

---

# Desarrollo de un sistema de control para láseres de diodo utilizando moduladores acústico-ópticos

---



**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**Pablo Escobedo Araque**

**UNIVERSIDAD DE GRANADA  
MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA  
DE COMPUTADORES Y REDES**

*Granada, Julio de 2014*



# Desarrollo de un sistema de control para láseres de diodo utilizando moduladores acústico-ópticos

REALIZADO POR:

**Pablo Escobedo Araque**

DIRIGIDO POR:

**Daniel Rodríguez Rubiales<sup>1</sup>**

**Eduardo Ros Vidal<sup>2</sup>**

DEPARTAMENTOS:

<sup>1</sup>Departamento de Física Atómica, Molecular y Nuclear

<sup>2</sup>Departamento de Arquitectura y Tecnología de Computadores

**UNIVERSIDAD DE GRANADA  
MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA  
DE COMPUTADORES Y REDES**

*Granada, Julio de 2014*



**Daniel Rodríguez Rubiales**, Profesor Titular de Universidad, y **Eduardo Ros Vidal**, Catedrático de Universidad,

**CERTIFICAN:** Que la presente memoria “**Desarrollo de un sistema de control para láseres de diodo utilizando moduladores acústico-ópticos**” ha sido realizada bajo su dirección en la Universidad de Granada por **Pablo Escobedo Araque** y constituye su Trabajo Fin de Máster del programa de Máster Universitario en Ingeniería de Computadores y Redes.

Y para que así conste, presenta ante el Departamento de Arquitectura y Tecnología de Computadores la referida memoria en Granada a 1 de julio de 2014.

Fdo. Daniel Rodríguez Rubiales

Fdo. Eduardo Ros Vidal



El alumno **Pablo Escobedo Araque** garantiza, al firmar este Trabajo Fin de Máster titulado “**Desarrollo de un sistema de control para láseres de diodo utilizando moduladores acústico-ópticos**”, que este trabajo de investigación ha sido realizado respetando los derechos de otros autores a ser citados, cuando se han utilizado sus resultados o publicaciones.

Granada, 1 de julio de 2014

Fdo. Pablo Escobedo Araque





# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Objetivos del proyecto . . . . .	2
1.3. Metodología . . . . .	2
1.4. Organización de la memoria . . . . .	3
<b>2. Fundamento teórico</b>	<b>5</b>
2.1. El láser de diodo . . . . .	5
2.2. Polarización de la luz . . . . .	12
2.3. El modulador acústico-óptico (AOM) . . . . .	14
2.4. La fibra óptica . . . . .	16
<b>3. Descripción hardware</b>	<b>21</b>
3.1. Equipamiento e instrumentación . . . . .	21
3.2. Líneas AOM de doble paso . . . . .	31
3.3. Electrónica de control del AOM . . . . .	35
3.3.1. El oscilador controlado por voltaje (VCO) . . . . .	36
3.3.2. El atenuador variable (VVA) . . . . .	38
3.3.3. El amplificador . . . . .	41
3.4. Resultados experimentales . . . . .	43
3.4.1. Caracterización de los AOM . . . . .	43
3.4.2. Caracterización de las líneas moduladoras de doble paso . . . . .	51
3.5. Montaje general y alineamiento . . . . .	57
<b>4. Descripción software</b>	<b>61</b>
4.1. Regulación de la frecuencia . . . . .	63
4.2. Control de la potencia . . . . .	67
4.3. Monitorización del fotomultiplicador . . . . .	71
4.4. Centralización del sistema de control . . . . .	72
4.4.1. Red local . . . . .	72
4.4.2. Network Streams de LabVIEW . . . . .	74
<b>5. Conclusiones</b>	<b>77</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>79</b>



# Índice de figuras

2.1. Esquema del proceso de emisión estimulada . . . . .	6
2.2. Esquema de una cavidad óptica resonante en un láser. . . . .	7
2.3. Curva de ganancia del láser y modos longitudinales de la cavidad	8
2.4. Potencia de salida de un láser de diodo en función de la corriente aplicada. . . . .	9
2.5. Láser de diodo de cavidad externa (ECDL) en configuración de Littrow . . . . .	10
2.6. Variación de la longitud de onda del láser de diodo con la tempe- ratura. . . . .	11
2.7. Esquema de funcionamiento de un medidor de longitudes de onda basado en el interferómetro de Fizeau. . . . .	11
2.8. Divisor de haz polarizador (PBS, <i>Polarizing Beam Splitter</i> ). . . .	12
2.9. Esquema de láminas retardadoras de cuarto de onda y de media onda . . . . .	14
2.10. Descripción geométrica de la ley de Bragg. . . . .	16
2.11. Reflexión y refracción de un rayo de luz en la interfaz entre dos medios . . . . .	17
2.12. Tipos de fibras . . . . .	18
2.13. Perfil del haz en una fibra monomodo . . . . .	19
3.1. Fotografías de los láseres de diodo y las unidades controladoras asociadas disponibles en el laboratorio. . . . .	22
3.2. Instrumentos de control y monitorización conectados en red. . . .	23
3.3. Esquema de un tubo fotomultiplicador (PMT). . . . .	25
3.4. Diagrama de bloques de un módulo PMT en modo de conteo de fotones. . . . .	26
3.5. Fluorescencia emitida por una nube de iones de $^{40}\text{Ca}^+$ enfriada, recogida con la cámara CCD . . . . .	27
3.6. Diagrama de bloques de un amplificador Lock-In. . . . .	28
3.7. Diagrama de bloques de un amplificador Lock-In en modo dual. .	30
3.8. Modulador acústico-óptico en diferentes configuraciones. . . . .	32
3.9. Línea AOM en configuración de doble paso. . . . .	33
3.10. Diagrama esquemático del controlador del AOM. . . . .	35
3.11. Diagrama esquemático del controlador conectado al AOM . . . .	36

3.12. Frecuencia de salida del VCO en función del voltaje de control (ZOS-300+) . . . . .	37
3.13. Frecuencia de salida del VCO en función del voltaje de control (ZOS-150+) . . . . .	38
3.14. Atenuación en función del voltaje de control del VVA . . . . .	39
3.15. Voltaje pico-pico de salida del VVA en función del voltaje de control. . . . .	40
3.16. VCO y VVA conectados como parte del sistema controlador del AOM . . . . .	41
3.17. Medidas de ganancia en función de la frecuencia para los amplificadores utilizados. . . . .	42
3.18. Fotografía del amplificador ZHL-1-2W+. . . . .	43
3.19. Caracterización del AOM 3200-125 del BLUE1 (I) . . . . .	44
3.20. Caracterización del AOM 3200-125 del BLUE1 (II) . . . . .	45
3.21. Caracterización del AOM 3200-125 del BLUE1 (III) . . . . .	46
3.22. Caracterización del AOM 3200-125 del BLUE1 (IV) . . . . .	47
3.23. Caracterización del AOM 3200-125 del BLUE2 . . . . .	48
3.24. Caracterización del AOM 3110-120 del RED2 y RED6 . . . . .	48
3.25. Perfiles de los haces de salida de los láseres RED2 y RED6 . . . . .	49
3.26. Caracterización del AOM TEF-200-50-866 del RED5 (I) . . . . .	50
3.27. Caracterización del AOM TEF-200-50-866 del RED5 (II) . . . . .	51
3.28. Caracterización de la línea AOM de doble paso del BLUE1 . . . . .	52
3.29. Caracterización de la línea AOM de doble paso del BLUE2 . . . . .	52
3.30. Caracterización de la línea AOM de doble paso del RED2 y RED6 . . . . .	54
3.31. Caracterización de la línea AOM de doble paso del RED5 . . . . .	55
3.32. Montaje y alineamiento en la mesa óptica . . . . .	58
3.33. Fotografía de la mesa óptica del laboratorio. . . . .	59
4.1. Interfaz de usuario del sistema de control . . . . .	62
4.2. Panel de control para la monitorización y regulación de la frecuencia. . . . .	63
4.3. Ejemplo de regulación del láser BLUE1 mediante función triangular. . . . .	64
4.4. Ejemplo de nodo <i>Call Library Function</i> en LabVIEW . . . . .	65
4.5. Cálculo automático del desplazamiento en frecuencia en función de la tensión de control del VCO. . . . .	66
4.6. Paneles de control de las fuentes de alimentación asociadas a las líneas de modulación. . . . .	67
4.7. Subprograma LabVIEW para la monitorización de la potencia en función del voltaje del VVA. . . . .	68
4.8. Panel de control de la potencia y subprograma de calibración . . . . .	70
4.9. Interfaz de usuario para la monitorización del fotomultiplicador. . . . .	71
4.10. Red local interna del laboratorio. . . . .	73
4.11. Modelo de comunicación Network Streams de LabVIEW. . . . .	74
4.12. Network Streams creados para la comunicación remota con el amplificador Lock-In y la tarjeta de adquisición de NI. . . . .	75
4.13. Paneles de control de las aplicaciones <i>target</i> del amplificador Lock-In y la tarjeta de adquisición de NI . . . . .	76

# Capítulo 1

## Introducción

El trabajo que aquí se presenta se enmarca dentro del proyecto TRAPSENSOR (*High-Performance Mass Spectrometry Using a Quantum Sensor*) [1] del Consejo Europeo de Investigación, que se encuentra actualmente en desarrollo en la Universidad de Granada.

### 1.1. Motivación

Los experimentos que se realizan con trampas de iones y láseres para medir propiedades fundamentales con extremada precisión [2] en el campo de la física atómica, nuclear y de partículas, requieren de un control muy preciso de la tecnología utilizada. En el proyecto TRAPSENSOR, el objetivo final va incluso más allá del estado actual de la técnica, ya que se trata de medir la masa de un ión concreto, suspendido en vacío por medio de campos electromagnéticos que conforman una trampa (*Paul* o *Pennig*), a partir de los fotones emitidos por un ión de  $^{40}\text{Ca}^+$ , que permanece casi en reposo por la interacción de su electrón menos energético con los fotones de, al menos, dos láseres.

El número final de láseres necesarios vendrá definido en función de si el entorno es o no magnético, y en este último caso, de la intensidad del campo. Si el ión de  $^{40}\text{Ca}^+$  se encuentra en una trampa magnética (*Pennig Trap*), creada a partir de combinar un campo electrostático y un campo magnético de alta intensidad -en TRAPSENSOR de 7 Tesla-, el sistema inicial de niveles energéticos del electrón se multiplica debido al efecto Zeemann [3], y de dos láseres de longitudes de onda de 397 nm y 866 nm, respectivamente, se pasa ahora a necesitar seis, dos en torno a 397 nm, cuyas frecuencias (longitudes de onda) difieren en varias decenas de GHz, y cuatro en torno a 866 nm, cubriendo una banda de frecuencias de 236 GHz. Dado que el estado en que se encuentra el ión de  $^{40}\text{Ca}^+$ , esto es, si se enfría y hasta qué energía, depende de la intensidad (potencia) de los láseres y del valor de la longitud de onda (frecuencia) de los mismos, que definida con una exactitud de 10 MHz, debe a su vez variar temporalmente en consonancia con la velocidad con la que se reduce la energía debido al efecto Doppler, es necesario tener un control rápido, eficaz y exacto de todos los láseres involucrados, así como de los sistemas utilizados para la detección de los fotones emitidos por el ión  $^{40}\text{Ca}^+$ .

Esto último con el añadido de que sólo se registran alrededor de 10000 fotones por segundo provenientes de un ión de  $^{40}\text{Ca}^+$  en las condiciones más óptimas.

## 1.2. Objetivos del proyecto

El objetivo de este trabajo es la construcción de los sistemas necesarios para el control de potencia y longitud de onda (frecuencia) de los seis láseres de diodo, con longitudes de onda de 397 nm (llamados a lo largo de este trabajo BLUE1 y BLUE2) y 866 nm (llamados a lo largo de este trabajo RED2, RED3, RED5 y RED6). Estos sistemas estarán basados en moduladores acústico-ópticos (AOM, *Acousto-Optic Modulator*), para lo que hay que seleccionar los componentes necesarios para su funcionamiento, y realizar los montajes óptico y electrónico. Un programa diseñado y desarrollado en la plataforma LabVIEW permitirá controlar los dispositivos que intervienen en las líneas de los AOM, los sistemas de detección y el sistema de medida y bloqueo de frecuencia de los láseres proporcionado por un medidor de longitudes de onda de ultra-alta precisión (exactitud absoluta de 10 MHz). El trabajo que se presenta engloba por tanto desarrollo de hardware y software. Además de los láseres mencionados, también existen otros dos láseres de longitud de onda en torno a 854 nm (llamados RED1 y RED4) que, integrados también en el sistema de bloqueo, se utilizarían en futuros experimentos.

En conjunto se pretende la implementación de un sistema de monitorización y control compacto y centralizado para el hardware que se pretende desarrollar y los aparatos que ofrecen funciones específicas en el experimento.

## 1.3. Metodología

El proyecto supone el seguimiento de una serie de fases de trabajo que permitan, en última instancia, la consecución de los objetivos planteados. De esta forma, el trabajo se puede desglosar en las siguientes tareas:

1. Estudio de la bibliografía relacionada con el proyecto, para la adquisición de los conocimientos fundamentales sobre las técnicas experimentales de física de partículas, que constituyen el contexto y motivación del trabajo desarrollado.
2. Planteamiento de las necesidades que se desean cubrir y las especificaciones que debe cumplir el sistema de control.
3. Selección de componentes (tanto ópticos como electrónicos) y desarrollo y construcción del instrumental hardware específico que cubra los requisitos planteados.
4. Montaje del sistema óptico basado en moduladores acústico-ópticos (AOMs) en torno a los láseres de diodo disponibles en el laboratorio.
5. Caracterización de los componentes hardware electrónicos desarrollados e integración de los mismos con el sistema óptico.

6. Desarrollo del software de control específico en la plataforma LabVIEW e integración con el hardware implementado y con los diferentes equipos de laboratorio e instrumentación necesarios para la monitorización y control.
7. Validación, test y optimización del sistema completo tras la integración hardware (óptica y electrónica) y software.

## 1.4. Organización de la memoria

El trabajo se organiza en tres capítulos, además de la introducción (Cap. I) y las conclusiones (Cap. V). En el Capítulo II se expone el fundamento teórico de los principales elementos que conforman el sistema, como son los láseres de diodo, los moduladores acústico-ópticos y las fibras ópticas. En el Capítulo III se presenta la descripción hardware del sistema desarrollado, comenzando con la instrumentación de control y monitorización utilizada, y siguiendo con la implementación de las líneas de modulación mediante los AOMs (incluyendo la electrónica asociada). En este capítulo también se exponen los resultados experimentales obtenidos tras la implementación y optimización de dichos sistemas de modulación, dando lugar a una caracterización completa de los mismos. Por último, el Capítulo IV se dedica a la parte software, donde se describe tanto la interfaz de usuario desarrollada en el entorno de programación LabVIEW para todos los elementos necesarios en el experimento, como la centralización del sistema de control distribuido.





## Capítulo 2

# Fundamento teórico

En este capítulo se sientan las bases sobre las que se apoya el sistema de control desarrollado. En primer lugar, se describe el fundamento teórico de los láseres de diodo, que constituyen las fuentes emisoras de luz utilizadas para el enfriamiento de los iones. A continuación se exponen los fundamentos del modulador acústico-óptico (AOM, *Acousto-Optic Modulator*) como uno de los elementos fundamentales del sistema, puesto que se trata del dispositivo mediante el cual se lleva a cabo el control de la frecuencia y la potencia de los haces de luz láser. El último apartado se centra en la fibra óptica, que nos permitirá el transporte de las señales de luz láser.

### 2.1. El láser de diodo

Actualmente, los láseres de diodo constituyen uno de los dispositivos optoelectrónicos más importantes, puesto que permiten una transformación directa de corriente eléctrica a luz. En general, el láser puede definirse como un *dispositivo que utiliza la emisión estimulada de radiación en un medio apropiado para generar un haz de luz con características especiales de monocromaticidad, coherencia y direccionalidad* [4]. De hecho, la palabra láser es un acrónimo que proviene del inglés *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, es decir, amplificación de luz por emisión estimulada de radiación. En este apartado desglosaremos cada uno de estos términos para describir los fundamentos teóricos de los láseres en general, centrándonos posteriormente en el láser de diodo.

Para comprender el mecanismo fundamental de funcionamiento de un láser, la emisión estimulada, es necesario descender a escala atómica. Un modelo sencillo para representar un átomo consiste en un núcleo alrededor del cual orbitan los electrones. Éstos pueden sufrir transiciones entre niveles de energía. Si un electrón ocupa el nivel de menor energía  $E_1$  se dice que se encuentra en el estado fundamental, mientras que un estado excitado corresponde a un nivel de energía superior  $E_2$ . La luz es capaz de provocar transiciones de electrones entre los niveles de energía de un átomo mediante procesos de absorción y emisión. El mecanismo de emisión se produce cuando un electrón en estado excitado decae a un nivel de energía inferior, emitiendo en el proceso un fotón cuya energía es

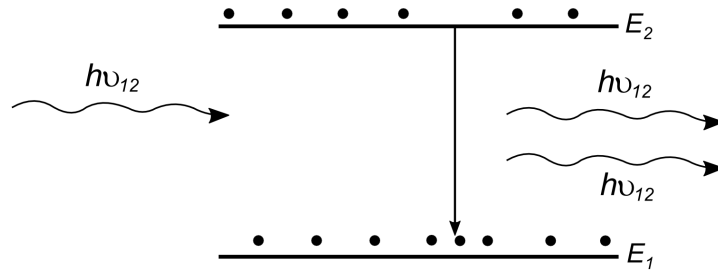


Figura 2.1: Emisión estimulada de un electrón del estado excitado al estado fundamental de energía, con la correspondiente emisión de un fotón con las mismas propiedades que el fotón inicial, al que se suma.

igual a la diferencia entre ambos niveles [5]:

$$E_{\text{fotón}} = h\nu_{12} = E_2 - E_1, \quad (2.1)$$

donde  $h$  es la constante de Planck y  $\nu_{12}$  es la frecuencia de radiación. Si el electrón decae por sí solo al estado fundamental se habla de emisión espontánea. Bajo las condiciones adecuadas, se puede estimular al electrón para que decaiga a un nivel más bajo de energía y emita un fotón en un tiempo mucho más corto de lo que lo haría por emisión espontánea. La emisión estimulada (Fig. 2.1) que caracteriza un láser tiene lugar cuando el átomo excitado se encuentra en presencia de un campo electromagnético. Un fotón que interaccione con un electrón excitado puede inducir su transición al estado fundamental, con la correspondiente emisión de un fotón con las mismas propiedades que el fotón inicial, al que se suma. Este fenómeno puede derivar en un proceso de avalancha, en tanto en cuanto el aumento del número de fotones estimulará a su vez la emisión en otros átomos. Esto constituye el principio de amplificación de la luz por emisión estimulada.

Asumiendo que, en un conjunto de átomos, la población de electrones de los niveles de energía  $E_1$  y  $E_2$  es  $N_1$  y  $N_2$ , respectivamente, la población relativa en equilibrio térmico viene dada por [5]:

$$\frac{N_2}{N_1} = e^{-(E_2-E_1)/kT} = e^{-h\nu_{12}/kT}, \quad (2.2)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzmann y  $T$  es la temperatura. El exponente negativo de la Ec. (2.2) indica que  $N_2 \ll N_1$  en equilibrio, es decir, que en la mayoría de los átomos, los electrones se encuentran en el nivel de energía inferior. Sin embargo, para lograr la amplificación de la luz en un láser,  $N_1 \ll N_2$ , lo que se conoce como *inversión de población*, y posibilita que la emisión estimulada predomine sobre la absorción. Es necesario recurrir a algún mecanismo para producir esta inversión de población en el medio activo. Aún así, esta inversión no se mantiene por sí sola en el tiempo, ya que conforme los átomos emiten radiación, la cantidad de átomos excitados se va reduciendo a favor del aumento del número de átomos en estado fundamental. Para mantener la condición de inversión es

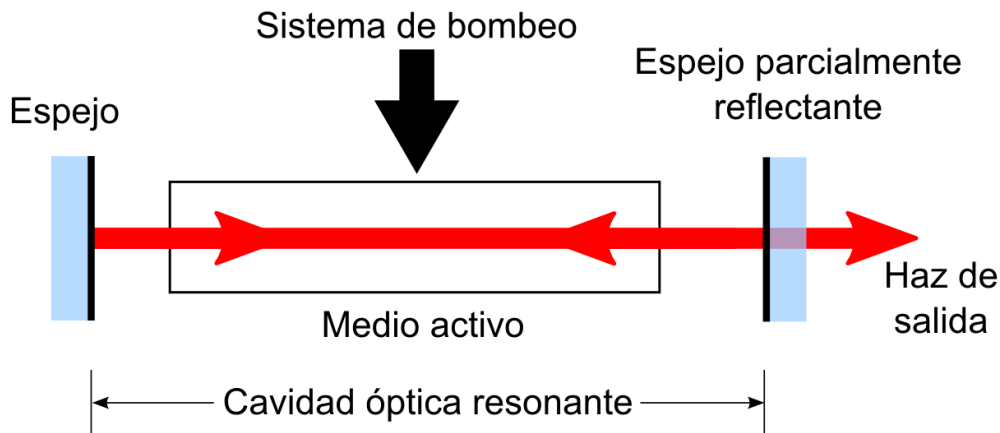


Figura 2.2: Esquema de una cavidad óptica resonante en un láser.

preciso un agente externo que excite de nuevo los átomos. Este mecanismo se denomina bombeo.

La combinación de un medio activo y un mecanismo de bombeo no basta para la producción de luz láser, ya que la amplificación que se consigue no es suficiente. Para que la emisión estimulada predomine sobre la emisión espontánea, es necesario situar el medio activo en el interior de una *cavidad óptica resonante* formada por dos espejos, tal y como se ilustra en la Fig. 2.2. Uno de los espejos debe ser tan solo parcialmente reflectante, con el fin de permitir que una fracción de la luz pueda salir al exterior para formar el haz láser.

En principio, la luz que se emite y amplifica en el medio activo posee una determinada anchura espectral, por lo que la emisión estimulada no se produce a una única frecuencia, sino en torno a un pequeño rango alrededor de la frecuencia de transición esperada. En consecuencia, el poder amplificador del medio, conocido como *curva de ganancia*, tiene forma acampanada (Fig. 2.3 [6]), siendo máximo para la frecuencia de transición esperada y reduciéndose a medida que nos alejamos de ella. No obstante, al introducir el medio activo en la cavidad resonante, ésta es capaz de seleccionar la radiación en un intervalo de longitudes de onda mucho mejor definido. La justificación de este hecho se basa en que dentro de la cavidad sólo pueden existir ondas de campo electromagnético que se anulan en las paredes de la cavidad (los espejos), estableciéndose así una selección de longitudes de onda. La frecuencia  $\nu$  de la radiación resonante con la cavidad debe cumplir la relación [6]

$$\nu = \frac{c}{2NL}, \quad (2.3)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $N$  es un número entero y  $L$  es la distancia entre los espejos de la cavidad. Las frecuencias que satisfacen la Ec. (2.3) se conocen como *modos longitudinales* de la cavidad, cada uno de los cuales es lo suficientemente estrecho como para que la radiación final resultante pueda ser considerada monocromática. Por otro lado, la cavidad también es responsable de

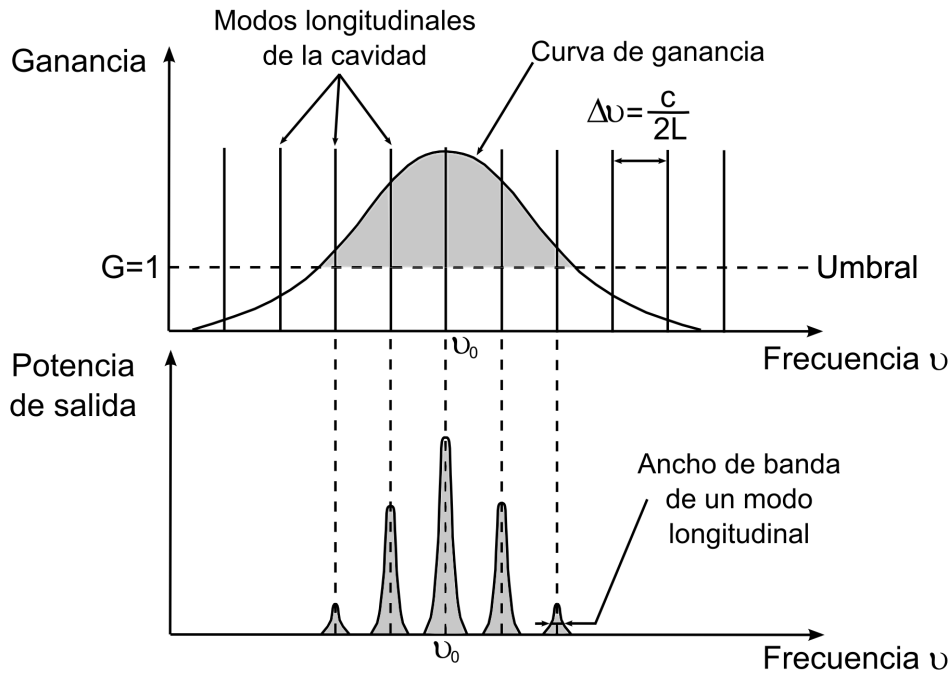


Figura 2.3: Curva de ganancia del láser y modos longitudinales de la cavidad. La línea de umbral representa la ganancia mínima para superar las posibles pérdidas en los espejos de la cavidad, y obtener por tanto una amplificación neta.

mejorar considerablemente la eficiencia de la emisión láser, debido a la retroalimentación provocada por los espejos enfrentados. Además, la retroalimentación solo se produce para los fotones que se propaguen alineados con el eje de la cavidad, por lo que la cavidad proporciona también a la emisión láser una direccionalidad muy definida.

Los láseres se clasifican habitualmente por el tipo de medio activo. Los de diodo, son aquellos en los que una unión pn actúa como medio activo. En un láser de diodo, la condición de inversión de población se consigue aplicando una corriente a través de la unión semiconductor hasta alcanzar un determinado valor de corriente umbral  $I_{th}$ , a partir del cual predomina la emisión estimulada de fotones debida a la recombinación de los portadores originada por la corriente aplicada. Para valores de corriente inferiores a  $I_{th}$ , la emisión es espontánea y el dispositivo no funciona en modo de operación láser (Fig. 2.4).

Existen numerosas técnicas para la sintonización de la longitud de onda del haz de salida en los láseres de diodo. En concreto, el mecanismo implementado en los láseres de diodo que utilizamos en nuestro caso es el uso de una cavidad externa. Este tipo de láseres se conocen, por tanto, como láseres de diodo de cavidad externa (ECDLs, *External Cavity Diode Lasers*). Los ECDLs están compuestos fundamentalmente por un láser de diodo semiconductor, un colimador para acoplar el haz de salida y un filtro externo para la selección de modo. Las dos

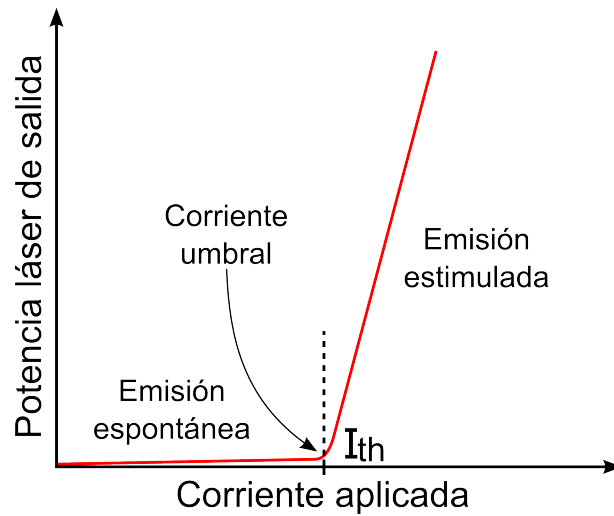


Figura 2.4: Potencia de salida de un láser de diodo en función de la corriente aplicada. La emisión estimulada se consigue a partir de una determinada corriente umbral  $I_{th}$ .

configuraciones de ECDLs más comunes son la de Littrow y la de Littman, que utilizan redes de difracción para crear la realimentación óptica, seleccionar un modo simple de operación del láser y sintonizar la longitud de onda mediante la rotación de dicha red de difracción.

