@532* para el AOM1 y *AA.SHT.40/A3@532* para el AOM2. Las principales características técnicas las presentamos en la Tabla 4.2 y 4.3.

Cuadro 4.2 Especificaciones del AOM1 modelo *AA.SHT.40/A3@532* [Neo03]

AOM1	AA.SHT.40/A3@532NM/S
Longitud de onda	532nm
Tipo de interacción AOM	Birrefringente baja frecuencia
Polarización de la luz (eje base encapsulado)	Incidente // - Difractado \perp
Potencia máxima láser	5W/mm ²
Ángulo de incidencia	1.5°
Ángulo orden 0	1.3°
Ángulo orden 1	1.3°
Frecuencia excitación RF	40MHz
Material	TeO ₂
Velocidad- modo acústico	650m/s-Shear
Diámetro apertura activa	3mm
Separación angular orden 0 y 1	>32mm
Transmisión óptica	>95%
Eficiencia orden 1	>95% a 1W RF @40MHz
Impedancia electrica	50Ω
VSWR	1.1 @40MHz

Cuadro 4.3 Especificaciones del AOM2 modelo *AA.SHT.45/A3@532*
[Neo03]

AOM2	AA.SHT.45/A3@532NM/S
Longitud de onda	532nm
Tipo de interacción AOM	Birrefringente baja frecuencia
Polarización de la luz (eje base encapsulado)	Incidente // - Difractado \perp
Potencia máxima láser	5W/mm ²
Ángulo de incidencia	0.5°
Ángulo orden 0	10.1°
Ángulo orden 1	12.2°
Frecuencia excitación RF	45MHz
Material	TeO ₂
Velocidad- modo acústico	650m/s-Shear
Diámetro apertura activa	3mm
Separación angular orden 0 y 1	>37mm
Transmisión óptica	>95%
Eficiencia orden 1	>85% a 1W RF @45MHz
Impedancia electrica	50Ω
VSWR	1.1 @45MHz

4.3.10. Modificación desplazamiento frecuencial AOM2

En los anteriores apartados, hemos presentado la forma usual de desplazar en frecuencia los haces láser, a partir de dos moduladores acusto-ópticos. Los haces difractados a la salida de los AOM siempre se han considerado que corresponden al orden +1 de difracción, es decir que las frecuencias de los AOM1 y AOM2 se suman a la frecuencia del láser, como hemos reflejado en todas las ecuaciones (4.42), (4.43), (4.46) y (4.47).

A parte del efecto de desplazamiento en frecuencia, las franjas que forman la zona de dispersión estarán en movimiento.

Ahora bien, existe otra posibilidad de desplazar la frecuencia del láser de los dos haces 1 y 2, pero esta vez restando la frecuencia del AOM, a partir del haz difractado a la salida del AOM de orden -1 , visto en la figura 3.11.

El hecho de utilizar un orden u otro no va a influir, los batidos estarán igualmente centrados en 45.1 MHz y 39.1 MHz, para velocidad cero, pero sí en el signo del desplazamiento Doppler de los batidos. Dicho de otra manera, en función del signo de la componente de velocidad detectada, la frecuencia o desplazamiento de la señal Doppler podrá ser positiva o negativa respecto a las de los AOM's.

$$\text{Orden } +1: \text{ Frecuencia batido } \implies f_{AOM} \pm f_D$$

$$\text{Orden } -1: \text{ Frecuencia batido } \implies f_{AOM} \mp f_D$$

La elección está basada en la posibilidad de montar la sonda óptica lo más sencillamente posible por lo que respecta a la posición de los AOM's y de los ángulos de incidencia de los haces de entrada y salida. En nuestro caso, vimos que para facilitar el alineado de los haces, era mucho mejor incidir el haz 2 en el AOM2 de 45.1 MHz, responsable de la detección de la componente de velocidad V_2 , de tal manera que el orden de difracción generado a la salida fuese el -1 .

$$\blacktriangleright \text{ Frecuencia batido Haz 1 - Haz 2 } \longrightarrow f_{1-2} = 6MHz \pm f_{D_{1-2}} \quad (4.48)$$

$$\blacktriangleright \text{ Frecuencia batido Haz 1 - Haz 3 } \longrightarrow f_{1-3} = 39,1MHz \pm f_{D_{1-3}} \quad (4.49)$$

$$\blacktriangleright \text{ Frecuencia batido Haz 2 - Haz 3 } \longrightarrow f_{2-3} = 45,1MHz \mp f_{D_{2-3}} \quad (4.50)$$

Si consideramos que la velocidad es positiva, movimiento de la partícula en contra de las franjas, tendremos un desplazamiento del batido Doppler hacia frecuencias positivas respecto a la del AOM ($f_{AOM} + f_D$), mientras que si la velocidad es negativa, movimiento de la partícula a favor de las franjas, el desplazamiento será hacia frecuencias negativas ($f_{AOM} - f_D$), significa que la componente V_2 de la figura 4.5 y 4.6 sería positiva cuando el desplazamiento Doppler fuese negativo.

De esta manera, en la apertura o lente transmisora las componentes de velocidad detectadas, respecto al esquema presentado en la figura 4.5 se verá modificada, donde la componente V_2 tendrá el signo cambiado, presentada en la figura 4.8, para coincidir con la relación velocidad desplazamiento Doppler.

La relación entre las componentes ortogonales (V_x y V_y) y las detectadas por el prototipo del sistema 2D-LDA (V_1 y V_2) presentadas en las ecuaciones (4.34) y (4.35) se verán modificadas, obteniendo las nuevas relaciones en las ecuaciones (4.51) y (4.52).

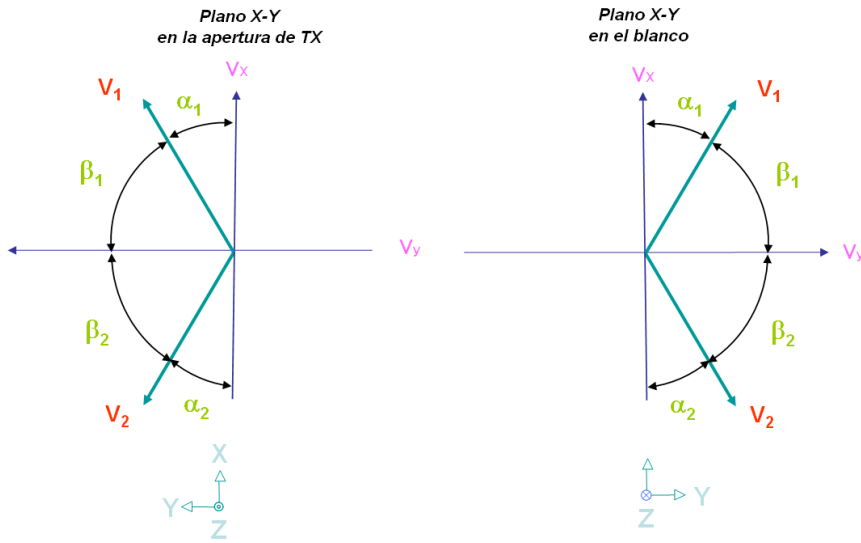


Figura 4.8 Componentes de velocidad del prototipo del sistema 2D-LDA

$$V_x = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_2 \quad (4.51)$$

$$V_y = V_1 + V_2 \quad (4.52)$$

4.3.11. Relación entre velocidad y desplazamientos Doppler

Las ecuaciones (4.18) y (4.19) relacionan las frecuencias Doppler de cada uno de los dos batidos en función del ángulo entre los haces γ y de la longitud de onda del láser λ en el fluido. Para el caso del sistema 2D-LDA hemos visto que las frecuencias Doppler de cada uno de los dos batidos, entre el haz 1-3 ($f_{D_{1-3}}$) y el haz 2-3 ($f_{D_{2-3}}$), están centradas, no a la frecuencia cero, sino en las frecuencias de los AOM, $f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}}$ y $f_{AOM2} \pm f_{D_{2-3}}$.

Presentamos en las Tablas 4.4 y 4.5 las frecuencias Doppler de los dos batidos para el caso de detectar partículas en aire ($n_m \approx 1$) y en agua ($n_m = 1,33$), donde el ángulo entre haces respecto a la distancia focal de la apertura transmisora es $\gamma = 6^\circ$ ($\gamma = 4,5^\circ$ en agua), la longitud de onda del láser es $\lambda_o = 632,8nm$, y las frecuencias de los AOM, $f_{AOM1} = 39,1MHz$ y $f_{AOM2} = 45,1MHz$.

Las frecuencias de los picos espectrales a la salida del fotodetector se presentan en las Tablas 4.8 y 4.6 las frecuencias de los batidos para la componente V_1 en aire y agua, y en las Tablas 4.9 y 4.7 para la componente V_2 en aire y agua respectivamente.

Cuadro 4.4 Relación velocidad partícula y desplazamiento Doppler en agua, $\gamma = 4,5^\circ$ y $\lambda_o = 632,8nm$

$V_{particula}$ (m/s)	$f_{Doppler}$ (MHz)
± 3	0.4977
± 2.5	0.4147
± 2	0.3318
± 1.5	0.2488
± 1	0.1659
± 0.5	0.0829

Cuadro 4.5 Relación velocidad partícula y desplazamiento Doppler en aire, $\gamma = 6^\circ$ y $\lambda_o = 632,8nm$

$V_{particula}$ (m/s)	$f_{Doppler}$ (MHz)
± 3	0.4962
± 2.5	0.4135
± 2	0.3308
± 1.5	0.2481
± 1	0.1654
± 0.5	0.0827

Cuadro 4.6 Relación componente velocidad partícula V_1 y frecuencia batido $f_{AOM1} \pm f_{D_{2-3}}$ en agua, $\gamma = 4,5^\circ$ y $\lambda_o = 632,8nm$

V_1 (m/s)	$f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}}$ (MHz)
+3.0	39.5977
+2.5	39.5147
+2.0	39.4318
+1.5	39.3488
+1.0	39.2659
+0.5	39.1829
0	39.100
-0.5	39.0171
-1.0	38.9341
-1.5	38.8512
-2.0	38.7682
-2.5	38.6853
-3.0	38.6023

Cuadro 4.7 Relación componente velocidad partícula V_2 y frecuencia batido $f_{AOM2} \pm f_{D2-3}$ en agua, $\gamma = 4,5^\circ$ y $\lambda_o = 632,8nm$

V_2 (m/s)	$f_{AOM2} \pm f_{D2-3}$ (MHz)
+3.0	45.5977
+2.5	45.5147
+2.0	45.4318
+1.5	45.3488
+1.0	45.2659
+0.5	45.1829
0	45.100
-0.5	45.0171
-1.0	44.9341
-1.5	44.8512
-2.0	44.7682
-2.5	44.6853
-3.0	44.6023

Cuadro 4.8 Relación componente velocidad partícula V_1 y frecuencia batido $f_{AOM1} \pm f_{D1-3}$ en aire, $\gamma = 6^\circ$ y $\lambda_o = 632,8nm$

V_1 (m/s)	$f_{AOM1} \pm f_{D1-3}$ (MHz)
+3.0	39.5962
+2.5	39.5135
+2.0	39.4308
+1.5	39.3481
+1.0	39.2654
+0.5	39.1827
0	39.100
-0.5	39.0173
-1.0	38.9346
-1.5	38.8519
-2.0	38.7692
-2.5	38.6865
-3.0	38.6038

Cuadro 4.9 Relación componente velocidad partícula V_2 y frecuencia batido $f_{AOM2} \pm f_{D2-3}$ en aire, $\gamma = 6^\circ$ y $\lambda_o = 632,8nm$

V_2 (m/s)	$f_{AOM2} \pm f_{D2-3}$ (MHz)
+3.0	45.5962
+2.5	45.5135
+2.0	45.4308
+1.5	45.3481
+1.0	45.2654
+0.5	45.1827
0	45.100
-0.5	45.0173
-1.0	44.9346
-1.5	44.8519
-2.0	44.7692
-2.5	44.6865
-3.0	44.6038

4.3.12. Configuración física del subsistema óptico

Mediante un conjunto de diferentes elementos ópticos (dos moduladores acusto-ópticos, una fuente láser y un fotodetector) se formará lo que hemos llamado Subsistema óptico o sonda óptica del prototipo 2D-LDA.

Existen diferentes soluciones para implementar una topología que nos permita generar tres haces desplazados en frecuencia y focalizarlos en el punto de medida, con las especificaciones del prototipo 2D-LDA. La estrategia utilizada para generar los tres haces de la sonda se presenta en el esquema de de la figura 4.9, la parte de focalización y recepción en la figura 4.10, y todo el subsistema óptico implementado en una mesa óptica, en la figura 4.13.

Generación de los tres haces

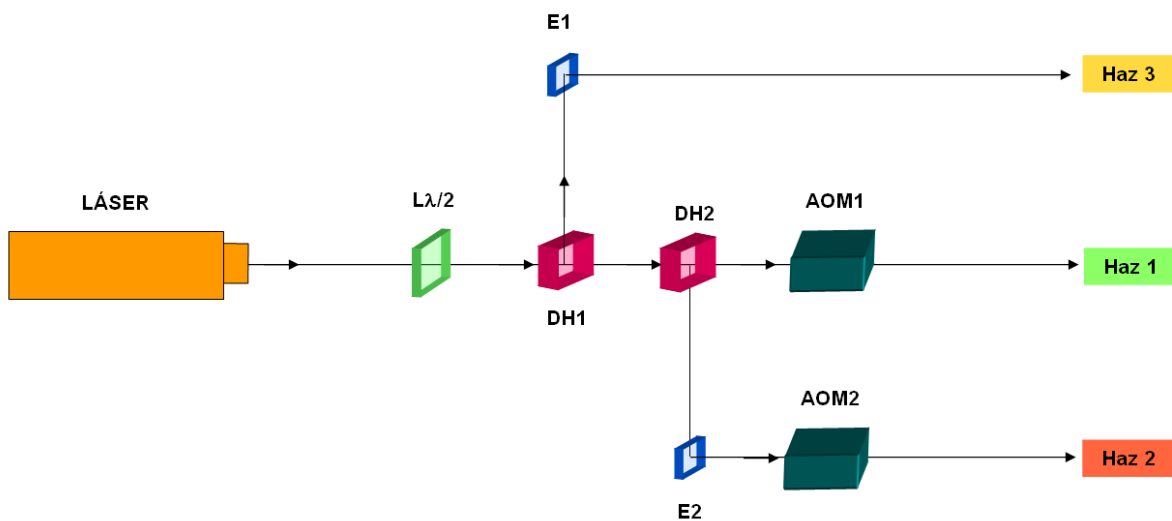


Figura 4.9 Componentes del subsistema óptico que generan tres haces del prototipo 2D-LDA

El subconjunto óptico está formado por los siguientes dispositivos:

- $L\lambda/2 \implies$ Lámina $\lambda/2$

A la salida de la fuente de luz láser, tenemos un rotador de polarización o lámina de $\lambda/2$. Este dispositivo tiene la función de cambiar el eje de polarización de la luz que genera el láser de HeNe polarizada linealmente. Así, al rotar el plano de vibración,

podremos controlar la cantidad de energía de luz que llega a la zona de medida del haz de referencia o no desplazado (haz 3) respecto a los haces desplazados (haz 1 y 2), ya que posteriormente incidirá sobre un divisor de haz polarizador. Así podremos ajustar las potencias de los tres haces incidentes para que sean iguales y de esta manera maximizar la visibilidad de la señal Doppler.

- $DH1 \implies$ Divisor de haz polarizador

La luz que sale de la lámina $\lambda/2$ se encuentra un cubo polarizador (Linos ref. 335563 [Lin03]) de 10mm, que divide el haz en dos direcciones ortogonales a su salida. En función de la polarización de entrada, tendremos a la salida dos haces con diferente polarización. La justificación de su uso depende del tipo de modulador acusto-óptico utilizado. Fijémonos que los haces a la salida de los dos AOM cambian su plano de polarización, mientras que el haz de referencia mantiene su polarización en todo momento. Para que los otros dos haces tengan la misma polarización que el de referencia, este cubo divisor tendrá que descomponer la luz de salida en dos planos de vibración ortogonales. Las especificaciones se presentan en el Anexo E.1.

- $DH2 \implies$ Divisor de haz

Una vez separada dos fracciones de luz por el divisor de haz polarizado anterior, uno de los caminos ópticos servirá para generar los haces 1 y 2. Para realizarlo se coloca un divisor de haz de Linos (ref. 335510 [Lin03]) en forma de cubo de 10mm de lado, separando el haz incidente en dos, con una relación entre ellos del 50%. Las especificaciones se presentan en el Anexo E.1.

- $E1$ y $E2 \implies$ Espejos

Se utilizan dos espejos metálicos para dirigir los haces 1 y 2 hacia la lente transmisora, encargada de focalizar estos dos haces juntamente con el haz de referencia 3 hacia el punto de medida.

Focalización de los tres haces y recepción

La segunda parte del subsistema óptico, será la encargada de focalizar los tres haces desplazados en frecuencia paralelos a la apertura transmisora en el punto de medida, y recoger la energía que disperse el fluido o la superficie rugosa del blanco por un conjunto de lentes, para posteriormente concentrarla sobre el área de un módulo fotoreceptor.

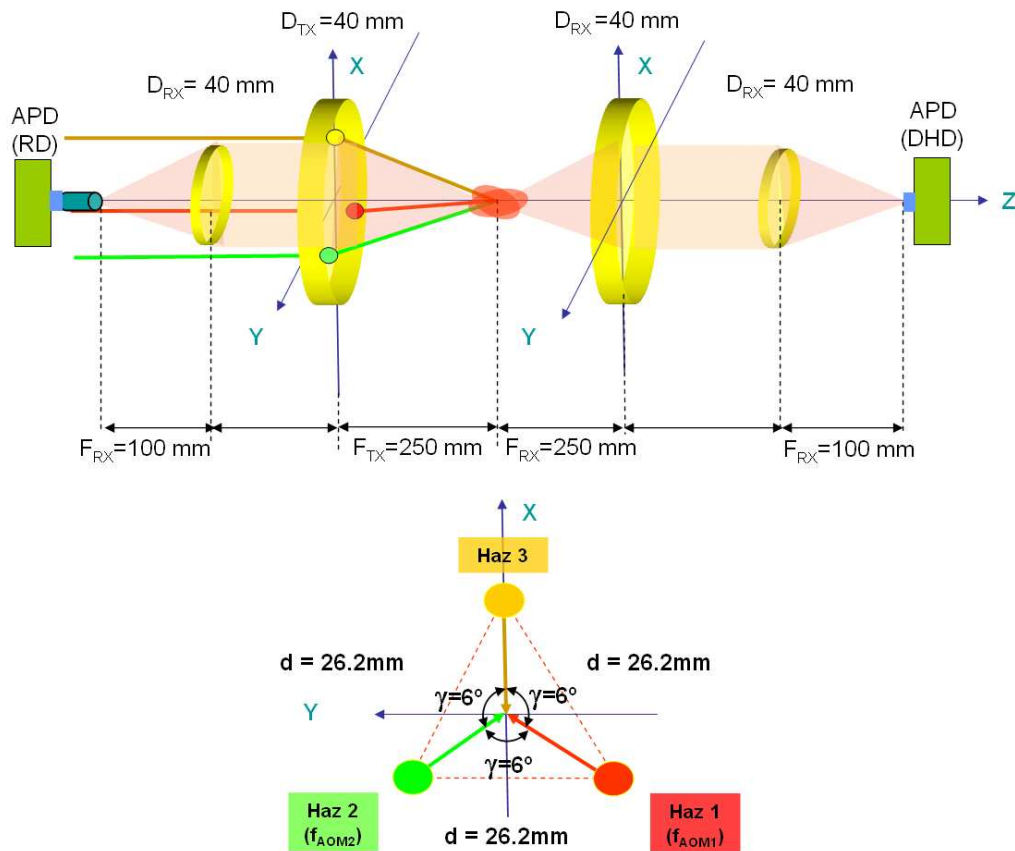


Figura 4.10 Componentes del subsistema óptico encargados de focalizar los haces y recibir la energía dispersada por el blanco del prototipo 2D-LDA

En la siguiente figura 4.10 se presenta esta parte del subsistema óptico para las dos configuraciones en el caso de recepción en retrodispersión (RD) y recepción hacia delante (DHD).

El subconjunto óptico está formado por los siguientes dispositivos:

- $L2 \implies$ Acromato de transmisión

Los tres haces se focalizan mediante un acromato de Linos (ref. 32572 [Lin03]) de diámetro 40mm y de distancia focal $F_{TX} = 250mm$, de mínima aberración cromática y esférica.

- $L1, L3$ y $L4 \implies$ Lentes de recepción

Por lo que se refiere a las aperturas receptoras, se utilizan acromatos de Linos (ref. 63201 [Lin03]) de diámetro 31.5mm y de distancia focal $F_{TX} = 100mm$, tanto en la configuración retrodispersión ($L1$) como en detección hacia delante ($L4$). Para el caso

de detección hacia delante, juntamente a $L4$ se utiliza la lente $L3$ que tendrá la función de colectar la energía dispersada y posteriormente la lente $L4$ focalizarla sobre el área activa del fotodetector.

4.3.13. Pérdidas de los elementos ópticos y acusto-ópticos

Mediante un medidor óptico de potencia de la marca Anritsu modelo ML9002A (especificaciones técnicas en el Anexo D.1), se han realizado diferentes medidas de las pérdidas de los diferentes componentes ópticos que forman el subsistema óptico del prototipo del sistema 2D-LDA.

- $L\lambda/2 \implies$ Lámina $\lambda/2 \rightarrow$: 11,53 %
- $DH1 \implies$ Divisor de haz polarizado \rightarrow : 2,2 %
- $DH2 \implies$ Divisor de haz \rightarrow : 17,8 %
- $E1$ y $E2 \implies$ Espejos \rightarrow : 12 y 6 %
- $DH1 \implies$ AOM1 \rightarrow : 55,5 %
- $DH1 \implies$ AOM2 \rightarrow : 54,5 %

4.3.14. Volumen de medida

A partir de los datos del prototipo 2D-LDA, las características principales del volumen de dispersión, presentadas en el Apartado 3.3 son:

Cuadro 4.10 Características volumen de medida

Volumen de media o dispersión	
Ángulo de incidencia	4.5° (Agua)
Número de franjas	$N_f = 26$
Separación de franjas	$S_f = 6.05 \mu\text{m}$
Sensibilidad	$S = 0.165 \text{ mm/s/kHz}$
Dimensión X	$D_x = 0.16 \text{ mm}$
Dimensión Y	$D_y = 0.16 \text{ mm}$
Dimensión Z	$D_z = 4 \text{ mm}$

4.3.15. Ancho de banda de la señal Doppler

Como vimos en el apartado 3.7, las dos componentes Doppler y la señal Pedestal no aparecen en el espectro como deltas. Tienen un cierto ensanchamiento espectral o ancho de banda Δf_D que dependerá directamente del tiempo de tránsito τ_T (tiempo que la partícula tardará en recorrer el volumen de dispersión D_x) sin tener en cuenta otros fenómenos ya explicados. En nuestro caso, el rango de velocidades que será capaz de detectar el sistema es de $\pm 3m/s$.

Entonces el tiempo mínimo de tránsito será:

$$\tau_{Tmin} = \frac{D_x}{V_{max}} \quad (4.53)$$

Substituyendo $D_x = 0,16mm$ y $V_{max} = 3m/s$, el tiempo de tránsito mínimo es

$$\tau_{Tmin} = 53,33\mu m \quad (4.54)$$

y por tanto el máximo ancho de banda de la señal Doppler BW_D será aproximadamente

$$BW_D = \Delta f_D = \frac{2}{\pi \tau_T} \simeq 11,93kHz \quad (4.55)$$

4.3.16. Ancho de banda de la señal Pedestal

De la misma manera que se ha calculado para las dos componentes Doppler su ancho de banda, para la señal Pedestal BW_P será la mitad al estar centrada en el origen espectral, como vimos en la figura 4.3.

$$BW_P = \frac{\Delta f_D}{2} \simeq 5,96kHz \quad (4.56)$$

4.3.17. Niveles de potencia del prototipo 2D-LDA

Una vez montado todo el subsistema óptico en el laboratorio, y realizado el ajuste con un especial énfasis en la focalización de los tres haces en el mismo punto, donde se va a formar el volumen de dispersión, con la ayuda de una cámara CCD para maximizar la coincidencia espacial, uno de los objetivos que claramente se ha de cumplir es que los tres haces en el punto de medida tengan exactamente la misma potencia.

Debido a que, como hemos comentado anteriormente, estamos utilizando AOMs optimizados para luz verde (@532nm) y un láser de bastante menos potencia que la inicialmente prevista, la posibilidad de detectar la velocidad de fluidos colocando el

detector en el mismo lugar que el sistema transmisor (o en configuración para retrodispersión (RD)) no será posible, por los niveles de energía insuficientes para que la señal dispersada pueda ser detectable. Hemos ajustado los moduladores acusto-ópticos para que a su salida se obtenga una potencia de salida óptica igual para el haz de referencia y para los dos haces desplazados en frecuencia, juntamente con el ajuste del rotador de polarización ($L\lambda/2$), sean aproximadamente iguales. De esta manera nos aseguramos que los batidos que se van a producir en la zona de medida sean máximos.

Así, presentamos en la figura 4.11 para cada punto del subsistema, el valor de potencia óptica medido, que ha sido de hecho el utilizado para realizar todas las medidas que presentamos en el capítulo 6.

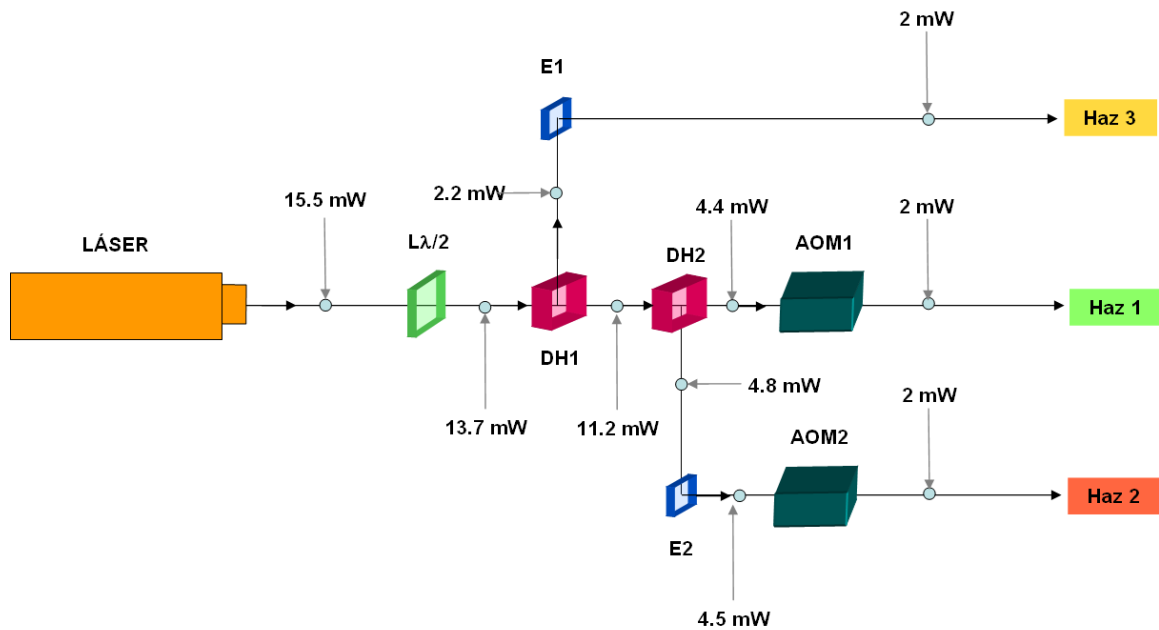


Figura 4.11 Niveles de potencia en cada punto del Subsistema óptico 2D-LDA

4.3.18. Espectro señal burst Doppler del prototipo 2D-LDA

Una vez que ya tenemos todos los parámetros del prototipo, el espectro de la señal *burst* Doppler a la salida del detector la presentamos en la figura 4.12, teniendo en cuenta sólo los batidos diferencia entre los haces, obviando las frecuencias suma, filtradas por el subsistema electrónico (SEL).