Los láseres de diodo en nuestro sistema utilizan la configuración de Littrow, tal y como se muestra en la Fig. 2.5 [7]. En esta configuración, el haz difractado de primer orden en la red se refleja de vuelta al láser de diodo, estableciendo el camino de realimentación óptica. La longitud de onda del haz que se emite hacia la salida (el difractado de orden 0) puede ajustarse rotando la red de difracción, lo que permite sintonizar el láser a casi cualquier longitud de onda dentro de su perfil de ganancia. Esta rotación implica un cambio en la dirección del haz de salida. Con el fin de evitarlo se incluye un espejo (no mostrado en la Fig. 2.5) para compensar los cambios de dirección, que se rota en paralelo a la red de difracción.

Uno de los problemas de los láseres de diodo es su dependencia con la temperatura. Variaciones en la temperatura pueden provocar cambios en la longitud de onda emitida por el láser de diodo [6]. En concreto, al aumentar la temperatura se produce un incremento gradual de la longitud de onda hasta que, llegado un punto, se produce un salto a otro modo longitudinal (ver Fig. 2.6 [7]), lo que se denomina “salto de modo” (del inglés *mode-hopping*). Los láseres de diodo utilizados disponen de un control de la frecuencia que permite un amplio rango de sintonización libre de saltos de modo (20 - 50 GHz).

Un aspecto fundamental de nuestro sistema de láseres de diodo es la medida de sus longitudes de onda. Para ello se dispone de un medidor de longitudes de onda de ultra-alta precisión que se basa en el denominado *interferómetro de Fizeau*.

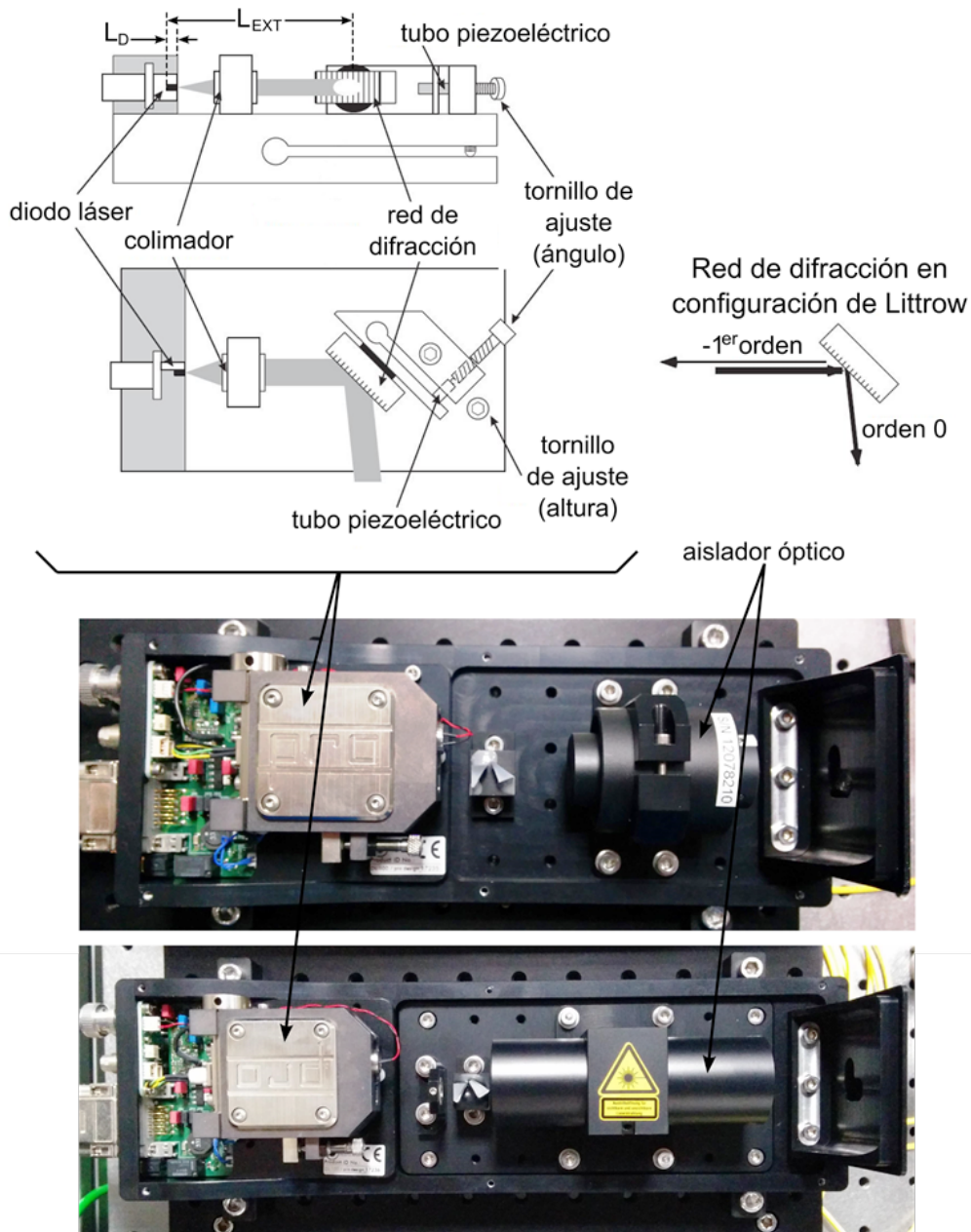


Figura 2.5: Parte superior: Esquema de un láser de diodo de cavidad externa (ECDL) en configuración de Littrow, incluyendo un diodo láser, una lente colimadora y una red de difracción. El haz difractado de primer orden en la red se refleja de vuelta al láser de diodo, mientras que el difractado de orden cero se dirige a la salida.  $L_D$  es la longitud de la cavidad óptica resonante del diodo, y  $L_{EXT}$  es la longitud de la cavidad externa. Parte inferior: Fotografías de uno de los láseres de diodo de 397 nm y otro de 866 nm del laboratorio. El aislador óptico transmite la luz tan solo en una dirección, por lo que sirve para evitar realimentaciones de luz no deseadas de vuelta al láser de diodo.

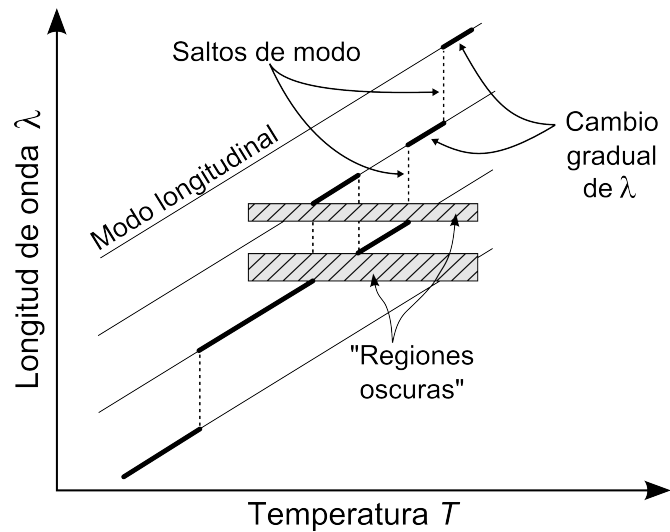


Figura 2.6: Variación de la longitud de onda del láser de diodo con la temperatura.

Un interferómetro de Fizeau utiliza dos superficies reflectantes enfrentadas con una ligera desviación del paralelismo exacto (Fig. 2.7), donde la superficie delantera (plano de referencia) es parcialmente reflectante mientras que la superficie trasera (plano de prueba) es completamente reflectante.

De esta forma, dos copias del haz láser entrante se superponen con un pequeño ángulo relativo, dando lugar a un patrón de interferencia o interferograma cuyo período depende de la longitud de onda. La forma de este patrón se registra con una matriz de fotodetectores CCD (*Charge Coupled Device*, ver Sec. 3.1), y los datos se procesan y comparan con un interferograma almacenado previamente (fruto de la calibración del medidor) para calcular la longitud de onda del haz entrante.

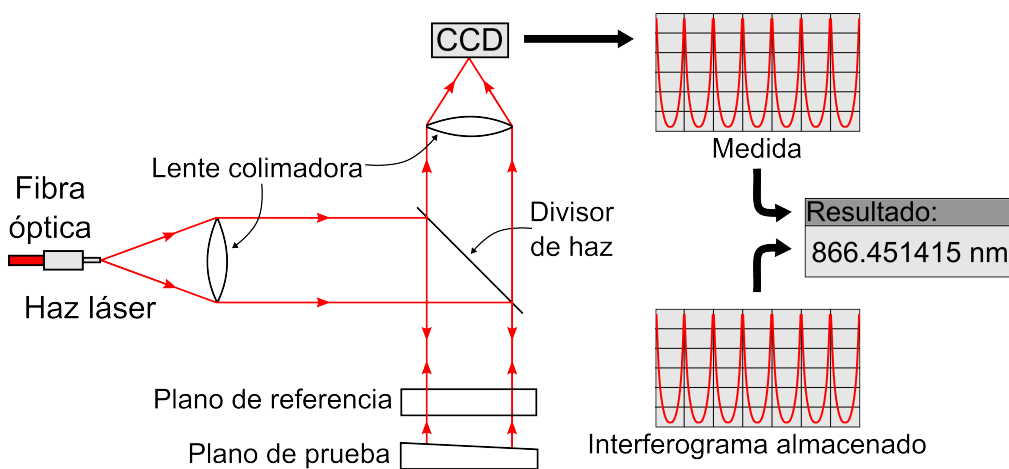


Figura 2.7: Esquema de funcionamiento de un medidor de longitudes de onda basado en el interferómetro de Fizeau.

## 2.2. Polarización de la luz

Los haces de salida de los láseres de diodo utilizados poseen polarización lineal. La polarización óptica es la principal forma en que se manifiesta la naturaleza vectorial de la luz. Se define como la dirección de vibración del vector campo eléctrico  $\mathbf{E}$ . Si el campo eléctrico vibra siempre en la misma dirección, se dice que la luz está polarizada linealmente. En cambio, si vibra con amplitud constante y describiendo una circunferencia, se dice que la luz está polarizada circularmente. También puede ocurrir que el campo eléctrico describa una trayectoria que en el plano perpendicular a la dirección forme una elipse, en cuyo caso la luz está elípticamente polarizada.

En muchos casos resultará útil la manipulación de la polarización de la luz, lo cual podemos conseguir mediante el uso de elementos ópticos como los cubos polarizadores o los retardadores.

### Divisor de haz polarizador

Un cubo o divisor de haz polarizador (PBS, *Polarizing Beam Splitter*) consiste en la unión de dos prismas en ángulo recto, con un revestimiento dieléctrico en la cara rectangular de uno de ellos. Un haz de luz que incida sobre la cara de entrada del PBS se dividirá en dos haces polarizados P y S a través de las dos caras adyacentes del cubo, en direcciones perpendiculares y con polarizaciones ortogonales entre ellos (Fig. 2.8). Los índices P y S hacen referencia a las componentes del campo eléctrico que vibran de forma paralela (P) o perpendicular (S) al plano de incidencia.

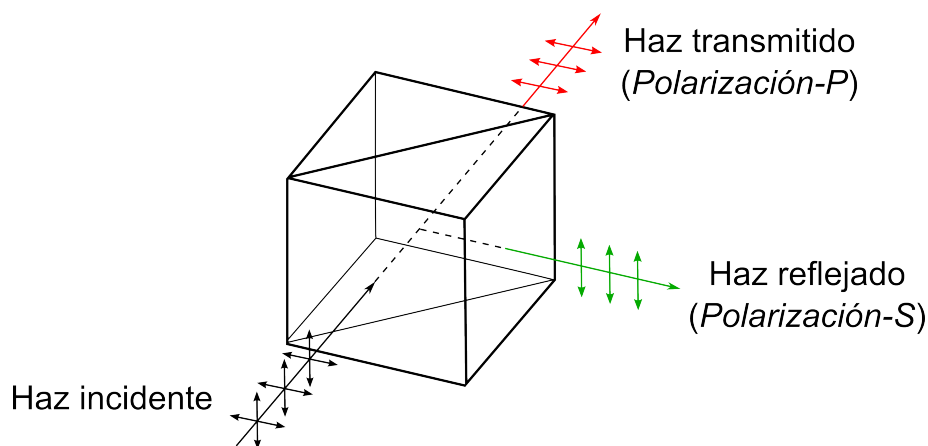


Figura 2.8: Divisor de haz polarizador (PBS, *Polarizing Beam Splitter*).

### Retardadores

Los retardadores son elementos ópticos que introducen un determinado desfase relativo entre las componentes del campo eléctrico de la luz que los atraviesa



según dos ejes característicos, modificando así el estado de polarización de la luz incidente. Los retardadores están hechos de un material birrefringente uniaxial. Cuando la luz incide en este material se produce el fenómeno de la “doble refracción”, separándose el haz incidente en dos haces con polarizaciones perpendiculares entre sí:

- *Haz ordinario*: Tiene polarización perpendicular al eje óptico del material y se refracta de acuerdo a la ley de Snell.
- *Haz extraordinario*: Tiene polarización no perpendicular al eje óptico y se refracta de forma diferente.

Un retardador de espesor  $d$  con el eje óptico paralelo a sus caras introducirá un retardo en el haz ordinario de [8]

$$\Delta t_o = n_o \frac{d}{c}, \quad (2.4)$$

y de forma similar para el haz extraordinario, de manera que las fases de ambos se desplazan en

$$\delta = (n_e - n_o) \frac{2\pi d}{\lambda}, \quad (2.5)$$

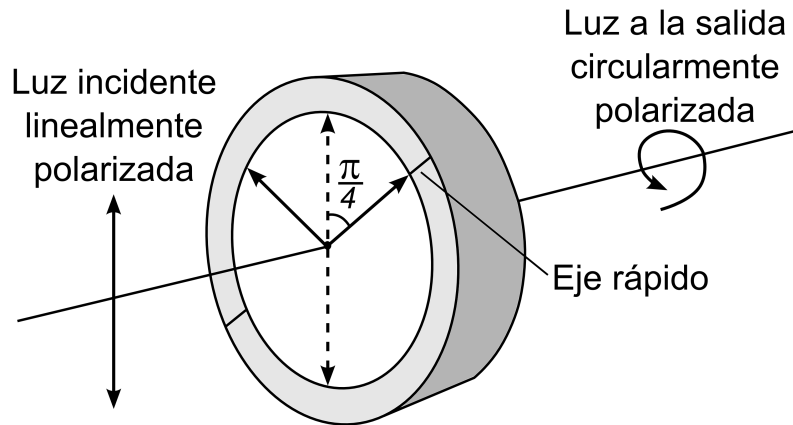
donde  $n_e$  y  $n_o$  se denominan índices de refracción extraordinario y ordinario, respectivamente, y  $\lambda$  es la longitud de onda del haz incidente. En un retardador se define el *eje lento* como el correspondiente a la polarización de la luz que se propaga con menor velocidad, mientras que el *eje rápido* es el de la polarización de la componente de la luz que se propaga con mayor velocidad. Se pueden distinguir dos tipos básicos de retardadores: de cuarto de onda ( $\lambda/4$ ) o de media onda ( $\lambda/2$ ).

### Retardador de cuarto de onda

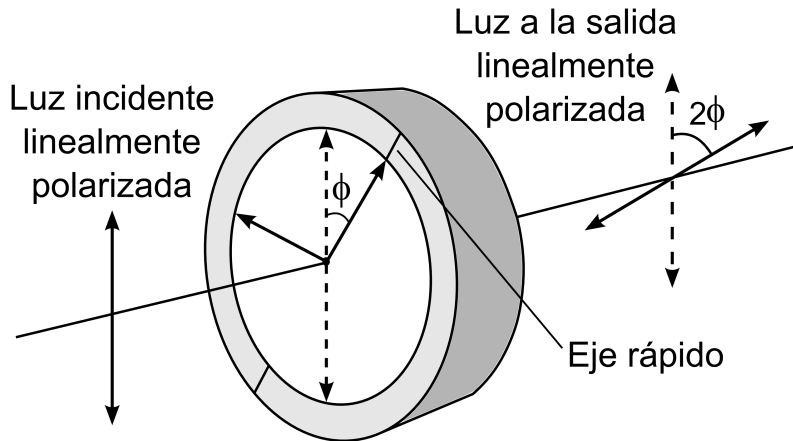
Las láminas retardadoras de cuarto de onda se utilizan para convertir la polarización circular a lineal, y viceversa. Una lámina  $\lambda/4$  convierte luz linealmente polarizada a circularmente polarizada derecha cuando el ángulo entre la polarización de entrada y el eje rápido del retardador es  $\pi/4$  (Fig. 2.9a). Las láminas de cuarto de onda tienen un espesor  $d$  tal que la componente más rápida emerge de la lámina exactamente un cuarto de longitud de onda por delante de la componente con polarización paralela al eje lento, lo que produce una diferencia de fase de  $\pi/2$  entre las dos polarizaciones tras atravesar la lámina. La polarización circular de salida sería izquierda si el ángulo entre la polarización lineal de entrada y el eje rápido fuese  $-\pi/4$ .

### Retardador de media onda

Las láminas retardadoras de media onda producen una diferencia de  $\lambda/2$  entre las dos componentes polarizadas, lo que implica una diferencia de fase de  $\pi$  entre las dos polarizaciones tras atravesar la lámina. Si un haz linealmente polarizado incide en una lámina  $\lambda/2$  formando un ángulo  $\phi$  con el eje rápido, a la salida de la lámina la luz seguirá estando linealmente polarizada, pero formando un ángulo



(a) Lámina retardadora de cuarto de onda.



(b) Lámina retardadora de media onda.

Figura 2.9: Una lámina retardadora de cuarto de onda convierte luz linealmente polarizada en luz circularmente polarizada, y viceversa. Las láminas retardadoras de media onda rotan la luz linealmente polarizada un ángulo  $2\phi$ .

de  $-\phi$  con respecto al eje rápido, con lo que la vibración inicial ha girado un total de  $2\phi$  (Fig. 2.9b). Ajustando el ángulo  $\phi$  a la entrada de la lámina se consigue que a la salida el plano de polarización haya girado un ángulo deseado  $2\phi$ . Si la luz incidente está polarizada circularmente, la transformará de dextrógira a levógira, y viceversa.

### 2.3. El modulador acústico-óptico (AOM)

Los moduladores acústico-ópticos son dispositivos que permiten variar de forma controlada la frecuencia y la intensidad de un haz de luz, lo que resulta de gran utilidad para lograr un control preciso en los experimentos de enfriamiento por láser de los iones. Su funcionamiento se basa en el efecto acústico-óptico, que consiste en la modificación del índice de refracción de un medio, provocado por

variaciones locales de la presión en el mismo causadas por la acción de una onda acústica.

Un AOM está formado básicamente por un circuito LC resonante, un transductor y un cristal a través del cual se propaga la luz. El cristal se encuentra unido al transductor piezoeléctrico, que produce ondas acústicas en el medio cristalino al ser excitado por una señal de radiofrecuencia (RF) típicamente del orden de decenas a cientos de MHz. El índice de refracción de la luz en el cristal está relacionado con la presión a la que se encuentra sometido. Debido al efecto acústico-óptico, las variaciones locales de la presión que la onda acústica produce en el cristal del AOM dan lugar a variaciones periódicas del índice de refracción en el cristal. Este efecto puede utilizarse para difractar un haz de luz, siempre y cuando se cumpla la ley de Bragg, que establece que

$$n\lambda = 2\Lambda \sin(\theta_b), \quad (2.6)$$

donde  $n$  representa el orden de difracción,  $\lambda$  es la longitud de onda del rayo incidente,  $\Lambda$  es la longitud de onda de la onda acústica y  $\theta_b$  es el ángulo de Bragg. La Ec. (2.6) se cumplirá si se consigue ajustar convenientemente el ángulo entre las ondas acústicas que se propagan en el cristal y el haz de luz del rayo incidente al modulador. La difracción del haz de luz se observará cuando el ángulo entre el rayo incidente y la onda acústica en el cristal sea igual al ángulo de Bragg  $\theta_b$ , tal y como se muestra en la Fig. 2.10. Si  $\Lambda$  representa la longitud de onda de la onda acústica en el cristal del AOM, se cumple que

$$v_a = \Lambda f, \quad (2.7)$$

donde  $v_a$  es la velocidad de la onda acústica en el cristal y  $f$  es la radiofrecuencia aplicada al transductor. Sustituyendo la Ec. (2.7) en la Ec. (2.6) se obtiene:

$$2 \sin(\theta_b) = \frac{n\lambda f}{v_a}. \quad (2.8)$$

Si el ángulo  $\theta_b$  es pequeño, se puede aproximar  $\sin(\theta_b) \approx \theta_b$ , de forma que la Ec. (2.8) se simplifica a

$$\Theta = 2\theta_b = \frac{n\lambda f}{v_a}, \quad (2.9)$$

donde hemos llamado  $\Theta$  al ángulo en que el haz se difracta (Fig. 2.10). El haz difractado se desplaza en frecuencia en relación al haz incidente en una cantidad igual a la radiofrecuencia  $f$  que aplicamos al transductor. Modificando la orientación del AOM con respecto al rayo incidente, el difractado puede producirse con frecuencias  $f_L + f$  o  $f_L - f$ , donde se ha denominado  $f_L$  a la frecuencia del haz de luz láser incidente. De esta forma, podemos controlar el desplazamiento en frecuencia del haz difractado aplicando una señal RF cuya frecuencia sea precisamente el desplazamiento deseado. Además, también se puede variar la eficiencia de difracción del modulador de forma suave sin más que modificar la potencia de la señal RF aplicada.

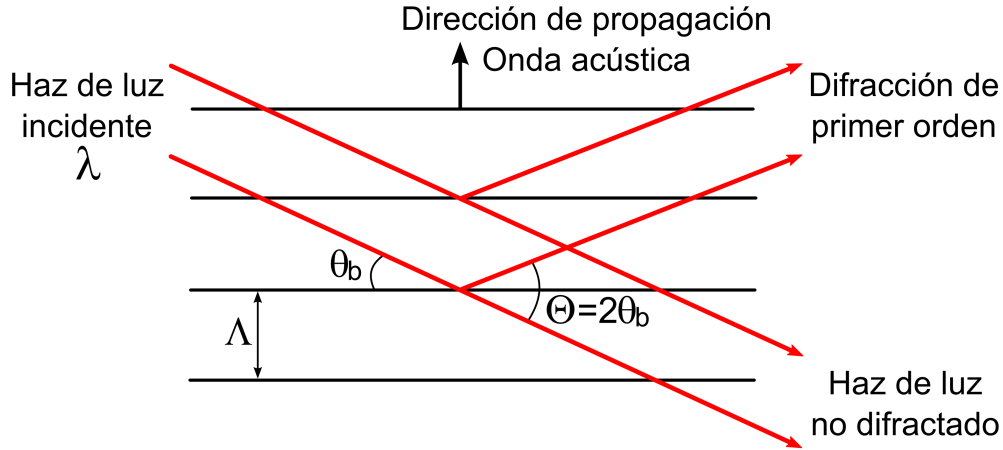


Figura 2.10: Descripción geométrica de la ley de Bragg.

Cada uno de los moduladores acústico-ópticos necesita un sistema electrónico de control asociado que le proporcione la señal de radiofrecuencia adecuada para la generación de las ondas acústicas en el cristal del AOM, cuyo funcionamiento y componentes se detallarán en la Sec. 3.3 del siguiente capítulo.

## 2.4. La fibra óptica

Una fibra óptica consiste en una delgada hebra de silicio fundido dopado (núcleo) recubierta por una capa externa (revestimiento), que funciona como una guía de ondas de la luz con muy bajas pérdidas. Para el guiado de la luz en la fibra se hace uso de la ley de Snell [9]

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2, \quad (2.10)$$

que establece la relación entre el ángulo de incidencia  $\theta_1$  y de refracción  $\theta_2$  de un rayo que incide en la frontera entre dos medios con índices de refracción  $n_1$  y  $n_2$ . La ley de la reflexión, establece que el ángulo  $\theta_1$  con el que el rayo se refleja en la interfaz, es igual al ángulo con el que incide, y ambos se mantienen en el mismo plano de incidencia, perpendicular a la interfaz entre ambos medios (Fig. 2.11).

De acuerdo a la Ec. (2.10), conforme el ángulo de incidencia  $\theta_1$  en el medio de densidad óptica mayor ( $n_1 > n_2$ ) se incrementa, el ángulo de refracción  $\theta_2$  se aproximará a  $\pi/2$ . El valor del ángulo  $\theta_1$  en que  $\theta_2 = \pi/2$  se denomina *ángulo de incidencia crítico*  $\theta_c$ . Más allá de este punto no es posible la refracción, y se produce una *reflexión interna total* (Fig. 2.11). El ángulo de incidencia crítico se calcula de forma inmediata sin más que despejar  $\theta_1$  de la Ec. (2.10) haciendo  $\theta_2 = 90^\circ$ , de manera que  $\sin \theta_2 = 1$  y

$$\theta_c = \sin^{-1} \frac{n_2}{n_1}. \quad (2.11)$$

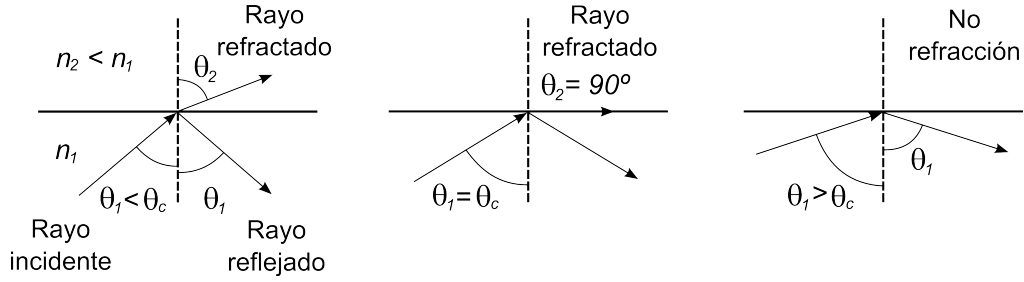


Figura 2.11: Reflexión y refracción de un rayo de luz en la interfaz entre dos medios. Representación del ángulo crítico y del fenómeno de reflexión interna total.

El guiado de la luz en una fibra óptica se consigue mediante continuas reflexiones internas totales en la interfase entre el núcleo y el revestimiento, cuyos índices de refracción son  $n_1$  y  $n_2$ , respectivamente.

Una primera clasificación básica de las fibras consiste en atender al número de modos que es capaz de guiar, diferenciándose así las fibras *multimodo*, que pueden propagar múltiples modos; y *monomodo*, que solo admiten la propagación del modo fundamental. La frecuencia normalizada  $V$  es un parámetro adimensional relacionado con las características físicas de la fibra y la longitud de onda de operación que permite discriminar en qué régimen opera una fibra:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} AN, \quad (2.12)$$

donde  $a$  es el radio del núcleo de la fibra,  $AN$  es la apertura numérica (que se definirá posteriormente) y  $\lambda$  la longitud de onda de operación. La frecuencia normalizada de corte  $V_c$  marca el límite entre el régimen monomodo o multimodo ( $V_c = 2.405$ ), de manera que si la frecuencia normalizada de una fibra se encuentra por debajo del valor de corte ( $V \leq V_c$ ), la fibra solo propaga el modo fundamental; en caso contrario ( $V > V_c$ ), la fibra es multimodo.

La longitud de onda de corte  $\lambda_c$  de una fibra es la mínima longitud de onda para la cual el régimen de operación de la fibra es monomodo. La expresión para  $\lambda_c$  se puede obtener de la Ec. (2.12) sin más que despejar la  $\lambda$  para la que  $V = V_c$ :

$$\lambda_c = \frac{2\pi a}{V_c} AN. \quad (2.13)$$

O, equivalentemente,

$$\lambda_c = \frac{V}{V_c} \lambda = \frac{V}{2.405} \lambda. \quad (2.14)$$

El tipo de fibra multimodo más común es la de *salto de índice*, en la que el núcleo central tiene un índice de refracción uniforme  $n_1$ , que cambia de forma abrupta a un índice de refracción menor  $n_2$  en el revestimiento. También existen fibras de *índice gradual* en las que el índice de refracción varía gradualmente desde el

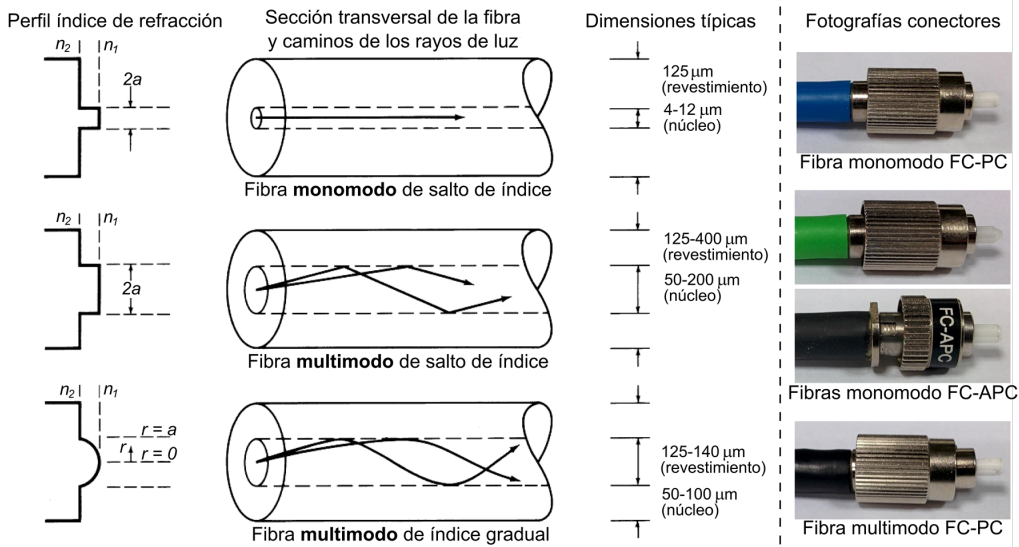


Figura 2.12: Tipos de fibras monomodo, multimodo de salto de índice y multimodo de índice gradual junto con sus dimensiones típicas. A la derecha se muestran fotografías de los conectores de algunas de las fibras utilizadas en el laboratorio.

centro del núcleo hasta el revestimiento. La mayoría de las fibras utilizan silicio dopado con germanio como núcleo y un revestimiento de silicio puro.

En la Fig. 2.12 [9] se ilustran los cortes transversales de diferentes tipos de fibras junto con su perfil de variación del índice de refracción y las dimensiones típicas de núcleo y revestimiento en cada caso. En nuestro caso se opta por el uso de fibras monomodo para el transporte de los haces de luz láser. Estas fibras ofrecen un perfil de salida con una distribución de intensidad aproximadamente Gaussiana y simetría rotacional, como se muestra en la Fig. 2.13 (basada en [10]). Así, la distribución del campo modal del modo fundamental puede aproximarse por medio de la función Gaussiana [9]

$$E(r) = E_0 e^{-r^2/w_0^2}, \quad (2.15)$$

donde  $r$  es el radio y  $E_0$  es el valor del campo para  $r = 0$ . El denominado “tamaño del punto”  $w_0$  (del inglés *spot size*) es el valor del radio para el cual el campo se ha reducido en  $1/e^2$  con respecto a su máximo (lo cual equivale aproximadamente al 13.5% del máximo). Se define el diámetro del campo modal (MFD, *Modal Field Diameter*) como el doble del radio del campo modal,

$$MFD = 2w_0, \quad (2.16)$$

y su valor depende de la longitud de onda de operación y la apertura numérica de acuerdo a [10]

$$MFD = \frac{2\lambda}{0.82\pi AN}. \quad (2.17)$$

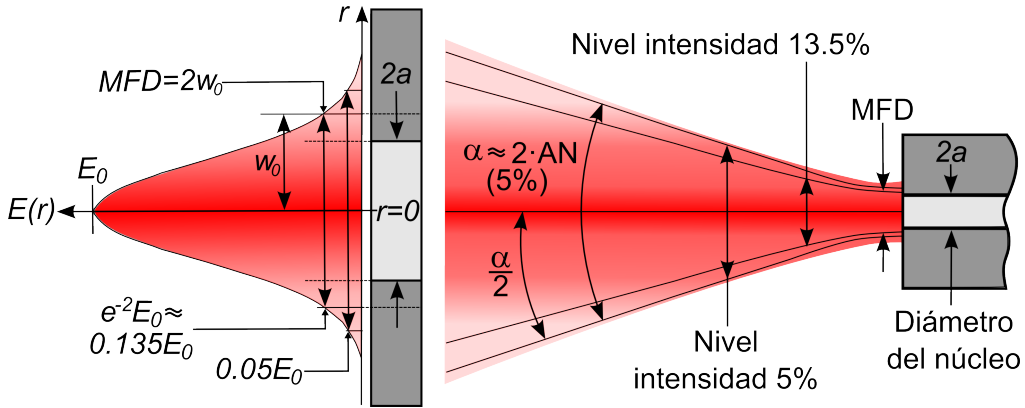


Figura 2.13: Perfil aproximadamente Gaussiano del haz de salida en una fibra monomodo. Definición de la apertura numérica ( $AN$ ), el ángulo de divergencia ( $\alpha$ ) y el diámetro del campo modal (MFD).

En términos de la frecuencia normalizada, el diámetro del campo modal puede expresarse como

$$MFD = 2a \frac{V + 1}{V}, \quad (2.18)$$

de donde se deduce que el MFD es siempre ligeramente superior al diámetro del núcleo de la fibra. Esto implica que parte de la potencia óptica viaja por el revestimiento. Esta porción de potencia será menor cuanto más se acerque  $V$  a la frecuencia normalizada de corte ( $V_c = 2.405$ ).

La apertura numérica ( $AN$ ) de una fibra monomodo se define como el seno del ángulo mitad en el que la intensidad decae al 5% de su valor máximo (Fig. 2.13),

$$AN = \sin \frac{\alpha}{2}, \quad (2.19)$$

donde  $\alpha$  es el denominado ángulo de divergencia. En general,  $\alpha$  tiene un valor pequeño en las fibras monomodo, por lo que es válida la aproximación

$$\alpha \approx 2AN. \quad (2.20)$$





## Capítulo 3

# Descripción hardware

Una vez expuestos los principales fundamentos teóricos sobre los que se basa el sistema, en este capítulo se aborda la descripción hardware de los diferentes elementos que lo componen. En primer lugar, se describen los instrumentos y equipos utilizados en el sistema desarrollado. A continuación, se detalla el montaje y funcionamiento de las líneas moduladoras que se han tenido que implementar para el control de la potencia y frecuencia de los láseres. Asimismo, para la consecución de los objetivos planteados, en el proyecto se ha tenido que desarrollar la electrónica asociada a dichas líneas de modulación, cuya caracterización también se presenta en este capítulo. Posteriormente, se exponen los resultados experimentales obtenidos tras la implementación hardware (óptica y electrónica) realizada, que abarcan desde la caracterización de los moduladores acústico-ópticos como componentes individuales hasta la caracterización de las líneas moduladoras completas. Por último, se describe el montaje general y alineamiento de los diferentes elementos llevado a cabo en la mesa óptica.

### 3.1. Equipamiento e instrumentación

Uno de los dispositivos fundamentales en el sistema es el láser de diodo. En la Fig. 3.1 se muestra una fotografía de los láseres disponibles en el laboratorio. Se trata de ocho láseres de diodo de cavidad externa sintonizables DL Pro de Toptica Photonics, de longitudes de onda 397 nm (BLUE1 y BLUE2), 854 nm (RED1 y RED4) y 866 nm (RED2, RED3, RED5 y RED6), con una potencia de salida de aproximadamente 15 mW para los láseres de UV (ultravioleta), 50 mW para los láseres de IR (infrarrojo) de 866 nm y 170 mW para los de 854 nm.

Cada uno de los dispositivos láser tiene asociada una unidad controladora del mismo fabricante que, además de proporcionar los voltajes de alimentación y operación necesarios para su funcionamiento, permite llevar a cabo ciertas tareas de monitorización y control a través de los siguientes módulos:

- **Módulo de monitorización DC 110:** Contiene una pantalla LCD que muestra los parámetros más importantes asociados al láser, como su temperatura actual o la corriente que se le está aplicando. También incluye



Figura 3.1: Fotografías de los láseres de diodo disponibles en el laboratorio (izquierda) y el armario rack (1.90 m de altura) con las unidades controladoras asociadas (derecha). Las imágenes no están a la misma escala.

una llave de encendido de toda la unidad y de un botón para activar o desactivar el láser. Además, dispone de circuitería interna de seguridad para evitar posibles daños en el diodo láser en caso de fallo de la alimentación.

- **Módulo de control de corriente DCC 110:** Se trata de un módulo de control analógico de corriente de ultra bajo ruido, capaz de suministrar hasta 500 mA al láser de diodo para conseguir la inversión de población (ver Sec. 2.1). Dispone de conectores BNC de entrada y salida para llevar a cabo una modulación externa de la corriente del láser.
- **Módulo de control de temperatura DTC 110:** Permite regular la temperatura del diodo láser con una precisión de aproximadamente 1 mK.
- **Módulo de escaneo SC 110:** Este módulo se utiliza para regular la posición de la red de difracción de la cavidad externa del láser de diodo (ver Fig. 2.5), lo que permite sintonizar la frecuencia del láser.
- **Tarjeta de interfaz analógica DCB 110:** Esta tarjeta proporciona acceso al panel trasero de la unidad, permitiendo al usuario la monitorización y control de los parámetros de los diferentes módulos que componen la unidad.

En el sistema desarrollado en torno a los láseres de diodo, se han integrado una serie de instrumentos con diferentes propósitos de control y monitorización. Debido a la distribución en el laboratorio tanto de esta instrumentación como de los ordenadores implicados, ha sido preciso implementar una red local interna para la centralización del sistema. Los detalles sobre dicha red local y sobre la centralización e integración software de los instrumentos en el sistema de control se detallan en el capítulo 4. A nivel hardware, en la Fig. 3.2 se muestra un diagrama de la red local implementada con los diferentes instrumentos de control y monitorización conectados a los PCs a través de sus correspondientes interfaces.

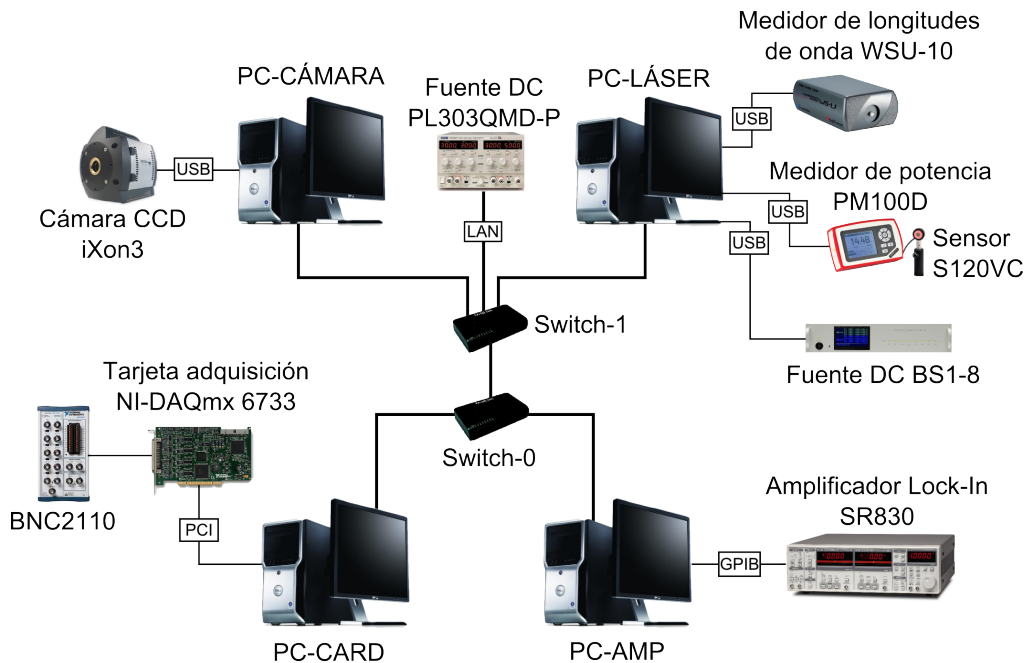


Figura 3.2: Instrumentos de control y monitorización conectados en red.

Como se puede observar, se dispone de cuatro PCs conectados a través de dos conmutadores (Switch-0 y Switch-1). Al PC-LÁSER se conectan, mediante interfaz USB, el medidor de longitudes de onda WSU-10 de HighFinesse, el medidor de potencia PM100D de Thorlabs y la fuente de alimentación de 8 canales BS1-8 de Stahl Electronics. La cámara EMCCD (*Electron Multiplier Charge Coupled Device*) para la detección y visualización de la fluorescencia de los iones se conecta al PC-CÁMARA. La fuente de alimentación PL303QMD-P de Aim TTi se conecta directamente al Switch-1 mediante interfaz LAN-LXI (*LAN eXtensions for Instrumentation*). El PC-CARD dispone de una tarjeta de adquisición DAQmx-6733 de National Instruments, conectada al bus PCI del ordenador. La interfaz de esta tarjeta hacia el exterior se lleva a cabo mediante el módulo de conexión BNC2110. Por último, el amplificador Lock-In SR830 de Stanford Research se conecta al PC-AMP por medio de GPIB. A continuación se realiza una breve descripción de cada uno de los instrumentos involucrados en el sistema de control desarrollado y de su función dentro del mismo.

### El medidor de longitudes de onda WSU-10

El WS Ultimate 10 es un medidor de longitudes de onda de ultra-alta precisión de HighFinesse utilizado para la monitorización y control visual de la frecuencia a la que sintonizamos cada láser. Abarca un rango de medida de 350 nm a 1120 nm, con una exactitud absoluta ( $3\sigma$ ) de 10 MHz. Para su calibración se utiliza un láser de Helio-Neón (HeNe) como referencia, un tipo de láser cuyo medio activo es una mezcla gaseosa de helio y neón y que proporciona luz con una longitud de onda  $\lambda = 632.9909463$  nm.

El WSU-10 es capaz de medir las longitudes de onda de los haces de luz que emiten los diferentes láseres de diodo utilizando un interferómetro de Fizeau (Sec. 2.1). Para ello, el haz de salida de cada uno de los láseres se dirige hacia una lámina que divide el haz, reflejando el 10% y dejando pasar el 90%. Las fracciones reflejadas de cada uno de los haces de salida de los láseres se dirigen hacia sendos acopladores de fibra, de forma que se dispone de ocho fibras ópticas monomodo, a cada una de las cuales se acopla parte del haz de salida de cada láser. Las salidas de cada fibra se conectan a las entradas de dos conmutadores multicanal de HighFinesse, uno para las fibras del BLUE1 y BLUE2, y otro para el resto. Estos dispositivos se encargan de conmutar rápidamente entre las diferentes entradas de fibra, proporcionando una salida común por otra fibra. Finalmente, las dos fibras de salida (una de cada conmutador multicanal) se conectan al medidor WSU-10, que a su vez se conecta al ordenador por medio de la interfaz USB 2.0.

La función del WSU-10 dentro de nuestro sistema no se limita tan solo a la monitorización de la frecuencia a la que se sintoniza cada láser, sino que también nos permite la regulación de dicha frecuencia a través de un controlador PID (*Proportional-Integral-Derivative*) integrado en una tarjeta PCI adicional. A partir de la señal medida se proporciona una señal de voltaje al módulo SC110, que a su vez envía una señal de voltaje al piezo del sistema láser.

### El medidor de potencia PM100D

Este instrumento de Thorlabs, en conjunción con el sensor de fotodiodo S120VC del mismo fabricante, permite la medición de la potencia óptica de los haces de luz láser. El rango de medida abarca desde los 200 hasta los 1100 nm. Es capaz de medir potencias entre 50 nW y 50 mW con una resolución de 1 nW. Además, gracias a la posibilidad de conexión al PC mediante interfaz USB 2.0, nos permitirá llevar a cabo la automatización remota de las medidas de potencia dentro de nuestro sistema de control.

### La fuente de alimentación BS1-8

La fuente de tensión DC utilizada para aplicar los voltajes de control a uno de los componentes del sistema controlador del AOM, el oscilador controlado por voltaje (VCO *Voltage Controlled Oscillator*, más detalles en la Sec. 3.3), es la BS 1-8 de Stahl Electronics. Esta fuente de alimentación dispone de 8 canales de salida independientes (de los cuales utilizaremos cuatro) con tensiones de salida de  $\pm 15$  V cada uno, una corriente de salida máxima de 10 mA por canal y una resolución de 16 bits. La fuente posee gran exactitud, con un error máximo del 0.02% para cualquier valor de su escala y un error de cero o de offset máximo de  $\pm 1.8$  mV. Tiene también una alta estabilidad, con fluctuaciones máximas de  $150 \mu V_{pp}$  según las especificaciones (período de observación de 24 h y período de muestreo de 1 s). La fuente se puede controlar a través de un PC por medio de la interfaz USB, lo cual permitirá su integración dentro del sistema de control software desarrollado.

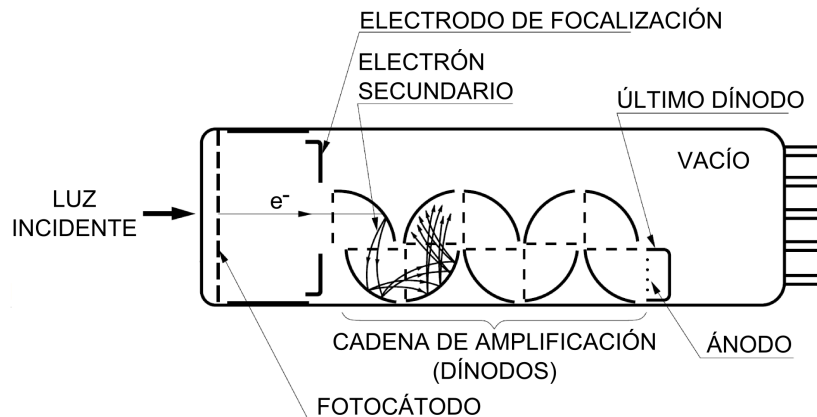


Figura 3.3: Esquema de un tubo fotomultiplicador (PMT).

### La fuente de alimentación PL303QMD-P

Se han utilizado dos tipos diferentes de fuentes de tensión DC para aplicar los voltajes de control a otro de los componentes del sistema controlador del AOM, el atenuador variable (VVA *Voltage Variable Attenuator*, más detalles en la Sec. 3.3). Una de ellas, la asociada a los láseres BLUE1 y RED2+RED6, es el modelo PL303QMD-P de Aim TTi. Esta fuente puede controlarse remotamente a través de un PC mediante una interfaz Ethernet a través del estándar LXI (*LAN eX-tensions for Instrumentation*, más detalles en el capítulo 4), razón por la cual en la Fig. 3.2 se puede observar que la fuente se conecta directamente a un conmutador. Se trata de una fuente de alimentación dual capaz de proporcionar hasta 30 V y 3 A por cada canal (90 W máx.) con una resolución de 10 mV y una exactitud de  $\pm(0.1\%$  del fondo de escala + 10 mV). Cabe mencionar que la otra fuente de alimentación, utilizada para aplicar los voltajes de control a los VVA asociados a las líneas BLUE2 y RED5, es la IPS 4303 de ISO-TECH.

### Los módulos PMT

Un tubo fotomultiplicador (PMT, *Photomultiplier Tube*) es un dispositivo que hace uso del efecto fotoeléctrico y la emisión secundaria de electrones para llevar a cabo la detección óptica. El PMT consiste en un tubo de vacío compuesto por un fotocátodo, electrodos de focalización, una cadena de amplificación y un ánodo, como se ilustra en la Fig. 3.3 [11].

El fotocátodo está expuesto a la luz incidente. Debido al efecto fotoeléctrico, una fracción de los fotones incidentes causan la emisión de fotoelectrones en la superficie del fotocátodo. Estos fotoelectrones se aceleran y dirigen hacia la cadena de amplificación por medio de un sistema de electrodos de focalización. La cadena de amplificación consiste en una serie de electrodos denominados dínodos, que amplifican el número de electrones en sucesivas etapas mediante el mecanismo de emisión secundaria. Por último, el ánodo recoge la carga acumulada al final de la cadena de amplificación y produce la señal eléctrica de salida. La eficiencia

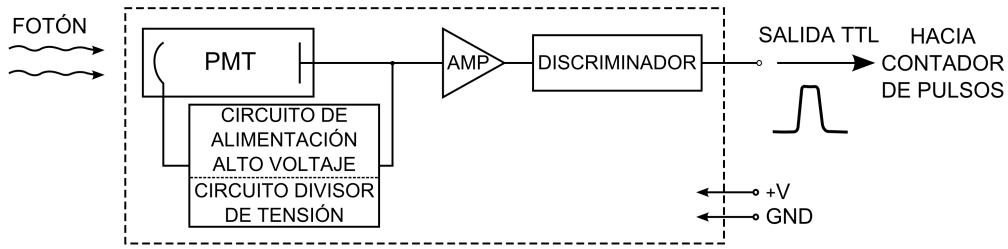


Figura 3.4: Diagrama de bloques de un módulo PMT en modo de conteo de fotones.

cuántica  $\eta$  de un PMT es la relación entre los electrones de salida y los fotones incidentes, y viene expresada por [11]

$$\eta = (1 - R) \frac{P_\nu}{k} \left( \frac{1}{1 + 1/kL} \right) P_s, \quad (3.1)$$

donde  $R$  es el coeficiente de reflexión,  $P_\nu$  es la probabilidad de que la absorción de la luz excite electrones a un nivel superior al nivel de vacío,  $k$  es el coeficiente de absorción de fotones,  $L$  es la longitud media de escape de los electrones excitados, y  $P_s$  es la probabilidad de que los electrones en la superficie del fotocátodo sean liberados en el vacío.

Un módulo PMT está compuesto básicamente por un tubo fotomultiplicador, un circuito de alimentación de alto voltaje y un circuito divisor de tensión para distribuir los voltajes a los diferentes dínodos. En el laboratorio se dispone de dos módulos PMT: uno en modo de corriente (H10426-01 de Hamamatsu) y otro en modo de conteo de fotones (P25PC-02 de Sens-Tech). En el primero, la corriente de salida del ánodo del PMT es directamente la salida del módulo, que puede llegar hasta los  $100 \mu\text{A}$  como máximo. Para la detección de la fluorescencia en este caso (que será proporcional al nivel de corriente de salida) se hace uso de un amplificador Lock-In.

Con respecto al fotomultiplicador en modo de conteo de fotones, los pulsos de corriente de salida del PMT se amplifican y, aquellos que superen un determinado umbral, se discriminan y aparecen como pulsos eléctricos a la salida (Fig. 3.4). La eficiencia cuántica del H10426-01 se sitúa en torno al 27% para la longitud de onda de 397 nm. El número de pulsos por unidad de tiempo será proporcional al nivel de fluorescencia, por lo que la salida del módulo PMT se dirige a un contador de pulsos, implementado en nuestro caso mediante una tarjeta de adquisición.

### La cámara CCD iXon3

Un sensor CCD (*Charge Coupled Device* o dispositivo de carga acoplada) consiste en un chip de silicio que contiene una matriz de regiones fotodetectoras denominadas píxeles. Cada píxel actúa como un pozo donde se recogen foto-

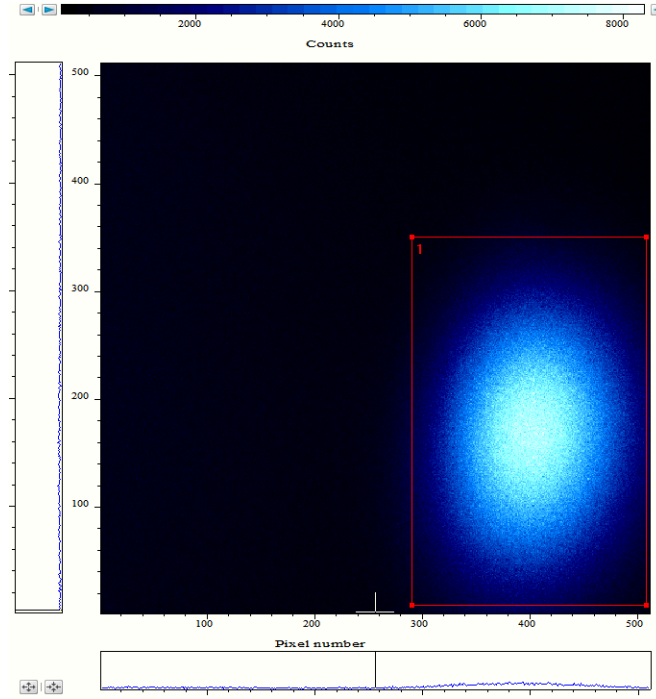


Figura 3.5: Imagen obtenida con la cámara CCD de la fluorescencia emitida por una nube de iones de  $^{40}\text{Ca}^+$  enfriada. Más información puede obtenerse en [13].

nes y se convierten a una señal eléctrica. Los electrones generados se acumulan en una región definida por diferentes perfiles de voltaje. Uno de los parámetros más importantes que caracteriza un sensor CCD es la eficiencia cuántica ( $Q_E$ , *Quantum Efficiency*), que determina la capacidad de los fotones para generar los electrones necesarios para producir una señal detectable. La  $Q_E$  se expresa como el número de electrones generados por cada fotón incidente, y adquiere un valor único para cada longitud de onda [12]:

$$Q_E = \eta_E Q_{EI} \left( \frac{e^-}{\text{fotones}} \right), \quad (3.2)$$

donde  $\eta_E$  es el rendimiento cuántico efectivo (electrones generados, recogidos y transferidos por cada fotón por píxel) y  $Q_{EI}$  es la eficiencia cuántica de interacción (fotones que generan electrones por fotones incidentes por píxel).