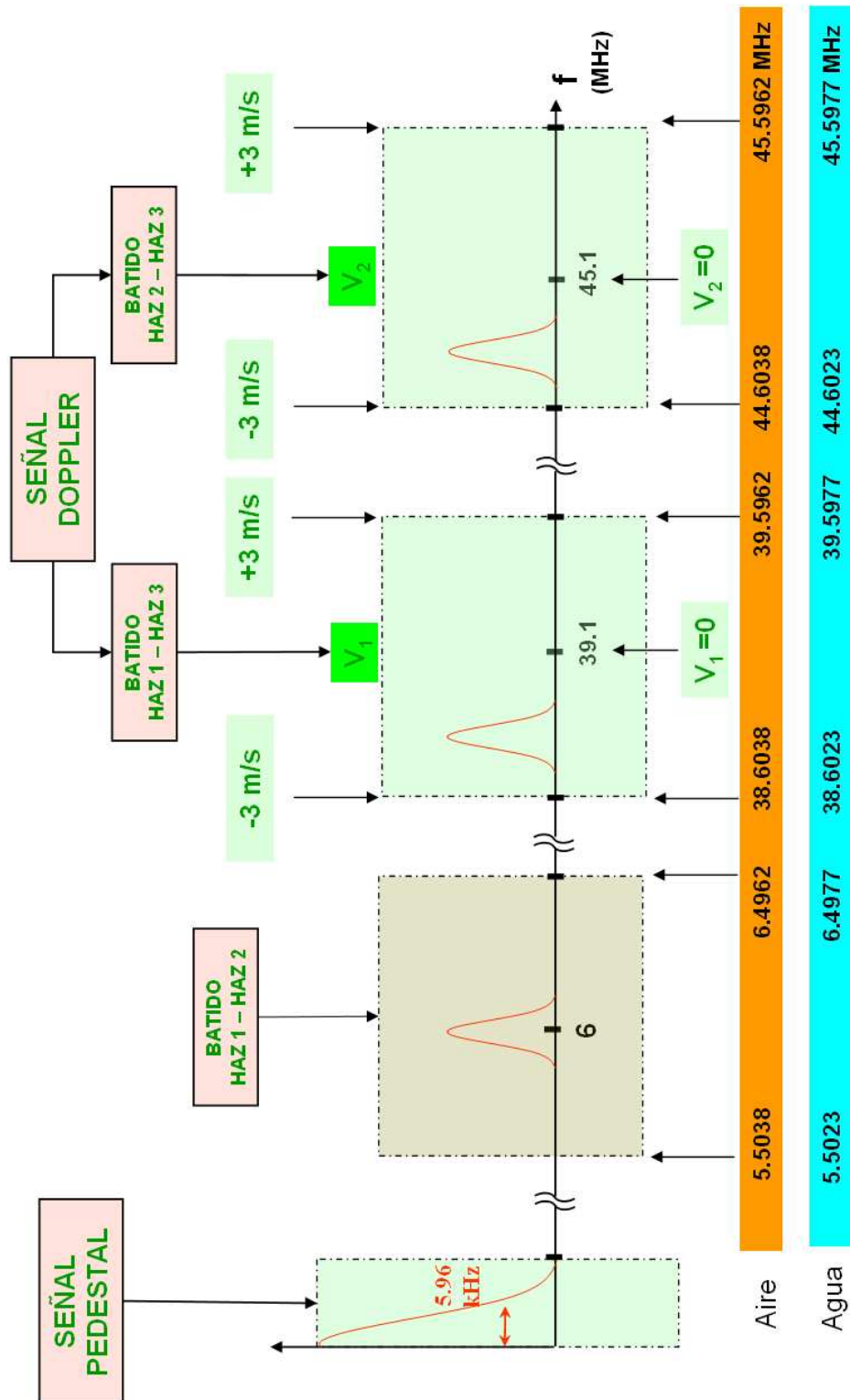


Figura 4.12 Espectro de la señal *burst* Doppler a la salida del detector del prototipo 2D-LDA

Subsistema óptico 2D-LDA

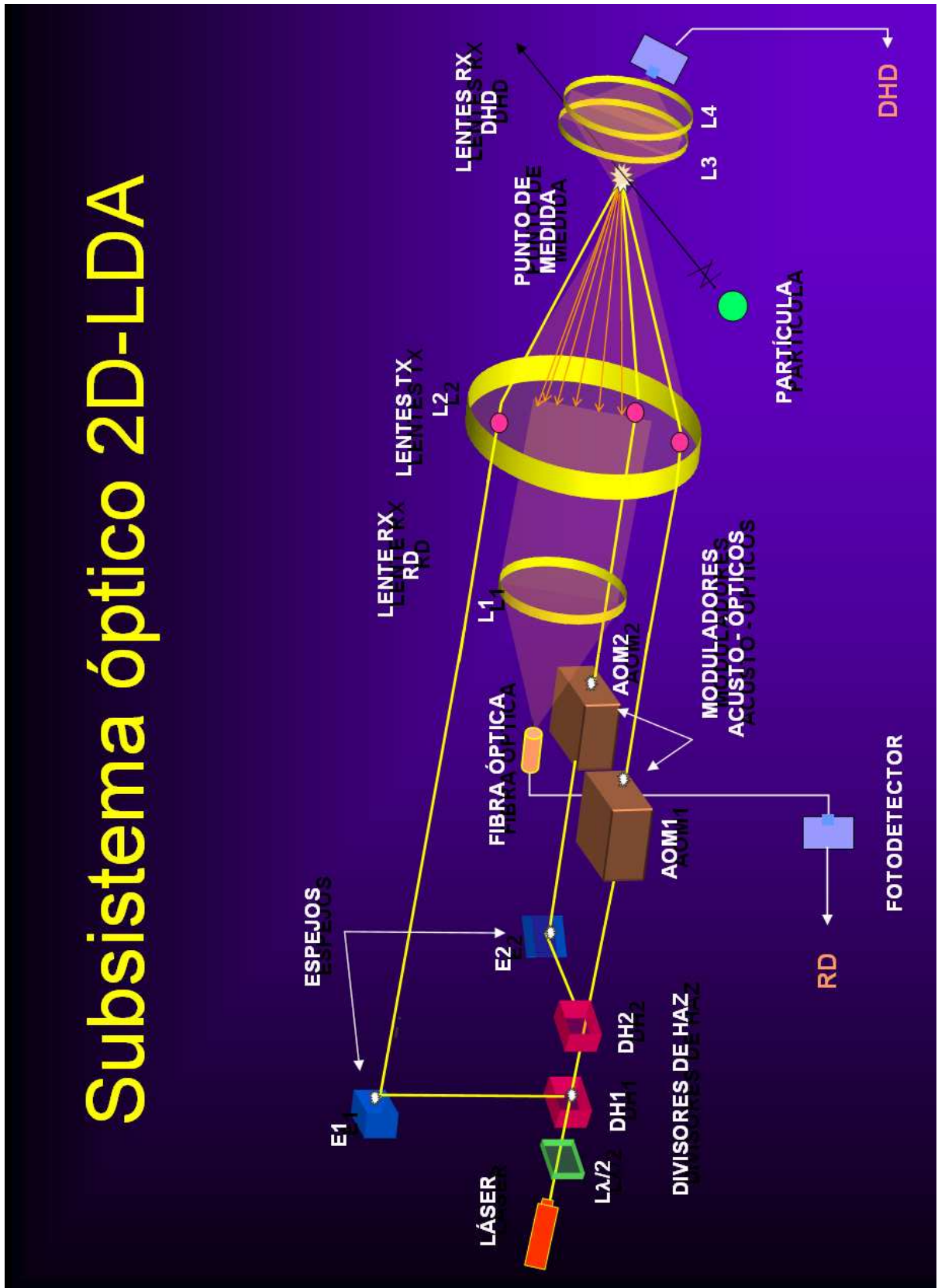


Figura 4.13 Subsistema óptico o sonda óptica prototipo 2D-LDA (SOPT)

4.4. Fotodetector y módulo preamplificador

La selección del tipo de fotodetector y del módulo preamplificador debemos realizarlo a fin de maximizar la relación señal a ruido (SNR) del receptor (véase capítulo 8).

La detección de la luz dispersada puede ser realizada utilizando diferentes tipos de fotodetectores comerciales, los diodos PIN, los fotodiodos de avalancha (APD) y de los fotomultiplicadores (PM). la elección depende de la longitud de onda, del tiempo de respuesta y de la intensidad.

En todas las aplicaciones típicas con sistemas LDA de baja potencia, se utiliza los fotodetectores de avalancha (APD) conjuntamente con un módulo amplificador de transimpedancia, para transformar la corriente de salida del APD en una señal de tensión amplificada. Se ha desestimado los PIN, por su baja responsividad (A/W), y de los receptores PMT, aunque con corrientes de oscuridad despreciables su precio hace inviable su utilización en sistemas de medida de bajo coste.

En nuestro caso particular se ha escogido un módulo APD-amplificador modelo 713-4 de *Analog Modules*, cuyas principales características son las que aparecen en el anexo F.2, con un detector de silicio modelo RCA/EG&G C30902E, donde sus características las presentamos en el anexo F.1. Por lo que respecta a la tensión de polarización del fotodiodo se ha empleado una fuente de alta tensión de Stanford Research modelo PS350, que proporciona tensiones continuas de hasta 5000V y potencias de hasta 25W, a una tensión de 202V, valor obtenido empíricamente para maximizar la SNR a la salida del módulo fotodetector.

Las características más relevantes del fotodiodo son su eficiencia cuántica del 60% para una longitud de onda de 633nm y un valor nominal de ganancia de avalancha de 150, para una tensión de polarización entre 220 y 235V. Todo ello implica una responsividad sin avalancha de 0.4A/W y de 60A/W en el caso de incluir avalancha. El tiempo de respuesta típico es de 0.5ns, o des del punto de vista de ancho de banda, superior a 1.5GHz. Su área eficaz es de 0.2mm².

Por lo que se refiere al módulo amplificador, alimentado a 15V, dispone de un ancho de banda de 200Hz hasta 300MHz, con una ganancia de transimpedancia de 20k Ω . La potencia de ruido equivalente o NEP es de 0.1pW/ \sqrt{Hz} , y el ruido térmico de 7.7pA/ \sqrt{Hz} .

4.5. Diseño óptimo

El objetivo principal en el proceso de diseño del subsistema electrónico (SEL) y del subsistema de adquisición y procesado digital (SAPD), consiste en determinar los parámetros que intervienen en la digitalización de la señal Doppler para obtener un error mínimo en la medida de la velocidad del blanco V_p . Así que para poder optimizar el diseño, primero procederemos a determinar cuál es el error relativo que se produce en las medidas y cuáles son los factores que intervienen [DCGV01].

A partir de las expresiones (3.6), (4.18) y (4.19) podemos concluir que las dos componentes de velocidad V_1 y V_2 de la velocidad del blanco V_p , dependen directamente, a parte de la frecuencia Doppler $f_{D_{1-3}}$ y $f_{D_{2-3}}$ respectivamente, de la separación entre franjas del volumen de dispersión (S_f), presentadas en las siguientes relaciones

$$V_1 = \pm |f_{D_{1-3}}| \cdot S_f = \pm |f_{D_{1-3}}| \frac{\lambda/2}{\sin(\gamma/2)} \quad (4.57)$$

$$V_2 = \pm |f_{D_{2-3}}| \cdot S_f = \pm |f_{D_{2-3}}| \frac{\lambda/2}{\sin(\gamma/2)} \quad (4.58)$$

A partir de ahora, haremos el desarrollo teórico denominando de una manera genérica a las frecuencias Doppler, $f_{D_{1-3}}$ y $f_{D_{2-3}}$, como f_D , que en función del sentido de la velocidad puede ser positiva o negativa, y a la componente de la velocidad detectada, V . Las expresiones anteriores se escriben como una única.

$$V = f_D \cdot S_f = f_D \frac{\lambda/2}{\sin(\gamma/2)} \quad (4.59)$$

Las frecuencias Doppler de los dos batidos están desplazadas en frecuencia por los moduladores acusto-ópticos, y por tanto estarán en el espectro de la señal *burst* Doppler centradas en frecuencias diferentes. Así debemos considerar f_D ($f_{D_{1-3}}$ o $f_{D_{2-3}}$) no como una frecuencia en el espectro sino un desplazamiento frecuencial respecto a la frecuencia intermedia $f_{FI_{1-3}}$ o $f_{FI_{2-3}}$, motivada por los AOM's para conseguir detectar el signo de la velocidad y por desplazamientos adicionales para acondicionar la señal a las especificaciones de la tarjeta de digitalización.

De la ecuación (4.59) podemos observar que el error relativo obtenido en el cálculo de la velocidad será igual al error relativo producido en la medida de la frecuencia Doppler, ya que S_f es una constante del sistema que depende únicamente de la longitud de onda de la luz incidente en el medio de propagación, λ , y del ángulo entre los haces que producen el batido, γ .

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta f_D}{f_D} \quad (4.60)$$

Δf_D es el ancho espectral de la señal Doppler, que tomará forma gaussiana. A partir de la ecuación (3.21) podemos expresar (4.60) en función del tiempo de tránsito τ_T , como

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} = \frac{1}{\pi \tau_T f_D} \quad (4.61)$$

Si sustituimos (4.61) en la ecuación (4.59) obtenemos

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} = \frac{\lambda}{2\pi \tau_T f_D V \sin(\gamma/2)} \quad (4.62)$$

Si consideramos el paso de una partícula por el eje central del volumen de dispersión, de modo que ésta recorre una distancia D_f , el número de franjas N_f lo podemos expresar como

$$N_f = \frac{D_f}{S_f} = \frac{2D_f \sin(\gamma/2)}{\lambda} \quad (4.63)$$

y entonces el error relativo de la ecuación (4.62) queda como

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} = \frac{S_f}{\pi D_f} = \frac{1}{\pi N_f} \quad (4.64)$$

Vemos claramente que el error será menor cuantas más franjas atraviese la partícula por la zona de dispersión, es decir que para una misma frecuencia Doppler, el ancho de banda será menor cuantas más oscilaciones de señal se puedan analizar.

Si nos centramos en el número de franjas N_f que recorrerá cada una de las partículas cuando atraviesen la zona de dispersión, aunque su valor sea constante dada una configuración determinada, el número de oscilaciones reales que contendrá la señal Doppler no coincidirá con el número de franjas N_f .

Existen diferentes factores que contribuyen, y los podemos clasificar de la siguiente forma:

1. El nivel umbral de ruido
2. Potencia detectada
3. Velocidad de la partícula
4. Frecuencia de muestreo

La influencia del ruido y de la potencia de señal detectada, se puede entender fácilmente si pensamos que existen intervalos de tiempo (los extremos de la señal Doppler) en los cuales la potencia detectada es menor que la potencia de ruido y que por tanto el ruido enmascara parte de la senyal útil disminuyendo el número de oscilaciones disponibles. Esta situación tendrá lugar principalmente cuando las dimensiones de la partícula sean pequeñas, mientras que para el caso de partículas de gran tamaño dispondrá de más oscilaciones para el procesado posterior, obteniéndose una estimación con menor error. Esto viene a demostrar que a causa de la pérdida inevitable de oscilaciones por el nivel de ruido existente en el sistema, nunca podremos conseguir una precisión tan grande como la teórica, es decir el número de franjas N_f . Una vez asumida esta limitación, nos centraremos en los otros dos factores los cuales tienen mucha mayor transcendencia.

La importancia de la velocidad de la partícula se debe al hecho que en función de cual sea el signo (sentido) de la velocidad, habrá más o menos oscilaciones disponibles para el análisis. Esto es debido a que, tal y como hemos visto en el capítulo anterior, las franjas de interferencia no son estacionarias, sino que tienen una determinada velocidad de propagación V_f en la dirección de desplazamiento de las partículas, motivado por el uso de los moduladores acusto-ópticos (AOM) que producen unos batidos de diferente frecuencia. La velocidad de movimiento de las franjas en función de la frecuencia del AOM y de la separación entre franjas es

$$V_f = f_{AOM} \cdot S_f \quad (4.65)$$

Por esto, el número efectivo de franjas $N_{f_{ef}}$ disponible para el análisis es menor que en el caso que el signo de la velocidad de la partícula sea igual que el de la velocidad de propagación de las franjas. En este caso la precisión en la medida será menor. En general, esto es cierto en todo el margen de velocidades, ya que el tiempo de tránsito también varía con la velocidad de la partícula, y por tanto, el número efectivo de franjas atravesadas dependerá de la relación entre la velocidad de la partícula y la velocidad de las franjas.

Si definimos la velocidad efectiva, V_{ef} , como la diferencia de velocidades entre la de la partícula, V , y la debida al AOM, V_f como

$$|V_{ef}| = |V - V_f| \quad (4.66)$$

y como el tiempo de tránsito entre dos franjas es igual a $S_f/|V_{ef}|$, podemos expresar el número efectivo de franjas como al cociente entre el tiempo de tránsito total y el tiempo de tránsito entre dos franjas, obteniendo la expresión

$$N_{f_{ef}} = \frac{\tau_T}{S_f} |V_{ef}| = \frac{\tau_T}{S_f} |V - V_f| \quad (4.67)$$

De esta última expresión podemos afirmar que para el caso de que las franjas se desplacen a la misma velocidad que la partícula, el número efectivo de franjas sería nulo, caso hipotético ya que en nuestro prototipo no se producirá nunca, cumpliéndose la relación

$$|V| \ll |V_f| \quad (4.68)$$

Si sustituimos la ecuación (4.67) en (4.59), obtenemos que el número efectivo de franjas en función de la frecuencia Doppler y del desplazamiento producido por el AOM, donde $f_{AOM} \gg f_D$, es

$$N_{f_{ef}} = \tau_T (f_{AOM} - f_D) \quad (4.69)$$

Particularmente en nuestro prototipo tenemos frecuencias de los AOM de 39.1 MHz y 45.1 MHz, y de frecuencias Doppler de hasta como máximo de 0.5MHz (figura 4.12).

Una de las primeras conclusiones nos permite afirmar que si incrementamos la separación de las frecuencias de los batidos, centrados a las de los AOM's, incrementaremos el número efectivo de franjas o número de oscilaciones de la señal Doppler. De esta manera, podemos mejorar mucho la precisión de las medidas a partir del desplazamiento frecuencial de la señal Doppler.

¿Hasta que punto nos interesará disponer de frecuencias Doppler centradas en valores lo más altos posibles? Un condicionante importante y muy a tener en cuenta de cara a la minimización de costes, será la frecuencia de muestreo de la tarjeta de adquisición. Desplazar el espectro de los batidos hasta una frecuencia intermedia f_{FI} nos permitirá el no tener que utilizar tarjetas de adquisición muy rápidas y que los circuitos electrónicos utilizados para acondicionar la señal no precisen una mayor complejidad. El precio a pagar será la pérdida de franjas o oscilaciones reales de la señal Doppler de donde extraeremos la frecuencia Doppler, y por tanto la componente de la velocidad de la partícula.

Por tanto procederemos a desplazar el espectro de la señal hasta una frecuencia central o intermedia $f_{FI} = f_{AOM} - f_{OL}$. Ahora el número efectivo de franjas habrá disminuido, según la siguiente ecuación

$$N_{f_{ef}} = \tau_T (f_{AOM} - f_{OL} - f_D) = \tau_T (f_{FI} - f_D) \quad (4.70)$$

donde la f_D será positiva o negativa en función de si la partícula se desplaza a favor o en contra del sentido de desplazamiento de las franjas.

En esta operación comprobaremos que de el hecho de desplazar a una frecuencia más baja el espectro de la señal Doppler, aparece el compromiso entre la frecuencia de muestreo de la placa de adquisición y el número de franjas efectivas. Si disminuimos en exceso la frecuencia del espectro para poder adquirir con dispositivos más baratos, podemos reducir en exceso el número de oscilaciones y por tanto la precisión de la medida de la velocidad.

El último factor que va a influir en el número real de franjas disponibles de la señal es la frecuencia de muestreo. Dependiendo de cuál sea ésta y del número de muestras capturadas, N_m aprovecharemos en mayor o menor medida las oscilaciones del *burst*.

Si imponemos el criterio de *Nyquist*, la frecuencia de muestreo f_m deberá ser, como mínimo, dos veces mayor que la máxima frecuencia del espectro a muestrear. En nuestro caso tendremos

$$f_m \geq 2(f_{FI} + |f_{Dmax}|) \quad (4.71)$$

Si tomamos N_m muestras, podemos considerar que el número de periodos de la señal que obtendremos N_{ps} será

$$N_{ps} = \frac{T_m N_m}{T_s} \quad (4.72)$$

siendo T_m el periodo de muestreo y T_s el periodo de la señal analizado, definidos como

$$T_m = \frac{1}{f_m} \quad (4.73)$$

$$T_s = \frac{1}{f_{FI} - f_D} \quad (4.74)$$

Si tenemos en cuenta que N_{ps} es equivalente al número de franjas analizadas N_{fa} , podemos concluir que a partir de la ecuación (4.74) tendremos

$$N_{ps} = N_{fa} = \frac{f_{FI} - f_D}{f_m} N_m \quad (4.75)$$

Como lógicamente nunca podremos analizar más franjas que las que existen en el *burst*, $N_{fa} \leq N_{fef}$, con las ecuaciones (4.70) y (4.75) llegamos a las dos condiciones siguientes:

$$\frac{f_{FI} - f_D}{f_m} N_m \leq \tau_T (f_{FI} - f_D) \quad (4.76)$$

$$N_m \leq f_m \tau_T = f_m \frac{D_f}{V} = N_{m_{max}} \quad (4.77)$$

donde $N_{m_{max}}$ será el máximo número de muestras útiles.

Ahora ya estamos en disposición de plantear la expresión del error relativo en la medida de la velocidad de la ecuación (4.64), en función de la frecuencia de muestreo f_m , de la frecuencia intermedia f_{FI} , de la frecuencia Doppler f_D y del número de muestras capturadas N_m , que será

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta f_D}{f_D} = \frac{1}{\pi N_{fa}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_m}{f_{FI} - f_D} \cdot \frac{1}{N_m} \quad (4.78)$$

A partir de la ecuación anterior, podemos particularizar el resultado para los dos casos más importantes, el error mínimo y máximo.

- Error relativo máximo \implies Partícula moviéndose a la velocidad máxima a favor de las franjas:

$$f_{min} = f_{FI} - |f_{D_{max}}| \quad (4.79)$$

$$\left. \frac{\Delta V}{V} \right|_{max} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_m}{f_{min}} \cdot \frac{1}{N_m} \quad (4.80)$$

- Error relativo mínimo \implies Partícula moviéndose a la velocidad máxima en sentido contrario de las franjas:

$$f_{max} = f_{FI} + |f_{D_{max}}| \quad (4.81)$$

$$\left. \frac{\Delta V}{V} \right|_{min} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_m}{f_{max}} \cdot \frac{1}{N_m} \quad (4.82)$$

En resumen, podemos afirmar que cuanto más pequeña sea la frecuencia de la señal, mayor será el error relativo que se produce en la estimación de la velocidad.

4.6. Diseño real

Una vez realizados los desarrollos teóricos que nos han permitido conocer las expresiones que relacionan el error relativo que se produce en la estimación de la velocidad en función de los parámetros más importantes de los subsistemas de acondicionamiento de señal, adquisición y estimación, vamos a aplicar todos los resultados del apartado anterior para determinar los valores óptimos en nuestro prototipo 2D-LDA.

El prototipo tiene que ser capaz de medir velocidades de hasta 3m/s, en los dos sentidos, y las dos componentes de velocidad o picos espectrales estarán centrados a 39.1MHz y 45.1MHz. Consideraremos sólo el caso peor que será el que nos va a limitar la elección de los diferentes parámetros de diseño. Así, el estudio lo realizaremos para la señal Doppler centrada a 39.1MHz (batido 1-3). Observando los cálculos realizados en el apartado 4.3.11, la frecuencia Doppler máxima es

$$|f_{D_{max}}| \simeq 0,5MHz \quad (4.83)$$

Si consideramos que queremos determinar la velocidad con un error relativo menor del 1%, aplicando la condición de error máximo de la ecuación (4.80) tenemos

$$\left. \frac{\Delta V}{V} \right|_{max} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_m}{f_{min}} \cdot \frac{1}{N_m} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_m}{f_{FI} - |f_{D_{max}}|} \cdot \frac{1}{N_m} \leq 0,01 \quad (4.84)$$

Ahora si imponemos la condición de muestreo (ecuación (4.77)) para el caso más desfavorable, y si la sustituimos en la ecuación (4.84), la frecuencia mínima será

$$f_{min} = f_{FI_{1-3}} - |f_{D_{max}}| \geq 1,193MHz \quad (4.85)$$

que podemos reescribir en función de la frecuencia del oscilador local f_{OL} del mezclador, utilizado para desplazar la frecuencia del batido, como

$$f_{OL} \leq f_{AOM1} - f_{min} - |f_{D_{max}}| = 37,407MHz \quad (4.86)$$

En el caso que el oscilador local sea de mayor frecuencia que la señal a desplazar centrado a 42.1MHz tenemos la otra condición

$$f_{OL} \geq 42,1MHz - f_{min} - |f_{D_{max}}| = 40,407MHz \quad (4.87)$$

Así la frecuencia intermedia o central según la ecuación (4.85) deberá cumplir

$$f_{FI_{1-3}} \geq f_{min} + |f_{D_{max}}| = 1,693MHz \quad (4.88)$$

Una vez limitada la frecuencia intermedia o central y de los márgenes de frecuencia entre los cuales se moverá el máximo del espectro o frecuencia Doppler, aplicaremos la condición del criterio de *Nyquist* de la ecuación (4.71) para determinar la frecuencia de muestreo f_m , que será

$$f_m \geq 2(f_{FI_{1-3}} + |f_{D_{max}}|) = 4,386MHz \quad (4.89)$$

Teóricamente esa será la frecuencia de muestreo mínima, pero es habitual incrementar la frecuencia como mínimo tres veces y media la máxima frecuencia del espectro original para asegurarnos un muestreo correcto

$$f_m \geq 3,5(f_{FI_{1-3}} + |f_{D_{max}}|) = 7,675MHz \quad (4.90)$$

Por último, volveremos a utilizar la condición de muestreo para calcular el número mínimo y máximo de muestras posibles para cumplir con las especificaciones anteriores. Substituyendo de las ecuaciones (4.76) y (4.77) tenemos

$$N_{m_{max}} = f_m \cdot \frac{D_f}{V} \quad (4.91)$$

$$N_{m_{min}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{0,01} \frac{f_m}{f_{min}} \quad (4.92)$$

En resumen, las expresiones que nos limitarán la elección de los valores de los parámetros son las siguientes:

- Frecuencia intermedia del batido 1-2 \implies

$$f_{FI_{1-3}} \geq 1,693MHz \quad (4.93)$$

- Frecuencia oscilador local del mezclador \implies

$$f_{OL} \geq 40,407MHz \quad (4.94)$$

- Frecuencia de muestreo de la tarjeta de adquisición \implies

$$f_m \geq 7,675MHz \quad (4.95)$$

- Número de muestras de señal capturadas \implies

$$424 \leq N_{m_{max}} \leq 1066 \quad (4.96)$$

Cabe recordar que todos los cálculos han sido realizados para el caso de un sólo batido, el de menor frecuencia (1-3), centrado a la frecuencia de 39.1MHz. Para el otro batido 2-3, que está colocado en 45.1MHz, al ser de frecuencia mayor cumplirá automáticamente con todos los requisitos anteriores.

Asumiendo todos los cálculos anteriores estamos en disposición de escoger los valores de los diferentes parámetros para los subsistemas electrónicos, adquisición y procesado digital y son

- ★ Frecuencia intermedia del batido 1-2 \implies

$$f_{FI_{1-3}} = 4MHz \quad (4.97)$$

- ★ Frecuencia intermedia del batido 2-3 \implies

$$f_{FI_{2-3}} = 2MHz \quad (4.98)$$

- ★ Frecuencia intermedia de todo el espectro \implies

$$f_{FI} = 3MHz \quad (4.99)$$

- ★ Frecuencia oscilador local del mezclador \implies

$$f_{OL} = 41,1MHz \quad (4.100)$$

- ★ Frecuencia de muestreo de la tarjeta de adquisición \implies

$$f_m = 20MHz \quad (4.101)$$

- ★ Número de muestras adquiridas \implies

$$N_m = 512 \text{ muestras} \quad (4.102)$$

La elección de los diferentes valores anteriores nos permiten obtener un espectro con las dos componentes Doppler o batidos 1-3 y 2-3, centradas en aquellas frecuencias que además mantener en todo el margen de velocidades un error de la velocidad por debajo del 1%, nos facilitan el diseño y construcción de toda la electrónica del subsistema electrónico (SEL).

Además, con la utilización de una frecuencia del oscilador local mayor que la del primer batido, conseguimos que la separación de las dos componentes espectrales estén separadas sólo 2MHz, mientras que en la señal original las dos frecuencias centrales tenían una separación de 6MHz. El único efecto que se deberá tener en cuenta será que las componentes frecuenciales del batido de la primera componente V_1 están invertidas respecto al espectro original sin desplazar, centrada ahora a 4MHz, y la componente V_2 en 2MHz.

Por lo que respecta a la frecuencia de muestreo necesaria para cumplir con los criterios de diseño, dependerá del tipo de tarjeta de adquisición utilizada. En nuestro caso utilizaremos una placa que dispone de diferentes frecuencias para muestrear la señal original analógica a su entrada. Estas pueden ser: 1, 2, 5, 10, 20 y 40 MHz. Hemos escogido 20MHz y no 40MHz, porque la placa digitalizadora solo puede trabajar a 40MHz sólo en el caso que se utilice un único canal de datos, de los dos posibles. En nuestro caso serán dos señales a muestrear: la señal Doppler (canal de datos A), formada por los dos batidos, y las señales de disparo, que por motivos anteriormente explicados, además de estar conectada a la entrada externa de disparo (canal externo), también estará conectada en el canal de datos B, para poder discernir el número de disparos generados por cada una de las partículas en función de su nivel.

El número de muestras que hemos elegido será de 512 muestras, ya que como el análisis espectral está basado en el cálculo del periodograma mediante el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT), tiene que ser potencia de 2 para minimizar el tiempo de procesado.

En los cuadros 4.12 y 4.11 presentamos para diferentes velocidades las frecuencias Doppler, la de los batidos originales y la de los batidos desplazados por el mezclador, juntamente con el error relativo de la velocidad para las dos componentes V_1 y V_2 respectivamente. Podemos observar que todos los valores obtenidos teóricamente en los cuadros nos permiten afirmar que el error en la medida de la velocidad siempre estará por debajo del criterio establecido en el diseño del sistema del 1% en todo el rango de velocidades.

Para finalizar este apartado, en la figura 4.14 presentamos el espectro de la señal Doppler a la salida del subsistema electrónico.

Cuadro 4.11 Frecuencia Doppler f_D o $f_{D_{1-3}}$, frecuencia del batido $f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}}$, frecuencia del batido a la salida del mezclador $f_{FI_{1-3}} \mp f_{D_{1-3}}$ y el error relativo para diferentes velocidades de la componente V_1

V_1 (m/s)	$f_D = f_{D_{1-3}}$ (MHz)	$f_{AOM1} \pm f_{D_{1-3}}$ (MHz)	$f_{FI_{1-3}} \mp f_{D_{1-3}}$ (MHz)	$\Delta V/V$ %
+3.0	0.4977	39.5977	3.5023	0.3550
+2.5	0.4147	39.5147	3.5853	0.3468
+2.0	0.3318	39.4318	3.6682	0.3390
+1.5	0.2488	39.3488	3.7512	0.3315
+1.0	0.1659	39.2659	3.8341	0.3243
+0.5	0.0829	39.1829	3.9171	0.3174
0	0	39.100	4	0.3108
-0.5	0.0829	39.0171	4.0829	0.3045
-1.0	0.1659	38.9341	4.1659	0.2985
-1.5	0.2488	38.8512	4.2488	0.2926
-2.0	0.3318	38.7682	4.3318	0.2870
-2.5	0.4147	38.6853	4.4147	0.2816
-3.0	0.4977	38.6023	4.4977	0.2765

Cuadro 4.12 Frecuencia Doppler f_D o $f_{D_{2-3}}$, frecuencia del batido $f_{AOM2} \pm f_{D_{2-3}}$, frecuencia del batido a la salida del mezclador $f_{FI_{2-3}} \pm f_{D_{2-3}}$ y el error relativo para diferentes velocidades de la componente V_2

V_2 (m/s)	$f_D = f_{D_{2-3}}$ (MHz)	$f_{AOM2} \pm f_{D_{2-3}}$ (MHz)	$f_{FI_{2-3}} \pm f_{D_{2-3}}$ (MHz)	$\Delta V/V$ %
+3.0	0.4977	45.5977	2.4977	0.4978
+2.5	0.4147	45.5147	2.4147	0.5149
+2.0	0.3318	45.4318	2.3318	0.5322
+1.5	0.2488	45.3488	2.2488	0.5529
+1.0	0.1659	45.2659	2.1659	0.5741
+0.5	0.0829	45.1829	2.0829	0.5970
0	0	45.100	2	0.6217
-0.5	0.0829	45.0171	1.9171	0.6486
-1.0	0.1659	44.9341	1.8341	0.6779
-1.5	0.2488	44.8512	1.7512	0.71
-2.0	0.3318	44.7682	1.6682	0.7454
-2.5	0.4147	44.6853	1.5853	0.7843
-3.0	0.4977	44.6023	1.5023	0.8277

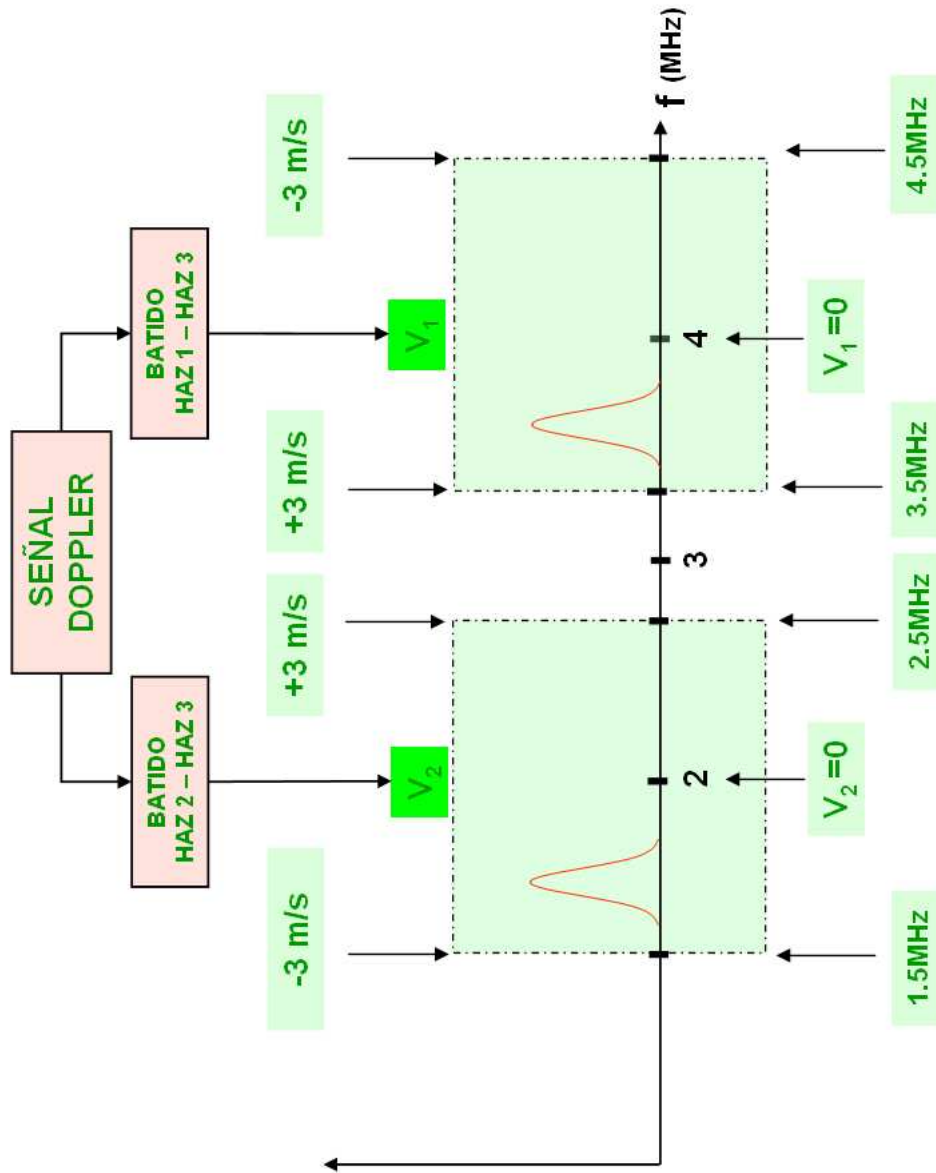


Figura 4.14 Espectro de la señal *burst* Doppler a la salida del subsistema electrónico del prototipo 2D-LDA

4.7. Elección del máximo espectral

Una vez que hemos conseguido disponer de una señal Doppler con un espectro lo suficientemente estrecho, se nos presenta el problema que éste llega muestreado, y que si nos limitamos a tomar la muestra de máximo valor como la frecuencia Doppler de cada uno de los batidos o componentes de velocidad, habremos perdido nuevamente precisión en la medida.

Una señal muestreada a una frecuencia f_m y de la cuál se han tomado N_m muestras, nos proporciona un espectro discreto con una separación entre muestras o resolución frecuencial de $\Delta f = f_m/N_m$. En nuestro caso será aproximadamente de $19,5kHz$. Por tanto éste será el error máximo teórico que realizaremos cuando escojamos el máximo. Esto implicará que, para el caso de una señal sin ruido, la indeterminación de la velocidad será:

$$\Delta V = S_f \cdot \Delta f = S_f \cdot \frac{f_m}{N_m} \quad (4.103)$$

Vimos en el apartado 4.3.3, que el espectro de la señal Doppler, formada por dos componentes, tendrá una forma doblemente gaussiana, y por tanto el error real al estimar la frecuencia en cualquiera de los dos máximos ha de ser como mucho la mitad de la calculada en la expresión 4.103, ya que si tomamos la muestra máxima medida $f_{D'_{med}}$, el máximo real de la envolvente cumplirá que:

$$f_{D'_{real}} \in \left[f_{D'_{med}} - \frac{\Delta f}{2}, f_{D'_{med}} + \frac{\Delta f}{2} \right] \quad (4.104)$$

Según la expresión anterior, el error máximo producido por la indeterminación de la velocidad, teniendo en cuenta únicamente el máximo del espectro, será

$$\Delta V = \frac{1}{2} \cdot \frac{f_m}{N_m} \cdot \frac{V}{f_D} \quad (4.105)$$

que expresando en términos de error relativo es

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{2} \cdot \frac{f_m}{|f_D|} \cdot \frac{1}{N_m} \quad (4.106)$$

Es importante resaltar que este error relativo no se ha de confundir con el calculado en la ecuación (4.78), que aparece como causa del enventanado temporal originado por un tiempo de tránsito finito, y que en nuestro caso era como máximo del 0.83 %, frente al 1.3 % de la ecuación (4.106).

Por tanto, para aumentar la precisión de la medida de la frecuencia f'_D a partir del espectro, y así reducir el error, deberemos aplicar técnicas que nos proporcionen una mejor resolución.

■ Técnica zero-padding \implies

Esta técnica de interpolación del espectro de una señal, típica en aplicaciones genéricas de procesamiento digital de señal, consiste en añadir ceros a la señal original, apareciendo una nueva secuencia de datos de longitud $N_{m_{zp}}$. De esta forma se mejora la resolución inicial Δf , reduciendo la distancia entre las muestras del espectro $\Delta f'$. La relación entre el número de muestras reales N_m y la nueva señal de datos discreta $N_{m_{zp}}$ es

$$N_{m_{zp}} = N_m \cdot 2^{n_{zp}} \quad (4.107)$$

siendo n_{zp} el número de veces que se aplica la técnica *zero-padding* y, como consecuencia, la nueva resolución frecuencial y el error de la velocidad son

$$\Delta f' = \frac{f_m}{N_{m_{zp}}} = \frac{f_m}{N_m \cdot 2^{n_{zp}}} \quad (4.108)$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{2 \cdot 2^{n_{zp}}} \cdot \frac{f_m}{|f_D|} \cdot \frac{1}{N_m} \quad (4.109)$$

■ Interpolación gaussiana \implies

Una vez que ya disponemos de suficientes muestras del pico espectral la otra forma adicional de incrementar la resolución espectral consiste en, suponiendo condiciones de bajo ruido, que la forma del pico espectral es gaussiana. Así, podemos encontrar una curva ideal que pase por la muestra de máxima amplitud y por las dos muestras adyacentes (a izquierda y a derecha de la máxima), para interpolar una función gaussiana.

Observando la figura 4.15, las amplitudes y frecuencias de las muestras son, $A_{D'_{med}}$ y $f_{D'_{med}} \implies$ la muestra máxima, $A_{D'_{-med}}$ y $f_{D'_{-med}} \implies$ la muestra anterior y $A_{D'_{+med}}$ y $f_{D'_{+med}} \implies$ la muestra posterior.

A partir de las tres amplitudes de las muestras, podemos determinar la frecuencia de la muestra estimada $f_{D'_{est}}$, que coincidirá con el máximo de una función gaussiana interpolada, con la siguiente expresión:

$$f_{D'_{est}} = f_{D'_{med}} + \frac{\Delta f}{2} \cdot \frac{\ln \left(\frac{A_{D'_{+med}}}{A_{D'_{-med}}} \right)}{\ln \left(\frac{A_{D'_{med}}^2}{A_{D'_{-med}} \cdot A_{D'_{+med}}} \right)} \quad (4.110)$$

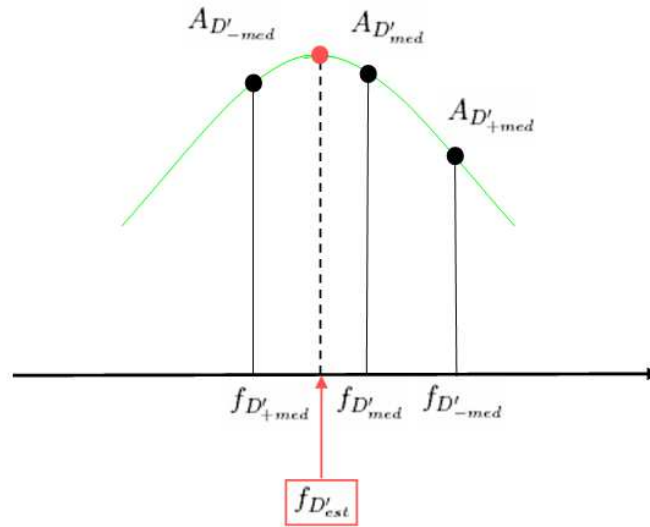


Figura 4.15 Interpolación gaussiana a partir de la muestra central y de las dos muestras adyacentes

La resolución espectral en este caso se incrementa 10 veces más ([Dyn02b]).

La nueva resolución espectral $\Delta f''$ y el error relativo de la velocidad, teniendo en cuenta el *zero-padding* y la interpolación gaussiana, son

$$\Delta f'' = \frac{f_m}{N_m \cdot 2^{n_{zp}} \cdot 10} \quad (4.111)$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{2 \cdot 2^{n_{zp}} \cdot 10} \cdot \frac{f_m}{|f_D|} \cdot \frac{1}{N_m} \quad (4.112)$$

4.8. Subsistema electrónico

El subsistema electrónico (SEL) será el encargado del pre-procesado de la señal *burst* Doppler a la salida del módulo fotodetector. Esta segunda parte del prototipo del sistema 2D-LDA, presentada esquemáticamente como un bloque entrada-salida en la figura 4.16, tendrá a la señal *burst* Doppler como señal de excitación, producida para cada una de las partículas que atraviesan la zona de medida o dispersión, y será la encargada de generar a su salida una réplica exacta de la señal Doppler (formada por dos tonos a las frecuencias Doppler, desplazadas a las frecuencias de los AOM), pero acondicionada a los niveles y frecuencias óptimas que permita ser capturada y digitalizada posteriormente por una tarjeta de adquisición. Además, el SEL deberá generar la señal de disparo para indicar a la tarjeta de adquisición cuando debe empezar a capturar la señal Doppler acondicionada. El instante óptimo para la adquisición sería aquel que permitiera estimar la velocidad de cada una de las partículas con el mínimo error.

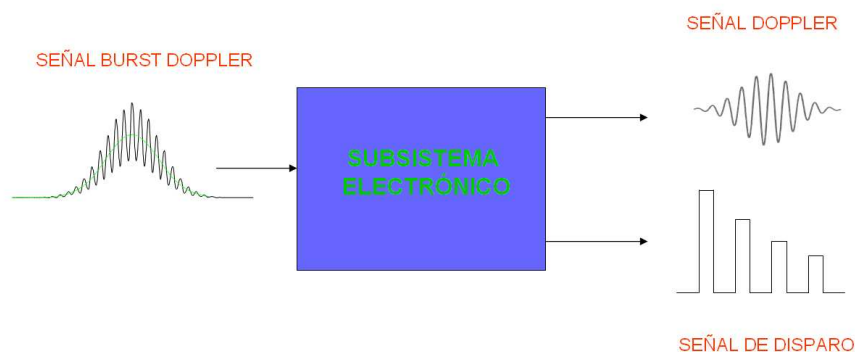


Figura 4.16 Pre-procesado de la señal en el sistema 2D-LDA

Las principales funciones que debe realizar este bloque son las siguientes:

- Filtrar la señal de entrada o *burst* Doppler para obtener la señal pedestal y la señal Doppler y eliminar los batidos no deseados producidos por la mezcla de los tres haces incidentes.
- Desplazar la señal Doppler a una frecuencia intermedia, para que la tarjeta de adquisición de datos pueda digitalizarla con una frecuencia de muestreo baja.

- Acondicionar la señal Doppler a los márgenes de amplitud de trabajo del Subsistema de adquisición.
- Generar un pulso cada vez que la señal de pedestal supera unos niveles de tensión prefijados, hasta un máximo de cuatro en nuestro caso, indicando a la tarjeta el momento preciso en que debe iniciar el muestreo de la señal Doppler.

El diseño se ha dividido en tres circuitos electrónicos distintos más una fuente de alimentación que les suministra la energía eléctrica. En la figura 4.17 se observa un esquema general de todo el SEL, donde cada bloque representa un circuito o módulo electrónico.

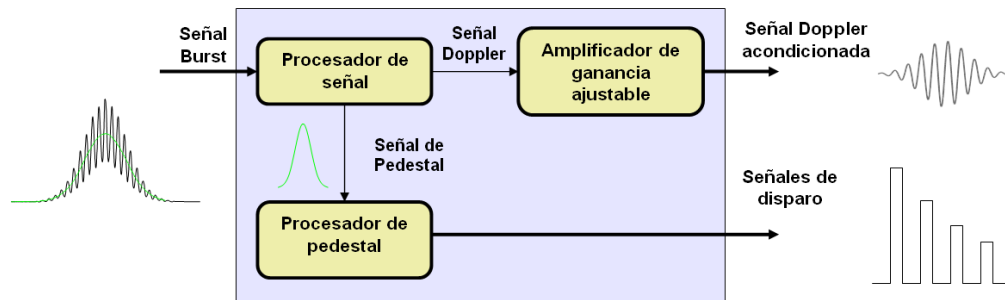


Figura 4.17 Bloques del subsistema electrónico del prototipo del sistema 2D-LDA

Procesador de señal Este módulo se encarga de filtrar la señal *burst* para separar sus dos componentes. La señal de pedestal se envía al que llamamos procesador de pedestal, mientras que la señal Doppler se desplaza frecuencialmente de $39.1\text{MHz} \pm f_{D1-2}$ y $45.1\text{MHz} \pm f_{D2-3}$ a una frecuencia intermedia (f_{FI}) de 3MHz, para obtener unas frecuencias Doppler a $4\text{MHz} \pm f_{D1-2}$ y $2\text{MHz} \pm f_{D2-3}$ respectivamente, mediante un mezclador con un oscilador local a 43.1MHz. Por último la señal Doppler se filtra y se entrega al circuito amplificador.

Amplificador de ganancia ajustable Los canales de la tarjeta de adquisición de datos permiten un margen de tensiones de entrada de $\pm 1V$. Por otra parte, la amplitud de la señal Doppler depende de diversos factores como el tamaño de las partículas o el camino que recorren por el volumen de medida. Es por ello que esta amplitud tiene un amplio margen de variación. La función de este módulo

será entonces la de mantener en lo posible la amplitud de la señal dentro del margen de la tarjeta. La señal ya amplificada se envía al canal de datos A de la tarjeta de adquisición donde se captura y digitaliza.

Procesador de pedestal Este circuito se encarga de generar a su salida una señal de disparo que se conecta a la entrada de disparo externo de la tarjeta (*External Trigger*). De esta forma se indica el momento en que debe comenzar el muestreo de la señal Doppler. Para ello, cuando la señal de pedestal supera unos ciertos niveles de tensión de referencia, se transmiten una serie de impulsos cuya amplitud es función del instante en que se generan, disparando hasta un máximo de cuatro. Así, se indica al subsistema de adquisición y procesado digital, qué muestras de señal están menos afectadas por el ruido, optimizando la posterior estimación espectral y por tanto cometiendo un menor error en la estimación de la velocidad de la partícula. Debido a que la placa de adquisición utilizada en el subsistema de adquisición sólo reconoce un disparo por el canal externo, el resto de disparos que forman la señal no serán tenidas en cuenta, ya que cuando la tarjeta de adquisición recibe el nivel de *trigger*, la placa captura a partir de ese instante de tiempo las muestras de señal asociadas al primer y único disparo, descartando otros niveles de disparo hasta que la captura finalice. Eso hace que no podamos cambiar de instante de tiempo para adquirir las muestras asociadas a los disparos posteriores, de mejor calidad de señal. Para solucionar esta limitación de la placa de adquisición, la señal de disparo, que podrá estar formada por hasta cuatro diferentes niveles de disparo, discriminables por amplitud, no solo la conectaremos a la entrada externa, sino también a la segunda entrada de datos disponible de la tarjeta (canal de datos B). De esta manera, mediante programación, podremos saber cuantos disparos se han recibido y qué grupo de muestras son las de mejor calidad, lo que nos permitirá estimar la velocidad con menor error.

4.8.1. Procesador de señal

La función principal de este bloque es separar las dos componentes de la señal *burst* Doppler (la señal Pedestal y la señal Doppler) para poderlas procesar por separado en la siguiente etapa. Posteriormente, la señal Doppler se desplazará en frecuencia mediante un mezclador y un oscilador local para centrar los dos batidos Doppler, proporcionales a las dos componentes de la velocidad de la partícula, a una frecuencia intermedia que permita adquirir la señal con una frecuencia de muestreo no muy elevada. En la figura 4.18 presentamos el espectro de la señal *burst* a la salida del fotodetector del subsistema

óptico del prototipo del sistema 2D-LDA diseñado.

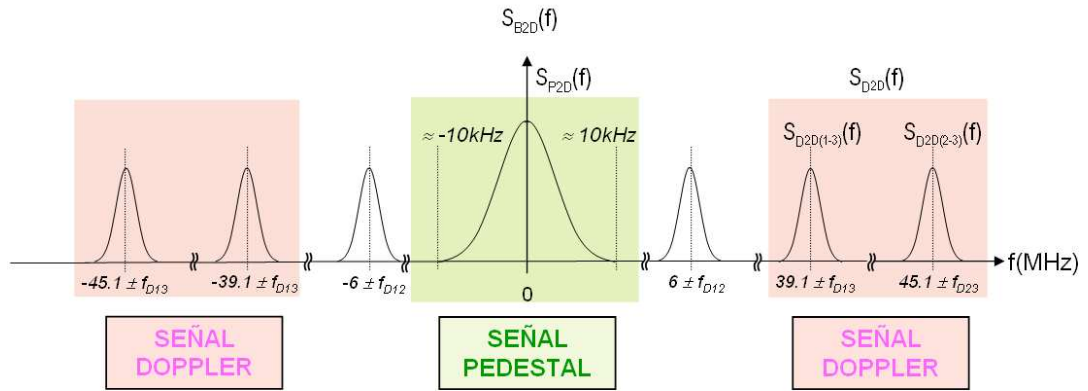


Figura 4.18 Espectro de la señal de entrada al procesador de señal

En el diagrama de bloques de la figura 4.19 presentamos los diferentes circuitos electrónicos que forman el procesador de señal que realiza las funciones de filtrado y desplazamiento espectral de la señal Doppler.

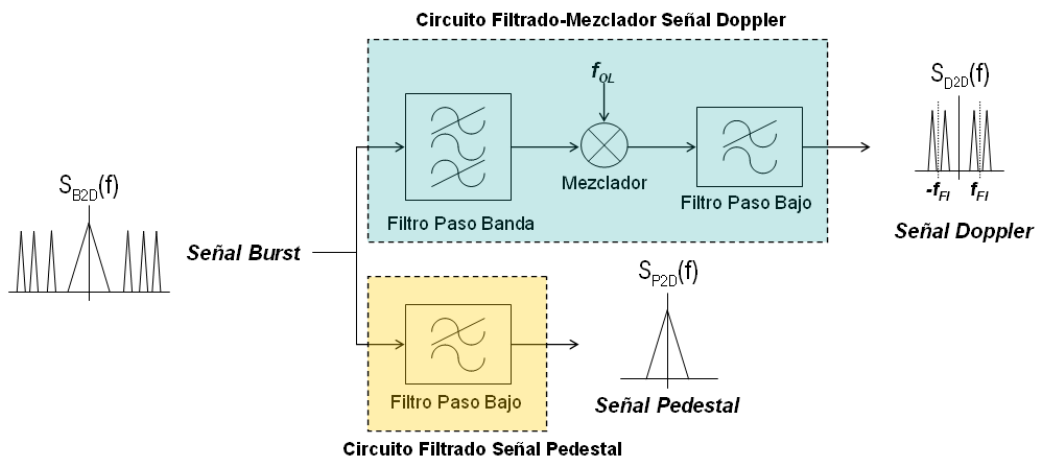


Figura 4.19 Diagrama de bloques del procesador de señal

Observando la figura anterior es inmediato comprobar que mediante un filtro paso banda conseguimos la señal Doppler, mientras que con un filtro paso bajo obtenemos la señal Pedestal. Por las razones anteriormente citadas, la señal Doppler la desplazamos en frecuencia mediante un mezclador y un oscilador local y, con un filtro paso, bajo

eliminamos todas aquellas componentes de alta frecuencia debido a los productos de mezcla no utilizados.

Todos los circuitos utilizados en el procesador de señal, requieren de dispositivos relativamente de alta frecuencia, por lo que se utilizan los circuitos integrados (CI) de la empresa MiniCircuits ([MC03]), óptimos a las frecuencias utilizadas.

El encapsulado tipo A de Mini-Circuits es un modo muy fiable de trabajar con altas frecuencias en circuitos impresos. El encapsulado metálico proporciona un mejor blindaje frente a posibles interferencias de fuentes externas, y los terminales están separados el doble de la separación normal para evitar acoplamientos entre ellas. La entrada y la salida de estos CI están adaptadas para circuitos de una impedancia de 50Ω , haciendo posible la conexión de estos filtros en cascada de una manera sencilla.

- **Circuito filtrado-mezclador señal Doppler**

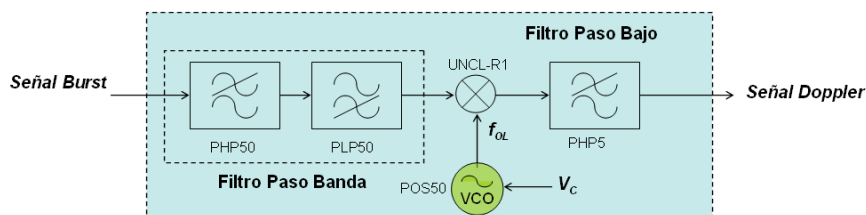


Figura 4.20 Circuito filtrado-mezclador del procesador de señal

⇒ **Filtro paso banda**

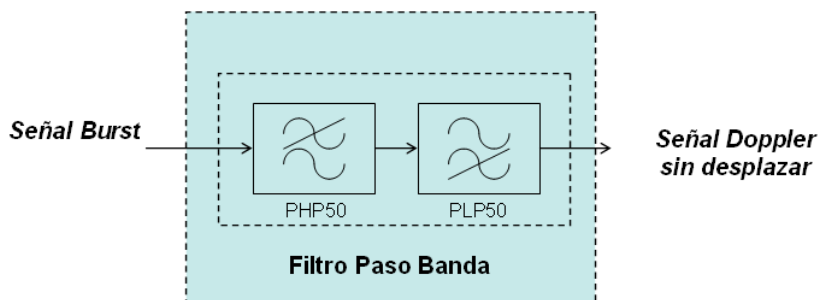


Figura 4.21 Circuito de filtrado de la señal Doppler

Para discriminar la señal Doppler de la señal *burst* Doppler, se utiliza un filtro paso banda (figura 4.21). En nuestro caso para mejorar las pendientes de atenuación, se

han utilizado un filtro paso bajo y un filtro paso alto en cascada, modelos PLP50 y PHP50 respectivamente. Las frecuencias de corte de los filtros están situadas a 37 y 55MHz, por lo que nos aseguramos que en el margen de frecuencias de los dos batidos de la señal Doppler, situado entre 39.6 y 44.6MHz, éstos sean recuperados, atenuando la señal Pedestal, las señales interferencia y los batidos no deseados como el centrado a 6MHz.

En la tabla 4.13 se detallan las características más importantes de los filtros, mientras que en la figura 4.22 presentamos la curva de atenuación del circuito paso banda equivalente.

Cuadro 4.13 Características del filtro paso banda equivalente del circuito procesador de señal [MC03]

	Atenuación < 1dB (MHz)	Frecuencia de corte $f_{C(-3dB)}$ (MHz)	Atenuación > 20 dB (MHz)	Atenuación > 40dB (MHz)
PLP 50	DC-48	55	70-90	90-200
PHP 50	41-200	37	20-26	DC-20

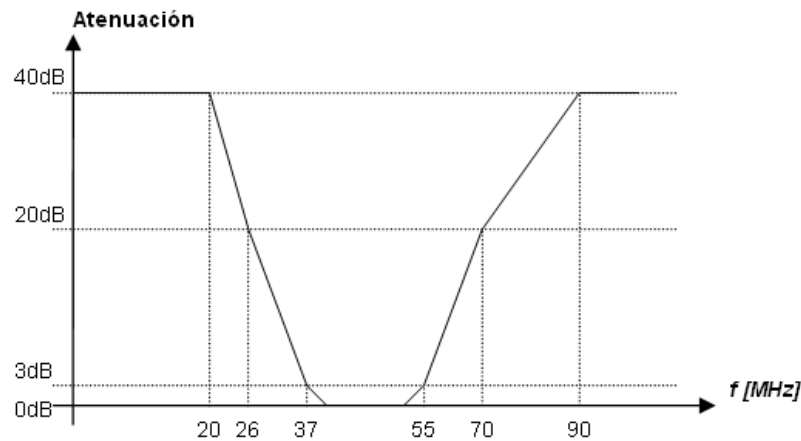


Figura 4.22 Atenuación del filtro paso banda equivalente del circuito procesador de señal [MC03]

Los filtros que se utilizan en este subcircuito son los de la serie PLP (paso bajo "Low Pass") y PHP (paso alto "High Pass"). Son filtros pasivos compuestos por circuitos LC conectados en cascada. Por lo tanto no requieren alimentación. Tanto la serie PLP como PHP tienen el mismo encapsulado tipo A e igual número de patillas (8 terminales).

Las características completas presentadas por el fabricante de los filtros PLP50 y PHP50, están recogidas en los anexos G.1 y G.2 respectivamente.

⇒ Mezclador y filtrado

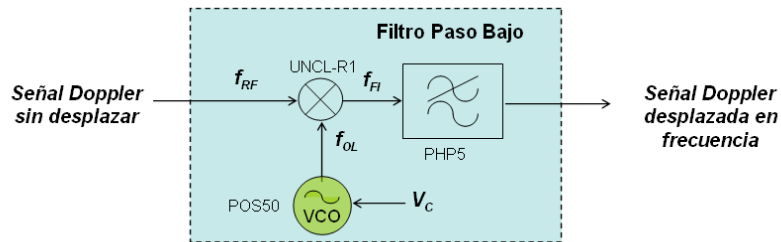


Figura 4.23 Esquema del mezclador y filtrado de la señal Doppler del procesador de señal

El circuito encargado de desplazar en frecuencia la señal Doppler consta principalmente de dos dispositivos, un mezclador y un oscilador local controlado por tensión o VCO.

El dispositivo mezclador que se utiliza es el UNCL-R1 de Mini-Circuits, con 8 patillas y encapsulado tipo A (características en el cuadro 4.14 y anexo G.3). En el circuito mezclador la señal de entrada (señal Doppler) y la señal de OL (oscilador local) generan, a partir de una respuesta no lineal, una señal a su salida a una frecuencia intermedia FI (señal Doppler desplazada en frecuencia). En el caso del UNCL-R1 el circuito necesita ser polarizado con una cierta tensión de alimentación. El oscilador local controlado por

Cuadro 4.14 Características del mezclador UNCL-R1 del circuito procesador de señal [MC03]

MEZCLADOR UNCL-R1	
Rango de frecuencias de entrada OL y RF	10-500 MHz
Rango de frecuencias de salida FI	0-500 MHz
Potencia de entrada mínima RF	-10 dBm
Potencia de entrada mínima OL	+7dBm
Tensión de alimentación	+12V DC
Corriente máxima de consumo	35 mA

tensión seleccionado para excitar la entrada del mezclador, OL, permite mediante una tensión de control externa V_c ajustar la frecuencia de la señal f_{OL} . El modelo utilizado de Mini-Circuits es el POS50 (características en el cuadro 4.15 y anexo G.4)

Cuadro 4.15 Características del VCO POS50 del circuito procesador de señal [MC03]

VCO POS 50	
Rango de frecuencias de salida	25-50 MHz
Potencia de señal de salida	+8.5 dBm
Rango de tensiones de control	1-16 V DC
Sensibilidad ajuste	2.0-2.6 MHz/V
Tensión de alimentación	+12V DC
Corriente máxima de consumo	20 mA

En la figura 4.24 observamos como varia la frecuencia del OL en función de la tensión de control o ajuste del POS50 y la sensibilidad de sintonía o ajuste.