La iXon3 897 de Andor Technology es una cámara EMCCD (*Electron Multiplying CCD*) que focaliza al centro de la trampa Paul y se utiliza para la detección de los fotones emitidos por los iones (fluorescencia). Dispone de 512 x 512 píxeles activos, con una dimensión de 16  $\mu\text{m}$  por píxel y una eficiencia cuántica  $Q_E = 0.55$  para la longitud de onda de 397 nm. Este instrumento no se encuentra directamente integrado en el sistema de control software desarrollado en LabVIEW, sino que dispone de un software independiente propio. En la Fig. 3.5 se muestra una imagen obtenida en el laboratorio con la cámara CCD donde se puede

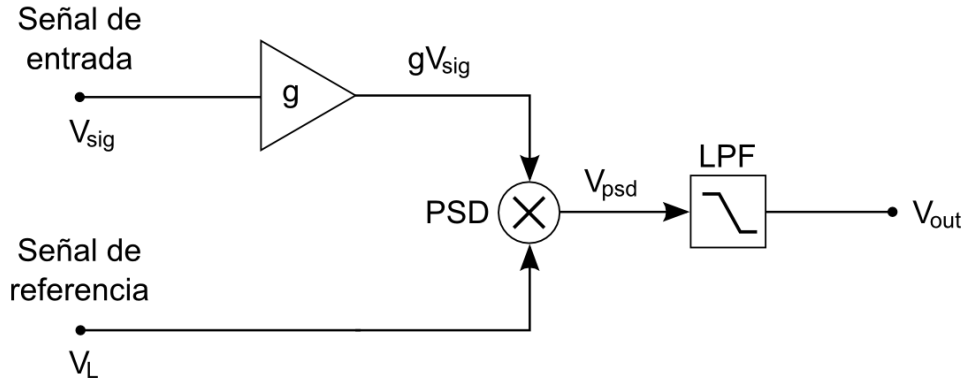


Figura 3.6: Diagrama de bloques de un amplificador Lock-In.

observar la fluorescencia emitida por una nube de iones de  $^{40}\text{Ca}^+$  enfriada. Se puede encontrar más información al respecto en [13].

### El amplificador Lock-In SR830

En general, un amplificador Lock-In es un instrumento que se utiliza para la detección y medición de señales muy pequeñas (de hasta unos pocos nanovoltios). Este dispositivo es capaz de lograr mediciones precisas aun cuando la señal se encuentra contaminada por fuentes de ruido externas miles de veces superiores a la propia magnitud de la señal. Para lograrlo hace uso de una técnica conocida como detección sensible a la fase o PSD (*Phase-Sensitive Detection*), que permite separar la componente de la señal a una fase y frecuencia de referencia específicas, de forma que las señales de ruido con frecuencias que difieren de la frecuencia de referencia son rechazadas y no afectan a la medida [14].

En la Fig. 3.6 se muestra el diagrama de bloques de un amplificador Lock-In. Sea la señal oculta por el ruido que deseamos detectar y amplificar

$$V_{sig} \sin(\omega_r t + \theta_{sig}), \quad (3.3)$$

donde  $V_{sig}$  es la amplitud de la señal,  $\omega_r$  es su frecuencia y  $\theta_{sig}$  su fase. Por otro lado, sea

$$V_L \sin(\omega_L t + \theta_{ref}) \quad (3.4)$$

la señal de referencia, con amplitud  $V_L$ , frecuencia  $\omega_L$  y fase  $\theta_{ref}$ . El Lock-In amplifica la señal de entrada en un factor  $g$  y luego la multiplica por la señal de referencia utilizando un detector sensible a la fase o multiplicador. La salida del PSD es simplemente el producto de dos ondas sinusoidales:

$$\begin{aligned} V_{psd} &= gV_{sig}V_L \sin(\omega_r t + \theta_{sig}) \sin(\omega_L t + \theta_{ref}) \\ &= \frac{1}{2}gV_{sig}V_L \cos([\omega_r - \omega_L] t + \theta_{sig} - \theta_{ref}) - \\ &\quad \frac{1}{2}gV_{sig}V_L \cos([\omega_r + \omega_L] t + \theta_{sig} + \theta_{ref}). \end{aligned} \quad (3.5)$$



La salida del PSD está compuesta por dos señales AC, una con la diferencia de las frecuencias ( $\omega_r - \omega_L$ ) y otra con la suma ( $\omega_r + \omega_L$ ). Si esta señal atraviesa un filtro paso-bajo (LPF, *Low-Pass Filter*), las señales AC serán eliminadas, no quedando nada a la salida en un caso general. Sin embargo, si la frecuencia de referencia  $\omega_L$  es igual a la frecuencia de la señal  $\omega_r$ , la componente de la diferencia de las frecuencias será una señal continua DC. En este caso, la señal PSD filtrada será

$$V_{out} = \frac{1}{2}gV_{sig}V_L \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) = \frac{1}{2}gV_{sig}V_L \cos(\theta), \quad (3.6)$$

que es una señal DC proporcional a la amplitud de la señal de entrada, donde se ha definido  $\theta = \theta_{sig} - \theta_{ref}$ .

Por tanto, para el correcto funcionamiento del Lock-In necesitamos una señal de referencia con  $\omega_L = \omega_r$ . No solo las frecuencias deben ser iguales, sino que la fase entre las señales no puede cambiar con el tiempo. Si lo hiciera, el  $\cos(\theta)$  de la Ec. (3.6) cambiaría con el tiempo y  $V_{out}$  no sería una señal continua. Dicho de otra manera, la señal de referencia del Lock-In debe estar *enganchada en fase* con la señal de entrada. Para ello, los amplificadores de este tipo utilizan un circuito PLL (*Phase-Locked Loop*) para generar la señal de referencia correcta a partir de la entrada de referencia externa aplicada.

A pesar de todo, a menudo ocurre que  $\theta_{sig}$  y  $\theta_{ref}$  no son exactamente iguales, lo que dificulta medir  $V_{sig}$  a partir de  $V_{out}$ . Para solucionar este problema, el amplificador utilizado incorpora un segundo PSD y su correspondiente filtro, tal y como se ilustra en la Fig. 3.7. Uno de estos mezcladores multiplica la señal de entrada y la referencia igual que antes, mientras que el otro multiplica la señal de entrada con la referencia desplazada en fase 90 grados:

$$V_L \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ) \quad (3.7)$$

La salida  $V_{outX}$  será la misma salida  $V_{out}$  del caso anterior:

$$V_{outX} = \frac{1}{2}gV_{sig}V_L \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \sim V_{sig} \cos(\theta), \quad (3.8)$$

mientras que la otra salida será:

$$V_{outY} = \frac{1}{2}gV_{sig}V_L \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref} - 90^\circ) \sim V_{sig} \sin(\theta). \quad (3.9)$$

Tenemos pues dos salidas, una proporcional a  $\cos(\theta)$  y otra proporcional a  $\sin(\theta)$ . Si llamamos  $X$  a la primera salida e  $Y$  a la segunda,

$$X = V_{sig} \cos(\theta) \quad Y = V_{sig} \sin(\theta), \quad (3.10)$$

estas dos cantidades representan la señal como un vector relativo a la referencia del Lock-In.  $X$  se denomina *componente en fase* e  $Y$  se denomina *componente en cuadratura*, ya que cuando  $\theta = 0$ ,  $X$  mide la señal pero  $Y$  es cero.

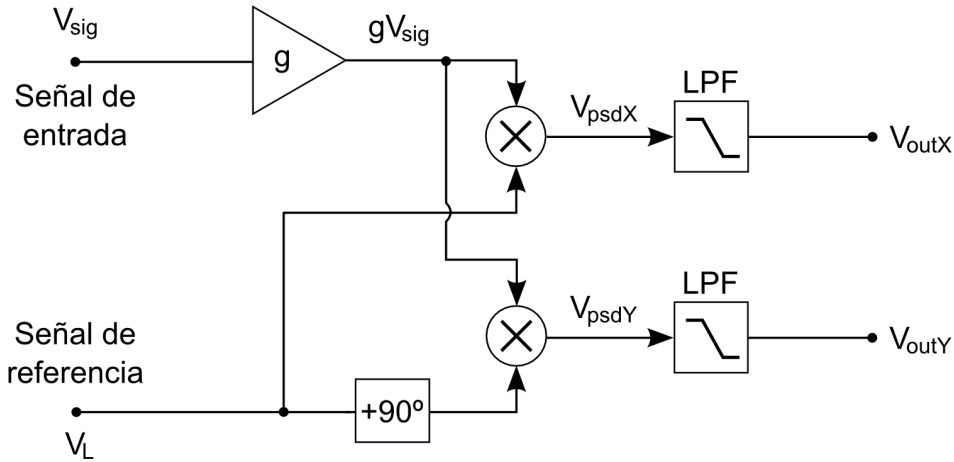


Figura 3.7: Diagrama de bloques de un amplificador Lock-In en modo dual.

Si calculamos la magnitud  $R$  del vector, eliminamos la dependencia de la fase:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} = V_{sig}, \quad (3.11)$$

de manera que  $R$  mide la amplitud de la señal de entrada independientemente de la diferencia de fase entre esta señal y la de referencia. Esta diferencia de fase  $\theta$  puede calcularse como

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{Y}{X} \right). \quad (3.12)$$

Dentro de nuestro sistema, el amplificador Lock-In SR830 de Stanford Research se utiliza como un medio de monitorización de la señal de fluorescencia de los iones, en conjunción con un fotomultiplicador de corriente que apunta, al igual que la cámara CCD, al centro de la trampa Paul donde se confinan los iones. En este contexto, uno de los experimentos ha consistido en utilizar una señal de pulsos para llenar y vaciar periódicamente la trampa de iones, de manera que la fluorescencia solo aparezca cuando se inyecten iones en la trampa, y desaparezca en los otros ciclos. Utilizando como entrada del amplificador la señal de salida del fotomultiplicador, y como referencia del Lock-In una señal con el mismo período que la de llenado y vaciado de la trampa, el instrumento es capaz de detectar el débil incremento en la corriente del fotomultiplicador que se produce ante la señal de fluorescencia emitida por los iones dentro de la trampa. Esto no sería posible con un amplificador común que no utilizara la técnica de detección sensible a la fase. El amplificador se conecta al ordenador a través de interfaz GPIB. Los detalles sobre el control software remoto de este instrumento se especifican en el capítulo 4.

### La tarjeta de adquisición NI-DAQmx 6733

La tarjeta DAQmx PCI 6733 de National Instruments dispone de ocho canales de salida analógica a 1 MS/s por canal, resolución de 16 bits y disparo digital. También incorpora ocho líneas de E/S digitales y dos contadores de 24 bits, así

como un reloj de actualización interno y externo. Mediante el módulo BNC2110 se dispone de todas las entradas y salidas de la tarjeta a través de conectores BNC. La función de esta tarjeta dentro de nuestro sistema también se encuentra relacionada con la monitorización de la fluorescencia, cuando se utiliza conjuntamente con el fotomultiplicador de pulsos. Si la salida del fotomultiplicador de pulsos se conecta a una de las entradas de la tarjeta, programando la aplicación LabVIEW apropiada seremos capaces de contar el número de pulsos por unidad de tiempo, cuyo incremento y decremento es indicativo del nivel de fluorescencia de la nube de iones confinada en la trampa.

Una vez vistos los diferentes instrumentos involucrados en el sistema, en el siguiente apartado se detalla el montaje y funcionamiento de las líneas moduladoras utilizadas para el control de la potencia y frecuencia de los diferentes láseres de diodo.

### 3.2. Líneas AOM de doble paso

En la Sec. 2.3 del capítulo anterior se explicaron las bases del funcionamiento de los moduladores acústico-ópticos. Tal y como se explicó, mediante un AOM adecuadamente alineado somos capaces de difractar un haz de luz incidente de forma que el rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden tenga su frecuencia modificada de acuerdo a la frecuencia de la onda acústica que atraviesa el cristal del modulador, aplicada por medio de una señal de radiofrecuencia al transductor del AOM. En la Fig. 3.8a [15] se ilustra un AOM en configuración de paso único, alineado de forma que las ondas acústicas se propaguen con un ángulo igual al ángulo de Bragg con respecto a la perpendicular del rayo incidente, como se vio en la Sec. 2.3.

En la práctica, al utilizar moduladores acústico-ópticos para desplazar la frecuencia de los láseres con una configuración de paso único como la mostrada en la Fig. 3.8a surge un problema, consistente en la dependencia del ángulo de difracción con la frecuencia de modulación [16]. Los problemas de alineamiento que se derivan de este hecho hacen poco adecuada la utilización de una línea de modulación simple (de paso único). Sin embargo, este problema se soluciona de forma muy eficaz utilizando el AOM en una configuración de doble paso, de manera que se compensen las desviaciones del haz en un segundo paso por el AOM. Modular el haz láser con el AOM en este tipo de configuración implica también que el desplazamiento en frecuencia total sea el doble de la frecuencia de la señal RF aplicada al AOM.

En la Fig. 3.8b se ilustra una línea AOM alineada en configuración de doble paso, donde el rayo de color rojo se refiere al primer paso por el AOM y el rayo en color verde representa el segundo paso por el AOM. Como se puede observar, el haz incide en primera instancia en el AOM, alineado de forma que a la salida del AOM aparecen dos haces de luz: el no difractado y el difractado de 1<sup>er</sup> orden. Colocando una lente a una distancia del AOM igual a la distancia focal de la misma conseguimos que ambos haces salgan de la lente completamen-

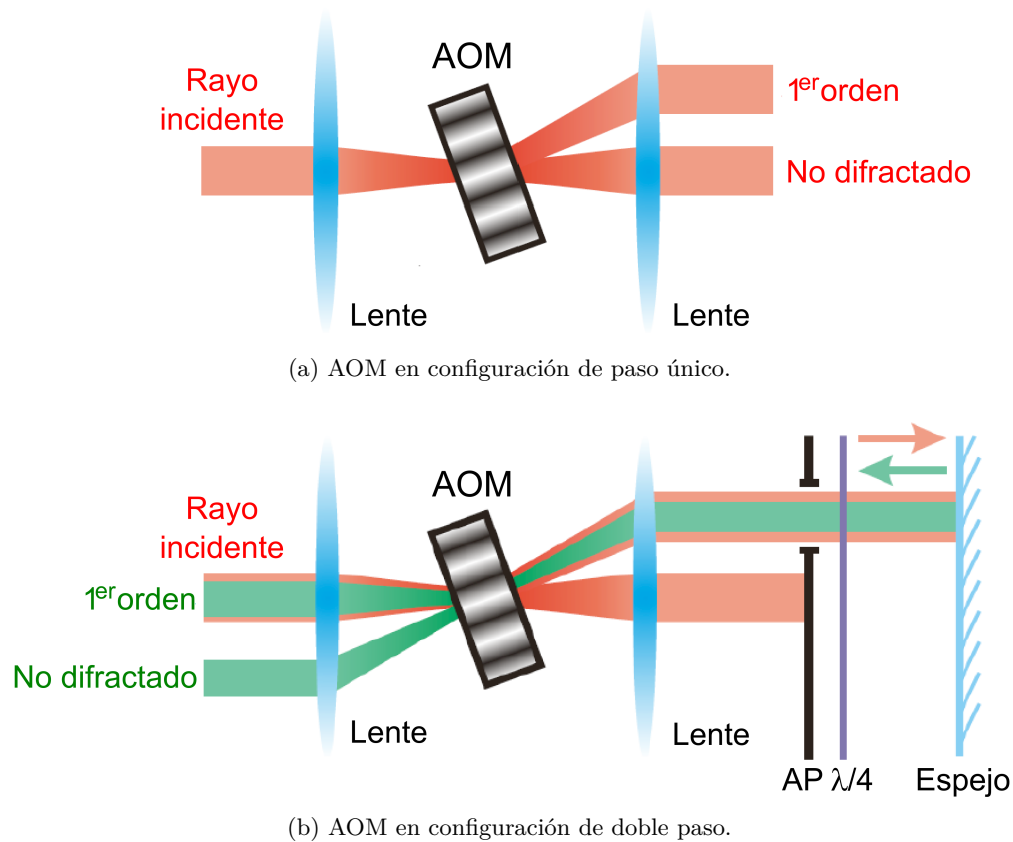


Figura 3.8: Modulador acústico-óptico en diferentes configuraciones.

te paralelos. Mediante un diafragma con una pequeña apertura (AP) colocado adecuadamente conseguimos cortar el paso al haz de luz no difractado, que no nos interesa. Al final de la línea nos encontramos con un espejo que provoca que el haz difractado se propague de vuelta hacia el inicio de la línea, siguiendo el mismo camino. Al atravesar por segunda vez el AOM, el haz que se difracta toma la misma dirección y sentido opuesto al haz incidente original. La lente situada antes del AOM para focalizar el haz incidente en la apertura del modulador es opcional.

Ante la configuración descrita de AOM de doble paso, cabe preguntarse cómo es posible separar el haz de luz incidente del difractado por segunda vez en el AOM, es decir, del haz de salida de la línea moduladora. Para solventar este problema se utilizan dos elementos ópticos: el divisor de haz polarizador (PBS, *Polarizing Beam Splitter*) y la lámina de cuarto de onda. En la Fig. 3.9 se ilustra una línea AOM completa en configuración de doble paso que incluye ambos componentes, junto con una fotografía de una de las líneas implementadas.

La finalidad de situar el retardador de cuarto de onda entre el diafragma y el espejo es rotar 180 grados la polarización del haz difractado tras el primer paso por el AOM (90 grados en cada paso por la lámina; ver Fig. 2.9). Esta lámina, en

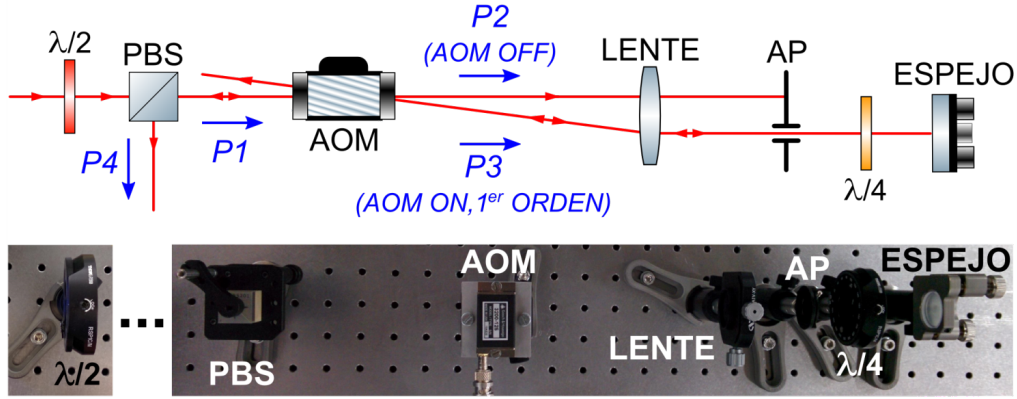


Figura 3.9: Línea AOM en configuración de doble paso.

combinación con el PBS situado al inicio de la línea (antes del AOM) permitirá separar el haz original incidente del haz difractado de doble paso, ya que ambos tendrán polarizaciones diferentes (una perpendicular a la otra). En definitiva, el haz de salida de la línea AOM en configuración de doble paso aparece ilustrado en la Fig. 3.9 con una potencia  $P4$ .

Cabe mencionar que, de acuerdo al funcionamiento del PBS, también habrá un haz en la misma dirección y sentido contrario al haz final de salida en el PBS, debido a la división del haz incidente original. Sin embargo, éste no aparece ilustrado en la Fig. 3.9 debido a que, además de que no nos interesa este haz para nuestros fines, en la práctica se ha tratado de reducir su potencia al mínimo con el objetivo de maximizar la potencia de entrada al AOM y, por tanto, la potencia final de salida de la línea de doble paso. Para esto se ha empleado una lámina de  $\lambda/2$  situada a la salida de cada láser de diodo, antes de la línea AOM (antes, por tanto, del PBS). Esta lámina retarda la polarización en media longitud de onda o 180 grados. Colocándola de manera adecuada conseguimos polarizar la luz entrante al PBS de forma que prácticamente todo el haz atraviese el cubo, y tan solo una mínima parte (que aún tenga la polarización perpendicular a la anterior) se divida y, de alguna forma, sea desperdiciada (en tanto en cuanto no nos resulta útil dado que no entra a nuestra línea AOM de doble paso).

La eficiencia de la línea moduladora puede cuantificarse en base a las potencias de los haces de luz en las diferentes etapas del sistema, tal y como aparecen en la Fig. 3.9. De esta forma, podemos definir los siguientes parámetros:

$$\text{Eficiencia de Difracción} = P3/P2 \quad (3.13)$$

$$\text{Eficiencia de Doble Paso} = P4/P1 \quad (3.14)$$

$$\text{Eficiencia de Paso Único} = P3/P1 \quad (3.15)$$

$$\text{Eficiencia de Transmisión} = P2/P1 \quad (3.16)$$

En la Sec. 3.4 se expondrán los valores específicos de los parámetros de eficiencia anteriores para cada una de las líneas AOM implementadas.

### Componentes ópticos utilizados

En nuestro sistema se han implementado cuatro líneas AOM de doble paso: una para el láser BLUE1; otra para el láser BLUE2; otra línea AOM que comparten los láseres RED2 y RED6, de manera que pueden utilizarla por separado o de forma simultánea; y una última línea para el láser RED5. El láser RED3 se utiliza actualmente como láser de trabajo para realizar diferentes pruebas y no atraviesa ninguna línea moduladora, aunque en un futuro se combinará con el láser RED5 en su línea de modulación actual, de forma equivalente a como ocurre ahora con RED2 y RED6. Las especificaciones de los componentes ópticos que forman cada línea varían en función de las necesidades de la misma, ya que se trata de diferentes longitudes de onda.

Todos los cubos polarizadores son diferentes aún en los casos en los que se trata de la misma longitud de onda. Para la sujeción de cada PBS se ha utilizado el soporte KM100B/M de Thorlabs. En la tabla 3.1 se recogen los modelos específicos y las eficiencias de transmisión medidas experimentalmente para la componente de polarización-P en cada uno de los PBS utilizados a cada línea AOM (no confundir con la eficiencia de transmisión del AOM definida en la Ec. (3.16)).

Tabla 3.1: Eficiencias de transmisión medidas para los PBS asociados a cada línea de modulación.

Láser asociado	Modelo PBS	Eficiencia Transmisión
BLUE1	G335731000 Qioptiq	94.5 %
BLUE2	PBS201 Thorlabs	61.1 %
RED2+RED6	PBS202 Thorlabs	97.5 %
RED5	PBC12-600/900 Lens-Optics	90.7 %

Las láminas retardadoras de media onda situadas a la salida de cada láser son, en los casos del BLUE1 y BLUE2, el modelo WPH05M-405 de Thorlabs. El modelo WPH05M-850, también de Thorlabs, se ha utilizado para los láseres RED5 y RED6. Por último, en el RED2 se ha hecho uso del modelo W2Z15-860 de Lens-Optics.

En cuanto a las láminas de cuarto de onda, se ha utilizado el modelo WPQ05M-405 de Thorlabs para las líneas del BLUE1 y el BLUE2; el modelo WPQ05M-850 del mismo fabricante para la línea del RED2 y RED6; y el 10RP04-30 de Newport para la línea del RED5. Todas las láminas retardadoras se montan sobre soportes RSP1C/M de Thorlabs, que permiten su rotación hasta la posición deseada.

Los espejos utilizados para los cambios de trayectoria de los haces láser en la mesa óptica han sido mayoritariamente de Thorlabs. En concreto, se ha hecho uso indistinto de los modelos BB1-E01 y BB1-E02 para los láseres BLUE1 y

BLUE2. Los rangos de utilización de estos modelos son 350 - 400 nm y 400 - 740 nm, respectivamente. Para los láseres con  $\lambda = 866$  nm (RED2, RED5 y RED6) se han utilizado indistintamente espejos BB1-E03 de Thorlabs (rango de utilización: 750 a 1100 nm) y M630-900/25 de Lens-Optics (rango de 630 a 900 nm). De acuerdo a las especificaciones, todos los espejos utilizados poseen eficiencias de reflexión superiores al 99 % para ángulos de incidencia de 0 a 45 grados, dentro de sus rangos de longitudes de onda.

Los AOM que se utilizan para modular los láseres BLUE1 y BLUE2 son el modelo 3200-125 de Crystal Technology, que tienen una frecuencia central de 200 MHz y una eficiencia de difracción máxima del 85 %. El AOM utilizado para la línea que comparten los láseres RED2 y RED6 es el modelo 3110-120, del mismo fabricante. En este caso, la frecuencia RF central es de 110 MHz y la eficiencia de difracción puede alcanzar el 83 % según las especificaciones. Por último, el AOM que se implementa en la línea moduladora del RED5 es el TEF-200-50-866 de Brimrose. La frecuencia central de este AOM es de 200 MHz, mientras que la eficiencia de difracción se sitúa en torno al 70 % según las especificaciones.

### 3.3. Electrónica de control del AOM

Cada uno de los moduladores acústico-ópticos necesita un sistema controlador asociado que le proporcione la señal de radiofrecuencia adecuada para la generación de las ondas acústicas en el cristal del AOM. El controlador del AOM es el sistema que se encarga de generar esta señal de radiofrecuencia. Este controlador está formado por tres componentes [17]: un oscilador controlado por voltaje (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*), un atenuador variable (VVA, *Voltage Variable Attenuator*) y un amplificador. En la Fig. 3.10 se muestra un diagrama esquemático de cómo han de conectarse estos componentes al AOM para funcionar como un sistema controlador.

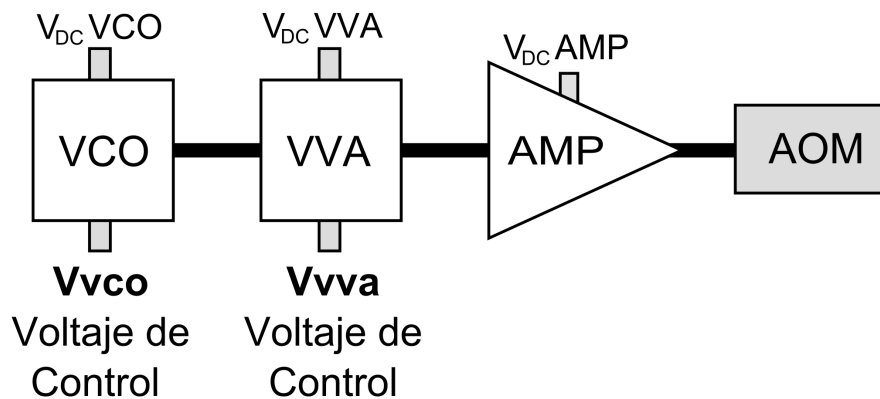


Figura 3.10: Diagrama esquemático del controlador del AOM.

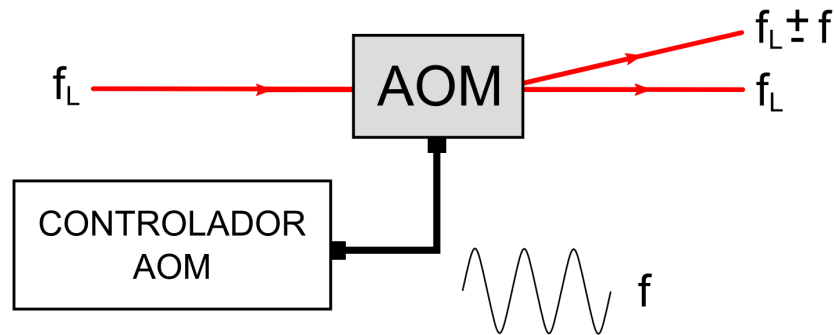


Figura 3.11: Diagrama esquemático del controlador conectado al AOM. La frecuencia del haz difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM se verá desplazada en una cantidad  $f$  con respecto a la frecuencia del haz incidente, donde  $f$  es la frecuencia de la señal RF aplicada al transductor del AOM.