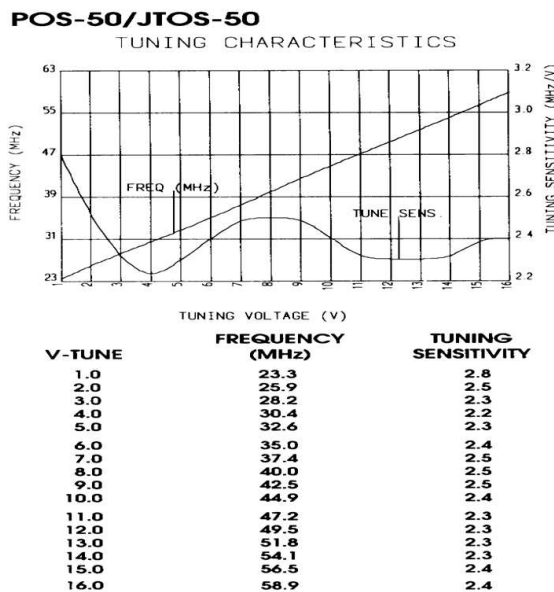


Figura 4.24 Relación entre la tensión de ajuste, la frecuencia del OL y la sensibilidad de sintonía [MC03]

Hay que tener en cuenta la sensibilidad del oscilador, ya que para una sensibilidad máxima de 2MHz/V una variación en la tensión de ajuste de tan solo 1mV supondría una variación de la frecuencia de oscilación de 2KHz. Es por ello que tenemos la necesidad de regular la tensión de ajuste de la frecuencia del oscilador con una regulación

de máxima precisión.

De esta manera, para minimizar al máximo el error generado por la variación de la tensión de ajuste de la frecuencia del oscilador local (f_{OL}), se utiliza un dispositivo para generar esa tensión de control V_c de máxima precisión, modelo LT1021-10 de Linear Technology [Tec03]. Las características principales del regulador las presentamos en el cuadro 4.16 y en el anexo G.5.

Cuadro 4.16 Características del regulador de tensión LT1021-10 del circuito procesador de señal [Tec03]

REGULADOR DE TENSIÓN LT1021-10	
Rango de tensión de salida	$10 \pm 0.005 \text{ V}$
Corriente de salida	10 mA
Regulación lineal	$11.5\text{V} \leq V_{in} \leq 14.5 \text{ V}$ con 1ppm/V $14.5\text{V} \leq V_{in} \leq 40 \text{ V}$ con 0.5ppm/V
Tensión de alimentación	+15V DC
Corriente máxima de consumo	1.2-2 mA

Podemos destacar la excelente regulación lineal de este CI, cuyo valor máximo es de 4ppm/V, es decir, que por cada voltio que varía la entrada tan solo tendremos una variación a la salida del regulador de $4\mu\text{V}$. Para obtener una salida de tensión mayor, se conecta un diodo zener con una tensión $V_z = 2,7\text{V}$ en la patilla de referencia del regulador, y una resistencia entre la patilla de salida y de referencia de $4\text{K}7\Omega$ para estabilizar la corriente de reposo del LT1021 como especifica el fabricante.

A la salida del mezclador, obtendremos la señal Doppler centrada a frecuencia intermedia f_{FI} de 3MHz, con los dos batidos en 2MHz y 4MHz. Pero además de la señal diferencia entre la entrada y la del oscilador local, tendremos diferentes batidos espurios centrados a 85MHz. Para eliminar las componentes interferentes, implementaremos un filtro paso bajo de Mini-Circuits, modelo PLP5 que será capaz de atenuar más de 40dB aquellas frecuencias por encima de la banda de paso de la señal Doppler (situada entre 1.5MHz y 3.5MHz aproximadamente). La frecuencia de corte del filtro será de 6MHz. Las características principales del filtro y la respuesta frecuencial del filtro las presentamos en el cuadro 4.17 y figura 4.25 (anexo G.1).

Cuadro 4.17 Características del filtro paso bajo PLP5 del circuito procesador de señal [MC03]

	Atenuación < 1dB (MHz)	Frecuencia de corte $f_{C(-3dB)}$ (MHz)	Atenuación > 20 dB (MHz)	Atenuación > 40dB (MHz)
PLP 5	DC-5	6	8-10	10-200

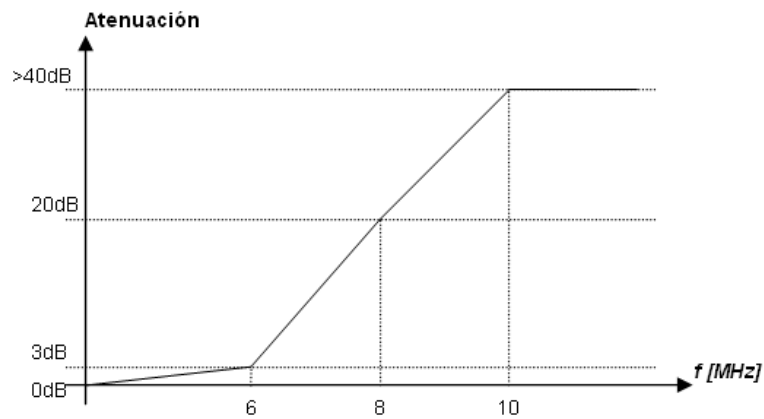


Figura 4.25 Atenuación del filtro paso bajo del circuito procesador de señal a la salida del mezclador [MC03]

Para finalizar, presentamos en la figura 4.26 el esquema final del circuito filtrado-mezclador de la señal Doppler que ha sido realizado físicamente, y el espectro de la señal Doppler obtenido a la salida del circuito (4.27).

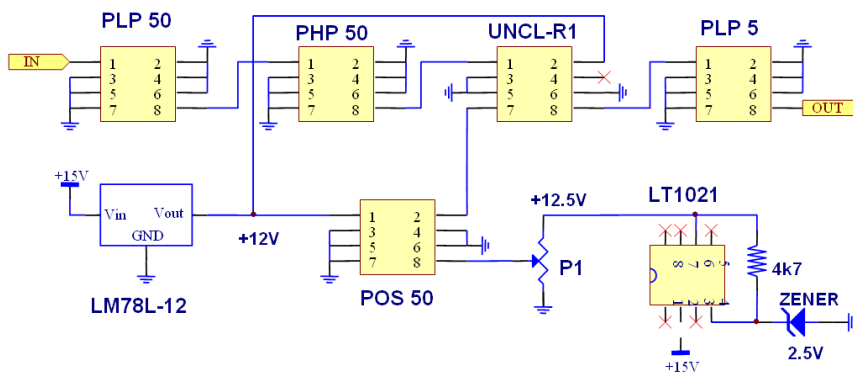


Figura 4.26 Esquema de conexiones del módulo filtrado-mezclador de la señal Doppler del circuito procesador de señal

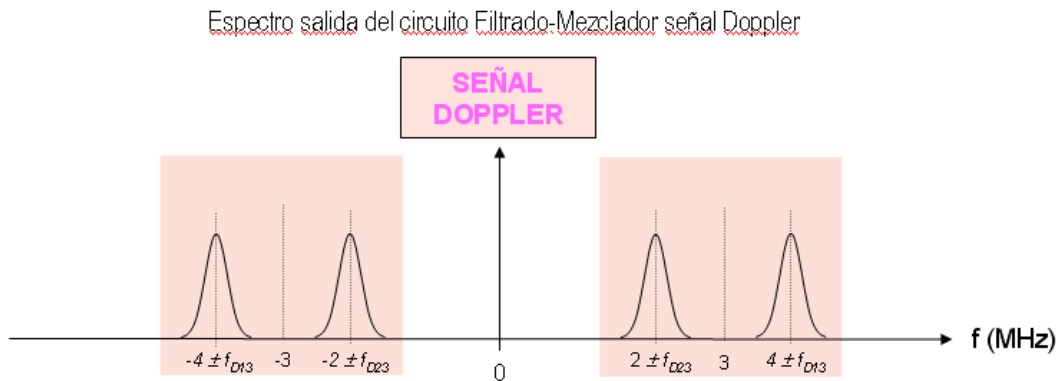


Figura 4.27 Espectro de la señal a la salida del circuito filtrado-mezclador para obtener la señal Doppler

Todos los CI que se utilizan están adaptados a 50Ω y aunque las frecuencias de trabajo no son excesivamente elevadas (46MHz), hemos tenido en cuenta en el diseño del circuito impreso realizar pistas de conexión lo más corta posibles para evitar posibles comportamientos indeseados. El circuito se alimenta con una única tensión de alimentación a 15V, y mediante un regulador típico de tensión LM78L12 se alimentan los CI UNCL-R1 y POS50 a una tensión de 12V.

- Circuito de filtrado de la señal Pedestal

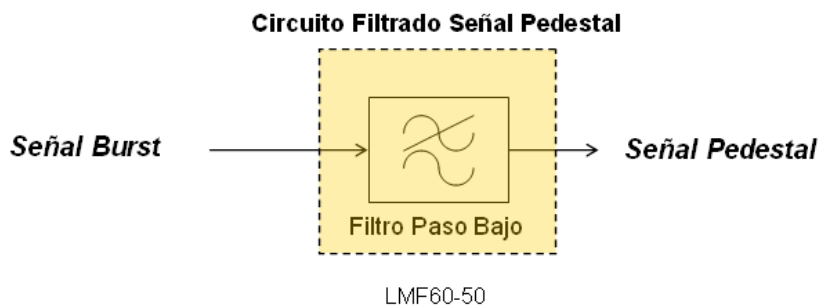


Figura 4.28 Circuito de filtrado de la señal Pedestal del procesador de señal

El otro circuito que forma el procesador de señal de la figura 4.19 será el encargado de filtrar la señal Pedestal con una frecuencia de corte f_c de 20kHz, suficiente para permitir el paso de la señal Pedestal, cuyo ancho de banda se sitúa aproximadamente

en el margen 0-10kHz. Se utiliza un filtro paso bajo modelo LMF60-50 de National Semiconductor [NS03](especificaciones en anexo G.6).

Este CI contiene un filtro activo paso-bajo de altas prestaciones del tipo *Butterworth* de orden 6. El filtro está diseñado utilizando técnicas de conmutación de capacidades, de manera que la frecuencia de corte puede variarse por medio de la frecuencia f_{CLK} de una señal cuadrada externa, entre 0.1Hz y 30kHz. Esta señal cuadrada puede ser externa al CI e introducirse desde la patilla CLK IN o bien utilizar un circuito *Schmitt-trigger* que incluye el integrado para generar la señal cuadrada, así como dos amplificadores operacionales de uso general. En la figura 4.29, se representa del diagrama de bloques y conexiones del integrado.

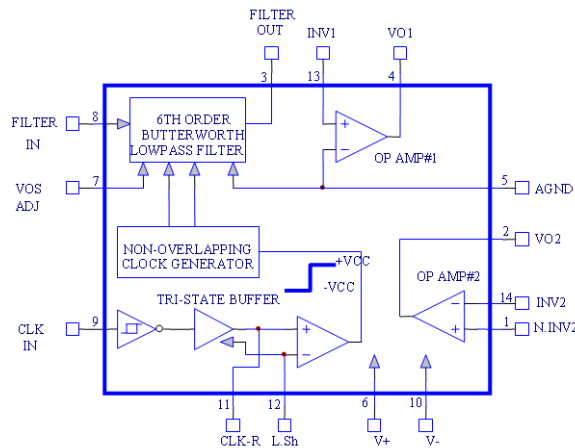


Figura 4.29 Diagrama de bloques del filtro activo paso bajo LMF60-50 [NS03]

Uno de los fenómenos que aparecen en este dispositivo activo que realiza el filtrado de la señal Pedestal, es la posible aparición del espectro de la señal de salida repetido por el proceso de conmutación. Por esta razón, el CI dispone de dos amplificadores operacionales que permiten, entre otras aplicaciones, implementar filtros para minimizar los efectos de posibles solapamientos espectrales entre la señal filtrada y las réplicas a la salida.

Exactamente para el circuito LMF60-50, si la frecuencia de la señal de entrada, la señal *burst* Doppler $S_{B_{2D}}(f)$, posee alguna componente frecuencia por encima de la mitad de la frecuencia de conmutación f_{CLK} , a la salida tendremos solapamiento.

Como en nuestro caso la señal de entrada tiene las componentes de los diferentes batidos centradas a 6, 39.1 y 45.1MHz, y como la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de corte del filtro activo es $f_{CLK}/f_c = 50kHz$, vemos claramente

que deberemos utilizar un filtrado previo a la señal de entrada. Así, antes de introducir la señal *burst* Doppler a la entrada del filtro activo, filtraremos con un filtro previo paso bajo, mediante uno de los amplificadores operacionales disponibles en el mismo CI y algunos elementos externos. De este modo se evitarán posibles interferencias, tal como indica el fabricante en sus catálogos de aplicaciones.

⇒ Filtro previo

A partir de lo que hemos visto anteriormente, con un filtro previo paso bajo del tipo *Butterworth* de orden 2, con una frecuencia de corte f_{cp} de 40kHz, será suficiente. El esquema elegido es el siguiente

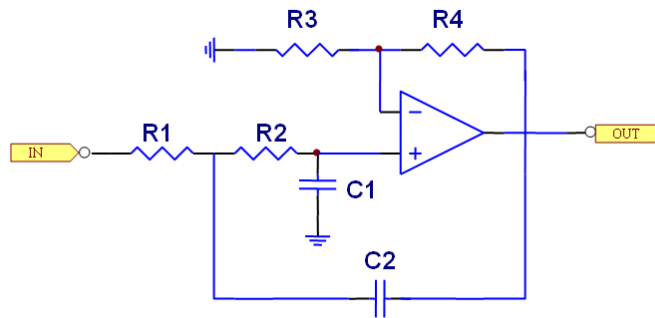


Figura 4.30 Esquema del filtro previo paso bajo para evitar frecuencias interferentes a la salida del filtro activo paso bajo LMF60-50

La expresión de la frecuencia de corte de este filtro previo de *Butterworth* viene dada por:

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.113)$$

Si fijamos el valor de $C_1 = 100\text{pF}$ y para el caso de *Butterworth* de orden 2 el factor Q del filtro como 0.707, el valor de R_1 y R_2 se pueden expresar

$$R_1 = R_2 = \frac{0,113}{C_1 \cdot f_{cp}} \quad (4.114)$$

Como f_{cp} es igual a 40kHz, las resistencias $R_1 = R_2$ serán de $30\text{k}\Omega$ cada una de ellas. Substituyendo los valores en la ecuación (4.113) la capacidad C_2 es igual a 180pF .

Por lo que respecta a la resistencias R_3 y R_4 , impondrán la ganancia del filtro. En nuestro caso hemos utilizado una ganancia de 2, así duplicamos el nivel de la señal pedestal, y por tanto $R_3 = R_4 = 100\text{k}\Omega$.

⇒ **Circuito de conmutación**

La señal de conmutación f_{CLK} necesaria para excitar el filtro activo paso bajo, puede generarse directamente por un oscilador de que dispone internamente el CI, formado por un oscilador *Schmitt-trigger* RC.

La frecuencia de conmutación f_{CLK} del oscilador puede controlarse mediante un condensador C_3 y una resistencia variable P_2 (elementos definidos en la figura 4.31 como C y R respectivamente), y la podemos calcular para el caso que la tensión de alimentación sea $V^+ = 5V$ y $V^- = -5V$, a partir de la ecuación (4.115).

$$f_{CLK} = \frac{1}{1,37 \cdot P_2 \cdot C_3} \quad (4.115)$$

Si ahora imponemos la relación $f_{CLK}/f_c = 50kHz$ y $f_c = 20kHz$, la frecuencia de conmutación del oscilador será

$$f_{CLK} = f_c \cdot 50kHz \Rightarrow f_{CLK} = 1MHz \quad (4.116)$$

Obtenida la frecuencia de oscilación, substituyendo en la ecuación (4.115) tenemos que el valor de la resistencia P_2 , para una capacidad de $C_3 = 100pF$ es

$$P_2 = \frac{1}{1,37 \cdot f_{CLK} \cdot C_3} \simeq 7299\Omega \quad (4.117)$$

donde físicamente la resistencia variable será implementada por un potenciómetro multivuelta de $200k\Omega$.

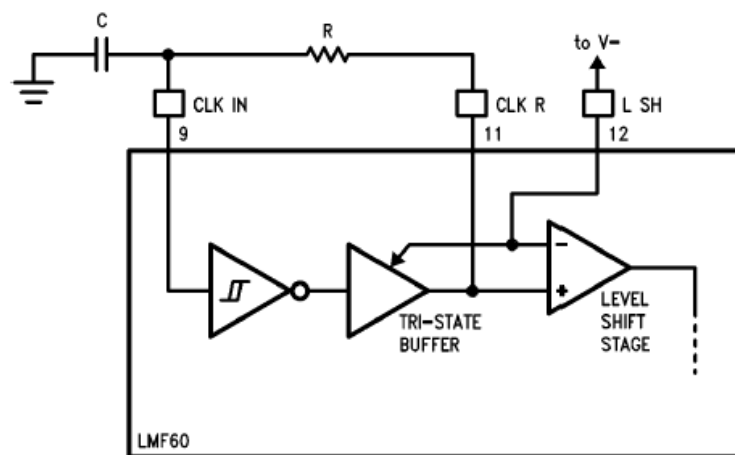


Figura 4.31 Oscilador *Schmitt-trigger* RC del circuito integrado LMF60-50 [NS03]

Una vez diseñado el filtro previo y elegidos los valores del oscilador RC interno del LMF60-50, en la figura 4.32 presentamos el esquema final del circuito de filtrado de la señal Pedestal que ha sido realizado físicamente, junto con el esquema de conexiones en la figura 4.33, y el espectro de la señal Pedestal obtenido a la salida del circuito (figura 4.34).

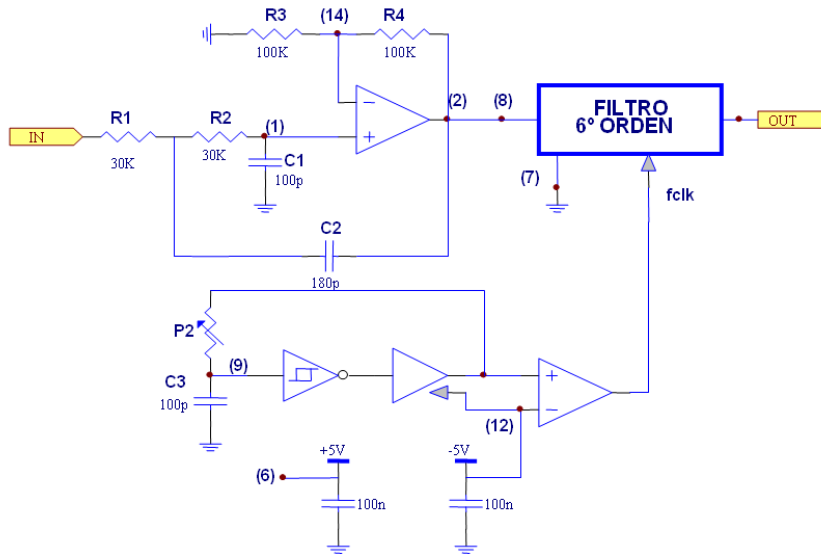


Figura 4.32 Esquema circuital del módulo de filtrado de la señal Pedestal del circuito procesador de señal

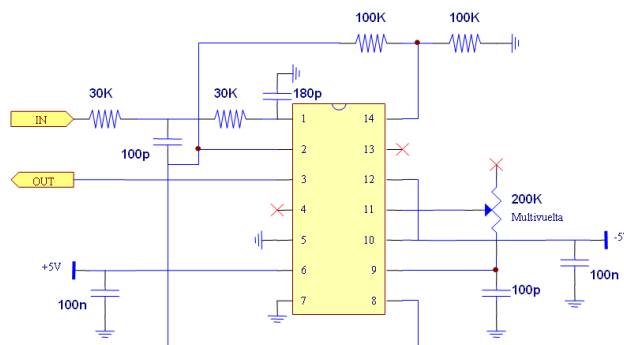


Figura 4.33 Esquema de conexiones del módulo de filtrado de la señal Pedestal del circuito procesador de señal

Espectro salida del circuito Filtrado señal Pedestal

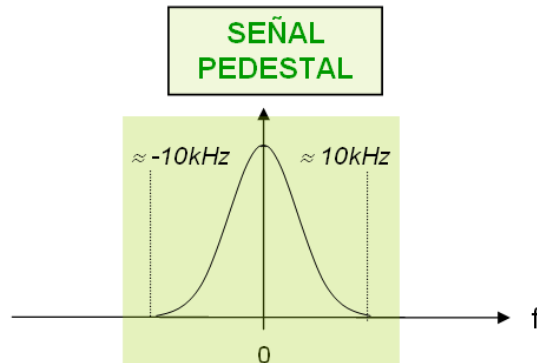


Figura 4.34 Espectro de la señal a la salida del circuito de filtrado para obtener la señal Pedestal

Para finalizar presentamos en la figura 4.35 la respuesta medida del filtro diseñado (ganancia de tensión en dB), donde se puede asegurar que las especificaciones teóricas las cumple.

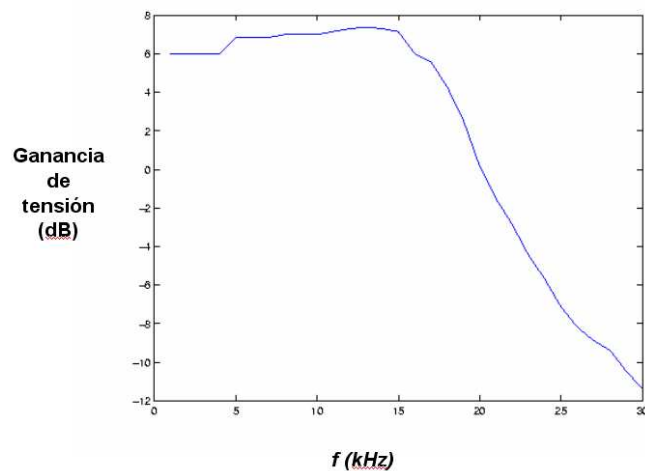


Figura 4.35 Respuesta real del filtro activo paso bajo LMF60-50

Descripción del montaje final

En la figura 4.36 se muestra una vista superior del circuito impreso del procesador de señal, con la disposición de los diferentes elementos y dispositivos electrónicos.

El plano de masas del circuito está soldado a las paredes interiores de una caja metálica de 60X100mm. Esta caja actúa como blindaje contra interferencias externas al

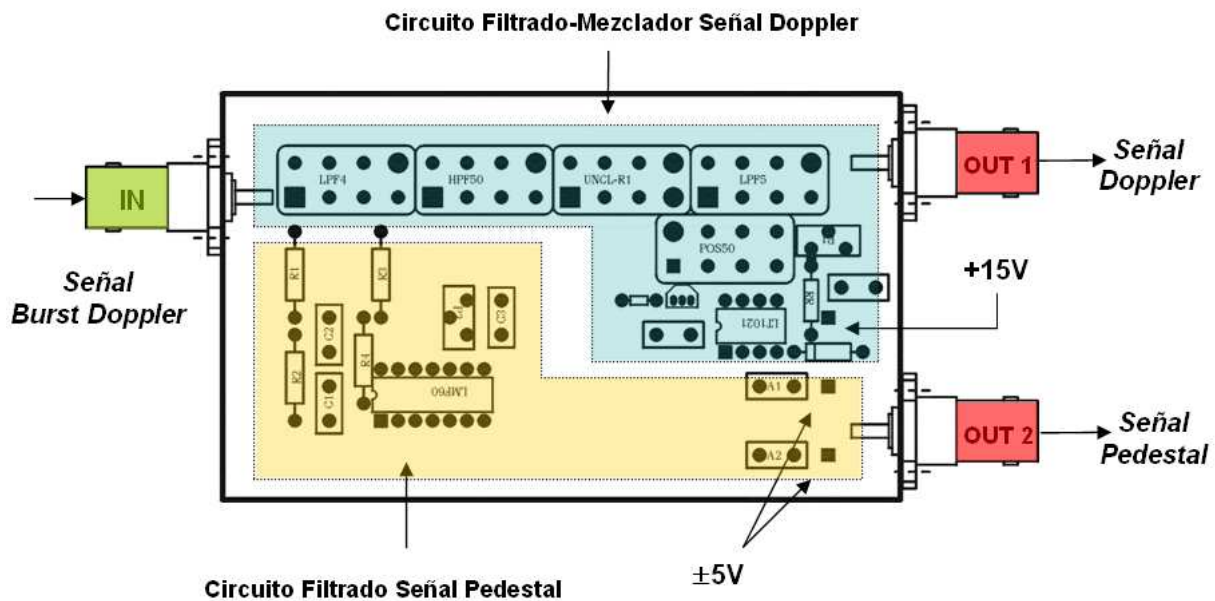


Figura 4.36 Montaje final del circuito procesador de pedestal

circuito. Los conectores de entrada y salida del módulo son conectores BNC colocados en el panel frontal y atornillados en las paredes de la caja, mientras que los conectores de alimentación son del tipo minibanana. Por último, con el potenciómetro multivuelta P1, se actúa sobre la tensión de sintonía del oscilador POS50, variando la frecuencia de oscilación, y con el potenciómetro P2 se varía la frecuencia de corte para el filtro LMF60-50.

4.8.2. Amplificador de ganancia ajustable

Una vez la señal Doppler se separa de la señal de Pedestal y se desplaza en frecuencia, tan solo nos queda amplificarla para que sea muestreada en las mejores condiciones por el subsistema de adquisición y procesado digital (SAPD).

La variación del nivel de la señal Doppler puede ser debida a muchos factores, como son el tipo de blanco o tamaño de las partículas, el camino que recorren dentro del volumen de medida (cuanto más al centro, más radiación dispersada), las características del módulo fotodetector, y la intensidad de la zona de dispersión dada una determinada configuración geométrica del sistema.

Los márgenes de tensión de entrada de los canales de adquisición de la tarjeta digitalizadora son de $\pm 1V$. Si la señal de entrada supera este margen, preferimos evitar la presencia de armónicos por efecto del recorte de la señal. Esto hace necesario el conoci-

miento de la amplitud máxima que pueden llegar a tener la señal para cada una de las partículas.

La solución utilizada es diseñar un amplificador que permita aumentar el nivel de la señal Doppler, con una ganancia ajustable. De esta manera, para que el sistema sea lo más flexible posible, la ganancia del amplificador deberá ser ajustable externamente por el operador del sistema 2D-LDA, que realizará para cada experimento una calibración para asegurarse que la señal Doppler asociada a cada partícula no supere el margen dinámico de la entrada (canal de datos A) de la placa de adquisición.

—> Amplificador CLC425

La elección del amplificador más adecuado viene impuesta por diferentes motivos. Se buscó un sistema que sea capaz de amplificar señales que provienen de procesos de conversión luz corriente y que necesitan ser tratadas con amplificadores que introduzcan el mínimo ruido posible, que permita un diseño sencillo, y que disponga de la máxima versatilidad. Estos son los objetivos que queremos dar a todo el subsistema electrónico (SEL) del prototipo del sistema 2D-LDA.

Por ello se ha optado por un amplificador operacional (AOP) de bajo ruido, con un ancho de banda suficiente para la aplicación, y un gran SR^2 , de forma que no solo se garantiza el funcionamiento del amplificador para las condiciones de los experimentos presentados en esta tesis. Es por ello que se utiliza el circuito integrado CLC425 de National [NS03].

Este amplificador operacional, en configuración no inversora típica, presenta un alto producto ganancia ancho de banda empleando una topología tradicional de realimentación por voltaje obteniendo todos los beneficios de entradas balanceadas, con una ganancia en lazo abierto de 96dB, 100dB de CMRR³, y una PSRR⁴ de 95dB.

Combinando estas excelentes características - las más importantes las presentamos en el cuadro (ver anexo G.7) - este dispositivo amplificador es apropiado en múltiples aplicaciones en áreas de comunicaciones y opto-electrónica donde se desea conseguir una máxima relación señal a ruido en alta frecuencia.

Los niveles de tensión a la salida del módulo filtrado-mezclador de la señal Doppler, después de realizar diferentes experimentos y medidas en el laboratorio, típicamente pueden alcanzar como máximo hasta unos 100mVpp en el caso del prototipo de sistema 2D-LDA.

²SR: *Slew-Rate* o máxima variación de la tensión de salida en el tiempo

³CMRR: *Common-Mode Rejection Ratio* o Relación de rechazo en modo común

⁴PSRR: *Power-Supply Rejection Ratio* o Relación de rechazo de la tensión de alimentación

Cuadro 4.18 Características del amplificador operacional CLC425 del circuito procesador de señal [NS03]

AMPLIFICADOR OPERACIONAL CLC425	
Producto ganancia-ancho de banda	1.5 GHz
Ganancia en lazo cerrado	± 10 a ± 1000 V/V
Ruido equivalente de tensión a la entrada	1.05 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ $I_{cc} \leq 5$ mA
Ruido equivalente corriente a la entrada	1.6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ $I_{cc} \leq 5$ mA
Figura de ruido	0.9 dB
Slew-Rate (SR)	350 V/ μs
CMRR	100 dB
PSRR	95 dB
Tensión de offset entrada	± 800 μV
Corriente de offset entrada	2 μA
Corriente de entrada (bias)	12 μA
Resistencia entrada modo diferencial	3 k Ω
Capacidad entrada modo diferencial	3 pF
Resistencia salida lazo cerrado	10 m Ω
Máxima corriente de salida	70 mA
Máxima tensión de salida modo común	± 3.5 V
Corriente alimentación	15 mA a 5 A

Si queremos respetar el margen dinámico de la tarjeta de adquisición ($\pm 1\text{V}$), necesitaremos una ganancia de 20dB aproximadamente. La ganancia en tensión del AOP en configuración no inversora (G_{AOP}) (figura 4.37), la podemos expresar como

$$G_{AOP} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (4.118)$$

Fijando el valor de la resistencia de realimentación $R_f = 1\text{k}\Omega$ y una ganancia de 10 (en lineal), substituyendo en la ecuación (4.118), la resistencia R_1 será

$$R_1 = \frac{R_f}{G_{AOP} - 1} = 111\Omega \quad (4.119)$$

Así pues, para disponer de un punto de ajuste del valor de la ganancia del AOP, la resistencia R_1 la implementaremos físicamente por un potenciómetro de 1k Ω con una tolerancia del 10%.