El VCO proporciona a la salida una señal RF sinusoidal cuya frecuencia  $f$  depende de la tensión de control  $V_{VCO}$  que se aplique como entrada. La dependencia entre la tensión de control aplicada y la frecuencia de la señal de salida es aproximadamente lineal. Por su parte, el VVA atenúa la señal de salida del VCO. El grado de atenuación viene determinado por la tensión de control  $V_{VVA}$ . Por último, el amplificador amplifica la señal de salida del VVA, de tal forma que la salida de RF final tenga una amplitud suficiente para controlar el AOM. El VVA es necesario para poder controlar la atenuación de la señal, ya que el amplificador proporciona una ganancia fija. En la Fig. 3.11 se ilustra un diagrama esquemático del controlador conectado al AOM.

A continuación se especificarán y caracterizarán los diferentes componentes comerciales utilizados como electrónica de control para cada una de las líneas AOM implementadas.

### 3.3.1. El oscilador controlado por voltaje (VCO)

El oscilador controlado por voltaje (VCO) proporciona como salida una señal RF cuya frecuencia varía, dentro de un rango determinado, de forma aproximadamente lineal con la tensión de control  $V_{VCO}$  aplicada como entrada. En el sistema se han utilizado dos modelos de VCO diferentes: uno para los AOM de los láseres BLUE1, BLUE2 y RED5 (y RED3 en un futuro próximo); y otro para la línea AOM que comparten los láseres RED2 y RED6. El primero de ellos es el ZOS-300+ de Minicircuits, cuyas principales especificaciones técnicas son las siguientes:

- Frecuencia de salida: 150 MHz a 280 MHz.
- Voltaje de control: 1 a 16 V.
- Potencia de salida típica: 9 dBm.
- Alimentación: 12 V y 140 mA (máx.)



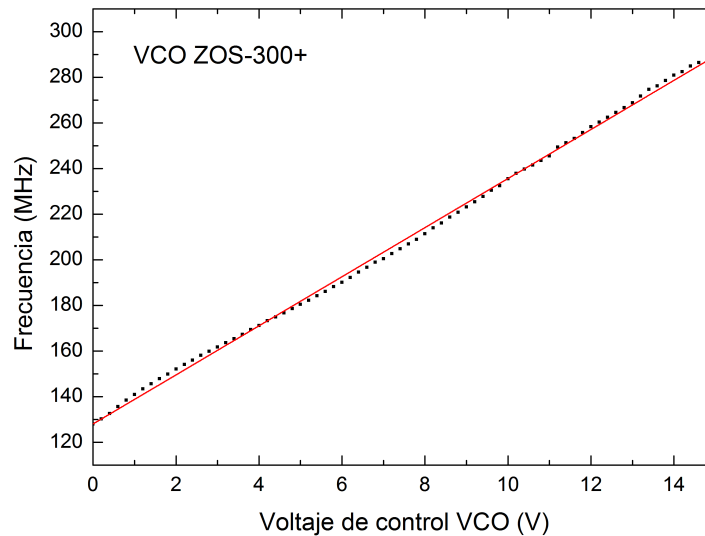


Figura 3.12: Frecuencia de salida del VCO en función del voltaje de control (Modelo ZOS-300+ de Minicircuits). Medidas de caracterización y regresión lineal (trazo rojo).

En la Fig. 3.12 se muestra una gráfica con las medidas de frecuencia de salida de este VCO (en concreto, el asociado al BLUE1) en función del voltaje de control aplicado, donde se puede apreciar que la variación de la frecuencia con la tensión de control es aproximadamente lineal. De hecho, una regresión lineal aplicada sobre las medidas (línea de color rojo en la Fig. 3.12) da como resultado una pendiente de  $10.75 \text{ MHz} \cdot \text{V}^{-1}$  y una ordenada en el origen (offset a voltaje de control cero) de 128.09 MHz.

Los otros dos VCO de este mismo modelo (asociados a los láseres BLUE2 y RED5) tienen un comportamiento similar. Concretamente, la regresión lineal del VCO asociado al BLUE2 da como resultado una pendiente de  $10.92 \text{ MHz} \cdot \text{V}^{-1}$  y offset a voltaje cero de 129.37 MHz. En cuanto al VCO del RED5, la pendiente de la línea de tendencia obtenida es de  $10.84 \text{ MHz} \cdot \text{V}^{-1}$ , mientras que el offset a voltaje cero es de 127.89 MHz.

El componente VCO utilizado para el AOM compartido por los láseres RED2 y RED6 es también de Minicircuits, pero el modelo en este caso es el ZOS-150+. Este VCO posee básicamente las mismas características que el anterior, con la diferencia de que el rango de frecuencias de salida es de 75 a 150 MHz, según las especificaciones del fabricante. En la Fig. 3.13 se muestran las medidas de frecuencia de salida de este VCO en función del voltaje de control aplicado, así como la regresión lineal calculada. La pendiente experimental que obtenemos es de  $5.86 \text{ MHz} \cdot \text{V}^{-1}$  y el offset a voltaje cero es de 64.91 MHz.

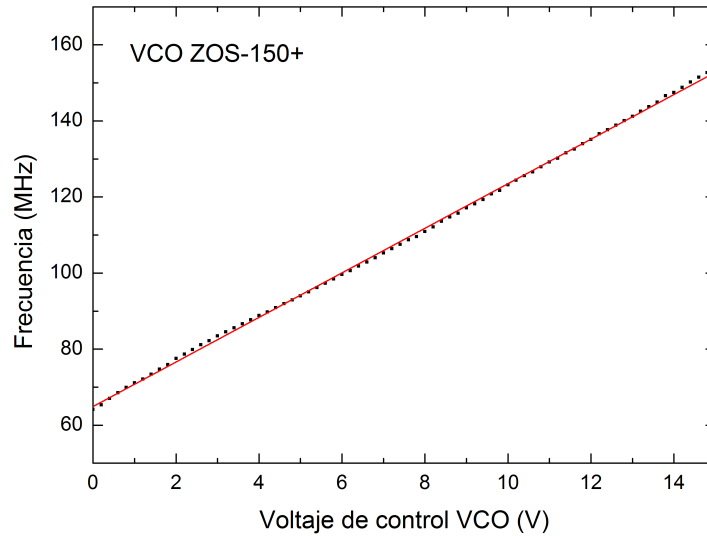


Figura 3.13: Frecuencia de salida del VCO en función del voltaje de control (Modelo ZOS-150+ de Minicircuits). Medidas de caracterización y regresión lineal (trazo rojo).

Las medidas de caracterización muestran que se cumplen aproximadamente las especificaciones del fabricante, ya que a un voltaje de control de 1 V se obtiene una frecuencia de salida de 71.12 MHz, mientras que aplicando una tensión de 15 V obtenemos una frecuencia de 153.80 MHz.

### 3.3.2. El atenuador variable (VVA)

El atenuador variable (VVA) se conecta a continuación del VCO y permite ajustar, a través de un voltaje de control  $V_{VVA}$ , el grado de atenuación de la señal de entrada, que será la señal RF de salida del VCO. El modelo de VVA utilizado es común para los cuatro controladores AOM: el ZX73-2500-S+ de Minicircuits, cuyas principales características especificadas por el fabricante son:

- Atenuación a 0 V para señales en el rango de frecuencia de 10 a 500 MHz: 55 dB (típica) y 41 dB (mínima).
- Voltaje de control: 0 a 17 V.
- Potencia de entrada máxima: 20 dBm.
- Alimentación: 3 a 5 V y 5 mA (máx.)

En la Fig. 3.14 se representa la atenuación que introduce el VVA en función del voltaje de control aplicado (entre 0 y 15 V) para dos frecuencias de la señal de entrada: 171 MHz y 240 MHz. La atenuación se ha calculado como:

$$\text{Atenuación}_{VVA} = -20 \log\left(\frac{V_{out,VVA}}{V_{in,VVA}}\right). \quad (3.17)$$

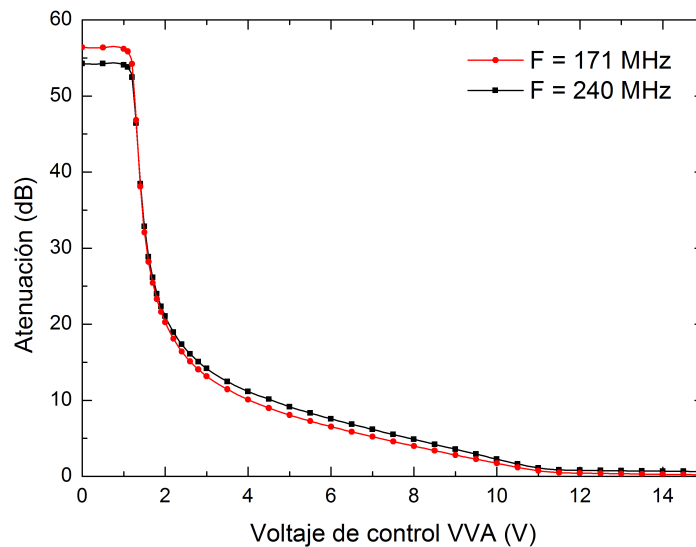


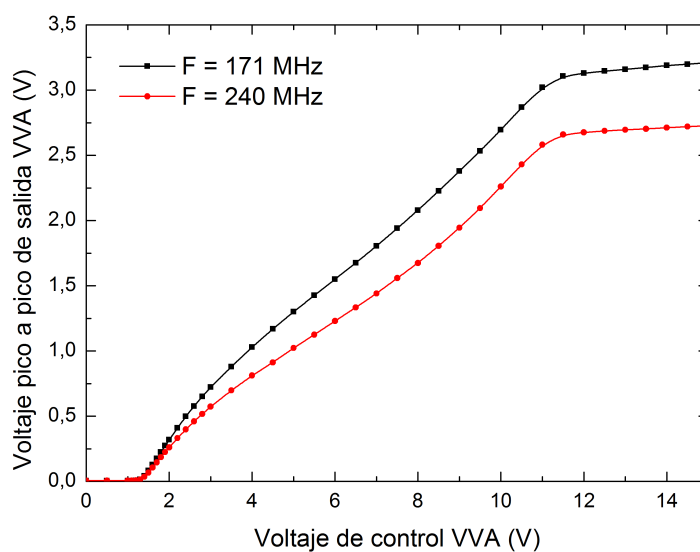
Figura 3.14: Medidas de la atenuación en función del voltaje de control (VVA ZX73-2500-S+ de Minicircuits).

Como se puede observar, las curvas de atenuación obtenidas son prácticamente iguales para los dos casos de frecuencia, y es de esperar que también lo sean para otros valores de frecuencia en el rango deseado (determinado por el VCO, tal y como se ha visto anteriormente). Se aprecia una atenuación máxima situada en torno a 55 dB para voltajes de control entre 0 y 1 V, y una atenuación mínima de casi 0 dB (es decir, que no se produce atenuación) cuando el voltaje de control supera los 11 V. Los valores de atenuación intermedios varían en función del voltaje de control, pero sin seguir un comportamiento lineal.

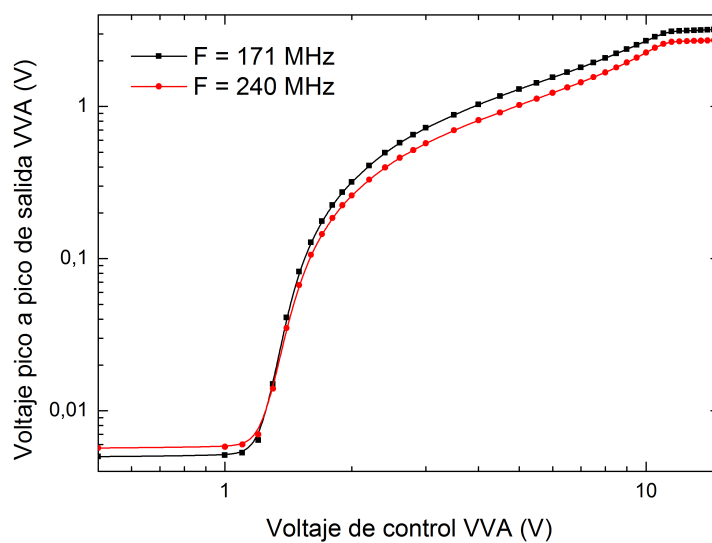
Con el fin de completar la caracterización del VVA, en la Fig. 3.15 se muestra el voltaje pico-pico de la señal RF de salida del VVA en función del voltaje de control aplicado al atenuador, para las mismas dos frecuencias anteriores.

Una vez caracterizados el VCO y el VVA del sistema controlador del AOM, en la Fig. 3.16 se muestra una fotografía de los componentes VCO y VVA conectados como parte del sistema controlador del AOM de la línea asociada, en este caso, al láser RED5. Los componentes para las líneas asociadas al BLUE1 y BLUE2 se han predispuesto de la misma forma que los mostrados en la Fig. 3.16. En el caso del controlador asociado a los láseres RED2 y RED6, la electrónica es idéntica excepto por el cambio de modelo del VCO.

Para conectar el VCO al VVA se ha utilizado un latiguillo SMA-SMA 086-8SM+ de Minicircuits. Asimismo, ha sido necesario utilizar los adaptadores SMA macho a BNC hembra SM-BF50+ de Minicircuits para la conexión de la entrada de control del VCO y la salida del VVA. Como se vio en la Sec. 3.1, se han



(a) Escala de ejes lineal



(b) Escala de ejes logarítmica

Figura 3.15: Voltaje pico-pico de salida del VVA en función del voltaje de control.

utilizado dos tipos diferentes de fuentes de tensión DC para aplicar los voltajes de control a cada uno de los VVA: la IPS 4303 de ISO-TECH para las líneas del BLUE2 y RED5; y la PL303QMD-P de Aim TTI para las líneas del BLUE1 y del RED2+RED6.

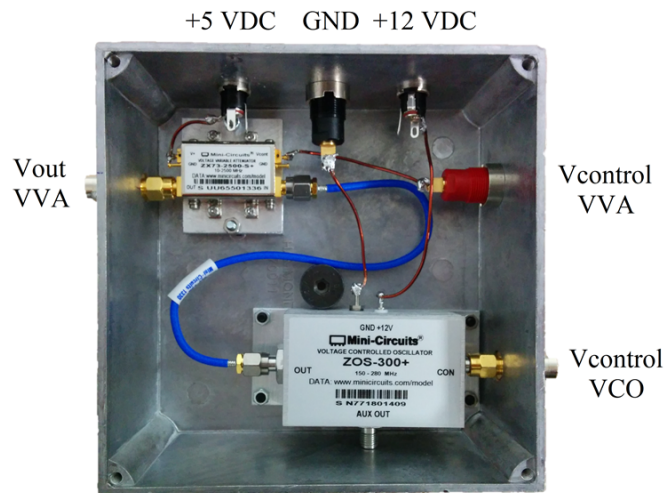


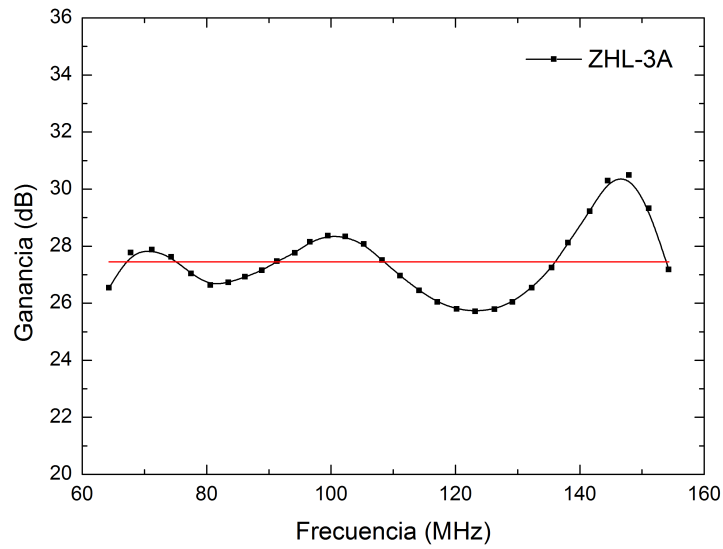
Figura 3.16: Fotografía de los componentes VCO y VVA conectados como parte del sistema controlador del AOM.

### 3.3.3. El amplificador

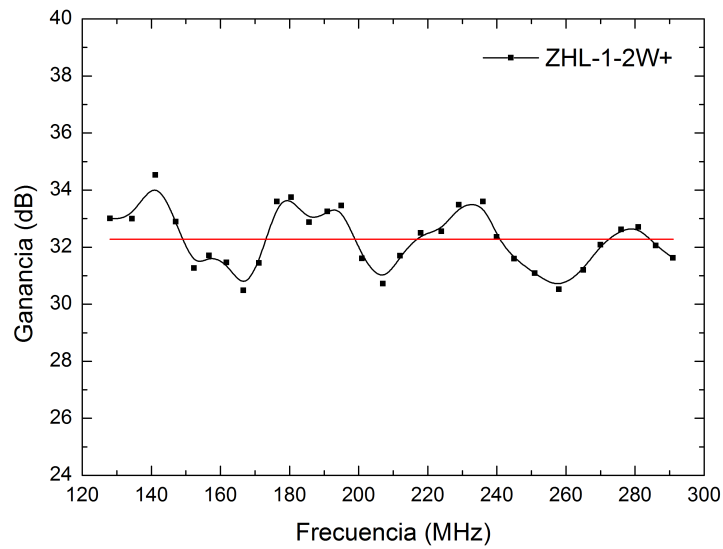
El último componente que forma parte de la electrónica de control necesaria para el AOM es el amplificador. Se han utilizado dos modelos de amplificador diferentes, en función de los requisitos de ancho de banda determinados por el rango de frecuencias de salida del VCO. Por esta razón, para el caso del AOM asociado a los láseres RED2 y RED6 (cuyo controlador contiene el VCO ZOS-150+) se ha utilizado el amplificador ZHL-3A de Minicircuits, con un rango de operación que abarca desde los 400 kHz hasta los 150 MHz. Sin embargo, este rango de frecuencias no es suficiente para las otras tres líneas AOM, en cuya electrónica de control se utiliza el VCO ZOS-300+. En estos casos, los amplificadores utilizados son el modelo ZHL-1-2W+, cuyo rango de operación se extiende desde los 5 hasta los 500 MHz. De cualquier forma, la tensión de alimentación de todos los amplificadores es de 24 V DC.

En la Fig. 3.17a se muestran los resultados de la caracterización del amplificador ZHL-3A, en términos de la ganancia en dB en función de la frecuencia de la señal de entrada. El rango de frecuencias utilizado es precisamente el que proporciona como salida el VCO ZOS-150+. La línea roja representa la media de los valores medidos, que se sitúa en 27.45 dB de ganancia. Los resultados experimentales muestran que, en torno a este valor medio, la ganancia del amplificador puede variar entre los 26 y los 29 dB aproximadamente, dependiendo de la frecuencia.

Por otro lado, la Fig. 3.17b muestra una caracterización equivalente a la anterior, en este caso para el amplificador ZHL-1-2W+. La ganancia media del amplificador para el rango de frecuencias de salida del VCO ZOS-300+ se encuentra en los 32.28 dB, aunque se observan fluctuaciones de aproximadamente  $\pm 2$  dB. El amplificador de cada controlador AOM se ha dispuesto en una caja separada del VCO y VVA, tal y como se muestra en la Fig. 3.18, con el fin de evitar que



(a) Amplificador ZHL-3A



(b) Amplificador ZHL-1-2W+

Figura 3.17: Medidas de ganancia en función de la frecuencia para los amplificadores utilizados.

el calor que disipa afecte a la frecuencia del VCO. En el caso del amplificador ZHL-3A se tiene la misma disposición que la mostrada en la Fig. 3.18, aunque el componente en sí es de menor tamaño.

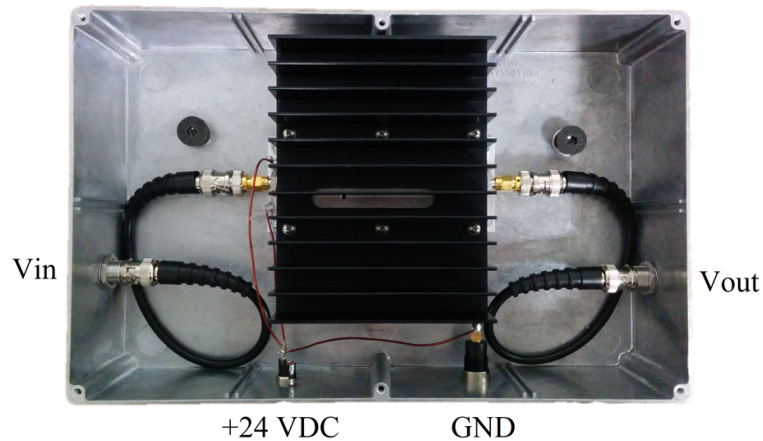


Figura 3.18: Fotografía del amplificador ZHL-1-2W+.

### 3.4. Resultados experimentales

Una vez descrito el montaje y funcionamiento de las líneas moduladoras, así como caracterizada la electrónica asociada a cada una de ellas, en este apartado se muestran los resultados experimentales obtenidos para cada línea AOM tras su implementación. Las curvas que nos interesan son las que relacionan la potencia de los haces a la salida de las líneas AOM de doble paso en función de las tensiones de control del VCO y VVA. No obstante, como paso previo a estos resultados, se muestran las caracterizaciones de los moduladores acústico-ópticos como componentes individuales, antes de formar parte de las líneas de modulación.

#### 3.4.1. Caracterización de los AOM

En esta sección se caracterizan los diferentes modelos de moduladores acústico-ópticos utilizados, ya que se trata de uno de los componentes más importantes que conforman el sistema de control. La caracterización se realiza en base a los haces de luz no difractado y difractado de 1<sup>er</sup> orden en una configuración de paso único (ver Fig. 3.8a). A pesar de que los láseres BLUE1 y BLUE2 utilizan el mismo modelo de AOM (3200-125 de Crystal Technology), caracterizaremos cada uno de ellos por separado y de forma independiente.

En la Fig. 3.19 se muestra la potencia del rayo no difractado a la salida del AOM 3200-125 que se utiliza con el BLUE1 en función del voltaje de control del oscilador (VCO), para diferentes voltajes de control del atenuador (VVA). Tras numerosas pruebas se observó que el comportamiento de la curva se degradaba para tensiones de control del VVA superiores a 3 V aproximadamente, como puede apreciarse en la Fig. 3.19.

En la gráfica de la Fig. 3.19 se observa el mejor comportamiento para una tensión de control del VVA de 2.60 V. En la Fig. 3.20 se representa de nuevo esta curva

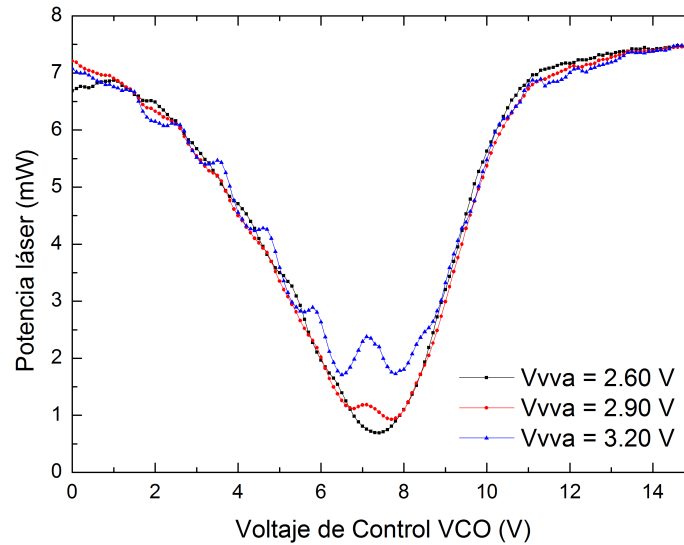


Figura 3.19: Potencia del rayo no difractado a la salida del AOM 3200-125 (BLUE1) en función del voltaje de control del VCO para diferentes voltajes de control del VVA.

junto con la curva de potencia en función de  $V_{VVA}$  para el rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden que se obtiene para esta misma tensión de control del VVA. Se puede apreciar que la máxima potencia del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden se corresponde con la mínima del no difractado, y viceversa.

La forma de las curvas se debe a la variación que se produce en la eficiencia de difracción del AOM con la modificación de la potencia de la señal RF aplicada, debido a su vez a la variación del voltaje de control del VCO. De esta manera, la máxima eficiencia de difracción se consigue para un voltaje de control del VCO de aproximadamente 8 V, donde la potencia del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden es máxima mientras que la potencia del no difractado es mínima. En los extremos del rango de tensiones VCO (0 y 15 V) se tiene la mínima eficiencia de difracción, ya que la potencia del difractado es prácticamente nula mientras que la potencia del no difractado es máxima.

El valor del voltaje de control del VCO para el que se consigue la máxima eficiencia de difracción (8 V) se corresponde con una frecuencia de 211 MHz de la señal RF (ver Fig. 3.12), no muy lejana a la frecuencia que especifica el fabricante como frecuencia central de este AOM (200 MHz). El valor de la eficiencia de difracción experimental que se alcanza en este punto es del 68.6 %, calculada de acuerdo a la Ec. (3.13). Por su parte, las eficiencias de transmisión y de paso único, definidas en las Ecs. (3.16) y (3.15), respectivamente, son de 75.5 % y 51.8 %.



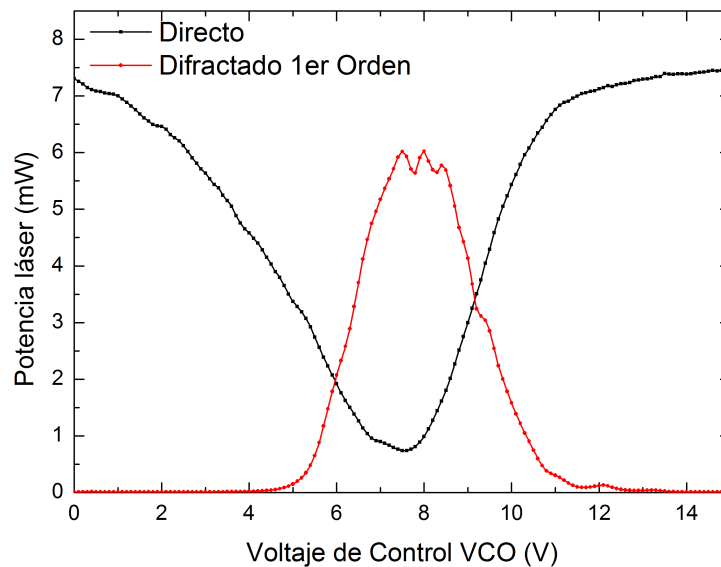
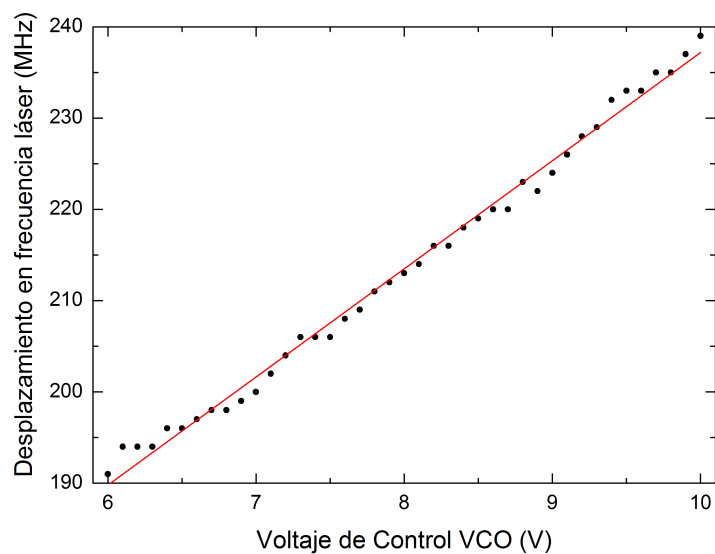


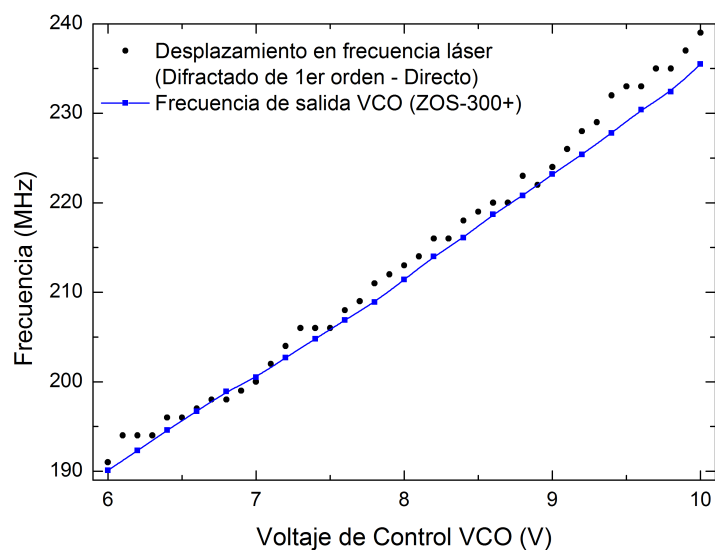
Figura 3.20: Potencia de los rayos no difractado y difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM 3200-125 (BLUE1) en función del voltaje de control del VCO para un voltaje de control del VVA de 2.60 V.