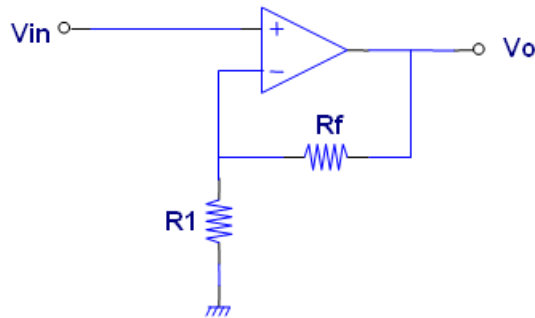


Figura 4.37 Circuito ideal de un amplificador no inversor

→ **Consideraciones en el diseño del AOP**

1. La corriente procedente de la alimentación en el CLC425 puede ser ajustada externamente disminuyendo su valor nominal mediante un potenciómetro R_p situado entre el terminal 8 del circuito integrado y la alimentación negativa. El ajuste de ésta será necesario para valores de ganancia inferiores a 10 dB, para los cuales la corriente de alimentación tiene que reducirse a 5mA para asegurar la estabilidad del circuito. Por otro lado, la capacidad parásita entre la entrada inversora del AOP y masa puede producir oscilaciones, ya que introduce un retardo en la realimentación negativa a través de R_f . Para evitar la oscilación hay que disponer de una compensación externa, que consiste en situar una condensador C_2 de valor pequeño (típicamente de 2 o 3 pF) en paralelo con la resistencia R_f . Este condensador reduce la ganancia en 1dB, disminuyendo ligeramente el ancho de banda.
2. Trabajar con frecuencias relativamente elevadas obliga a considerar algunos parámetros que limitan seriamente las prestaciones de los amplificadores operacionales. En primer lugar, la impedancia de entrada se aleja mucho de los valores obtenidos en continua. Esto se debe a la presencia de una capacidad de entrada de 3pF en el AOP, que a 5MHz supone unos 10K Ω , aunque la presencia del zócalo en el montaje del CI en la placa reducen este valor.
3. Otra limitación es la originada por las capacidades parásitas en los componentes pasivos, en particular en las resistencias, las cuales pueden reducir en ancho de banda considerablemente. Para minimizar este efecto evitaremos utilizar resistencias de valor muy elevado.

4. De menor importancia que el anterior es la limitación del ancho de banda impuesto por el *Slew-Rate* (SR) propio del amplificador operacional (para el CLC425, el SR es de $350V/\mu s$). Para no tener distorsión de la señal de salida, la frecuencia máxima de una señal a la entrada del AOP que tenga de amplitud de pico $V_p = 1V$ (nivel máximo de entrada de la placa de adquisición), tendrá que ser:

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = 55,7MHz \quad (4.120)$$

Por tanto, el SR no será ningún impedimento para que cumpla con las exigencias de la señal Doppler, cuya componente de máxima frecuencia es de aproximadamente 5MHz (4.49MHz para una partícula a 3m/s).

5. Al trabajar con frecuencias altas, es conveniente desacoplar las alimentaciones, ofreciendo un camino de baja impedancia entre estas y el terminal de referencia para los posibles transitorios acoplados a las líneas de alimentación, ya que la existencia de una impedancia común puede imponer fluctuaciones transitorias grandes entre los terminales de alimentación del AOP. Aunque los amplificadores operacionales ya disponen de una capacidad de rechazo de estas fluctuaciones (PSRR), esta disminuye al aumentar la frecuencia, llegando incluso a ser negativa, lo que implica que las interferencias de alta frecuencia en la alimentación aparezcan amplificadas en la salida. En algunos casos, la fluctuación de la alimentación puede producir realimentaciones internas dentro del amplificador haciéndolo oscilar. El objetivo del desacoplamiento es reducir la amplitud de los transitorios en los terminales de realimentación del AOP, formando un divisor de tensión con la impedancia de las líneas de alimentación y la capacidad dispuesta. Normalmente se ponen condensadores cerámicos, que tienen baja inductancia, en paralelo con condensadores de tántalo.
6. Un aspecto que hay que tener en cuenta en los amplificadores es el de la tensión de desequilibrio (offset). En un AOP ideal la tensión de salida es nula cuando lo son las dos tensiones de entrada y lo son también las corrientes de entrada. En un AOP real, cuando la tensión de salida es nula, las corrientes de entrada no son nulas ni iguales, denominándose a su diferencia corriente de desequilibrio. Por esta causa, para tener una salida nula, hay que aplicar una tensión de desequilibrio entre los terminales de entrada. Para la configuración de amplificador no inversor, la ganancia es $1 + R_f/R_1$, y R_{in} es la resistencia equivalente del generador a la entrada. Para compensar el error originado por las corrientes de entrada, hay que

disponer de una resistencia $R_4 = R_{in} - (R_1 // R_f)$ en serie con el terminal inversor (entre la conexión de R_1 y R_f , y la entrada inversora del AOP).

- Una solución para eliminar la tensión inicial de desequilibrio en un AOP consiste en utilizar el terminal de ajuste interno que disponen algunos modelos, aunque no es lo mejor, ya que éste interacciona con las corrientes de polarización y con su desequilibrio. Así que para evitarlo, es mejor sumar una tensión externa de compensación al terminal de referencia y emparejar las resistencias de entrada. Una red de compensación externa permite también compensar errores de cero que estén originados por causas ajenas al propio AOP, como puede ser una diferencia de potencial constante entre masas. El margen de ajuste que ofrecen los AOP cuando disponen de terminales para un potenciómetro R_6 , no permite compensar valores tan grandes como los que se pueden originar por ésta u otras causas. El ajuste de la tensión de salida a cero hay que hacerlo cuando la tensión de entrada del circuito está puesta a la tensión de referencia y una vez que el amplificador ha llegado a su temperatura de funcionamiento.

→ Esquema de conexiones del amplificador CLC425

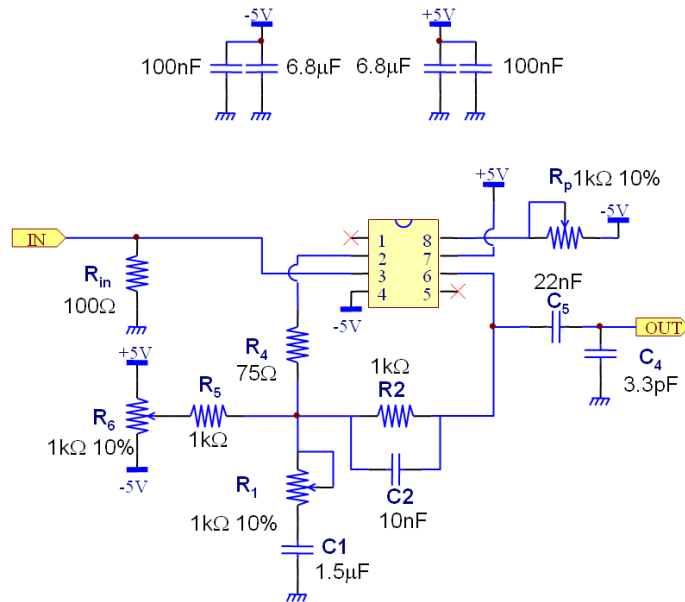


Figura 4.38 Esquema de conexiones del circuito del AOP CLC425 del procesador de señal

—→ Medida real de la ganancia del AOP

Para corroborar las características del módulo amplificador se ha medido la respuesta del AOP en el laboratorio. Se puede observar en la figura 4.39 como el ancho de banda se ve sensiblemente reducido debido sobre todo a los condensadores que se han incluido en el circuito para eliminar problemas de ruido. De todas formas se puede verificar que el amplificador garantiza las especificaciones del diseño.

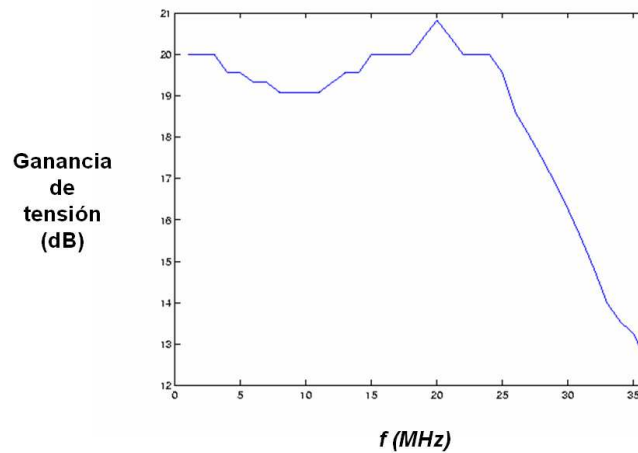


Figura 4.39 Respuesta real del amplificador CLC425 del procesador de señal

Montaje final

En la figura 4.40 puede verse la vista superior del circuito impreso del amplificador montado. Vemos los diferentes puntos de ajuste del amplificador, implementados por potenciómetros multivuelta, que nos permiten modificar y ajustar los siguientes parámetros:

- $R_1 \Rightarrow 1k\Omega \pm 10\%$
Ganancia del amplificador, hasta un máximo de 20dB.
- $R_p \Rightarrow 1k\Omega \pm 10\%$
Corriente de alimentación del amplificador limitado a 15mA para ganancias menores de 10dB.
- $R_6 \Rightarrow 1k\Omega \pm 10\%$
Tensión de referencia para minimizar la tensión de offset.

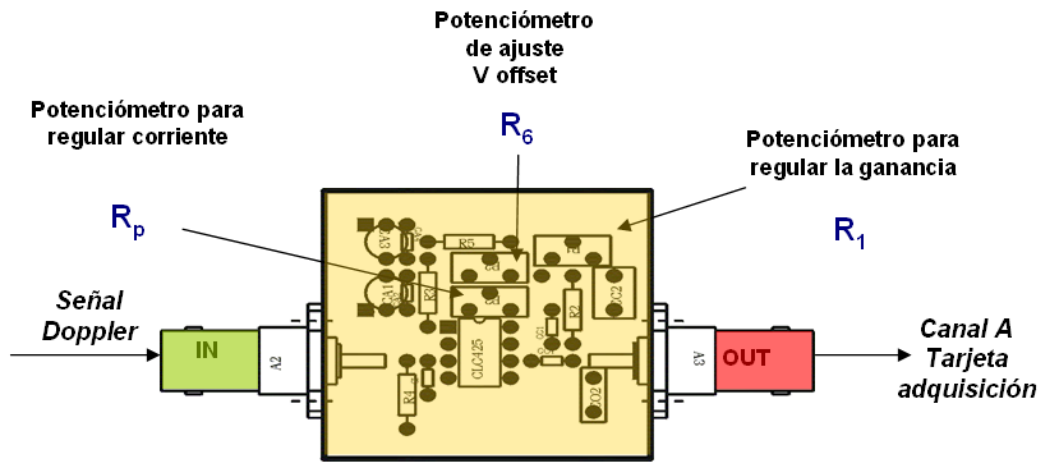


Figura 4.40 Montaje final del amplificador ajustable

4.8.3. Procesador de pedestal

La necesidad de realizar un detector de presencia o de disparo para la señal *burst* Doppler se debe a que no es necesario muestrear continuamente la señal Doppler. Hay instantes en los que no pasará ninguna partícula por el volumen de dispersión, por lo tanto la señal obtenida contendrá únicamente ruido. También habrán situaciones en que el nivel de la señal que llega será tan pequeño que la amplitud del pedestal estará por debajo de la señal de ruido. Otro aspecto a considerar es que cuanto mayor es la amplitud de la señal Doppler, más precisa es la determinación de su frecuencia, por lo tanto no es necesario muestrear toda la señal Doppler sino la zona o grupo de muestras donde la amplitud de la señal Doppler es máxima.

En el caso del sistema 2D-LDA la función de detección del paso de partículas por el volumen de medida la realiza el circuito procesador de pedestal. Este circuito genera una señal de disparo o *trigger* integrada por cuatro pulsos como máximo, cuando la amplitud del pedestal supera cuatro niveles de tensión umbrales determinados. Esta señal está formada por pulsos de unos $3\mu s$ de duración, que indican a la tarjeta de adquisición el momento de iniciar el muestreo.

En la figura 4.41 se observa como el procesador de pedestal genera la señal de disparo. Cuando la señal de Pedestal supera un cierto nivel de tensión mínimo V_{H1} el procesador de pedestal genera un pulso de amplitud entre $\pm 1V$. Esta señal conectada a la entrada externa *External trigger* de la tarjeta de adquisición (*CSLITE*) indica que ha llegado una partícula. Cuando la señal de Pedestal supera otro nivel de tensión genera otro pulso, la tarjeta debe interrumpir el muestreo y comienza a muestrear a partir de ese

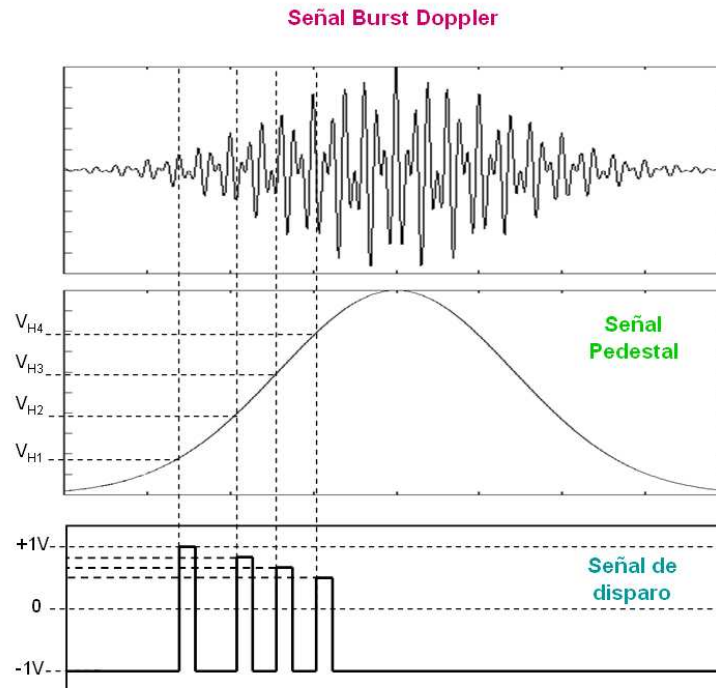


Figura 4.41 Generación de la señal de disparo

momento ya que ahora la señal Doppler tiene mayor amplitud. Este proceso se repite hasta cuatro veces si la señal de Pedestal crece lo suficiente.

Ahora bien, la tarjeta *CSLITE*, ni tampoco otras muchas tarjetas de mayores prestaciones, no dispone de la capacidad de abortar el muestreo por medio de otro disparo externo, borrar las muestras hasta el momento memorizadas, y comenzar de nuevo el proceso de captura a partir del nuevo impulso. Solo acepta un pulso, sin posibilidad alguna de parar el proceso de captura, ya que el bus de la placa queda desconectado y el sistema devolverá el control al software una vez haya finalizado el proceso. Es por ello que la señal de disparo se introduce por la segunda entrada de datos (canal B), y de esta manera mediante el software de control, estimación y presentación de resultados implementado en el PC, será el encargado de detectar el número de pulsos que se han recibido (hasta cuatro). En el apartado 4.9 veremos de que forma se realiza el proceso de detección de la señal de disparo mediante software.

—> Descripción general del procesador de pedestal

En la figura 4.42 se observa el esquema general del circuito procesador de pedestal. En la entrada del procesador de pedestal hay un pequeño circuito que se encarga de filtrar el offset y las altas frecuencias no deseadas de la señal Pedestal. Un diodo *clamp*

eleva la señal hasta situarla en el nivel de tensión cero, eliminando la tensión negativa. De esta manera se anula el offset positivo de la señal Pedestal provocada por el fotodiodo y el filtro paso bajo LMF60 del SEL. Como se ha explicado anteriormente, los pulsos se van disparando a medida que la señal de Pedestal va aumentando de amplitud. Para ello se compara la tensión de la señal Pedestal con cuatro tensiones fijas mediante una serie de comparadores con histéresis (*Schmitt-Trigger*), evitando disparos erróneos motivados por el posible ruido de la señal de entrada.

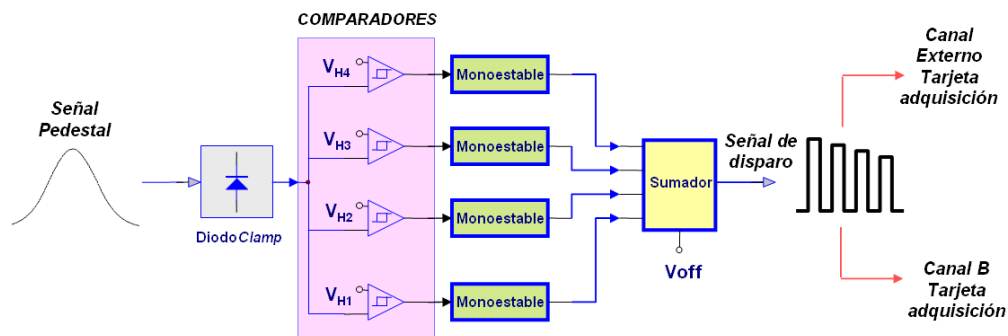


Figura 4.42 Esquema de la generación de la señal de disparo

A medida que la señal Pedestal va superando las diferentes tensiones de referencia de cada uno de los comparadores, estos activan un sistema monoestable. Estos dispositivos generan un pulso durante un determinado período de tiempo por medio de un circuito de realimentación RC. Este período se puede ajustar por medio del circuito RC y en el caso del procesador de pedestal es de $3\mu s$. Por último los cuatro pulsos se suman por medio de un circuito sumador que a su vez se encarga de ajustar la amplitud de la señal de disparo a la características de los canales de la tarjeta de adquisición.

→ Comparadores de histéresis Schmitt-Trigger

Cada uno de los circuitos comparadores disponen de dos niveles de comparación V_H y V_L . Cuando la tensión de entrada supera el nivel alto V_H la tensión de salida pasa a la tensión de saturación del operacional, y se mantendrán en este nivel hasta que la señal de entrada no decaiga hasta el nivel bajo V_L . Ahora bien, en el caso del procesador de pedestal nos interesa que los niveles de comparación sean ajustables de la manera más sencilla posible. Para facilitar el ajuste, el circuito utiliza una configuración con una báscula $\overline{R} - \overline{S}$ para facilitar el ajuste de los niveles de comparación.

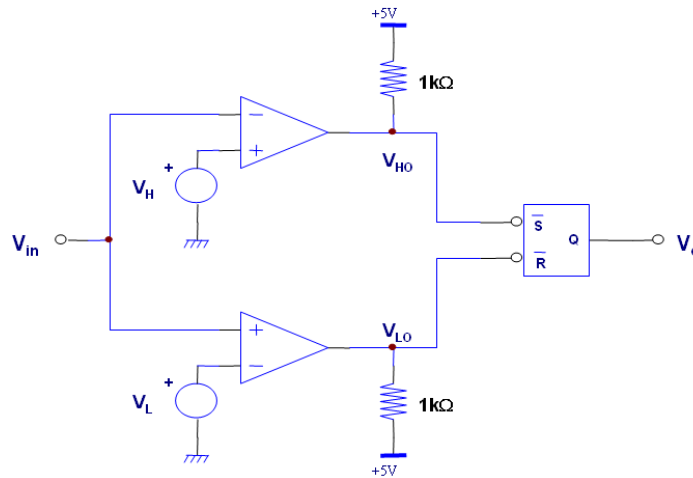
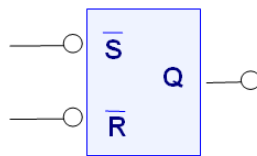


Figura 4.43 Esquema del Schmith-Trigger utilizado en el procesador de pedestal



\bar{S}	\bar{R}	Q
H	H	Q_o
L	H	H
H	L	L
L	L	X

Figura 4.44 Tabla de verdad de la báscula $\bar{R} - \bar{S}$

Cada circuito comparador presentado en la figura 4.43 está formado por dos comparadores y una báscula $\bar{R} - \bar{S}$ (figura 4.44): un comparador inversor para el nivel V_H con la salida conectada a la entrada SET (\bar{S}), y un comparador no inversor para el nivel bajo V_L con su salida conectada a la RESET (\bar{R}), de la báscula $\bar{R} - \bar{S}$.

Para comprobar el funcionamiento del circuito comparador, en la figura 4.45 se muestra como varían las tensiones y estados ⁵, y qué tensión se obtiene a la salida del circuito comparador con histéresis (Q), en diferentes instantes de tiempo T_i .

⁵H: Nivel alto (+5V), L: Nivel bajo (0V), Q_o : Nivel del estado anterior y X: Nivel indeterminado

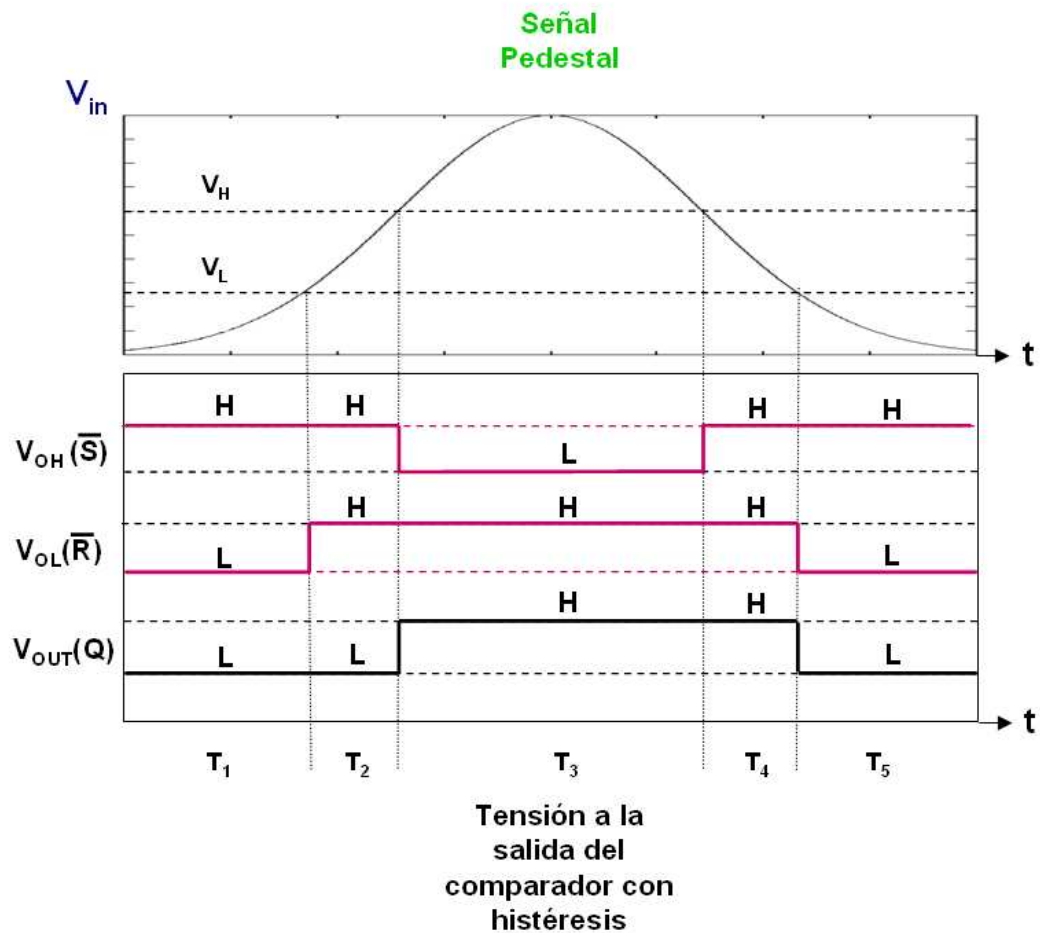


Figura 4.45 Estados en la báscula $\bar{R} - \bar{S}$ en función de la señal Pedestal y de los niveles de histéresis V_H y V_L

- T1:** Cuando la tensión en la entrada del procesador de pedestal es inferior a V_H y V_L , en la entrada de la báscula tendremos $R=L$ y $S=H$, por lo que $Q=L$ (0V).
- T2:** Cuando $V_{in} > V_L$ la tensión de conmutación del comparador no inversor cambia de nivel bajo a nivel alto, por lo que, $R=H$ y $S=H$, y entonces $Q=Q_0$ (0V).
- T3:** Cuando $V_{in} > V_H$ la tensión de conmutación del comparador inversor pasa de nivel alto a nivel bajo, entonces, $S=L$ y $R=H$, lo que provoca que $Q=H$ (+5V).
- T4:** Si V_{in} decae hasta volver a ser inferior a V_H , a la salida V_{out} se mantiene en nivel alto (5V), ya que $S=L$ y $R=H$ por lo tanto, $Q=Q_0=H$ (+5V).
- T5:** V_{out} se mantiene en +5V (H) hasta que V_{in} no desciende por debajo de V_L , entonces, $S=H$ y $R=L$, por lo tanto $Q=L$ (0V).

De esta manera a la salida de la báscula se tiene una conmutación con histéresis entre 0V y 5V. La conmutación a nivel alto se controla por medio de V_H mientras que la de nivel bajo se controla con V_L .

Para la función de comparación se utilizan los amplificadores operacionales del integrado LM239 de National [NS03]. En el anexo G.8 se incluyen las especificaciones de este CI. Está integrado por cuatro comparadores independientes de alta precisión, con una tiempo de respuesta de $1.3\mu s$. Están especialmente diseñados para operar con tensión de alimentación positiva (de 0 a 36V), por lo que el CI se puede alimentar tan solo con alimentación 0V y 5V. Además los transistores que forman los operacionales son tipo PNP, de manera que conectando en la salida una resistencia de $1k\Omega$ a +5V las tensiones de salida son compatibles con tecnologías TTL y CMOS, lo que lo hace que sea ideal para trabajar con sistemas de comparación digitales como es este caso.

Para las básculas RS se utiliza el integrado 74LS279 de Texas Instruments [TI03] que contiene 4 básculas (En el anexo G.9 se incluyen las especificaciones del CI), por lo tanto con un solo CI de este integrado es suficiente para los cuatro comparadores.

→ Circuitos monoestables

En el procesador de pedestal se utiliza como núcleo del monoestable una báscula tipo D que se utiliza para generar los cuatro disparos de $3\mu s$ cada uno, formando la señal de disparo, juntamente a una simple red RC (figura 4.46), encargada de regular la duración del pulso.

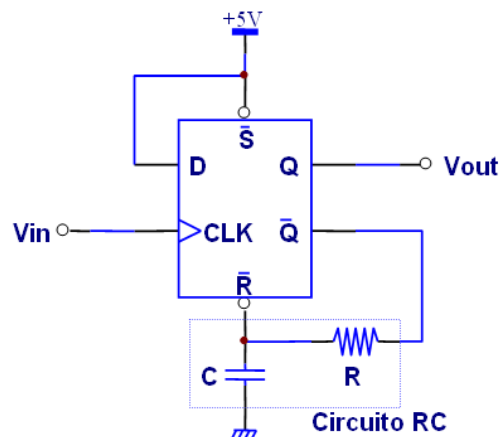


Figura 4.46 Circuito monoestable

En este tipo de biestables solo se tiene una entrada de datos (D), de forma que la información de esta entrada solo aparece en la salida Q en el momento que se aplique un flanco de reloj (CLK) activo de subida. Además la báscula D que se utiliza posee dos entradas asíncronas de forzado, independientes de la entrada de datos o la de reloj y permiten forzar la salida a nivel alto o a nivel bajo. La patilla PRESET o SET hace $Q=H$ (nivel alto) cuando se activa, mientras que la patilla CLEAR o RESET fuerza la salida Q a cero (nivel bajo). Estas dos entradas de forzado se activan por flanco de bajada.

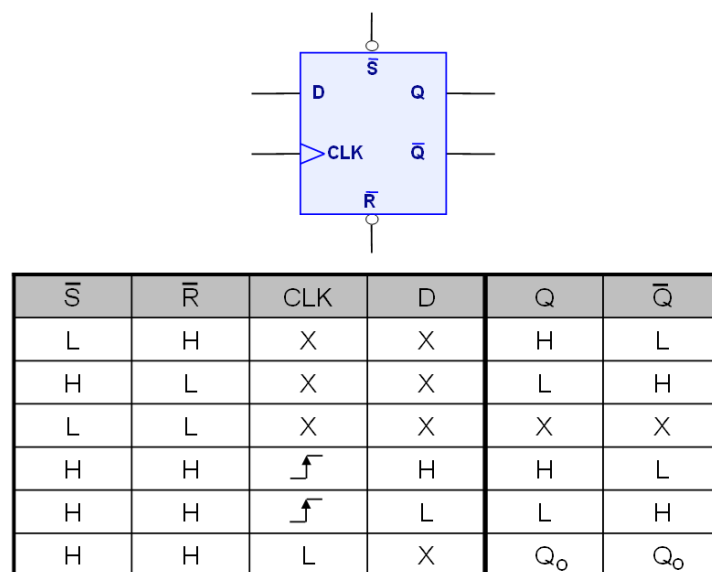


Figura 4.47 Tabla de verdad de la báscula D

El funcionamiento del monoestable es simple,. Observando la figura 4.46, el comparador de histéresis se dispara cuando la señal de pedestal supera la tensión de referencia. La salida del comparador conmuta a nivel alto (0V a 5V), esta señal se conecta a la entrada CLK , que además se activa por flanco de subida. Todo esto hace que cuando se activa la salida del comparador, en la salida Q de la báscula aparece la entrada de datos D , que siempre está a nivel alto por medio de una tensión externa de +5V. Por el contrario en la salida Q negada aparece un nivel bajo. Esta salida se conecta con un red de retardo RC a la entrada $RESET$ de manera que tras un tiempo determinado τ_{RC} esta entrada también pasa a nivel bajo, por lo que en la salida se fuerza $Q=L$ (nivel bajo), por medio del ajuste del circuito de retardo. Así pues tendremos una señal TTL de una duración donde en función de los valores de R y C , podremos controlar la duración del pulso τ_{RC} .

Para el caso de un circuito RC, la constante de tiempo τ_{RC} para $R=1k\Omega$ y una descarga de $+5V$ a $0V$, tenemos que $\tau_{RC} = 1,63\mu s$ y el valor de la capacidad $C=1.63nF$ ($\simeq 1,5nF$).