Por otro lado, en la Fig. 3.21a se muestra el desplazamiento en frecuencia del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM con respecto al rayo no difractado, en función de la tensión de control del VCO. Para estas medidas de frecuencia se ha utilizado el WSU-10. El rango de tensiones de control del VCO se ha limitado en esta figura entre los 6 y los 10 V, ya que se trata del rango de interés (Fig. 3.20). La regresión lineal de estas medidas da como resultado una pendiente de  $11.85 \text{ MHz} \cdot \text{V}^{-1}$  y offset a voltaje cero de 118.70 MHz. En la Fig. 3.21b se compara este desplazamiento en frecuencia de los rayos a la salida del AOM con la frecuencia electrónica (medida con un osciloscopio) de la señal RF de salida del VCO asociado como parte de la electrónica de control del AOM (ver Fig. 3.12). La imagen demuestra que, efectivamente, el desplazamiento en frecuencia que se consigue entre los rayos difractado de 1<sup>er</sup> orden y no difractado a la salida del AOM coincide con la frecuencia de la señal RF que se aplica al transductor del modulador, tal y como se explicó en la Sec. 2.3.

Para finalizar la caracterización del AOM 3200-125 utilizado en la línea del BLUE1, en la Fig. 3.22 se muestran las gráficas de las Figs. 3.20 y 3.21a superpuestas, para poner de manifiesto la diferente variación de la potencia y el desplazamiento en frecuencia del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden con el voltaje de control del VCO, lo cual será de gran importancia para el control de ambas magnitudes.



(a) Desplazamiento en frecuencia láser. Medidas obtenidas y ajuste lineal.



(b) Comparación con la frecuencia de salida del VCO conectado al AOM.

Figura 3.21: Superior: Desplazamiento en frecuencia del rayo láser difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM 3200-125 del BLUE1 con respecto al rayo no difractado, en función de la tensión de control del VCO. Inferior: Comparación del desplazamiento en frecuencia entre ambos rayos con la frecuencia de la señal RF de salida del VCO ZOS-300+ de la electrónica de control asociada al AOM del BLUE1. Estas medidas son independientes del voltaje de control del VVA.

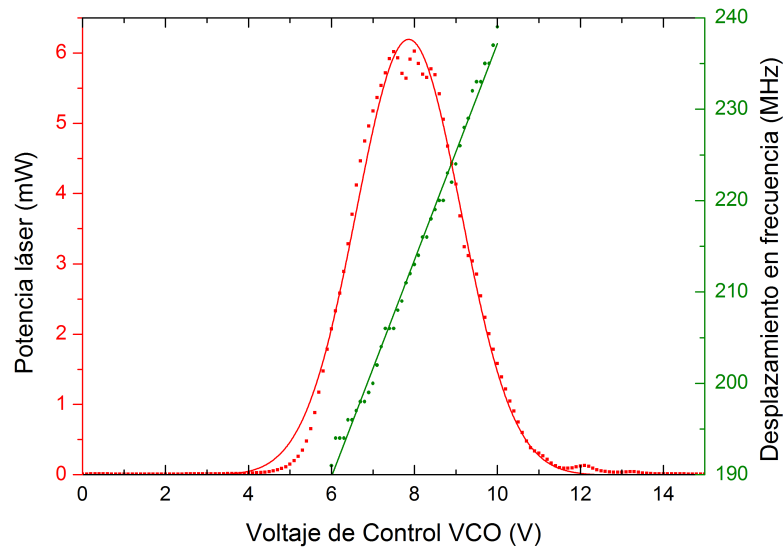


Figura 3.22: Gráfica comparativa de la variación de la potencia del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM 3200-125 (BLUE1) y la variación del desplazamiento en frecuencia de este rayo con el no difractado en función del voltaje de control del VCO. Ajustes Gaussiano y lineal, respectivamente.

En cuanto al AOM 3200-125 utilizado en la línea del BLUE2, en la Fig. 3.23 se representan las curvas de potencia en función del voltaje de control del VCO para los rayos no difractado y difractado de 1<sup>er</sup> orden, y la suma de ambos.

En este caso, la curva óptima se ha obtenido para una tensión de control del VVA de 2.90 V. El máximo de potencia del rayo difractado se observa para un voltaje de control del VCO de 7.5 V, que se corresponde con una frecuencia de 205 MHz (Fig. 3.12), lo que tiene sentido con la frecuencia central del AOM de 200 MHz especificada por el fabricante. La máxima eficiencia de difracción experimental que se obtiene para este AOM es del 83.2%. La eficiencia de transmisión obtenida es de 79.8%, y la eficiencia de paso único es de 66.3%.

El AOM de la línea que comparten los láseres RED2 y RED6 es el 3110-120 de Crystal Technology. En la Fig. 3.24 se representan las curvas de potencia en función del voltaje de control del VCO del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida de este modulador, para diferentes voltajes de control del VVA. La caracterización de este AOM se ha hecho utilizando el láser RED6 a través del modulador. Se puede observar que las curvas siguen una tendencia similar para todos los casos de tensiones  $V_{VVA}$ . Los máximos de potencia de los rayos difractados de 1<sup>er</sup> orden aparecen para un voltaje de control del VCO de aproximadamente 7 V, que se corresponde con una frecuencia de 105 MHz de acuerdo al VCO utilizado (Fig. 3.13), lo cual tiene sentido en tanto en cuanto la frecuencia central especificada por el fabricante para este AOM es de 110 MHz.

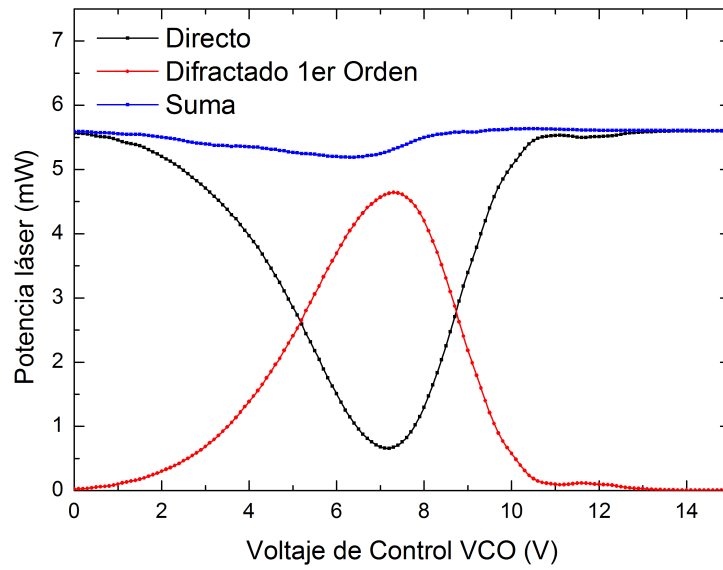


Figura 3.23: Potencia de los rayos no difractado y difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM 3200-125 (BLUE2) en función del voltaje de control del VCO para un voltaje de control del VVA de 2.90 V.

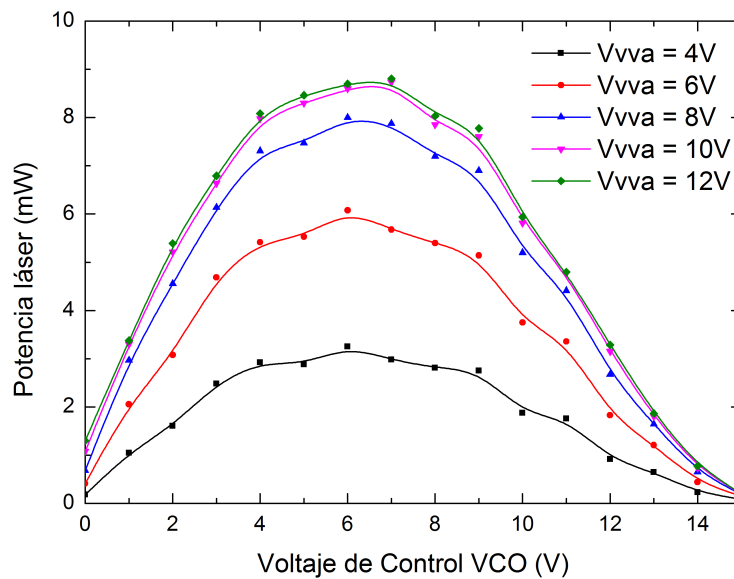
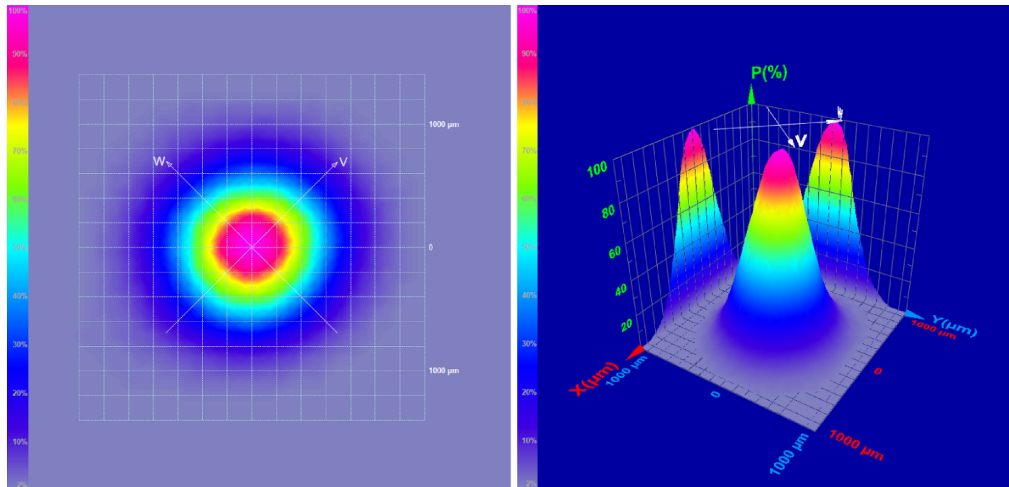
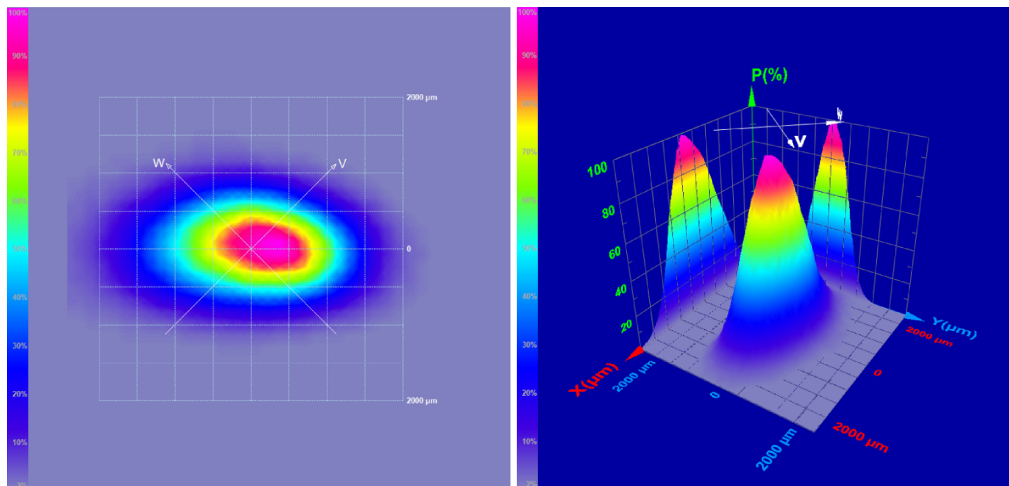


Figura 3.24: Potencia del rayo difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM 3110-120 en función del voltaje de control del VCO para diferentes voltajes de control del VVA.



(a) Perfil del haz de salida del láser RED2. La correlación con una función Gaussiana es del 98.49 % en el corte transversal por el plano W, y del 98.33 % en el corte por el plano V.



(b) Perfil del haz de salida del láser RED6. La correlación con una función Gaussiana es del 95.31 % en el corte transversal por el plano W, y del 90.96 % en el corte por el plano V.

Figura 3.25: Perfiles en 2D y 3D de los haces de salida de los láseres RED2 y RED6, obtenidos por medio de un analizador de haz *BeamAnalyzer BA-3 UV* de Duma Optronics Ltd.

La máxima eficiencia de difracción alcanzada experimentalmente en este AOM es diferente en función de si se utiliza con el láser RED2 o con el RED6, a pesar de que ambos atraviesan el mismo modulador acústico-óptico. La razón por la que esto ocurre es que, aunque ambos láseres se encuentran lo suficientemente bien alineados como para que los dos atraviesen el AOM y se difracten, el perfil no es idéntico (Fig. 3.25), por lo que su incidencia por la apertura activa del AOM varía ligeramente. De esta forma, la eficiencia de difracción que se alcanza con el RED2 es de 70.8 %, mientras que la que obtenida con el RED6 es de 57.7 %. El mismo efecto se produce con las eficiencias de transmisión, que son de 97.8 % y 95.9 % para los láseres RED2 y RED6, respectivamente. Por último, las eficien-

cias de paso único toman unos valores de 69.2% y 55.3%, respectivamente, para el RED2 y el RED6.

El último AOM que queda por caracterizar es el TEF-200-50-866 de Brimrose, utilizado para la modulación del láser RED5. En este caso se observó un buen comportamiento de las curvas de potencia para una tensión de control del VVA de 4.40 V. Para poner de manifiesto la gran sensibilidad del AOM con el alineamiento, en las Figs. 3.26 y 3.27 se muestran varias curvas de potencia de los rayos no difractado y difractado de 1<sup>er</sup> orden, respectivamente, en función del voltaje de control  $V_{VCO}$  para un  $V_{VVA}$  de 4.40 V, donde se han realizado únicamente ligeros cambios en el alineamiento del haz con respecto al AOM. Esto es indicativo de la dificultad para la obtención de una salida óptima en la configuración de doble paso.

La eficiencia de difracción máxima medida experimentalmente en este AOM es de tan solo 33.1%. La justificación de esta baja eficiencia de difracción es muy probablemente la diminuta apertura activa de este AOM, de tan solo 0.3 mm, muy inferior al propio perfil del haz que emite el láser. Por esta misma razón se obtiene una eficiencia de paso único igualmente baja, del 31.7%. Por otro lado, la eficiencia de transmisión medida con el AOM apagado es de 95.6% ya que la apertura activa no tiene efecto.

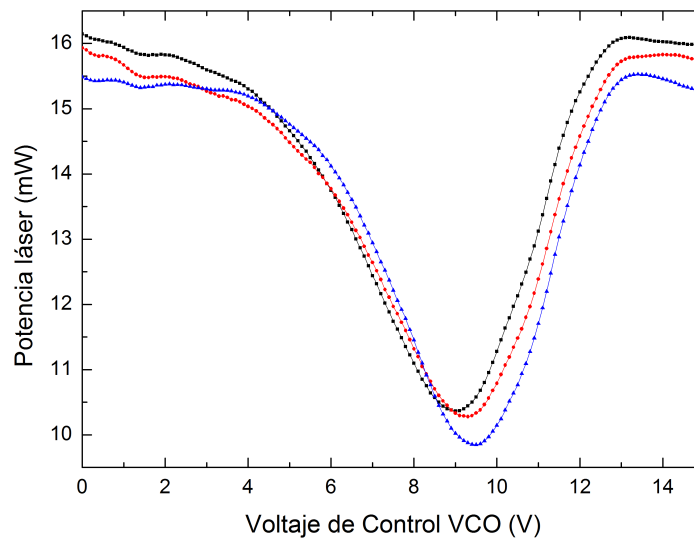


Figura 3.26: Potencia del haz no difractado a la salida del AOM TEF-200-50-866 en función del voltaje de control del VCO para un voltaje de control del VVA de 4.40 V y diferentes alineamientos del haz con respecto al AOM..

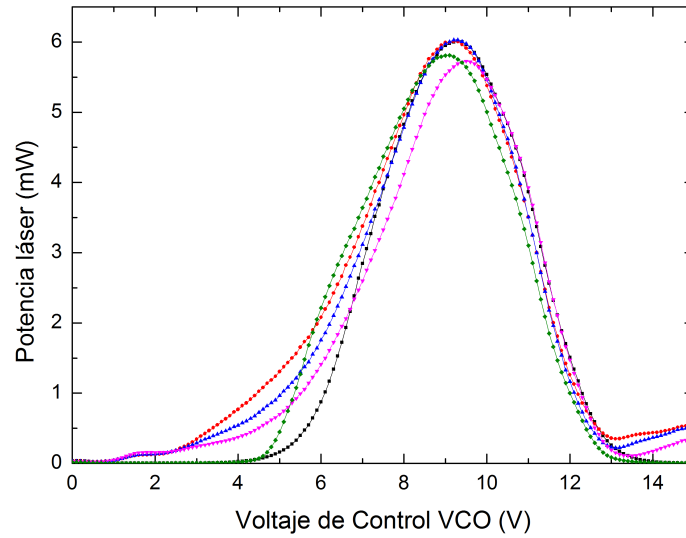


Figura 3.27: Potencia del haz difractado de 1<sup>er</sup> orden a la salida del AOM TEF-200-50-866 en función del voltaje de control del VCO para un voltaje de control del VVA de 4.40 V y diferentes alineamientos del haz con respecto al AOM..

### 3.4.2. Caracterización de las líneas moduladoras de doble paso

Una vez caracterizados los moduladores acústico-ópticos como componentes individuales, en este apartado se exponen los resultados obtenidos tras el montaje, alineamiento y optimización de las líneas moduladoras de los láseres en configuración de doble paso, tal y como se detalló en 3.2.

En cada caso se muestra la potencia a la salida de la línea AOM de doble paso (potencia P4 de acuerdo a la Fig. 3.9) en función del voltaje de control del VCO asociado, para la tensión de control del VVA en que se ha obtenido la mejor curva.

#### Línea AOM para el BLUE1

En la Fig. 3.28 se muestra la curva obtenida para el caso de la línea moduladora asociada al BLUE1. La tensión de control del VVA para la que se ha obtenido es de 2.80 V. En trazo de color rojo se incluye un ajuste Gaussiano realizado a las medidas de caracterización. La función Gaussiana obtenida en el ajuste está centrada en 8.56536 V, con una anchura de 1.21603 V, un offset de 0.02378 mW y una amplitud de 2.59053 mW. Se define

$$P_{BLUE1} = 0.02378 + 2.59053 e^{-\frac{(V_{VCO}-8.56536)^2}{2 \times 1.21603^2}} \quad (mW). \quad (3.18)$$

La eficiencia de doble paso máxima obtenida para esta línea moduladora, calculada de acuerdo a la Ec. (3.14), es del 21.79 %.

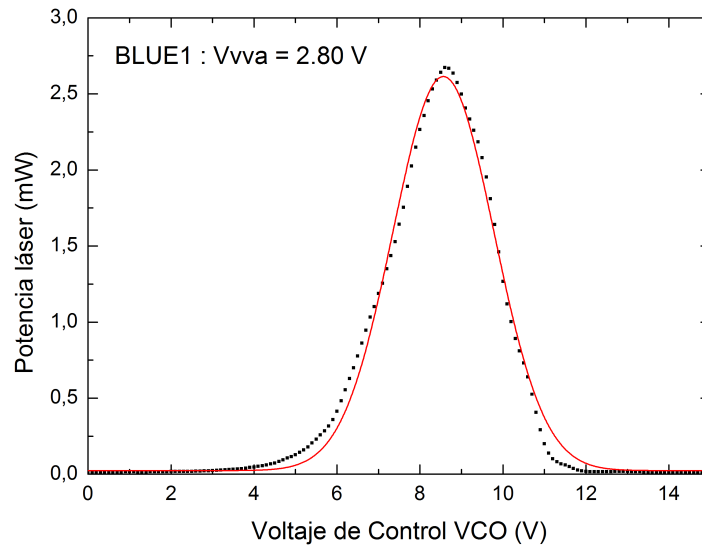


Figura 3.28: Potencia a la salida de la línea AOM de doble paso del BLUE1 en función del voltaje de control del VCO para una tensión de control del VVA de 2.80 V. Medidas y ajuste Gaussiano (trazo rojo).

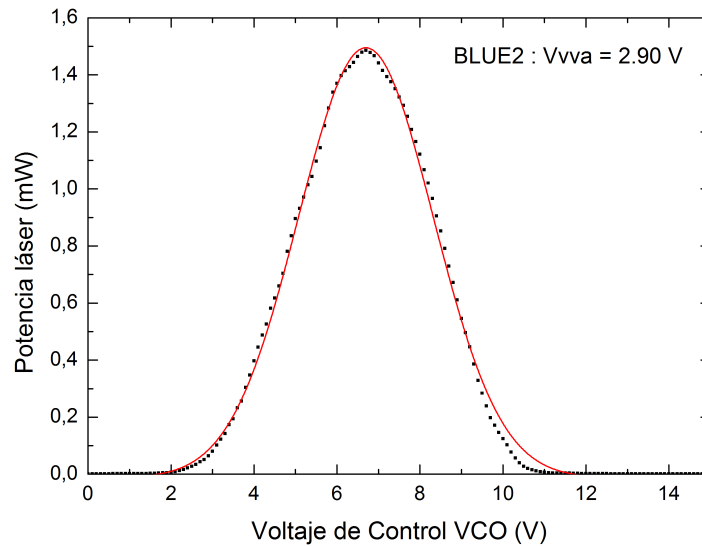


Figura 3.29: Potencia a la salida de la línea AOM de doble paso del BLUE2 en función del voltaje de control del VCO para una tensión de control del VVA de 2.90 V. Medidas y ajuste Gaussiano (trazo rojo).

### Línea AOM para el BLUE2

En la Fig. 3.29 se muestra la curva de potencia en función de voltaje del VCO obtenida para la línea AOM de doble paso del láser BLUE2. En este caso, el



voltaje de control del VVA es de 2.90 V. La función Gaussiana del ajuste sobre las medidas obtenidas está centrada en 6.69664 V, con una anchura de 1.62483 V, un offset de -0.01281 mW y una amplitud de 1.5079 mW. La expresión matemática que la define es:

$$P_{BLUE2} = -0.01281 + 1.5079 e^{-\frac{(V_{VCO}-6.69664)^2}{2 \times 1.62483^2}} \quad (mW). \quad (3.19)$$

La máxima eficiencia de doble paso de la línea es del 21.29 %.

### Línea AOM para el RED2 y el RED6

La línea moduladora que comparten los láseres RED2 y RED6 nos permite utilizar los dos láseres sintonizados en frecuencias que difieran en varias decenas de GHz, necesario para los experimentos con iones de  $^{40}\text{Ca}^+$  en campo magnético. En la Fig. 3.30b se muestran las medidas de caracterización de esta línea para los láseres RED2 (Fig. 3.30a) o RED6 (Fig. 3.30b) por separado. En cada gráfica se superpone el ajuste Gaussiano realizado en línea continua del mismo color que los puntos de las medidas. En ambos casos, la tensión de control del VVA establecida es de 8.50 V.

En el caso del RED2, la función Gaussiana resultante del ajuste está centrada en 6.07942 V, con una anchura de 3.39385 V, un offset de -0.6086 mW y una amplitud de 6.44272 mW. Expresado de forma matemática:

$$P_{RED2} = -0.6086 + 6.44272 e^{-\frac{(V_{VCO}-6.07942)^2}{2 \times 3.39385^2}} \quad (mW). \quad (3.20)$$

Por su parte, la función Gaussiana obtenida tras el ajuste de las medidas obtenidas del RED6 está centrada en 6.90137 V, tiene una anchura de 4.54499 V, un offset de -1.56923 mW y una amplitud de 7.0419 mW:

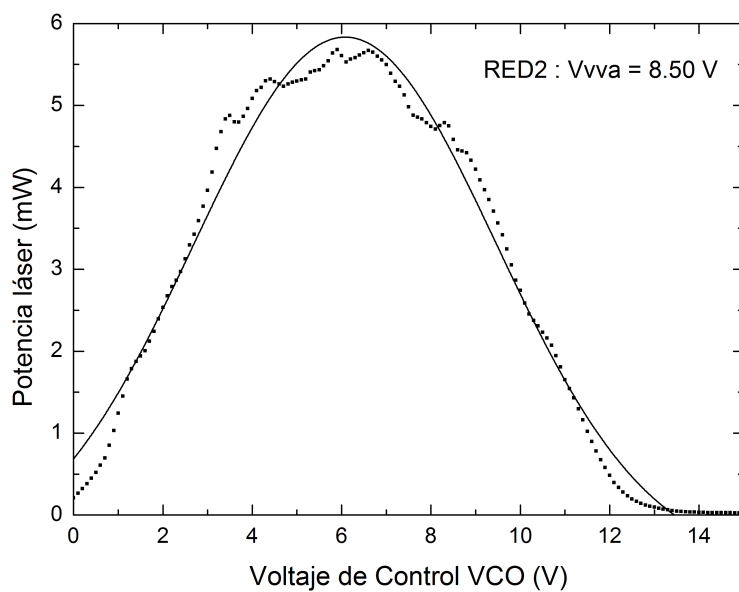
$$P_{RED6} = -1.56923 + 7.0419 e^{-\frac{(V_{VCO}-6.90137)^2}{2 \times 4.54499^2}} \quad (mW). \quad (3.21)$$

La eficiencia de doble paso de esta línea alcanza un valor de 47.65 % para el láser RED2, y de 38 % para el RED6.

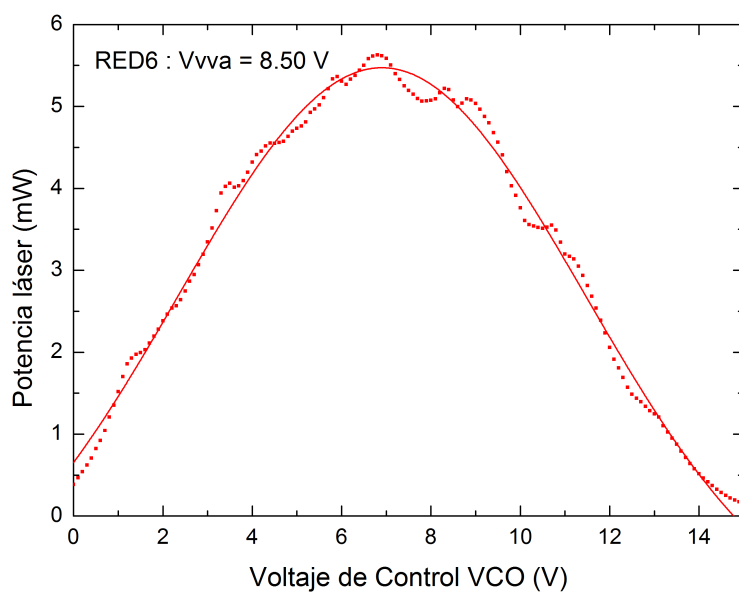
### Línea AOM para el RED5

La última línea moduladora de doble paso que queda por caracterizar es la asociada al láser RED5.