Para la implementación física de los sistemas monoestables utilizamos el CI 74LS74 de la serie 74LS de Texas Instruments [TI03]. Esta serie se caracteriza por una baja disipación de potencia (2mW) y un tiempo de propagación de 6 a 10ns. Se basa en los transistores Schottky y el bajo consumo se logra con el aumento de los valores de las resistencias internas. El CI 74LS74 posee dos básculas en el encapsulado tipo *D* con patillas CLK, RESET y SET independientes para cada báscula (en el anexo G.10 se incluyen las especificaciones del CI). En el caso del procesador de pedestal son necesarias cuatro de estos circuito lógicos por lo que son indispensables dos CI de este modelo.

→ Sumador acondicionador

La última etapa del procesador de pedestal se encarga de formar la señal de disparo con los cuatro pulsos a la vez mediante un típico sumador, y de acondicionar los niveles de tensión a las características de los canales de entrada. En la figura 4.48 se muestra el circuito sumador que se utiliza en el procesador de pedestal.

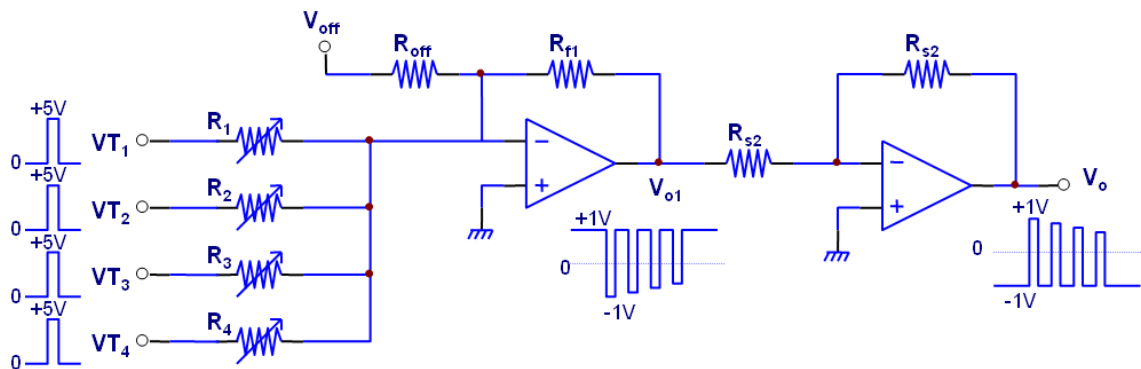


Figura 4.48 Circuito sumador acondicionador

Este circuito tiene dos etapas; un sumador inversor y un circuito inversor. El circuito sumador inversor es el encargado de sumar las cuatro señales (pulsos), atenuarlas y añadirles un offset negativo, de forma que en la salida obtengamos una señal entre $\pm 1V$ que es el margen de tensión que acepta la entrada externa (*External Trigger*) y el canal de datos B (canal B) de la tarjeta de adquisición.

Como cada pulso de tensión a la entrada del sumador va a llegar en instantes diferentes, la salida del circuito sumador para la entrada i , donde $i=1, 2, 3$ o 4 tendremos

$$V_{o1} = -\frac{R_{f1}}{R_i} \cdot V_{Ti} - \frac{R_{f1}}{R_{off}} \cdot V_{off} \quad (4.121)$$

Y a la salida del circuito inversor de ganancia -1 (resistencias iguales), obtenemos a la salida

$$V_o = \frac{R_{f1}}{R_i} \cdot V_{Ti} + \frac{R_{f1}}{R_{off}} \cdot V_{off} \quad (4.122)$$

Las especificaciones del canal externo o *External Trigger* de la tarjeta de adquisición requieren que los pulsos tengan una amplitud de $\pm 1V$ por lo que necesitamos disponer de un ajuste del nivel a partir de la tensión de entrada de offset (V_{off}). Además, tal y como se expuso al principio del capítulo, interesa que las amplitudes de los pulsos sean ajustables para facilitar el ajuste para diferentes condiciones del experimento. Por lo tanto las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 deben ser variables. Se ha fijado que la mínima tensión que pueden llegar a tener los pulsos sea de $V_{min} = \pm 0,5V$, y por tanto las cuatro resistencias tendrán que valer entre $2.5k\Omega$ y $10k\Omega$, con $R_{f1} = 1k\Omega$.

Finalmente el amplificador operacional que utilizamos para la realización de la etapa sumadora es el TL082C de SGS-THOMSON [ST03]. En este CI están integrados dos amplificadores operacionales por lo que con el mismo integrado realizamos la etapa inversora y la sumadora. Las características principales de los operacionales de este integrado están en el anexo G.11.

—> Medida real de la señal de disparo

Para asegurar el buen comportamiento del procesador de pedestal y asegurarnos de que realmente el bloque electrónico funciona, hemos generado en el laboratorio mediante un generador de funciones de propósito general una señal sinusoidal de 6kHz de frecuencia y con una amplitud de 4V, que en este caso simulará la componente gaussiana de la señal Pedestal. De esta manera nos aseguramos si en función de los niveles de disparo a nivel alto V_H y nivel bajo V_L se producen los diferentes pulsos.

Las medidas se han realizado con un osciloscopio HP modelo *Infinium*, donde por el canal 1 entramos la señal de entrada sinusoidal, y por el canal 2 conectamos la salida del procesador de pedestal. Los resultados los presentamos en la figura 4.49.

Mediante los potenciómetros V_{H1} , V_{H2} , V_{H3} , V_{H4} y V_{L1} , V_{L2} , V_{L3} y V_{L4} se controlan los niveles de disparo de los pulsos (histéresis), mientras que con los potenciómetros R_1 , R_2 , R_3 y R_4 se pueden controlar la amplitud de cada pulso. Así podremos disponer de un bloque electrónico flexible, que no solo va a servir para el tipo de tarjeta utilizado en este sistema, siendo válido para otros tipos de sistemas de adquisición.

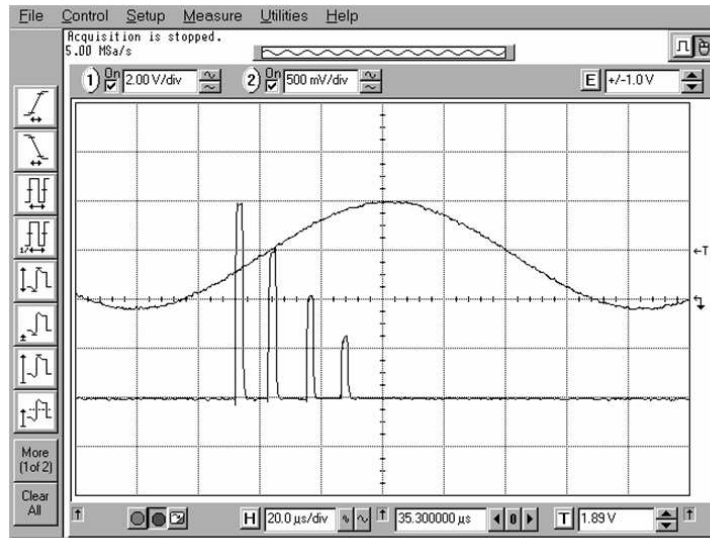


Figura 4.49 Medida real de la señal de disparo a la salida del procesador de pedestal, para una señal de pedestal sinusoidal

→ **Medida real del retardo de la señal de disparo**

La gráfica de la figura 4.50 presentamos la evolución del retardo de la señal de disparo medido en función de la frecuencia de la señal de entrada. Como se observa, el retardo que se produce aumenta ligeramente a partir de una frecuencia de 17 KHz aproximadamente. Teniendo en cuenta que la frecuencia máxima de la señal de entrada será típicamente 10KHz, el retardo máximo de la señal de disparo para una señal Pedestal en el prototipo del sistema 2D-LDA será de 225ns.

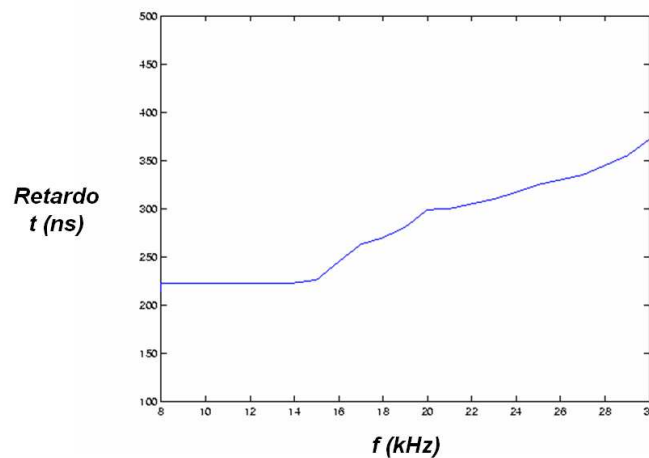


Figura 4.50 Medida real del retardo de la señal de disparo en función de la frecuencia de la señal de pedestal

→ Esquema de conexiones del procesador de pedestal

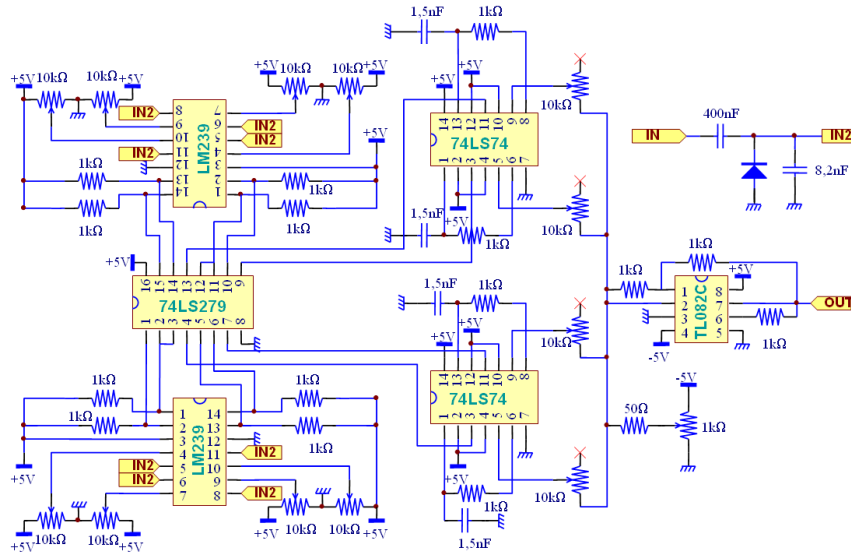


Figura 4.51 Esquema de conexiones del circuito del procesador de pedestal

Montaje final

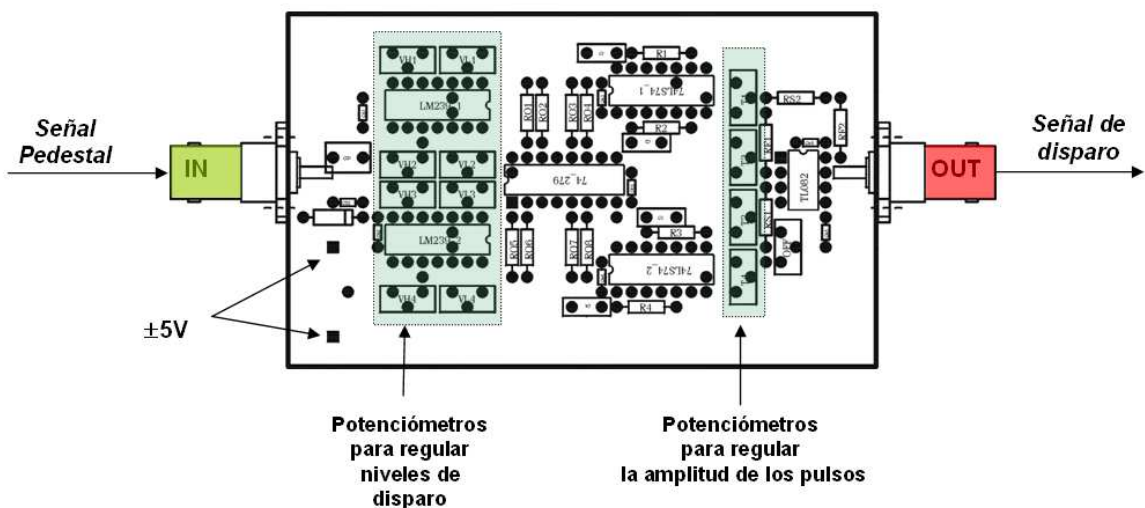


Figura 4.52 Montaje final del procesador de pedestal

4.9. Subsistema de adquisición y procesado digital

La última parte del sistema 2D-LDA, mostrada en la figura 4.53, será la encargada de estimar la velocidad de cada una de las partículas, a partir de la señal *burst* Doppler y de la señal multidisparo o *multi-trigger* generadas por el subsistema electrónico anterior.

SUBSISTEMA DE ADQUISICIÓN Y PROCESADO DIGITAL

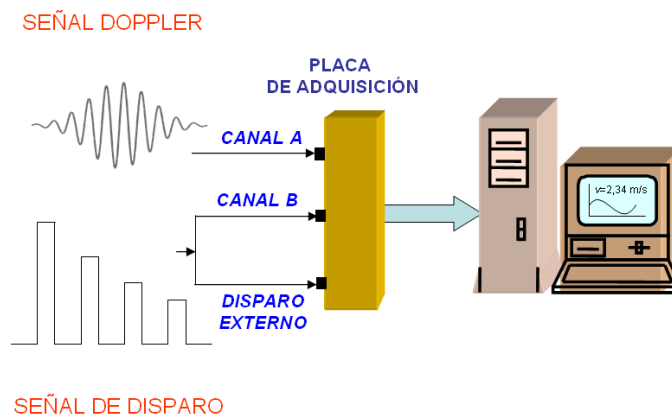


Figura 4.53 Esquema del prototipo del sistema 2D-LDA

El subsistema de adquisición y procesado digital (SAPD) está compuesto por una placa o tarjeta de adquisición y un ordenador personal, gobernado y controlado mediante un software necesario para controlar la adquisición de los datos (señal *burst* Doppler y de disparo), y que realizará el procesado y la estimación de la velocidad y, posteriormente, la visualización o grabación de los resultados.

El software utilizado debe ser capaz de detectar los fallos de adquisición y solucionar automáticamente el problema o, en caso de que no pueda de forma autónoma, orientar a su solución. Por tanto deberá aportar los mecanismos que permitan la resolución de todos los problemas de adquisición.

Además se requiere una alta velocidad de adquisición, lo que permitirá una alta resolución temporal y, por tanto, la capacidad de seguir cualquier variación temporal que pueda aparecer en el fluido bajo estudio. Esto implica una optimización del proceso de detección de la partícula, grabación de las muestras en la memoria de la placa de adquisición, traspaso de los datos al PC, procesado de las muestras y posterior visualización. Con el SAPD adquiriendo a la máxima velocidad, se puede llegar a valores de

hasta 100 partículas por segundo. Por tanto deberemos prevenir posibles interrupciones por parte del ordenador, realizando todas las comprobaciones pertinentes en cada uno de los pasos anteriores y abortando la adquisición en caso de errores irrecuperables.

Por último, se ha buscado diseñar un sistema que sea totalmente configurable y de fácil uso, de forma que desde la pantalla del ordenador se pueda adaptar el sistema a las condiciones más favorables de adquisición.

4.9.1. Elección del software: Visual C++

El Visual C++ (VC) es una herramienta de Microsoft para el desarrollo de aplicaciones ejecutables bajo el sistema operativo Windows. EL VC utiliza como lenguaje base de programación el C++, el cual es una evolución del lenguaje C, basado en la programación orientada a objetos. Algunas de las ventajas que ofrece el VC frente a otros lenguajes de programación son:

- Es un lenguaje orientado a objetos, lo que hace la estructuración del programa más clara y eficiente.
- El VC está pensado para conseguir una programación rápida y sencilla en entornos de ventanas y entornos gráficos. Aunque eso no significa que la programación fuera del entorno gráfico sea sencilla en comparación con otros lenguajes que facilitan el desarrollo de las aplicaciones.
- VC integra una serie de herramientas que permiten el completo desarrollo de un proyecto, entre las que se encuentran el editor para el código, un editor gráfico, herramientas destinadas a la creación asistida de nuevas clases, el compilador y el enlazador (Linker). Asimismo podremos obtener en cualquier momento información detallada y ordenada de todos los componentes de nuestra aplicación.
- Al ser un lenguaje desarrollado por Microsoft, su filosofía se adapta perfectamente a la del SO Windows. Con VC será muy fácil enviar y gestionar mensajes del SO y del programa.
- Existe una amplia y diversa colección de clases que podremos utilizar en nuestra aplicación. Estas clases vienen implementadas en las bibliotecas (DLL) de Windows, y en su conjunto reciben el nombre de Microsoft Fundamental Classes (MFC).

- Muchas de las placas de adquisición que pueden ser conectadas a un PC vienen con las librerías adecuadas para su completa configuración y control. Estas librerías suelen estar preparadas para ser compiladas y enlazadas en una aplicación de VC, lo que hará inmediato incluirlas en nuestra aplicación de forma que ésta pueda controlar la placa. Este es el caso de la placa de adquisición usada en nuestro sistema, la CSLITE, de la compañía canadiense Gage.
- Lenguaje óptimo a nivel de velocidad de ejecución, frente a otros como VisualBasic de Microsoft, Matlab de MathWorks o LabView de National Instruments, que aunque son mucho más cómodos a la hora de programar aplicaciones, cuando el requisito principal no es la facilidad de la implementación del código sino la velocidad de cálculo, no cabe duda que VC es uno de los mejores candidatos.

4.9.2. Placa de adquisición: CSLITE

Para poder analizar la señal que genera el subsistema electrónico, se necesita un sistema que convierta la señal analógica en digital. De esta forma la señal podrá ser grabada en la memoria del ordenador y posteriormente procesada. Para tal fin se utiliza en nuestro sistema una placa de adquisición perteneciente a la familia de placas de adquisición de la casa GAGE: La CSLITE [Gag03].

La CSLITE es una placa de conversión analógico-digital capaz de operar a una frecuencia máxima de 40 Mmuestras/seg (Mmps). La placa viene con las librerías (Drivers) de tipos, datos y funciones propias necesarias para su completo control y configuración. Estas librerías tras una debida compilación pueden ser incluidas en el código fuente de cualquier programa que quiera controlar la placa (las librerías vienen preparadas para ser utilizadas tanto en MS-DOS como en Windows, con los lenguajes de programación C, PASCAL, LabView y VISUAL BASIC). Las características más importantes de adquisición de la placa las presentamos en el cuadro 4.19.

→ Canales de entrada

La placa CSLITE dispone de dos canales de entrada (A y B) para adquirir datos. El margen dinámico de las señales de entrada analógicas pueden ser de $\pm 100mV$ o $\pm 1V$, en función de la inicialización de las características de la placa. En el caso de utilizar solo un canal de datos, la frecuencia máxima de muestreo será de 40MHz, pero en el caso de que utilicemos las dos entradas su frecuencia se verá disminuida a la mitad, es decir 20MHz.

Cuadro 4.19 Especificaciones de la placa de adquisición CSLITE

TARJETA DE ADQUISICIÓN CSLITE	
Requisitos mínimos del sistema	PC IBM, PC XT/AT, 386, 486, Pentium o procesador compatible
Potencia consumo	8W a +5V, 0.5W a +12V, 0.5W a -2V y 1W a -5V
Entradas datos tarjeta	2 (Canal de datos A y B)
Impedancia de entrada	1M Ω , 20pF
SNR	42dB (para señales de 1MHz a 20Mmuestras, en el margen de entrada $\pm 1V$)
Márgenes de entrada	$\pm 1V/\pm 200mV$
Acoplamiento	AC/DC
Frecuencia máxima de muestreo	40Mmuestras/s (un canal de datos*) 20Mmuestras/s (dos canales de datos)
Frecuencias de muestreo disponibles	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 Hz; 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 kHz; 1, 2, 5, 10, 20, 40* MHz
Memoria máxima disponible	64Kmuestras
Resolución	8 bits
Fuente de disparo	Canal A, Canal B, Trigger externo o Software
Modo disparo	Post, Mid o Pre-trigger
Niveles disparo	256
Flanco disparo	Positivo o negativo (subida o bajada)
Impedancia entrada canal externo	1M Ω , 20pF
Márgenes de entrada	$\pm 1V$
Acoplamiento canal externo	DC

→ Configuración y control del disparo

El disparo (o *trigger*) es el evento encargado de validar la señal que está siendo muestreada por la placa. Cuando la placa recibe la orden de comenzar a muestrear, se mantiene grabando muestras hasta recibir el disparo. Tras éste graba un número pre-determinado de muestras (muestras de post-disparo), determinado por la profundidad del disparo, y acaba la adquisición.

Existen dos tipos de disparo:

1. **HARDWARE:** Puede darse por cualquiera de los dos canales de entrada de la placa (se configura para que cuando la señal de entrada supere un cierto nivel, ésta se considere válida) o por un canal externo específico para el disparo, que también es configurable.
2. **SOFTWARE:** Si el programa de control detecta que pasa cierto tiempo (**TRIGGER TIMEOUT**) y no se recibe ningún disparo, el mismo programa genera uno mediante una instrucción software. El disparo Software tendrá el mismo efecto que el disparo Hardware.

El margen dinámico de la señal que provocará el disparo puede ser dividido en 256 intervalos o niveles diferentes (ya que cada muestra se graba en formato de 8 bits), pudiéndose escogerse un flanco positivo (de subida) o negativo (de caída) de la señal.

→ Estructuración de la memoria de la placa

La velocidad a la que la placa adquiere las muestras es superior a la que puede transmitir esta información por el bus del PC hasta la memoria de éste. Por tanto se requiere una memoria en la placa (*buffer* de la placa) que almacene las muestras mientras se están capturando para, una vez acabada la adquisición, transmitir las a la memoria del PC. El proceso lo podemos observar en el diagrama de la figura 4.54. Para ordenar a la placa el comienzo de la adquisición, comprobar su estado y transmitir la información de la placa al PC existen unas funciones que vienen incorporadas en las librerías de la placa.

El *buffer* de la placa se direcciona en el mapa de memoria del PC, entre las posiciones de memoria 640k y 1M de éste. La información se transmite de la placa al PC en bloques de 4kB. Una vez en el PC esta información se graba en un vector declarado en el programa y que tiene el tamaño de la memoria de la placa.

Cuando la placa recibe la orden del programa de control, comienza a adquirir muestras y a grabarlas en su memoria. En el momento que detecta el disparo, cancela la adquisición tras adquirir un número de muestras preconfigurado por programa (muestras de post-disparo). Pero podría pasar que la placa recibiera el disparo después de haber llenado ya toda su memoria. De hecho, esto es lo más probable debido a la velocidad de adquisición y la limitación de memoria. Por ello la memoria de la placa está diseñada como un *buffer* circular, lo significa que una vez llenada la última posición de memoria

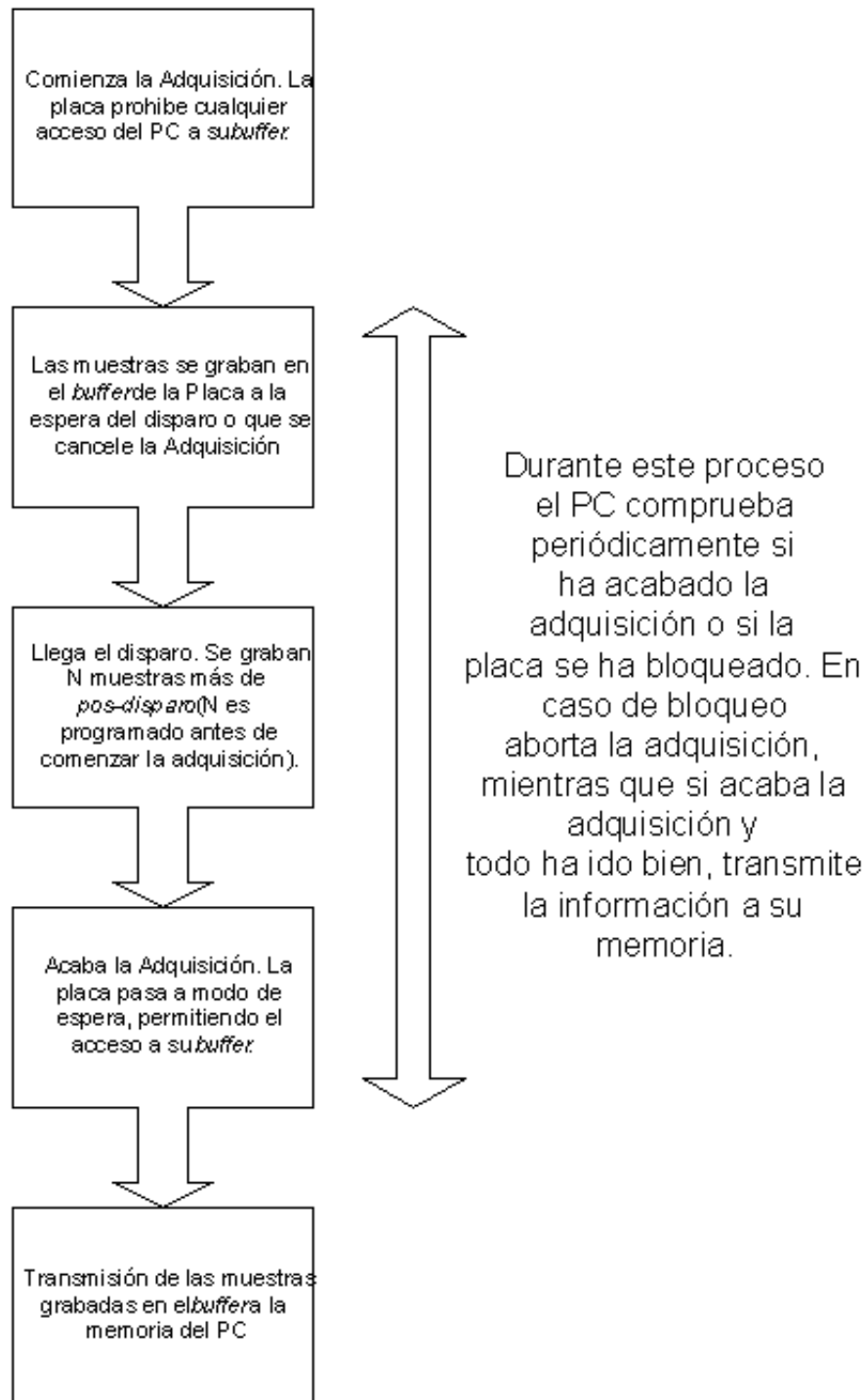


Figura 4.54 Ciclo de adquisición de la placa

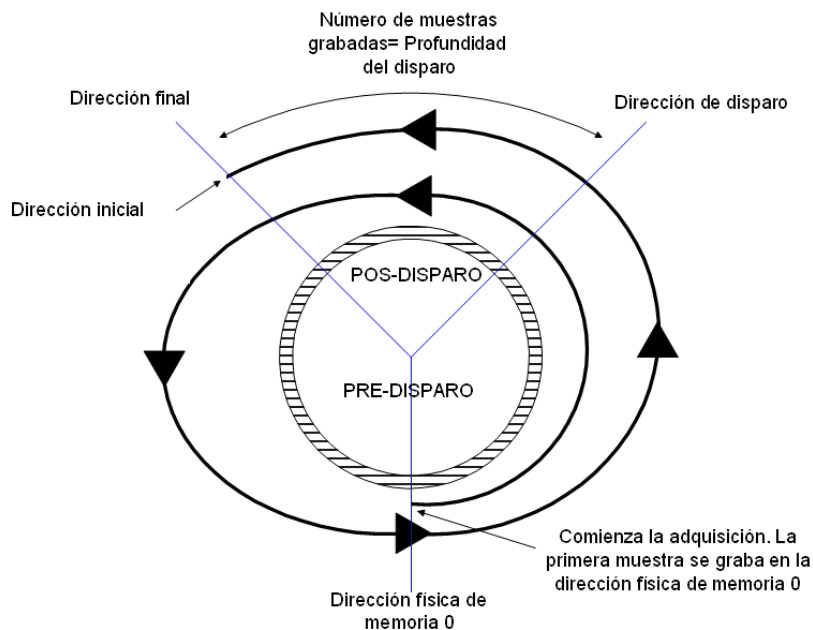


Figura 4.55 Memoria de la placa: *buffer* circular

se sobrescribe sobre la primera posición. La figura 4.56 ilustra el procedimiento, donde las direcciones son las siguientes:

- Dirección de disparo: Posición física de la muestra grabada cuando se detectó el disparo.
- Dirección final: Posición física de la última muestra de post-disparo grabada. Será la dirección de disparo más el número de muestras de post-disparo grabadas (que vienen determinadas por la profundidad del disparo), teniendo en cuenta el *rollover* (efecto por el cual al llegar a la última posición física de la memoria de la placa, se sobrescribe en la primera posición).
- Dirección inicial: Posición siguiente a la dirección final. Aquí comienzan las muestras válidas de la adquisición. Es la dirección lógica 0, que tan solo en el caso de que no se llene el *buffer* coincidirá con la dirección física 0.

Debido a que la placa ha ido sobrescribiendo muestras a medida que las adquiría, la única referencia que tenemos para buscar muestras válidas es la dirección física de la muestra que se adquiere en el momento del disparo, es decir, la dirección de disparo. Desde esta dirección podremos coger muestras anteriores o posteriores al disparo según

nos interese. En nuestro caso, como la señal de disparo viene con un cierto retraso provocado por la electrónica, las muestras válidas serán de pre-disparo, como veremos en el apartado 4.9.3. El número de muestras $N_{pre-disparo}$ que tenemos que ir hacia atrás respecto a la del disparo vendrá dado por la frecuencia de muestreo f_m y el retraso de la electrónica τ_{SEL} (que se obtiene empíricamente del subsistema electrónico SEL).

$$N_{pre-disparo} = f_m \cdot \tau_{SEL} \quad (4.123)$$

A partir de esa dirección, tomaremos el número de muestras que interese. Las demás serán ignoradas.

→ Programación de la CSLITE: Flujo de adquisición

Por flujo de adquisición se entiende el proceso que abarca desde la configuración de la placa hasta que acaba la adquisición. Este proceso se aplica por igual a todas las placas de la familia GAGE. Comprender este flujo, presentado en la figura 4.56 ayudará a entender el funcionamiento de la placa, así como del programa de control que la utiliza, para posteriormente aplicarlo al prototipo del sistema 2D-LDA.

La programación de la placa comprende los siguientes pasos básicos.

- 1. Comienza con la inicialización de las placas que se encuentren en el sistema, así como de las librerías que se encargarán de controlarlas. Como parte de este paso está el direccionamiento del *buffer* de la placa en la memoria del PC.
- 2. Seguidamente se configuran las características de adquisición: modo de captura, ganancia y acoplamiento de los canales, etc.
- 3. El siguiente paso es indicar a la placa que comience la captura de datos. A partir de aquí la placa muestreará la señal de los canales de entrada y grabará las muestras en su *buffer* mientras que no llegue un disparo o el programa aborte la captura debido a un error. Una vez llegue el disparo, se grabarán las muestras de post-disparo fijadas por la profundidad del disparo. Durante esta fase el programa deberá controlar que la placa no se bloquee mediante la lectura de variables internas de las librerías de la placa. En una primera fase comprobará si le llega el disparo. En caso de que pase cierto tiempo (TRIGGER TIMEOUT) sin que detecte un disparo, se provocará un disparo software. Después del disparo se esperará a que la placa acabe de grabar las muestras de post-disparo. Si está demasiado tiempo ocupada en este proceso (BUSY TIMEOUT), se considerará que ha habido un error, se abortará la captura y se procurará solucionar el problema.

- 4. Si todo ha ido bien, se calculan las direcciones, se habilita la lectura del *buffer* (normalmente está deshabilitada para que no se acceda a la memoria de la placa mientras ésta está siendo modificada), se pasan los datos a la memoria del PC y se deshabilita la lectura del *buffer*.
- 5. Si se pide una adquisición de las mismas características se salta al paso 3.
- 6. Si se pide una adquisición de diferentes características se salta al paso 2.
- 7. En otro caso la placa permanece espera de una nueva orden de configuración o de adquisición.

Una vez transferidos los datos, su procesado y visualización dependerá del programa que controla la placa. Los pasos 2,3 y 4 son los que comprenden el flujo de adquisición.

→ Librerías de la CSLITE

La CSLITE viene con unas librerías (drivers) adecuadas para la configuración y control de la placa. Entre las diferentes operaciones que podemos realizar sobre la placa están:

- ⇒ Configuración de la de la placa y de las propias librerías
- ⇒ Configuración del modo de captura
- ⇒ Control de la adquisición en curso
- ⇒ Control de errores
- ⇒ Obtener información de la placa en uso
- ⇒ Transmisión de la información a la memoria del PC desde el *buffer* de la placa

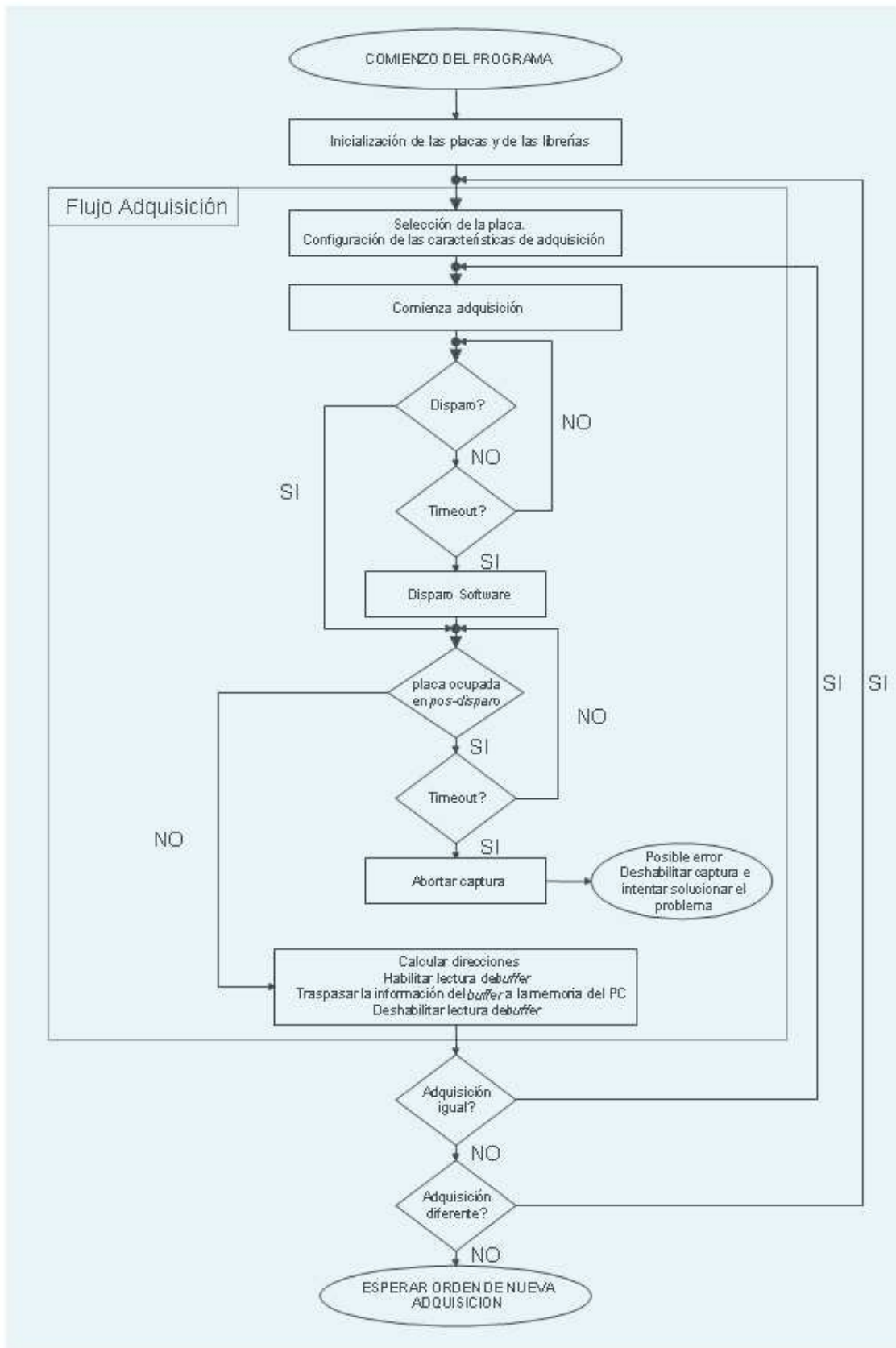


Figura 4.56 Programación de la placa y flujo de adquisición

4.9.3. Estudio de los retardos

El conocimiento del retardo temporal producido entre la señal Doppler y la señal de disparo será básico para un correcto funcionamiento del sistema de adquisición. Debido a la circuitería implementada en el subsistema electrónico (SEL) visto en el apartado 4.8, los caminos recorridos por la señal Pedestal y Doppler son muy diferentes.

La señal Pedestal producirá la señal de disparo a través del filtro paso bajo visto en el apartado 4.8.1 y del circuito encargado de generar la señal de disparo (apartado 4.8.3) del SEL, mientras que la señal Doppler aparecerá a la salida del SEL mediante un filtrado paso banda mas un mezclador, y el posterior proceso de amplificación presentado en el apartado 4.8.2.

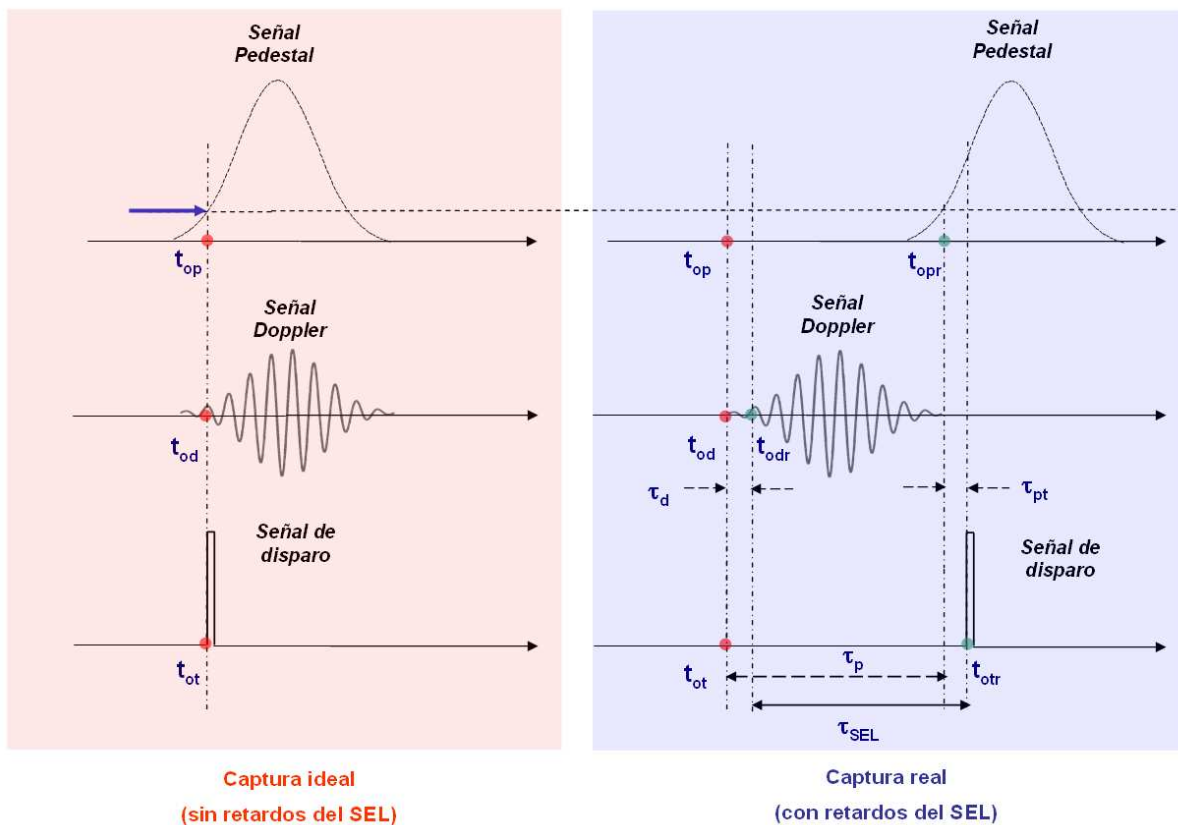


Figura 4.57 Estudio de los diferentes retardos de la señales Pedestal, Doppler y disparo producidos por el SEL

los diferentes retardos que aparecen entre las señales Pedestal, Doppler y disparo producidos por la electrónica del SEL, los presentamos en la figura 4.57, para el caso ideal (sin retardos) y en el caso real del prototipo del sistema 2D-LDA que presentamos en esta tesis, con sus retardos correspondientes.

A partir de la figura anterior podemos observar que en el caso ideal, es decir con un subsistema electrónico (SEL) que no tuviese ningún tipo de retardo, en el instante que la señal Pedestal supera la tensión umbral de disparo t_{op} coincide en tiempo con el principio de la señal Doppler t_{od} y con el instante en que se genera la señal de disparo que irá hacia la placa de adquisición t_{ot} . Si fuese de esta manera no tendríamos que tener ningún tipo de problema en el proceso de captura de los datos, ya que a partir de ese instante, la señal a muestrear (señal Doppler), todas las muestras a partir de ese instante de tiempo serán exclusivamente de la señal Doppler.

El problema aparece en el caso real en el cual aparecen diferentes retardos entre la señal Doppler y la señal de disparo. Si nos fijamos otra vez en la figura 4.57, vemos que en el instante de tiempo que llega la señal de disparo t_{otr} no coincide con el instante inicial de la señal Doppler t_{odr} . Si vamos paso a paso observamos lo siguiente:

► **Retardo de la señal Pedestal**

Debido al retardo producido por el filtro paso bajo del SEL, el instante de tiempo en que la señal Pedestal supera el nivel de disparo pasa de ser t_o a t_{otr} , originando un retardo total τ_p .

► **Retardo de la señal Doppler**

La señal Doppler sufre también, a través del filtro paso banda, mezclador y amplificador del SEL, otro retardo τ_d , ya que a la entrada del SEL el instante de tiempo que coincide con el inicio de la señal Doppler es t_{od} , pero aparece en t_{odr} .

► **Retardo de la señal de disparo**

Y por último, el instante que la señal de disparo aparece a la salida del SEL t_{otr} , no coincide con el instante de tiempo que la señal Pedestal supera el nivel de disparo t_{opr} , motivado por la electrónica del procesador de pedestal. El retardo que aparece será τ_{pt} .

Así tenemos tres retardos o desfases diferentes, τ_p en la señal Pedestal, τ_d en la señal Doppler y τ_{pt} en la señal de disparo. El desfase que realmente nos interesa es el que aparece entre la señal Doppler y la señal de disparo, τ_{SEL} , que será simplemente

$$\tau_{SEL} = \tau_p - \tau_d + \tau_{pt} \quad (4.124)$$

Empíricamente se ha medido el desfase o retardo τ_{SEL} entre el disparo y la señal a adquirir motivado por el SEL. Por tanto la placa de adquisición no recibirá al mismo

tiempo ambas señales, sino que estarán desfasadas en nuestro caso $62.4\mu s$. Aunque este lapso de tiempo sea indetectable por el operador del sistema, será muy importante tenerlo en cuenta en el diseño del sistema como hemos visto anteriormente.

En el peor de los casos, si consideramos el paso de una partícula por el volumen de dispersión a la velocidad (máxima) de $3m/s$, tendremos que la duración (mínima) del Pedestal será de $53.3\mu s$, y por tanto si se utilizara tan solo muestras obtenidas a partir del disparo (muestras de post-disparo) estaríamos muestreando después de que la señal Doppler ya hubiera pasado y eso supondría que estaríamos capturando solo ruido.

A partir de este retraso τ_{SEL} de $62.4\mu s$ y conociendo la frecuencia de muestreo de la placa $f_m = 20MHz$, si sustituimos en la ecuación (4.123), llegamos a un desfase en muestras entre el disparo y la primera muestra válida de la señal Doppler, es decir el número de muestras de pre-disparo, de:

$$N_{pre-disparo} = f_m \cdot \tau_{SEL} = 1248 \text{ muestras} \quad (4.125)$$

Así pues, la profundidad del disparo o número de muestras que hemos de retroceder desde la dirección del disparo hasta la primera muestra válida en 1248. Como vemos este número es superior al número óptimo de muestras que se determinó que había que considerar en cada adquisición, y que recordemos que era 512. Por tanto solo se trabajará con muestras de pre-disparo ya que las muestras de post-disparo a partir de la dirección de disparo no serán muestras válidas.

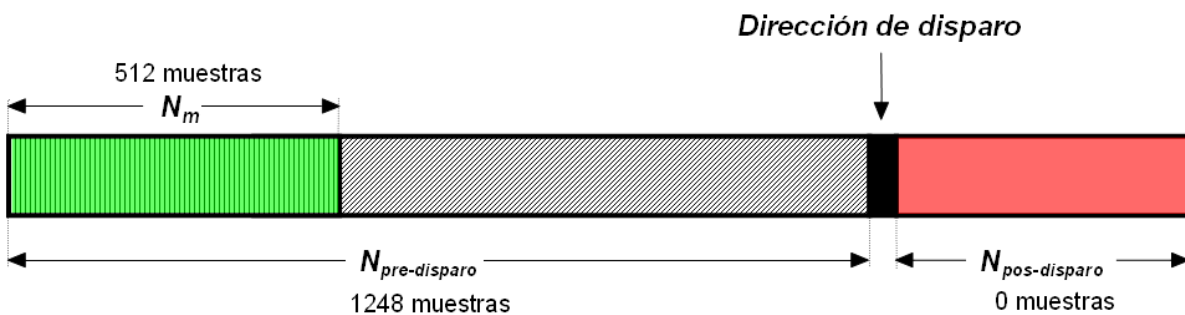


Figura 4.58 Posición de las muestras válidas en el *buffer* de la placa de adquisición CSLITE

Por otra parte observamos que en algunos casos podría darse la circunstancia de que no tuviéramos un número suficiente de muestras de pre-trigger en el *buffer* de la placa para conseguir esas 512 muestras válidas. Estos casos se darían cuando llegara un disparo inmediatamente después de haber iniciado la adquisición, lo que sería indicativo de un número muy elevado de partículas en suspensión en el fluido. Esta situación se conoce

como *overtrigger* y provocará la pérdida de la adquisición, por lo que se observa que un medio con una densidad de partículas en suspensión demasiado grande provocaría una medición defectuosa. Entre que comienza la adquisición y llega la primera partícula detectada ha de pasar un tiempo mínimo de $62,4\mu s$, que es el del retraso de la electrónica, para que no se produzca el *overtrigger*. En la figura 4.58 presentamos el esquema de la memoria del *buffer*.

4.9.4. Detección de disparo multinivel por software

El anterior apartado hemos realizado un estudio de los retardos que aparecen entre la señal de disparo y la señal Doppler. Pero si recordamos del apartado 4.8.3, la señal de disparo está formada por más de un pulso, exactamente hasta cuatro.

Estos pulsos adicionales de la señal de disparo, que aparecerán cuando la amplitud de la señal Pedestal supere las diferentes tensiones umbrales de disparo, servirán para obtener aquellas muestras de la señal Doppler que tengan una mejor relación señal a ruido (SNR) y consecuentemente mejorar la estimación de la frecuencia de la señal o velocidad de la partícula. Cuantos más pulsos se detecten mejor calidad tendrá la señal, que serán aquellas que estarán en la parte central del Pedestal o Doppler.

Cuando la placa se inicializa empieza a adquirir muestras del canal de datos A. Cuando recibe un pulso por el canal externo de $\pm 1V$, el sistema marca la posición de la memoria *buffer* con la dirección de disparo, y adquiere muestras del canal de datos A (señal Doppler) el número de muestras pos-trigger indicada en la configuración inicial de la tarjeta. Teniendo en cuenta las conclusiones del apartado anterior referente a los retardos producidos por el SEL, las muestras de la señal doppler se encuentran 1248 muestras antes que la dirección de disparo (profundidad de disparo). Si la señal Pedestal sigue aumentando en amplitud, dispara otro pulso, indicando que las muestras a partir de la nueva dirección del segundo disparo son de mayor SNR que las anteriores, y por tanto la dirección de inicio nueva será el nuevo puntero a la memoria *buffer* de la placa, y así hasta cuatro veces, descartando las muestras anteriores.

El problema está en que muchas placas de adquisición comerciales, como la CSLITE, no permiten abortar la adquisición actual y no podemos realizar ninguna manipulación de la memoria de datos de la placa. La placa de adquisición CSLITE, una vez que detecta un impulso por el canal externo de $\pm 1V$, da inicio al proceso de adquisición y hasta que no finaliza el proceso no volverá a activar el canal de disparo, y por tanto respecto a los tres pulsos restantes, será totalmente transparente a la entrada externa de la tarjeta de adquisición.

Así que como a nivel hardware no podemos procesar una señal con más de un disparo, la única forma que nos permitirá, a partir de los diferentes pulsos recibidos, conocer la posición de memoria del *buffer* donde se encuentran las muestras de mínimo ruido, solo lo podremos realizar a nivel de software. Para asegurarnos en todo momento que los pulsos provienen de la misma señal Doppler, les asignaremos una tensión diferente a cada uno de ellos, de valor decreciente.

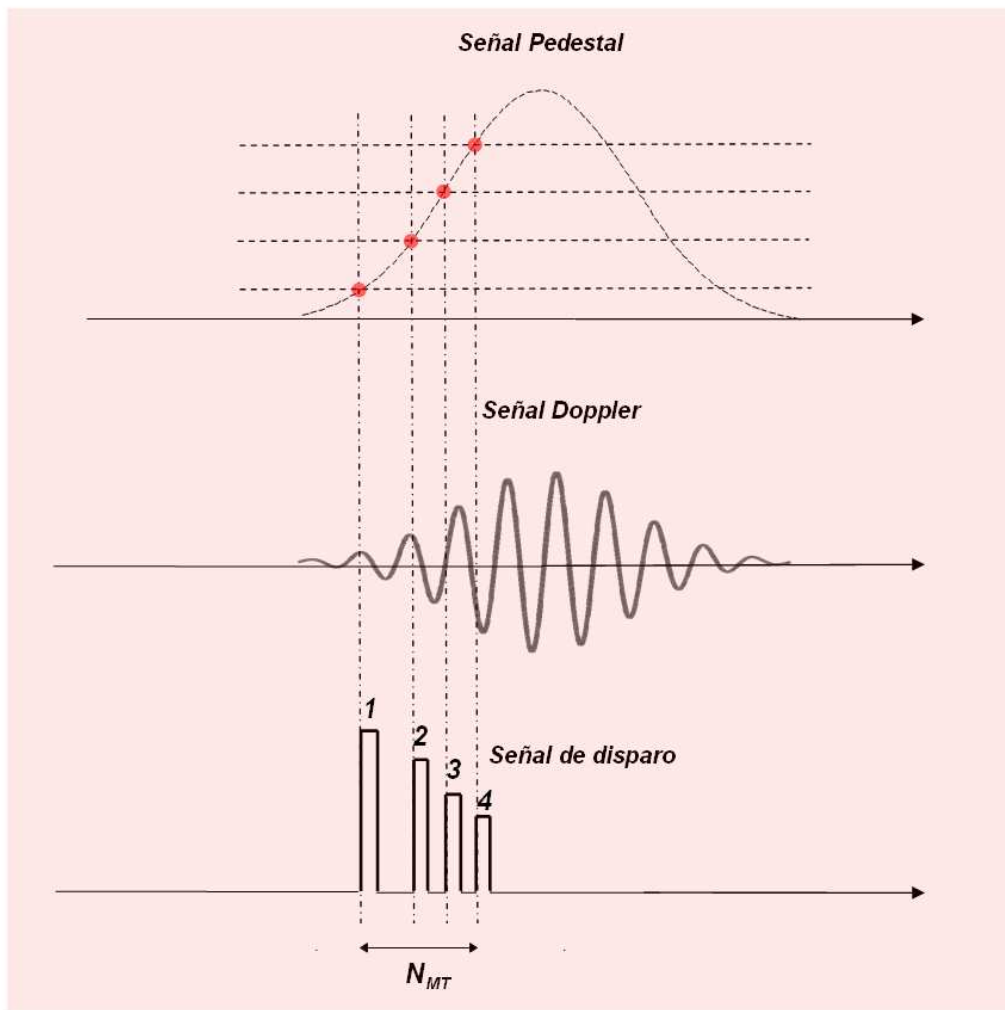


Figura 4.59 Señal de disparo de cuatro pulsos sin retardos

→ Estrategia

- La señal de disparo formada hasta de un máximo de cuatro pulsos (en el mejor de los casos), la conectaremos no solo al canal externo (*External Trigger*) sino también

a la entrada del segundo canal de datos B (recordemos que la señal Doppler entra por el canal A).

- Cuando el canal externo recibe el primer pulso de la señal de disparo marca la posición de la memoria *buffer* como la dirección de disparo (D_D) y adquiere muestras de post-disparo del canal A y devuelve el control al software de control y procesado digital, no teniendo en cuenta el resto de pulsos.
- Por el canal de datos B recibimos también la señal de disparo formada por un máximo de cuatro pulsos. Sabiendo el número de pulsos recibidos y comprobando que todos ellos son de la misma partícula y no de otra (a partir de su amplitud), medimos el tiempo entre el instante de tiempo del primero, que coincidirá lógicamente con la dirección de disparo y el último pulso, τ_{MT} . Calculando el número de muestras en ese tiempo N_{MT} obtendremos la nueva posición de la memoria *buffer* que coincidirá con el inicio de las muestras de mejor SNR de la señal Doppler.

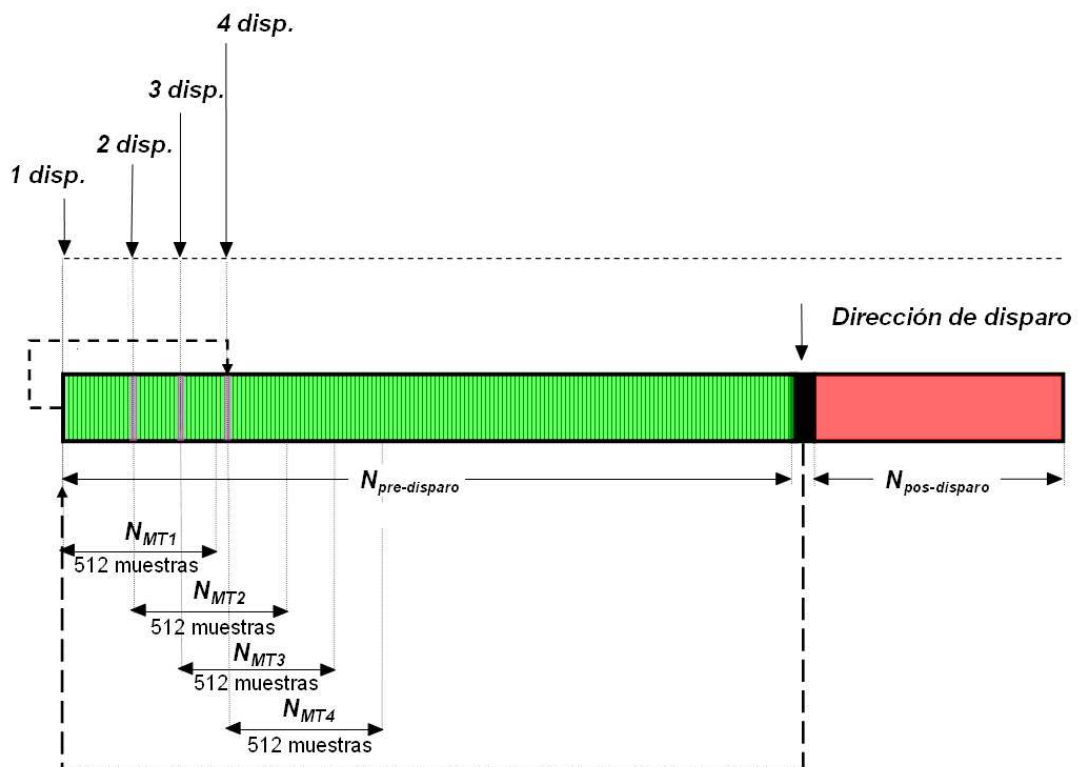


Figura 4.60 Posición de las muestras válidas en el *buffer* de la placa de adquisición CSLITE para el caso de cuatro pulsos

- Como en el caso de disparo de cuatro pulsos estamos leyendo de la memoria *buffer* las muestras más cercanas al momento del disparo real, puede ser que en alguna situación no dispongamos 512 muestras de las muestras de pre-disparo. Para evitarlo aumentaremos el número de muestras pos-trigger, ya que en el caso de solo un pulso teníamos cero muestras.

4.9.5. Software de control, adquisición y procesado digital

Todo el proceso de control de la placa de adquisición CSLITE, acceso y lectura de los datos capturados de la memoria *buffer* de la tarjeta y su posterior procesado digital de los datos para obtener y presentar la velocidad de cada señal *burst* Doppler, será realizado por una aplicación software en un PC, denominado *LaserDoppler*.

Esta aplicación, implementada en el lenguaje VC, está preparada para medir velocidades de partículas comprendidas entre 3m/s y -3m/s. Los aspectos más importantes que controla son los siguientes:

⇒ Datos entrada *LaserDoppler*

- Inicialización, configuración y control de la placa de adquisición CSLITE:
 - ✓ Margen dinámico canal datos A y B.
 - ✓ Número de muestras post-disparo.
 - ✓ Captura en tiempo real o grabación.
 - ✓ Modo captura.
 - ✓ Frecuencia de muestreo.
 - ✓ Canal de entrada del disparo.
 - ✓ Flanco de disparo.
 - ✓ Control de errores.

- Configuración de los parámetros del subsistema óptico (SOP) y electrónico (SEL):

- ✓ Índice de refracción del fluido.
- ✓ Longitud de onda del láser.
- ✓ Ángulo de incidencia entre haces.
- ✓ Frecuencia central batidos 1 y 2.
- ✓ Retardo entre la señal disparo y la señal Doppler.
- ✓ Control de errores.

- Configuración de los parámetros del procesado digital sobre los datos:

- ✓ Numero de muestras a procesar.
- ✓ Orden Zero-padding.
- ✓ SNR mínima de validación.
- ✓ Control de errores.

⇒ **Rutinas de cálculo *LaserDoppler***

- Cálculos:

- ✓ Obtener muestras canal B (disparo multinivel).
- ✓ Extraer número de pulsos de los datos canal B.
- ✓ Dirección de inicio de la primera muestra válida de los datos del canal A.
- ✓ Obtener muestras canal A (Doppler) a partir de la dirección de inicio.

- ✓ Añadir ceros a las muestras de la señal Doppler (*Zero-padding*).
- ✓ Periodograma de la señal Doppler muestreada (módulo FFT).
- ✓ Detección de los dos picos frecuenciales.
- ✓ Interpolación gaussiana.
- ✓ Obtención de las frecuencias de los dos picos.
- ✓ Transformación frecuencia a velocidad.
- ✓ Control de errores.

⇒ **Datos salida *LaserDoppler***

• Datos salida:

- ✓ Visualización en pantalla de los resultados obtenidos (numérica y gráfica).
- ✓ Grabación de los resultados.
- ✓ Control de errores.

En las figuras 4.61, 4.62 y 4.63 presentamos los diagramas de flujo de la aplicación *LaserDoppler*, con sus funciones o rutinas más importantes. Se explicarán las principales tareas que realiza la aplicación software, englobadas en dos partes: el control de flujo de adquisición y el procesado de las muestras.

Control de flujo de la adquisición

Ésta es quizá la parte más delicada de todo el control de la placa. Un mal diseño del flujo de adquisición provocaría que obtuviéramos datos erróneos, o que el programa quede bloqueado por algún error. Se ha procurado tener en cuenta todas las posibles causas de error para tratar preverlas.