En la Fig. 3.31a se muestran diferentes curvas de potencia en función del voltaje de control del VCO, cada una correspondiente a una tensión de control del VVA. En la Fig. 3.31b se representa la mejor curva obtenida tras múltiples experimentaciones sobre los voltajes de control del VVA, que se obtiene para un  $V_{VVA} = 4.0$  V.

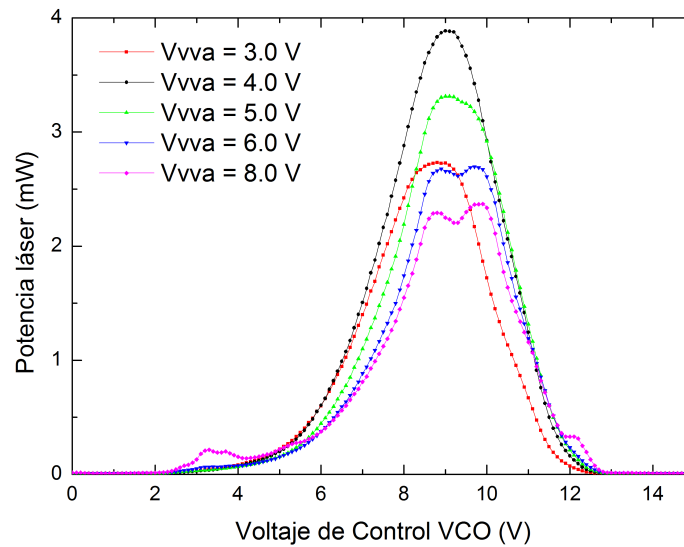


(a) Caracterización para el láser RED2

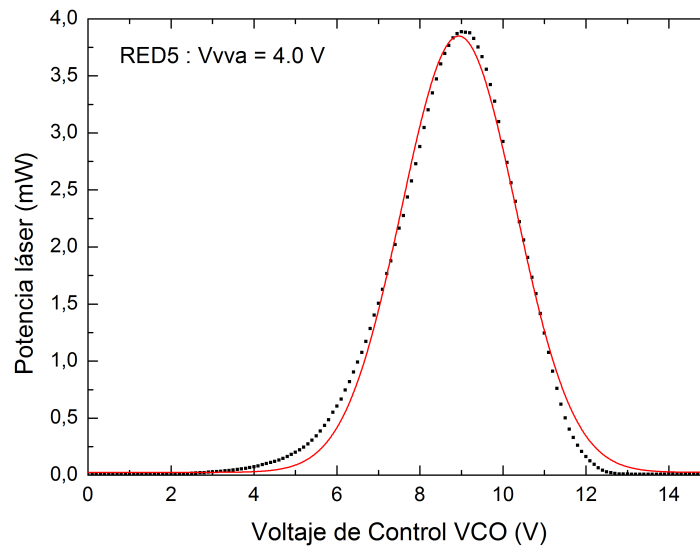


(b) Caracterización para el láser RED6

Figura 3.30: Potencia a la salida de la línea AOM de doble paso del RED2 y RED6 en función del voltaje de control del VCO para una tensión de control del VVA de 8.50 V. Medidas y ajustes Gaussianos (líneas continuas) para cada caso.



(a) Potencia a la salida de la línea AOM de doble paso en función del voltaje de control del VCO para diferentes voltajes de control del VVA.



(b) Caracterización para un voltaje de control  $V_{VVA}=4.0$  V. Medidas y ajuste Gaussiano (trazo continuo rojo).

Figura 3.31: Potencia a la salida de la línea AOM de doble paso del RED5 en función del voltaje de control del VCO para (a) diferentes voltajes de control del VVA y (b) un voltaje de control  $V_{VVA}=4.0$  V, junto con el ajuste Gaussiano de las medidas (trazo continuo rojo).

También se incluye el ajuste Gaussiano correspondiente, cuya función resultante está centrada en un voltaje de control del VCO de 8.93498 V, tiene una anchura de 1.37614 V, un offset de 0.02507 mW y una amplitud de 3.82378 mW. Matemáticamente se expresa como

$$P_{RED5} = 0.02507 + 3.82378 e^{-\frac{(V_{VCO}-8.93498)^2}{2 \times 1.37614^2}} \text{ (mW)}. \quad (3.22)$$

Para finalizar esta sección, en la tabla 3.2 se recogen de forma resumida las potencias intermedias medidas experimentalmente para cada línea moduladora (Fig. 3.9), así como las diferentes eficiencias asociadas tal y como se definieron en las Ecs. (3.13), (3.14), (3.15) y (3.16).

Tabla 3.2: Tabla-Resumen con las potencias intermedias y las eficiencias medidas asociadas a cada línea AOM.

PARÁMETRO	BLUE1	BLUE2	RED2	RED6	RED5
<b>P1 (mW)</b>	12.85	7.00	11.90	14.80	17.05
<b>P2 (mW)</b>	9.70	5.58	11.64	14.19	16.30
<b>P3 (mW)</b>	6.65	4.64	8.24	8.19	5.40
<b>P4 (mW)</b>	2.80	1.49	5.67	5.63	3.70
<b>Eficiencia de Difracción</b>	68.56 %	83.15 %	70.79 %	57.72 %	33.13 %
<b>Eficiencia de Transmisión</b>	75.49 %	79.71 %	97.82 %	95.88 %	95.60 %
<b>Eficiencia de Paso Único</b>	51.75 %	66.29 %	69.24 %	55.34 %	31.67 %
<b>Eficiencia de Doble Paso</b>	21.79 %	21.29 %	47.65 %	38.04 %	21.70 %

### 3.5. Montaje general y alineamiento

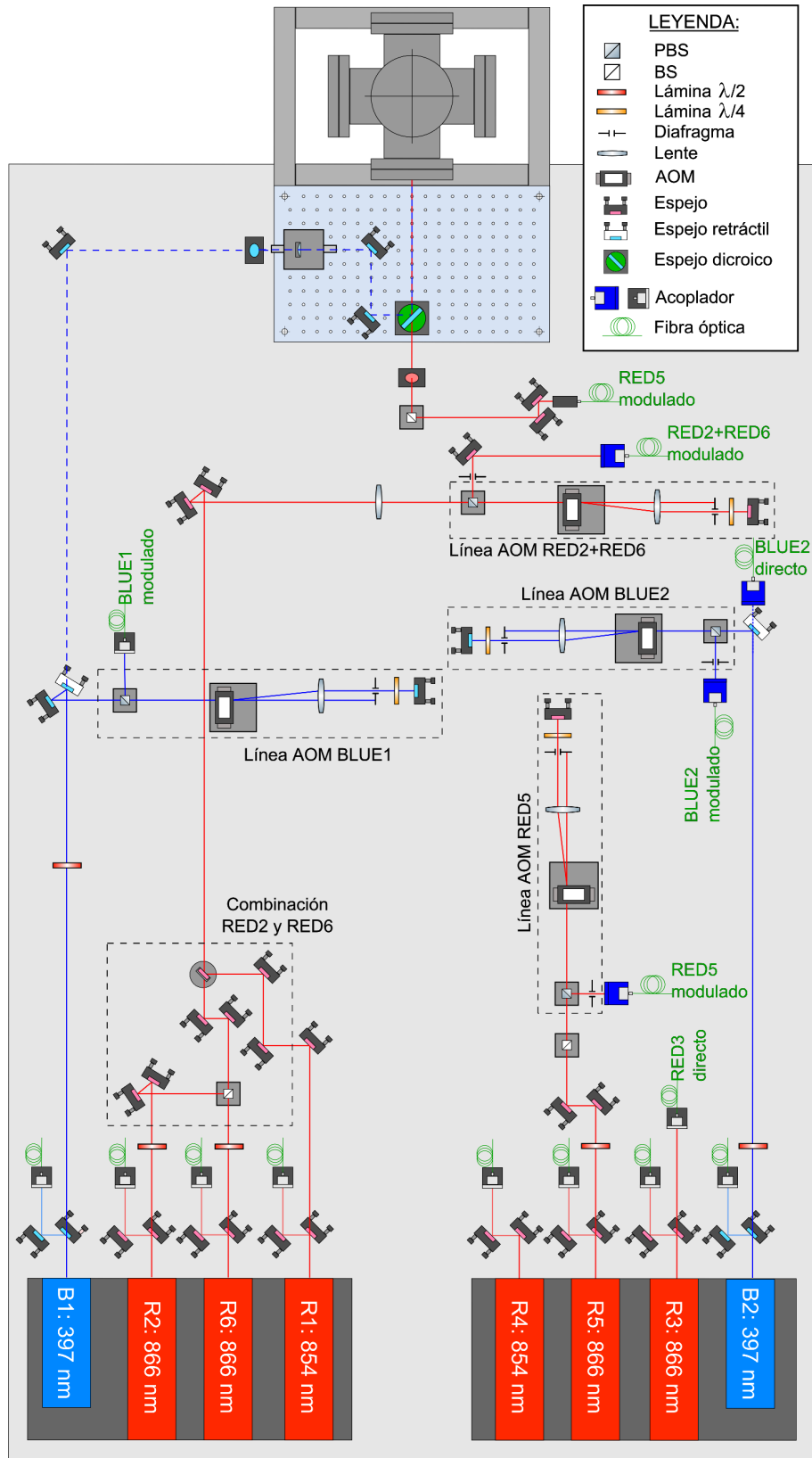
En la Fig. 3.32 se muestra un esquema del montaje general de la mesa óptica, en el que se puede observar el uso de espejos, divisores de haz polarizadores (PBS) y no polarizadores (BS), diafragmas y lentes para el guiado de los haces láser. En la parte inferior de la imagen se ilustran los ocho láseres de diodo. Como ya se comentó en la Sec. 3.1, la salida de cada uno de ellos se divide para derivar un 10 % al medidor de longitudes de onda.

En la parte de la izquierda inferior se puede observar el mecanismo para el alineamiento y combinación de los láseres RED2 y RED6 en un único haz, mediante el uso de espejos y un divisor de haz. El sistema también está preparado para la combinación con el RED1, aunque actualmente no se hace uso de este láser. Encuadrados en línea discontinua se resaltan las líneas moduladoras en configuración de doble paso implementadas. También se incluyen acopladores para introducir el haz de salida de cada línea moduladora en una fibra monomodo. Los espejos retráctiles incorporados en los láseres BLUE1 y BLUE2 permiten utilizar dichos láseres de forma directa o hacer que atraviesen su respectiva línea moduladora. En la tabla 3.3 se recogen las principales características de los diferentes modelos de fibras monomodo utilizadas en nuestro caso.

Tabla 3.3: Tabla con las principales características de las fibras monomodo utilizadas.

Modelo	Fabricante	Rango de uso	$\lambda_c$	MFD	AN
PMC-400Si-2.6-NA012-3-APC-200-P	Schäfter + Kirchhoff	400-500 nm	380 nm	2.6 $\mu\text{m}$	0.12
OE-000592	Toptica Photonics	375-488 nm	<370 nm	3.5 $\mu\text{m}$	Sin especificar
OK-000679	Toptica Photonics	810-980 nm	800 nm	5.5 $\mu\text{m}$	0.11
780-HP	Nufern	780-970 nm	730 $\pm$ 30 nm	5 $\pm$ 0.5 $\mu\text{m}$	0.13

Por último, en la parte superior de la imagen se ilustra la trampa Paul, y cómo a través de diferentes espejos, divisores de haz y un espejo dicróico se puede conseguir la combinación de un láser UV (397 nm) y otro IR (866 nm) para su incidencia en el centro de la trampa, con el fin de llevar a cabo el enfriamiento de los iones de  $^{40}\text{Ca}^+$ .



7

Figura 3.32: Montaje y alineamiento de los láseres y las líneas moduladoras en la mesa óptica.

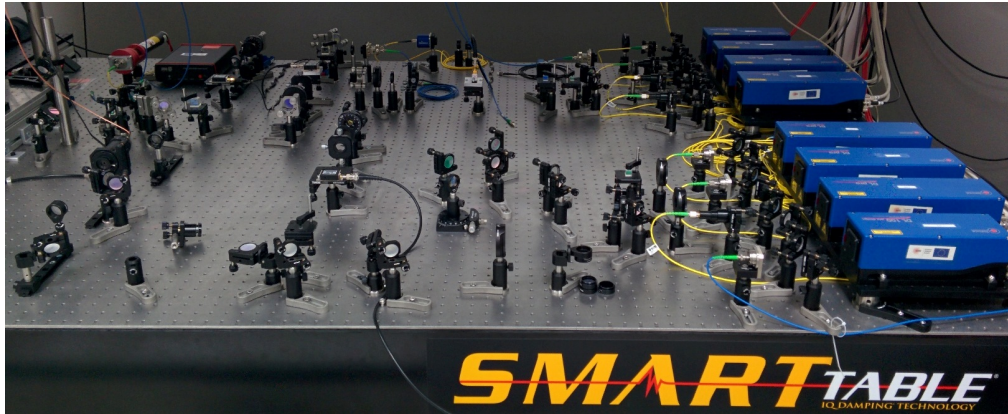


Figura 3.33: Fotografía de la mesa óptica del laboratorio.

En la Fig. 3.33 se muestra una fotografía de la mesa óptica del laboratorio con el montaje y alineamiento ilustrado en la Fig. 3.32.

En este capítulo se ha presentado el desarrollo, implementación y caracterización detallada de los componentes que conforman las líneas de modulación basadas en AOMs, que se han implementado para permitir la variación controlada de la potencia y la frecuencia de los láseres de diodo, lo que constituye uno de los principales objetivos del proyecto. Para ello se han desarrollado y construido los módulos electrónicos necesarios para el control de las líneas moduladoras, que se han integrado posteriormente con el sistema óptico, cuyo montaje y alineamiento se ha llevado a cabo de acuerdo a las especificaciones y requisitos inicialmente planteados.

El siguiente capítulo se centrará en el programa software específico desarrollado en LabVIEW que, además de haberse utilizado para la automatización de todas las medidas, permite el control remoto de los diferentes equipos e instrumentos hardware detallados en la Sec. 3.1, mediante los cuales podremos llevar a cabo tanto la regulación de la frecuencia y potencia de los láseres como la monitorización de la fluorescencia.





## Capítulo 4

# Descripción software

Además del hardware implementado y caracterizado en el capítulo 3, en este proyecto se ha diseñado y desarrollado el software específico necesario para el control de los diversos dispositivos, equipos e instrumentos que intervienen en las líneas de modulación y los sistemas de detección. Para la consecución de los objetivos planteados, en el proyecto se ha tenido que desarrollar un sistema de monitorización y control compacto y centralizado, lo cual se ha llevado a cabo en el marco de la plataforma LabVIEW 2012 SP1 en Windows 7 Professional. En este capítulo se describen, en primer lugar, los diferentes elementos que componen la interfaz de usuario y el panel de control del software desarrollado, mientras que la última parte del capítulo se dedica a cómo se ha llevado a cabo la centralización de todo el sistema de control.

Acrónimo de *Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*, LabVIEW es un entorno de desarrollo de sistemas creado por National Instruments que se caracteriza por un lenguaje de programación visual gráfico. La plataforma está concebida para la adquisición de datos desde instrumentos autónomos conectados a cualquier bus, y ofrece numerosas bibliotecas para el procesamiento de señales y la visualización de los datos. Los programas desarrollados en LabVIEW se denominan Instrumentos Virtuales, o VIs (*Virtual Instruments*), y constan de un panel frontal (que es la interfaz de usuario del VI) y un diagrama de bloques (que constituye el código fuente del VI, que controla el programa).

En la Fig. 4.1 se muestra una vista general de la interfaz de usuario del sistema de control desarrollado en LabVIEW. El panel de control está compuesto fundamentalmente por tres grandes bloques, concebidos para: regulación de la frecuencia o la longitud de onda en la parte izquierda; control de la potencia en la parte central; y monitorización del fotomultiplicador a la derecha. Estos tres bloques conforman un sistema compacto y centralizado que permite al usuario, en conjunción con los diferentes equipos de instrumentación y líneas de modulación descritos en el capítulo 3, el control y monitorización de los láseres de diodo. En los siguientes apartados se describen con más detalle cada uno de estos bloques de control.

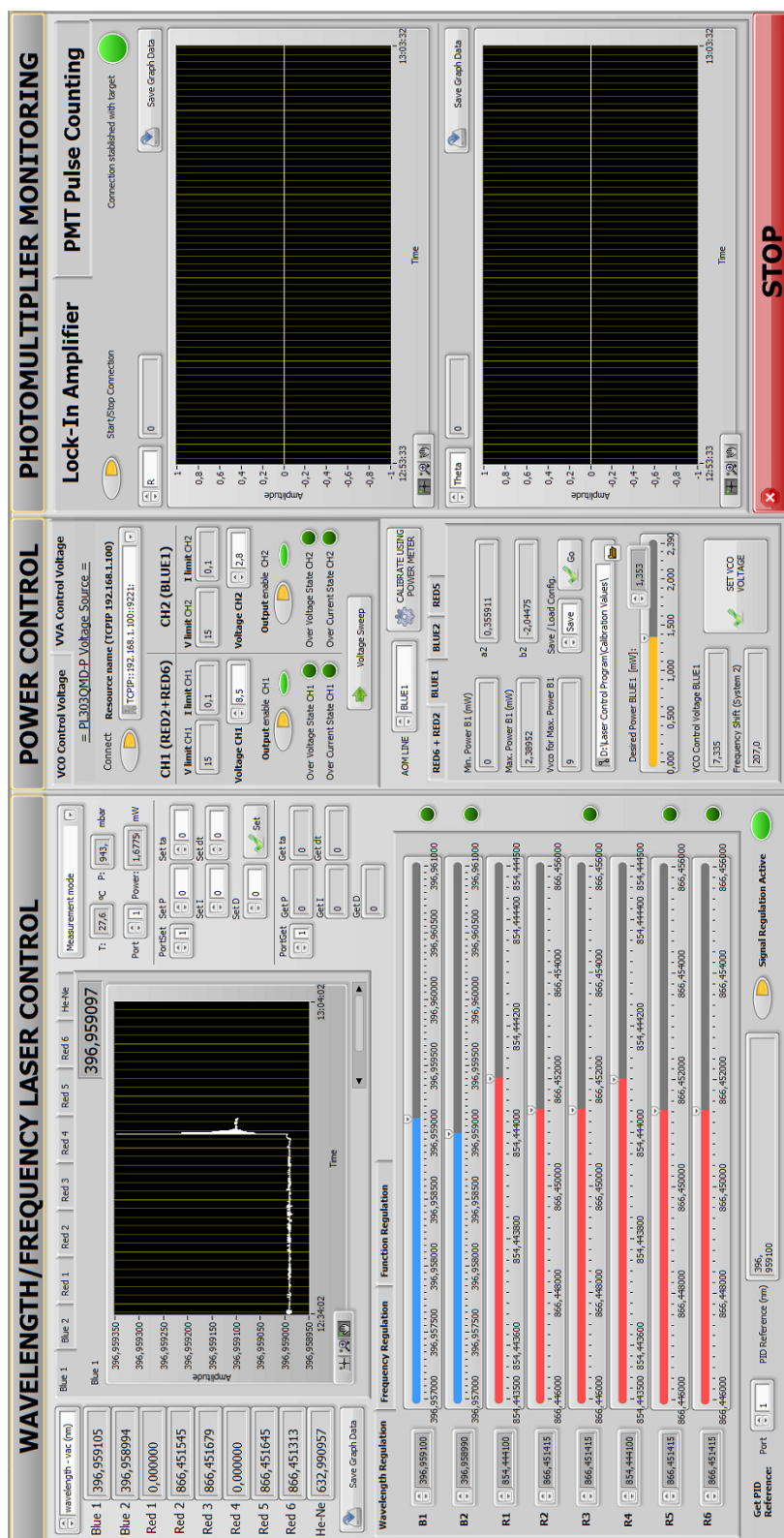


Figura 4.1: Interfaz de usuario del sistema de control desarrollado en LabVIEW.

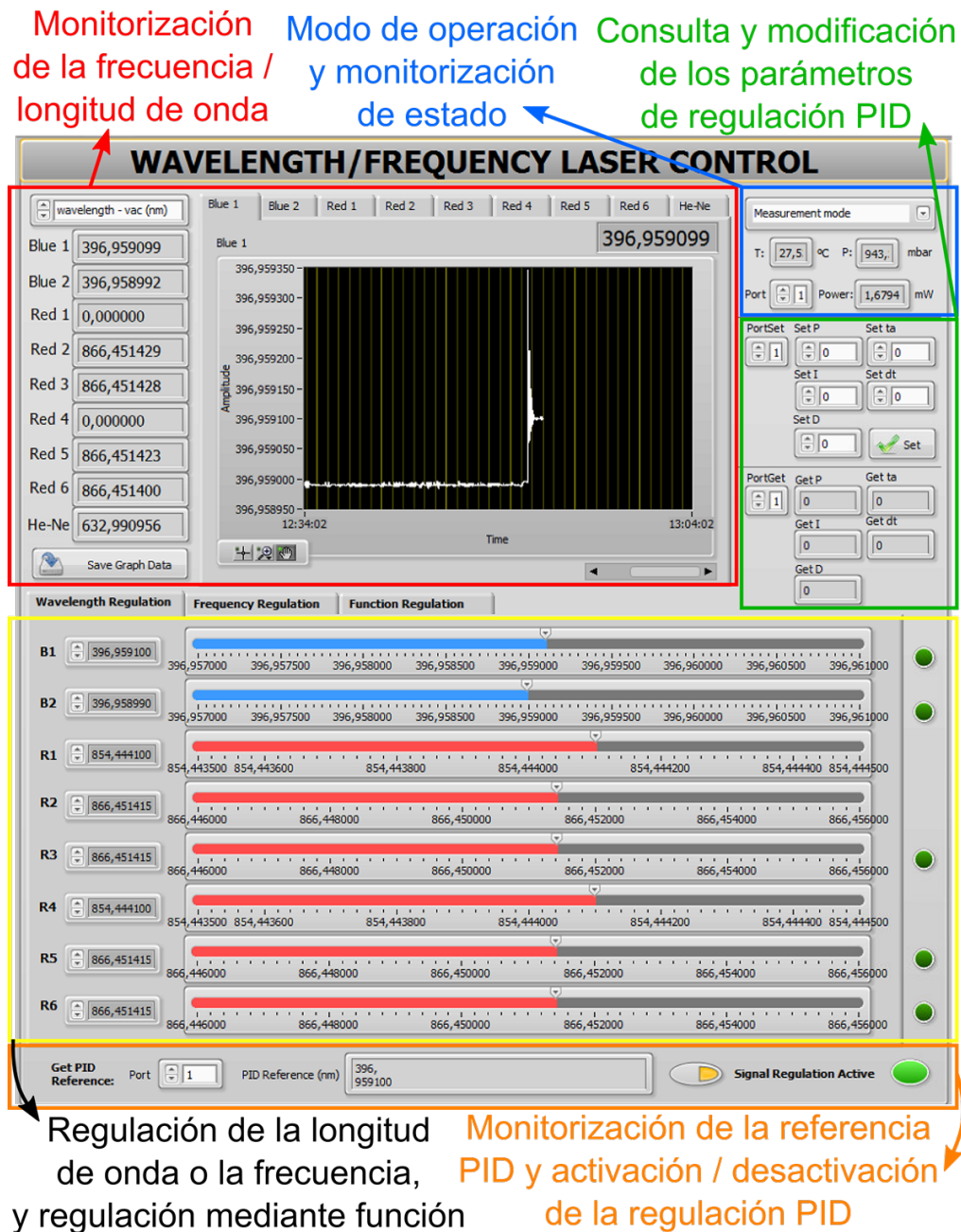


Figura 4.2: Panel de control para la monitorización y regulación de la frecuencia.

#### 4.1. Regulación de la frecuencia

Este primer bloque de la interfaz de usuario permite tanto la monitorización como la regulación y control de la frecuencia a la que se sintoniza cada uno de los láseres de diodo. Para ello se comunica directamente con el medidor de longitudes de onda WSU-10 de HighFinesse, haciendo uso del módulo de regulación PID que incorpora. En la Fig. 4.2 se muestra una imagen con las diferentes funciones que permite este panel de control. En la parte superior del panel se

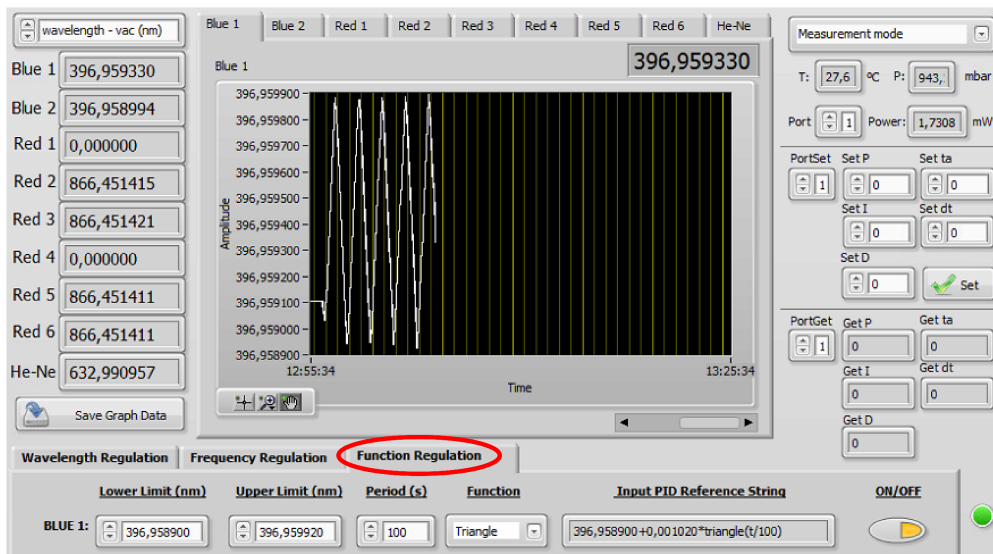


Figura 4.3: Ejemplo de regulación del láser BLUE1 mediante función triangular.

lleva a cabo la monitorización, tanto numérica como gráfica, de la frecuencia de los láseres. Hay un control que permite la elección de diferentes unidades para dicha monitorización: frecuencia (THz), longitud de onda en aire (nm), longitud de onda en vacío (nm), número de onda (1/cm) y energía de los fotones (eV). La aplicación permite el almacenamiento de los datos y las gráficas mediante el botón *Save Graph Data*. A la derecha hay un control para la elección del modo de operación (medida o calibración), así como varios indicadores de estado que incluyen información sobre la temperatura y presión dentro de la unidad óptica del medidor. Justo debajo se dispone de diversos controles para la consulta y modificación manual de los diferentes parámetros de regulación PID. No obstante, normalmente se utilizará un software independiente de simulación PID que incorpora el medidor WSU-10 para la obtención de dichos parámetros. Existen controles que permiten seleccionar un puerto (*Port*) para elegir el láser, donde los puertos 1 y 2 se corresponden al BLUE1 y BLUE2, respectivamente, y los puertos del 3 al 8 se corresponden con los láseres del RED1 al RED6, en ese orden.