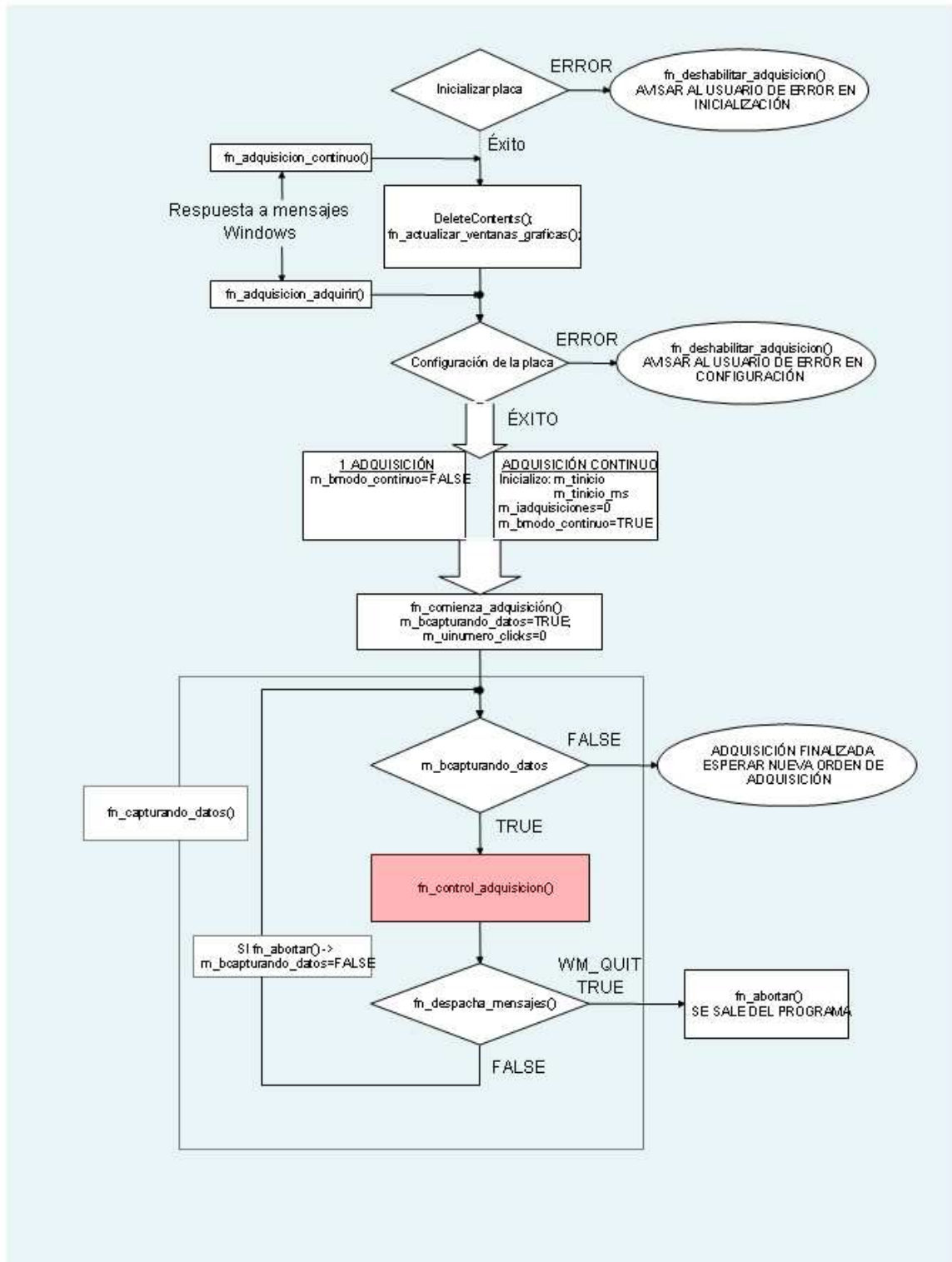


Figura 4.61 Diagrama de flujo aplicación *LaserDoppler*

fn_abortar(): Se encarga de abortar la adquisición en curso. Según estemos en modo continuo o modo paso a paso, actúa de la siguiente manera:

MODO CONTINUO: Aborta el modo continuo, pero dejando que acabe la adquisición en curso.

MODO PASO A PASO: Comprueba que estemos adquiriendo datos (por si se ejecuta la función mientras la placa no está adquiriendo). En caso afirmativo comprueba si se había producido el disparo y, si no es así, fuerza un disparo Software. Seguidamente comprueba que la placa no se haya bloqueado tras el *trigger*. En cualquier caso avisa al usuario de la fuente del problema. Por último aborta la captura y reinicializa las variables de adquisición. Puede ser llamada internamente por el programa, a causa de un error en la captura, o por el usuario mediante el botón de abortar captura.

fn_adquisicion_adquirir(): Se encarga de hacer una sola adquisición. Los pasos son los siguientes:

1. Configura la placa. Si la configuración es errónea avisa al usuario y deshabilita la adquisición mientras no se cambien los parámetros de captura.
2. Fija *m_bmodo_continuo* a *FALSE*.
3. Comienza la adquisición llamando a *fn_comienza_adquisicion*.
4. Llama al bucle principal de adquisición *fn_capturando_datos*, que finalizará cuando acabe la adquisición o si la placa se bloquea.

fn_adquisicion_continuo(): Se encarga de comenzar la adquisición en modo continuo. En modo tiempo real la adquisición se interrumpirá si el usuario la aborta o si se produce un error de adquisición. En modo grabación se grabará durante el número de segundos prefijado, se procesará y se pondrá el resultado en pantalla. También en este caso la adquisición se abortará en caso de error o bajo petición del usuario. Los pasos son los siguientes:

1. Se reinician los vectores que guardarán los datos mediante una llamada a *DeleteContents()*.
2. Se reinician las ventanas llamando a *fn_reinicializar_ventanas()*.
3. Configura la placa. Si la configuración es errónea avisa al usuario y deshabilita la adquisición mientras no se cambien los parámetros de captura (igual que en el caso de una sola adquisición).
4. Toma dos referencias de tiempo: inicio adquisición *m_tinicio* y en ms *m_tinicio_ms*.

5. Comienza la adquisición llamando a *fn_comienza_adquisicion()*.
6. Fija el modo de captura (*m_bmodo_continuo*) a continuo.
7. Llama al bucle principal de adquisición *fn_capturando_datos()*.

fn_busy_timeout(): Variable que fija el tiempo de espera para que la placa acabe de adquirir una vez recibido el disparo. Si se supera este tiempo, se considera que la placa está bloqueada y se aborta la adquisición.

fn_capturando_datos(): Éste es el bucle que se encarga de controlar toda la adquisición. Mientras se estén obteniendo datos no se saldrá del bucle principal de la función, que se ejecuta siempre que *m_bcapturando_datos* esté a *TRUE*. Cuando pase a ser *FALSE* se saldrá del bucle y el programa permanecerá en espera de recibir otro mensaje de adquisición. Existen dos maneras de que *m_bcapturando_datos* pase a valer *FALSE* mientras se está ejecutando el bucle: Una sería mediante el proceso de un mensaje Windows proveniente de una orden del usuario de abortar la adquisición (que se genera cuando el usuario aprieta el botón de abortar la adquisición o decide salir del programa a mitad de una adquisición). La otra sería mediante una llamada interna del programa a la función *fn_abortar()* debido a la detección de un error durante la captura. Este error sería el de detectar bloqueo de la placa durante la captura de muestras de post-disparo. Los pasos de esta función son:

1. Si estamos capturando datos, ejecutar el bucle. Si no, salir del bucle y esperar una nueva orden de adquisición.
2. Comprobar el estado de la adquisición mediante la función *fn_control_adquisición()*. Esta función controla todos los parámetros de la adquisición.
3. Llamar a la función *fn_despacha_mensajes()*. Esta función gestionará todos los mensajes en la cola de espera del programa, así como los procesos *background*.

fn_comienza_adquisicion(): Se encarga de inicializar y comenzar la adquisición mediante los siguientes pasos: Indica a la placa que comience a adquirir. Programa la primera muestra válida respecto del disparo (*trigger offset*). Indica que se están capturando datos (*m_bcapturando_datos=TRUE*) e inicializa el contador *m_uinnumero_clicks* que incrementa una unidad cada décima de segundo desde 0.

fn_comprobar_validez_adquisicion(): Comprueba la validez de la adquisición según las direcciones devueltas por *fn_obtener_punteros_memoria* y el *offset* del disparo.

Básicamente se encarga de comprobar que haya un número de muestras suficientes en el *buffer* de la placa. Para el caso de post-disparo, la suma del *offset* y las muestras usadas deberá ser mayor que la profundidad del disparo. Para el pre-disparo, comprobamos que el número de muestras capturadas antes de que llegara el disparo es superior al *offset*.

fn_control_adquisición(): Mientras estemos capturando datos, después de cada gestión de los mensajes Windows y tras comprobar que aun estemos en medio de una adquisición, se llamará a esta función para que controle el correcto funcionamiento de la misma. En caso de que haya acabado la última adquisición la gestione mediante una llamada a *fn_gestion_adquisicion()*. Asimismo comprobará si han acabado las condiciones de adquisición, en cuyo caso pondrá *m_bcapturando_datos* a *FALSE* y provocará la salida del bucle de *fn_capturando_datos()*. El flujo de funcionamiento de este bloque lo podemos ver en la figura 4.62, y los pasos son los siguientes:

1. *TRIGGER*: Si no se da un disparo antes del tiempo de espera prefijado, provoca un disparo Software.
2. *BUSY*: En caso de que la placa esté demasiado tiempo ocupada acabando de hacer la adquisición, una vez recibido el disparo, considera que hay error interno y aborta la adquisición en curso llamando a *fn_abortar()*.
3. En ninguno de los casos se queda esperando a que la placa responda, sino que devuelve el control a la función *fn_capturando_datos()* para que se procesen posibles mensajes de Windows en espera. El sistema utilizado guarda un gran paralelismo con el explicado en el apartado dedicado al funcionamiento de la CSLITE y reflejado en la figura 4.56.
4. El proceso de los mensajes se hace en la función *fn_despacha_mensajes()*.
5. Una vez acabada la adquisición en curso, llama a *fn_gestion_adquisición()* y actúa de la siguiente manera según el modo de adquisición en que nos encontremos.

Tiempo real, una adquisición: Reinicializa el proceso de adquisición llamando a la función *fn_reinicializar_adquisicion()*. La variable *m_bcapturando_datos* pasa a valer *FALSE*, y en la próxima iteración de *fn_capturando_datos()* se saldrá del bucle y se esperará una nueva orden de captura.

Tiempo real, modo continuo: Comienza una nueva adquisición llamando a la función *fn_comienza_adquisicion()*. Reinicializa el timer. Si estamos en Modo grabación el proceso es el siguiente: si han acabado las condiciones de adquisición (ha acabado el tiempo de adquisición o ya no estamos en modo continuo debido a que el usuario

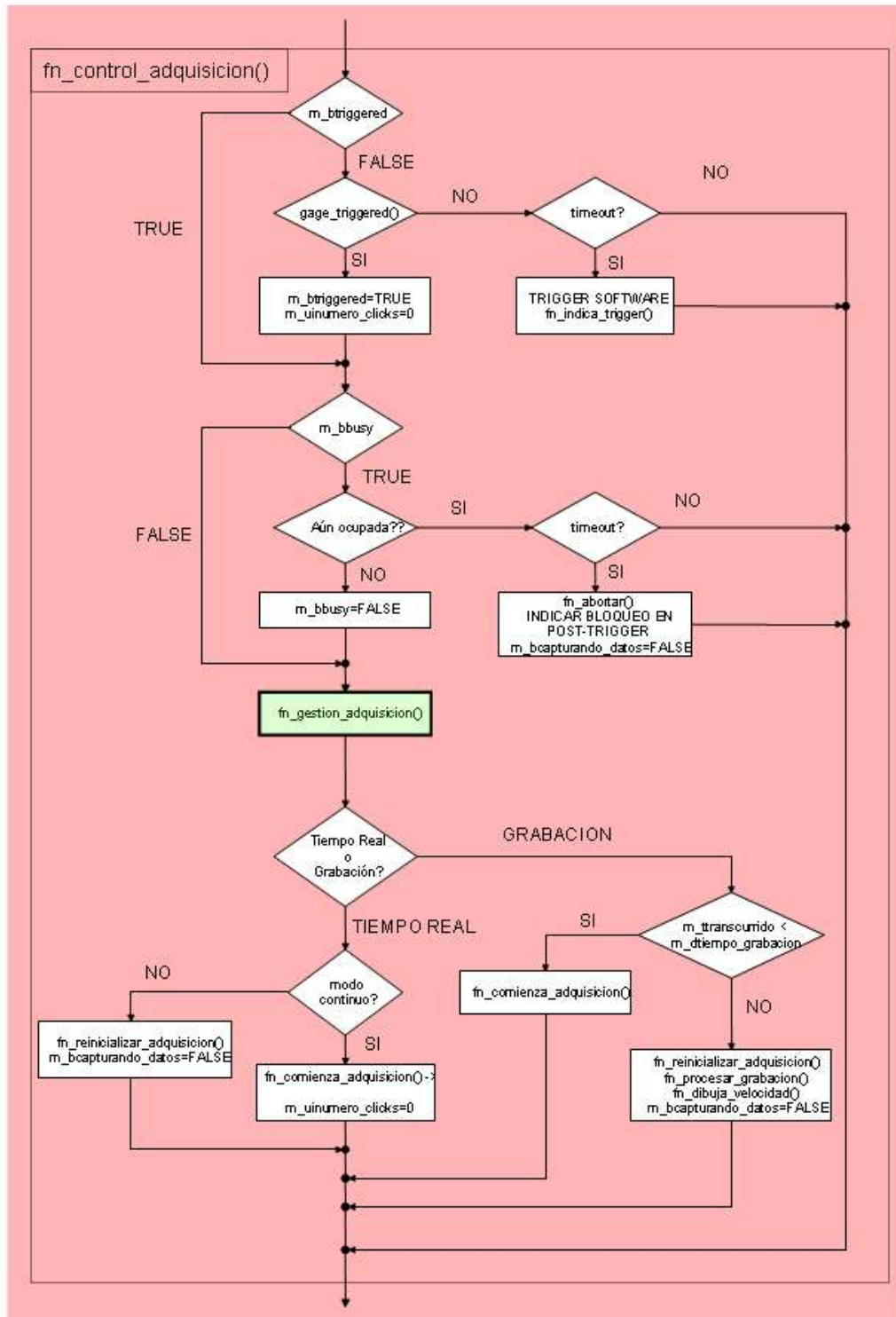


Figura 4.62 Diagrama de flujo del bloque fn_control_adquisición()

apretó el botón de abortar la adquisición), reinicializamos la adquisición, procesamos las muestras grabadas y dibujamos el resultado. En caso contrario comienza una nueva adquisición, sin procesar los datos ni actualizar la pantalla.

fn_control_calidad_adquisicion(): Si la adquisición fue válida (*valida=TRUE*), aumenta *m_iadquisiciones*. Seguidamente llama a la función de vistas, que se encargará de informar al usuario del resultado de la última adquisición (si fue válida o no, así como de la velocidad, SNR (o NLPS), frecuencias intermedias, etc..)

fn_despacha_mensajes(): Esta función se encarga de despachar todos los mensajes que se encuentren en la cola del programa mientras estemos a mitad de una adquisición. Por tanto gestionará el correcto redibujado de la pantalla, los mensajes generados por el usuario (salir del programa, abortar la captura,...), el funcionamiento del temporizador (que se renueva en respuesta a mensajes generados por la clase vista), etc. El bucle de funcionamiento básicamente lo que hace es gestionar todos los mensajes que estén en la cola y, tras acabar esta tarea, pasa a gestionar los procesos *background*. Estos procesos son los encargados de actualizar el estado de los botones de herramientas, controlar el correcto funcionamiento de la segmentación de memoria, etc. Si alguno de los mensajes que recibe es *WM_QUIT*, sale del bucle del programa.

fn_gestion_adquisicion(): Una vez acabada la adquisición en curso, esta función se encarga de gestionarla. Actuará de diferente manera según nos encontremos en modo tiempo real o grabación:

1. Obtiene los punteros al *buffer* de la placa mediante *fn_obtener_punteros_memoria()*.
2. Obtiene el tiempo transcurrido desde el comienzo de la adquisición.
3. Comprueba la validez de la adquisición mediante un estudio de los punteros anteriormente obtenidos. Si no tenemos suficientes muestras sale del bucle y llama a *fn_control_calidad_adquisicion(FALSE)*. Asimismo, avisa al usuario de esta circunstancia para que pueda corregir el problema.
4. Seguidamente, según el modo de adquisición en que se esté, actuará de la siguiente manera. Modo tiempo real: Obtiene las muestras y las procesa. Si superamos la SNR mínima, graba el resultado, actualiza las gráficas y llama a la función que controla la adquisición y activa *fn_control_calidad_adquisicion(TRUE)*. Si no, desactiva la función *fn_control_calidad_adquisicion* a (*FALSE*). Modo grabación: Obtiene las muestras de la señal Doppler, las graba y llama a *fn_control_calidad_adquisicion(TRUE)*.

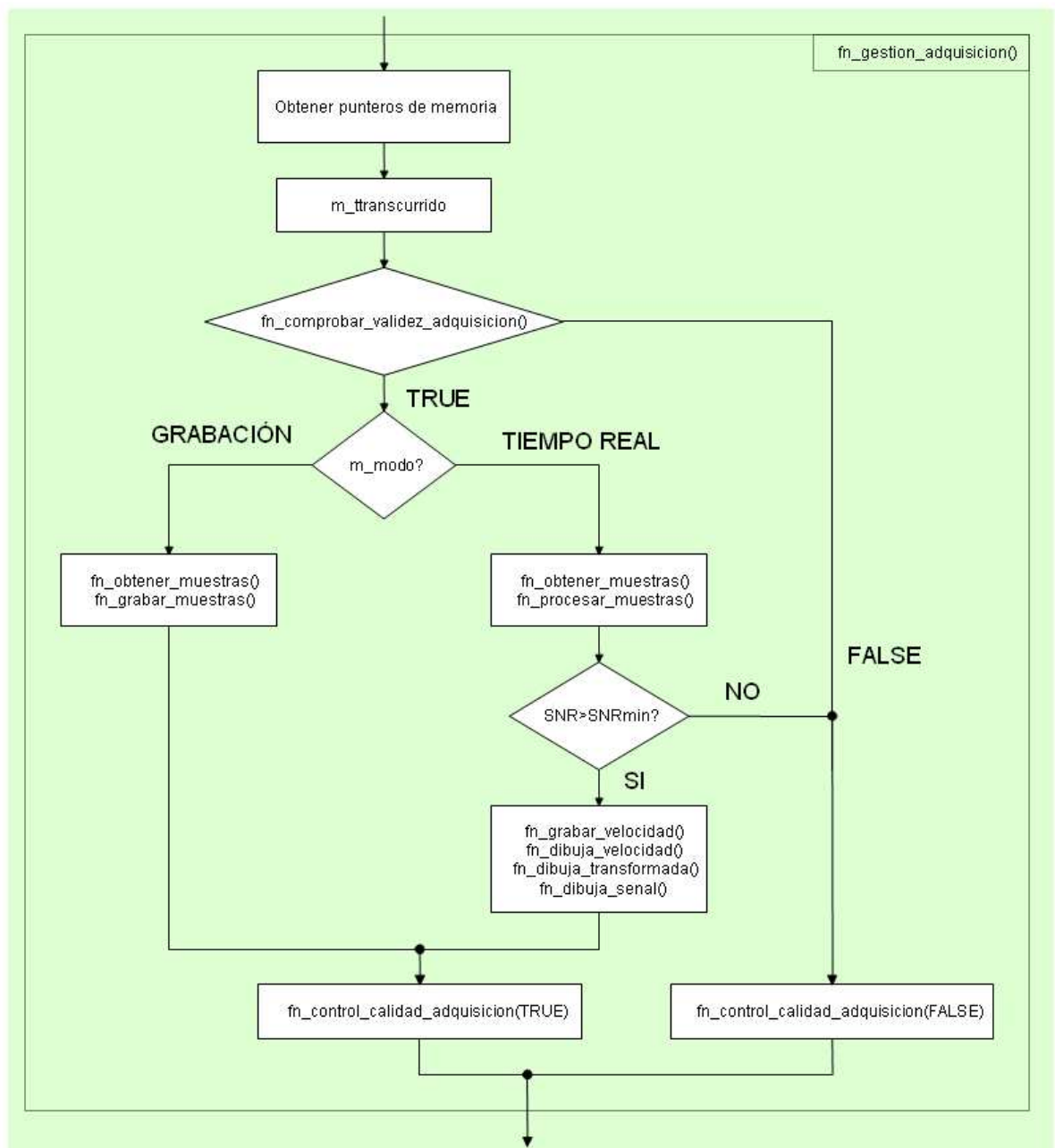


Figura 4.63 Diagrama de flujo del bloque `fn_gestion_adquisicion()`

fn_obtener_punteros_memoria(): Esta función calcula las direcciones de *trigger*, la dirección de inicio y la dirección final de las muestras en el *buffer* de la placa, teniendo en cuenta el retardo del SEL y del número de pulsos de la señal de disparo de los datos del canal B. Graba estas direcciones en *m_sidireccion_inicial*, *m_sidireccion_final* y *m_sidireccion_trigger*.

fn_reinicializar_adquisicion(): Se encarga de acabar la adquisición, abortando la captura en caso de que aun estuviera en curso.

fn_trigger_timeout(): Se encarga de dar a *TRIG_TIMEOUT* el valor que se pasa como parámetro (*trigger*). *TRIG_TIMEOUT* es la variable que fija el tiempo de espera para que se de un *trigger* Software.

Procesado de las muestras

En el caso de que la adquisición sea válida, es decir, que tengamos suficientes muestras en el *buffer* de la placa como para procesar, habrá que obtener estas muestras de la memoria de la placa, procesarlas y grabar los resultados en caso de que cumplan la condición de superar la SNR mínima. Las funciones encargadas de esta tarea son:

fn_procesar_muestras(): Procesa las muestras que se encuentran en el *buffer* del canal A.

fn_calcula_interpolacion_gaussiana(): Esta función se encarga de calcular a partir de la muestras central y las dos adyacentes, el máximo de una función gaussiana.

fn_calcula_maximos: Obtiene la posición y valor de los dos máximos absolutos de la secuencia de dato, en los dos intervalos frecuenciales.

fn_calcula_velocidad: Calcula el valor de las dos velocidades a partir de las dos frecuencias estimadas.

fn_FFT: Calcula la *FFT* de la señal.

fn_grabar_muestras(): Graba las muestras obtenidas en la última adquisición. Posteriormente, estas muestras podrán ser recuperadas y procesadas.

fn_grabar_velocidad(): Graba la velocidad y el tiempo transcurrido.

fn_obtener_datos(): Esta función obtiene todos los datos de interés para nuestra aplicación.

1. Detecta las dos frecuencias intermedias mediante *fn_detectar_intermedia()* en el caso de que la detección de la misma esté habilitada (*m_bfrec_intermedia=TRUE*)
2. Busca los máximos y su posición. Estos datos nos darán la posición de la frecuencia Doppler y de la SNR.
3. Calcula la SNR.
4. Calcula el máximo de la *FFT*.
5. Calcula la velocidad llamando a *fn_calcula_velocidad()*.

fn_obtener_muestras(): Se encarga de traspasar las muestras del *buffer* de la placa a la memoria del ordenador. Más concretamente, deposita estas muestras en la variable *m_sbuffer_canal_a* del canal A y *m_sbuffer_canal_b* del canal B.

fn_obtener_transformada(): Obtiene la densidad de potencia espectral de los datos. Utiliza la función *fn_fft*.

fn_procesar_grabacion(): En modo grabación, tras haber estado grabando las muestras obtenidas de las diversas adquisiciones llevadas a cabo, habrá que procesar estas muestras. El procesado se hará una vez transcurridos los segundos indicados por el tiempo de grabación (que se corresponde con la variable *m_dtiempo_grabacion*) o si el usuario aborta la adquisición en curso. Los pasos son los siguientes:

1. Se crea un diálogo que informará del transcurso del procesado.
2. Cambia el aspecto del cursor para indicar que se está procesando.
3. Hace una aproximación del tiempo de procesado e informa al usuario de éste.
4. Una vez acabado el procesado, destruye el diálogo de procesado y visualiza en pantalla los resultados.

fn_procesar_muestras(): Procesa las muestras que se encuentran en *m_sbuffer_canal_a*. Con tal fin llama a *fn_obtener_transformada()* y *fn_obtener_datos()*;

fn_zero_padding(): Se encarga de realizar el zero-padding de la señal muestreada con el objetivo de obtener mayor resolución de la densidad espectral de potencia. La función rellena el vector de datos del canal A del *buffer*.

Visualización resultados

Uno de los problemas que se plantea en una aplicación de este tipo es el de conseguir que toda la información disponible sea visualizada al mismo tiempo, lo que agilizará el

uso del programa. Debido a la gran cantidad de ventanas de las que dispone el usuario, esto no era posible a menos que se minimizara el tamaño de las ventanas hasta tal punto que la pantalla resultara demasiado recargada. Ante esta disyuntiva surge la posibilidad de dar preferencia a ciertas ventanas sobre otras, de forma que aquellas que den información que requiere ser visualizada en todo momento estén siempre a la vista y que aquellas que den información de uso puntual sean visualizadas bajo la petición expresa del usuario. El sistema utilizado para permitir ocultar o visualizar estas ventanas es el de los menús. Todas las ventanas de información serán cuadros de diálogo.

Debido a que existen dos modos de ejecución, uno en tiempo real y otro en modo de grabación, y que cada uno requiere diferente tipo de información, el aspecto de la pantalla también será diferente según nos encontremos en uno u otro modo.

Así pues, las principales ventanas que se visualizan según estemos en un modo u otro serán las siguientes:

MODO REAL:

Ventanas fijas:

- Gráfica de velocidad.
- Diálogo de velocidad de adquisición y control de grabación.
- Diálogo de velocidad del fluido y SNR de la señal.
- Diálogo de control de pérdidas de adquisición.
- Diálogo de configuración de la electrónica y medio en estudio.
- Diálogo de control de la señal recibida.
- Placa en uso.

Ventanas ocultables:

- Gráfica de la potencia espectral de la señal.
- Gráfica de la señal recibida.
- Diálogos de configuración de la placa.
- Diálogo de control de la memoria de la placa.

MODO GRABACIÓN:**Ventanas fijas:**

- Gráfica de velocidad.
- Diálogo de velocidad de adquisición y control de grabación.
- Diálogo de velocidad del fluido y SNR de la señal.
- Diálogo de control de pérdidas de adquisición.
- Diálogo de configuración de la electrónica y medio en estudio.
- Diálogo de control de la señal recibida.
- Placa en uso.

Ventanas ocultables:

- Diálogos de configuración de la placa.
- Diálogo de control de tiempo de proceso.

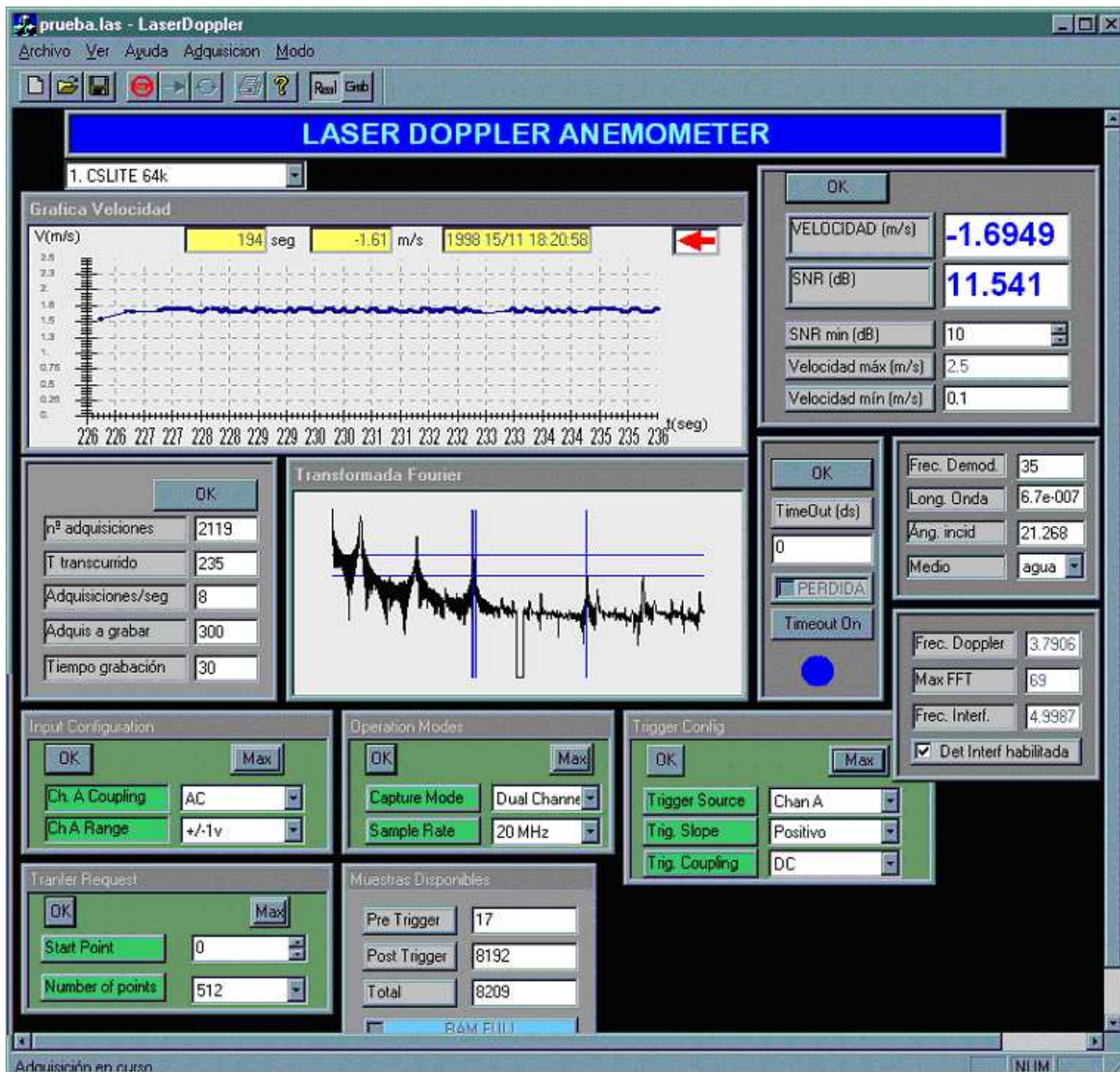


Figura 4.64 Pantalla principal de la aplicación *LaserDoppler*