La parte resaltada en un cuadro amarillo en la Fig. 4.2 contiene los controles que permiten regular la frecuencia de los láseres, siempre y cuando se encuentre activa la regulación PID. El usuario puede elegir el valor final de la regulación en términos de frecuencia o longitud de onda, mediante controles deslizables para cada láser disponibles en las pestañas *Frequency Regulation* y *Wavelength Regulation*, respectivamente. Existe una última pestaña, *Function Regulation*, que permite que la regulación siga una forma de onda determinada por una función de tipo triangular, sinusoidal o diente de sierra, cuyos parámetros puede definir el usuario.

En la Fig. 4.3 se muestra un ejemplo de regulación mediante función triangular del láser BLUE1, donde el usuario puede escoger los límites superior e

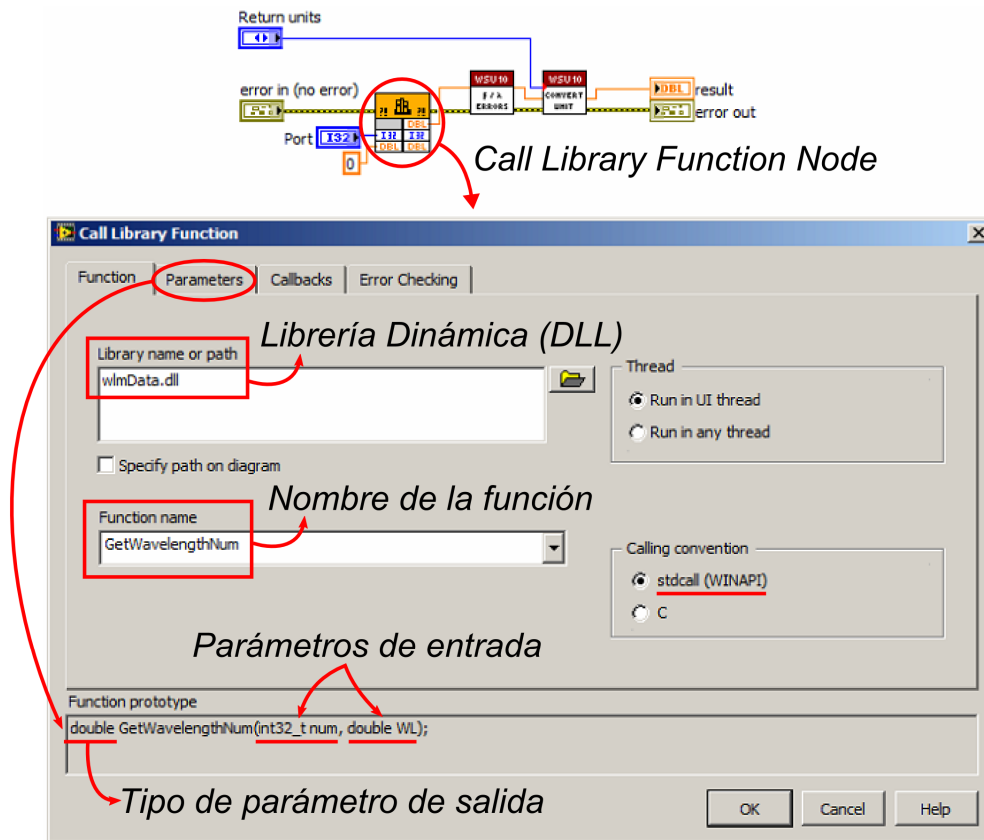


Figura 4.4: Ejemplo de nodo *Call Library Function* creado en LabVIEW para la llamada a la función *GetWavelengthNum* de la librería dinámica *wlmData.dll*. En la ventana de configuración se debe especificar el nombre de la librería DLL, el nombre de la función y sus parámetros de entrada, así como el tipo de dato que devuelve (*double* en este caso).

inferior entre los que desea que varíe el láser (en términos de longitud de onda) y el período de variación. En este caso, la función que se construye automáticamente a partir de los parámetros escogidos para la regulación PID es  $396.958990 + 0.00105 \times \text{triangle}(t/100)$ .

La parte inferior del panel de control de regulación de la frecuencia, recuadrada en color naranja (Fig. 4.2), permite simplemente la consulta del valor de referencia aplicado a la regulación PID (que puede ser una constante en nm o una función). También se dispone de un botón para activar o desactivar la regulación.

La comunicación de la aplicación LabVIEW con el medidor de longitudes de onda se realiza a través de llamadas a una librería dinámica DLL (*Dynamic Link Library*) que proporciona el fabricante: *wlmData.dll*. Esta librería utiliza memoria compartida para llevar a cabo la comunicación entre procesos (IPC, *Inter-Process Communication*), de forma que la aplicación servidor (proporcio-

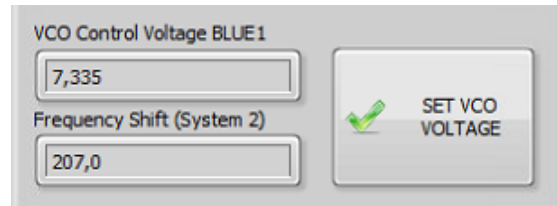


Figura 4.5: Cálculo automático del desplazamiento en frecuencia (MHz) en función de la tensión de control del VCO aplicada (en este caso para el BLUE1), en base a las regresiones lineales para los VCO de cada línea moduladora (ver Sec. 3.3.1).

nada por el fabricante del WSU-10) y la aplicación cliente (nuestro programa LabVIEW) deben acceder al mismo archivo *dll*, que se instala por defecto en el directorio *System32* de Windows.

Las funciones y rutinas incluidas en la librería dinámica son accesibles desde LabVIEW [18] utilizando un nodo *Call Library Function* para cada una de ellas. En la Fig. 4.4 se muestra un ejemplo de uso y configuración de un nodo *Call Library Function* para la llamada a una función de la librería dinámica, en concreto aquella que devuelve la longitud de onda medida por un determinado puerto especificado como entrada.

Para la programación de esta parte se ha creado una librería propia en LabVIEW con múltiples nodos de llamadas a funciones. La lista de todas las rutinas incluidas en la librería dinámica que proporciona el fabricante, con información sobre sus parámetros de entrada y salida, se encuentra disponible en el manual de usuario del medidor de longitudes de onda WSU-10.

La regulación de la frecuencia no solo puede hacerse con el PID asociado al medidor de longitudes de onda, sino que también es posible llevarla a cabo utilizando el modulador acústico-óptico, como se vio en la Sec. 2.3. Si recordamos, el cambio en la frecuencia estaba relacionado con la tensión aplicada al VCO, que podemos controlar mediante la fuente BS1-8 de Stahl Electronics (más detalles en la Sec. 4.2). Por ello, hay una parte de la aplicación LabVIEW (Fig. 4.5) que calcula automáticamente el desplazamiento en frecuencia que se producirá en el rayo difractado al modificar la tensión de control del VCO, en base a las regresiones lineales que se presentaron en la Sec. 3.3.1 del capítulo anterior para los VCO de cada línea moduladora.

La gran ventaja de modificar la frecuencia de los haces de luz láser a través de los AOM con respecto a hacerlo con el PID asociado al medidor de longitudes de onda radica en la rapidez de la respuesta. Al regular la frecuencia con el PID hay un estado transitorio de unos pocos segundos en que se producen saltos considerables alrededor de la frecuencia final escogida antes de alcanzar ésta; sin embargo, la regulación de la frecuencia a través del AOM es inmediata, y el valor final se alcanza sin producirse saltos previos en la frecuencia.

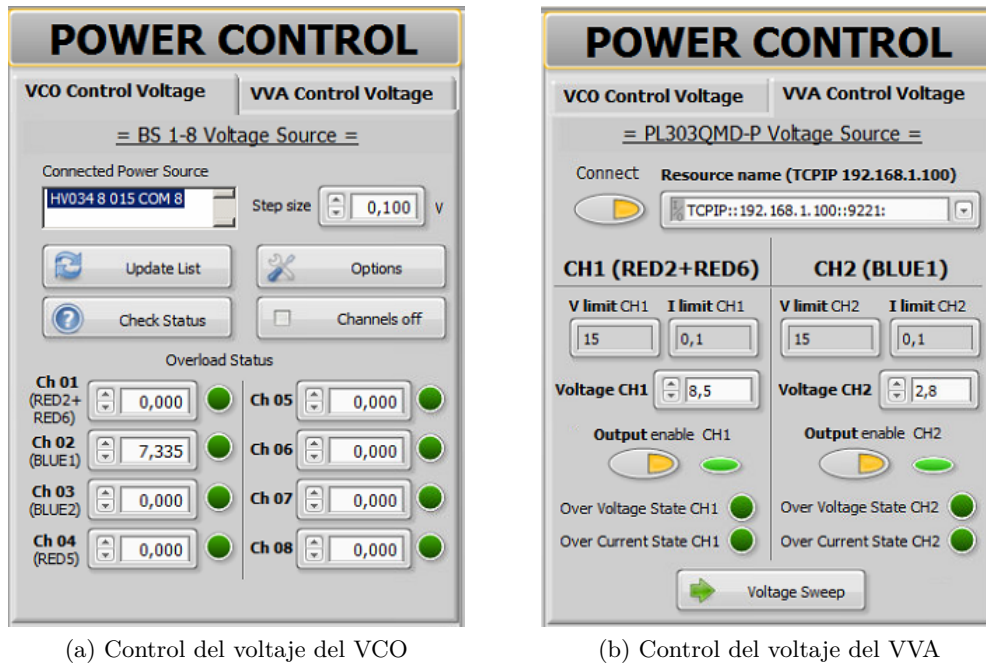


Figura 4.6: Paneles de control de las fuentes de alimentación asociadas a las líneas de modulación.

## 4.2. Control de la potencia

El control de la potencia de los láseres se encuentra directamente relacionado con las líneas de modulación de doble paso, implementadas tal y como se describe en el capítulo 3. En concreto, en la Sec. 3.4 se presentaron las curvas de potencia a la salida de cada línea moduladora en función de la tensión de control del VCO, dado un voltaje de control del VVA. Esta parte de la aplicación LabVIEW permite por tanto controlar de forma remota las fuentes de tensión que proporcionan los voltajes al VCO y al VVA. Además, permite llevar a cabo la regulación de la potencia mediante la modificación de la tensión de control del VCO, siempre y cuando se realice de forma previa la calibración y ajuste de las curvas, tal y como se detallará más adelante.

En la Fig. 4.6 se muestran los paneles de control de las fuentes de alimentación asociadas a las líneas de modulación. Concretamente, en la Fig. 4.6a se presenta el panel de control de la fuente BS1-8 de Stahl Electronics, que es la utilizada para proporcionar el voltaje de control al VCO de cada línea AOM. Aunque el panel permite establecer el voltaje de los ocho canales de la fuente, solamente los canales de 1 al 4 son los utilizados para las líneas de modulación. La programación de esta parte de la aplicación se ha confeccionado en base a la librería de drivers de LabVIEW que proporciona el fabricante para esta fuente de alimentación, y que permite el control de la misma a través de USB. Por otro lado, en la Fig. 4.6b se muestra el panel de control de la fuente de alimentación PL303QMD-P de Aim TTI. Recordemos que esta fuente se utiliza para establecer el voltaje de

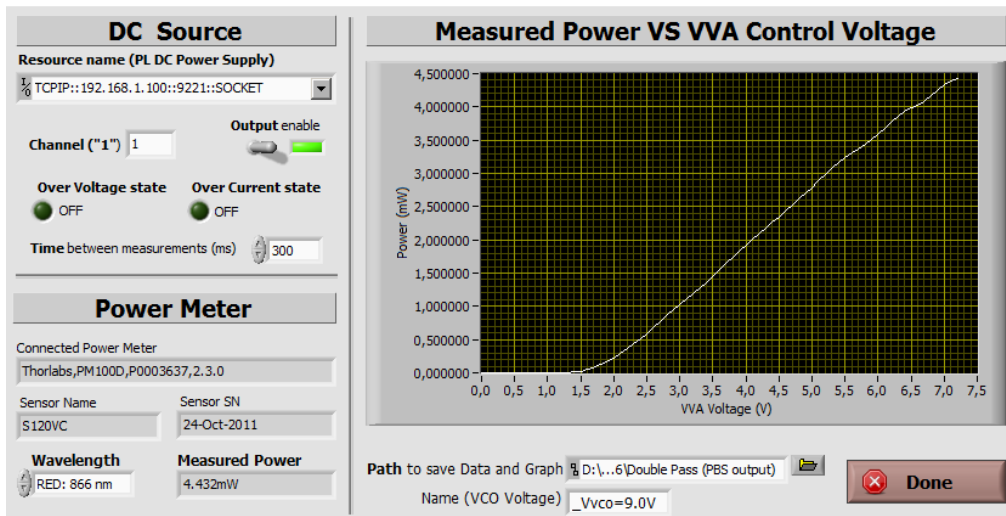


Figura 4.7: Subprograma LabVIEW para la monitorización de la potencia en función del voltaje del VVA.

control del VVA de las líneas asociadas a los láseres RED2+RED6 y BLUE1. Las dos líneas restantes hacen uso de una fuente de alimentación que no dispone de ninguna interfaz remota, ya que no es necesaria la regulación de frecuencia ni de potencia de todos los láseres involucrados. La fuente PL303QMD-P, en cambio, ofrece numerosas posibilidades de control remoto, ya que incluye interfaces USB, RS232 y LAN (LXI).

En nuestro caso se ha optado por utilizar la interfaz LAN para la integración de esta fuente en el sistema de control, mediante el uso del estándar LXI [19] basado en Ethernet. De esta forma, la fuente tiene asociada una dirección IP, y se identifica en la aplicación LabVIEW mediante esta dirección. Partiendo de los drivers proporcionados por el fabricante, se ha desarrollado la programación necesaria para la integración de la fuente en nuestra aplicación LabVIEW. En la Sec. 4.4 se verán más detalles sobre la inclusión de esta fuente como parte de la centralización del sistema de control.

En la Fig. 4.6b se puede apreciar la existencia de un botón denominado *Voltage Sweep*. Si se pulsa aparece un subprograma LabVIEW que permite realizar un barrido de voltajes VVA (de 0 a 15 V) a la vez que se monitoriza la potencia medida por el instrumento PM100D, para lo cual es necesario conectar dicho medidor de potencia por USB. De esta forma, si se coloca el sensor del medidor de potencia a la salida de la línea moduladora, es posible monitorizar el cambio en la potencia del haz de luz en función de la variación de la tensión del VVA. Este subprograma, cuya interfaz de usuario se muestra en la Fig. 4.7, ha permitido la búsqueda eficiente de la tensión óptima del VVA para cada línea moduladora.



## Curvas de calibración

Como se ha comentado con anterioridad, la regulación de la potencia se lleva a cabo mediante la modificación de la tensión de control del VCO. En la parte inferior de la Fig. 4.8 se muestra el panel de control de la aplicación LabVIEW que permite dicha regulación de la potencia a la salida de las líneas moduladoras. El panel está compuesto por cuatro pestañas, una para cada línea AOM. En cada pestaña se dispone de un control deslizable que permite seleccionar la potencia deseada.

Básicamente, la aplicación calcula el voltaje de control del VCO que hay que aplicar para que a la salida se obtenga la potencia escogida por el usuario. Para llevar a cabo esta regulación es necesario disponer de una calibración previa que relacione la potencia y el voltaje de control del VCO. Esta calibración se realiza mediante la llamada a un subprograma por medio del botón *Calibrate using Power Meter*, tal y como se muestra en la Fig. 4.8. El subprograma de calibración creado utiliza de forma conjunta la fuente de alimentación BS1-8 de Stahl Electronics y el medidor de potencia PM100D de Thorlabs. La aplicación programada se encarga de realizar un barrido automático de la tensión de control aplicada al VCO de la línea AOM escogida, almacenando la potencia registrada por el medidor para cada tensión  $V_{VCO}$ . El barrido se realiza de 0 a 15 V, en pasos de 0.1 V. Por defecto, el tiempo entre cada medida es de 1 segundo, aunque este valor puede modificarse fácilmente en la interfaz de usuario.

Una vez que finaliza el barrido, el programa lleva a cabo el almacenamiento y procesamiento automático de la curva registrada. En concreto, la aplicación detecta la máxima potencia alcanzada y la tensión de control del VCO correspondiente. En base a estos datos lleva a cabo una regresión lineal automática de la curva desde un voltaje de VCO mínimo (que puede especificar el usuario) hasta el voltaje para el que se alcanza la máxima potencia. La aplicación devuelve como salida los valores de pendiente  $a$  y ordenada en el origen  $b$  de la regresión lineal realizada, así como los valores de la máxima y mínima potencia y las tensiones de VCO correspondientes. La regresión se realiza para potencias normalizadas a la máxima que se registra. Si el usuario no queda satisfecho con la regresión lineal automática, puede repetirla tantas veces como desee cambiando los valores de tensiones entre los que se realiza, así como el método de ajuste, y pulsando a continuación la opción *Fit curve again* disponible en el panel.

Una vez se tiene una regresión lineal adecuada, los valores de salida del subprograma antes mencionados se copian de vuelta al panel de control del programa principal. De esta forma la regresión lineal, fruto de la calibración realizada, se utiliza para calcular el voltaje de control del VCO necesario para obtener a la salida una cierta potencia deseada, sin más que despejar de la ecuación:

$$P_{norm} = \frac{P}{P_{max}} = a \cdot V_{VCO} + b \Rightarrow V_{VCO} = \frac{\frac{P_{deseada}}{P_{max}} - b}{a}. \quad (4.1)$$

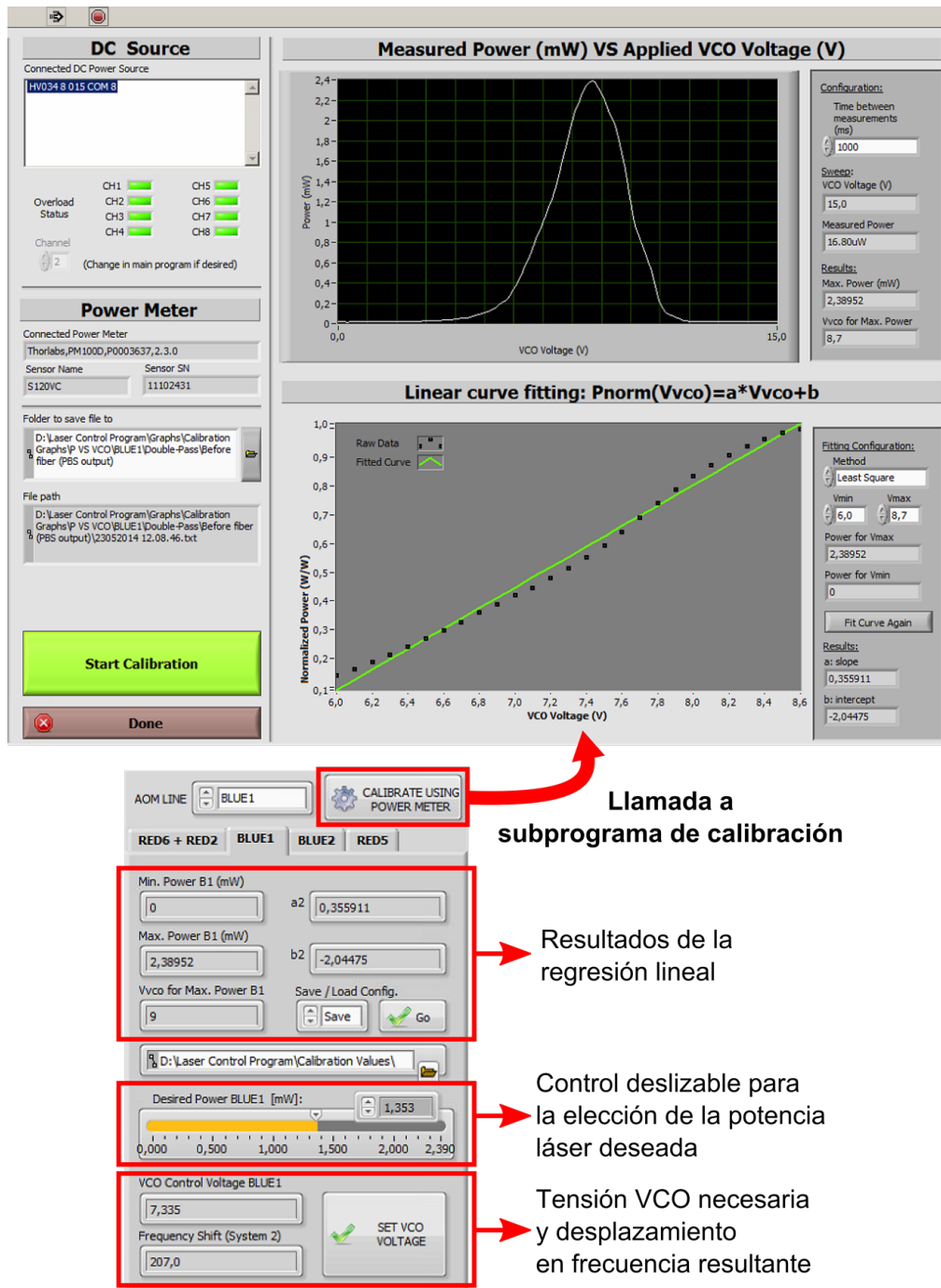
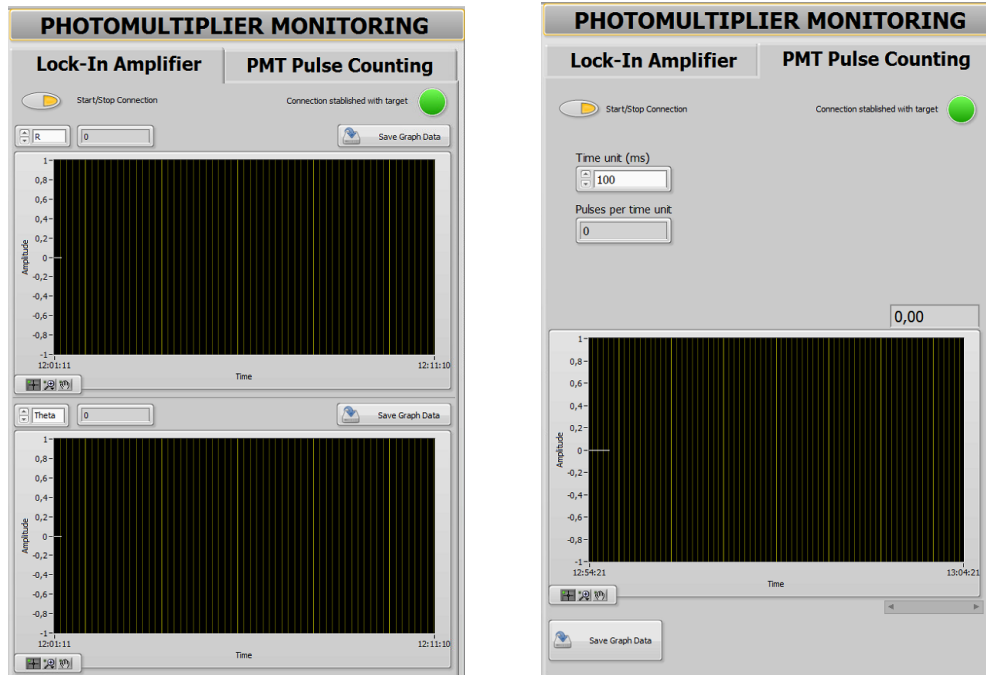


Figura 4.8: Panel de control de la potencia y subprograma LabVIEW de calibración para la obtención de las curvas de potencia en función del voltaje de control del oscilador controlado por voltaje (VCO).

El panel de control de la potencia permite guardar los valores característicos de la calibración en ficheros *.dat*, para su uso posterior.



(a) Control del amplificador Lock-In (asociado a fotomultiplicador de corriente)

(b) Control del contador de pulsos mediante tarjeta de adquisición (asociado a fotomultiplicador de pulsos)

Figura 4.9: Interfaz de usuario para la monitorización del fotomultiplicador.

### 4.3. Monitorización del fotomultiplicador

El último bloque de control que forma parte de la aplicación LabVIEW, situado en la parte derecha de la interfaz de usuario, es el relacionado con la detección óptica de la fluorescencia a través del fotomultiplicador. Esta monitorización se lleva a cabo por medio de diferentes instrumentos, en función de si se hace uso del fotomultiplicador de corriente, en cuyo caso utilizaremos el amplificador Lock-In; o del fotomultiplicador de pulsos, en cuyo caso nos serviremos de la tarjeta de adquisición de NI para el conteo de los mismos. En la Fig. 4.9 se muestran los paneles de control asociados a cada uno de estos instrumentos.

En el caso del amplificador Lock-In, la interfaz de usuario mostrada en la Fig. 4.9a permite la monitorización y visualización simultánea de dos parámetros de salida del amplificador. Normalmente suele interesar la magnitud de la señal ( $R$ ) y la fase entre la señal y la referencia del Lock-In ( $\theta$ ), aunque también pueden escogerse las componentes en fase ( $X$ ) y en cuadratura ( $Y$ ). La programación de esta parte de la aplicación se ha llevado a cabo basándonos en la librería de drivers de LabVIEW que proporciona Stanford Research para el control de su instrumento.

Por su parte, el panel de control de la tarjeta de adquisición de NI (Fig. 4.9b) permite la monitorización del número de pulsos de salida del fotomultiplicador por unidad de tiempo. Por defecto, esta unidad de tiempo está fijada a 100 ms, aunque puede ser modificada por el usuario a cualquier valor en la propia interfaz. La programación de esta aplicación se ha realizado en base a la API (Interfaz de Programación de Aplicaciones) de NI-DAQmx disponible en LabVIEW para el desarrollo de aplicaciones de adquisición de datos. También se ha hecho uso de la herramienta MAX (*Measurement and Automation Explorer*) de NI para la configuración hardware de la tarjeta de adquisición.

Para tener un indicativo de la extensión y nivel de complejidad del código desarrollado, LabVIEW incluye en su plataforma una herramienta denominada *VI Metrics*, que proporciona información acerca del número de nodos de una aplicación, el número de estructuras, controles, indicadores, etc. Si aplicamos esta herramienta sobre el sistema de control completo (cuya interfaz de usuario se muestra en la Fig. 4.1), se obtienen un total de 5438 nodos (incluyendo todos los subprogramas asociados a la aplicación principal). Un nodo es casi cualquier objeto del diagrama de bloques, incluyendo funciones, subVIs y estructuras, pero sin contar etiquetas ni gráficas. Los nodos son equivalentes a declaraciones, operadores, funciones y subrutinas en los lenguajes de programación basados en texto, y proporcionan una estimación de la complejidad software. Además del número de nodos, *VI Metrics* nos informa también sobre:

- Número de estructuras (bucles, secuencias, etc.): 325
- Número de diagramas: 907
- Número de controles: 538
- Número de indicadores: 416

Estas estructuras, diagramas, controles e indicadores se han desarrollado expresamente para el sistema de control y monitorización en base a los requisitos específicos que debía cumplir nuestra aplicación.

## 4.4. Centralización del sistema de control

En este apartado se describe cómo se ha llevado a cabo la centralización, teniendo en cuenta que los diferentes instrumentos que se controlan desde la aplicación se encuentran en distintos puntos del laboratorio.

### 4.4.1. Red local

Ha sido necesaria la implementación de una red local interna en el laboratorio para interconectar los diferentes ordenadores e instrumentos. Para ello se ha hecho uso de dos conmutadores (SW0 y SW1), como se muestra en la Fig. 4.10. En esta misma figura se especifican las direcciones IP estáticas asignadas a cada uno de los PCs, así como a la fuente de tensión PL303QMD-P. Se ha hecho uso de direcciones IP privadas de clase C. Para que todos los equipos pertenezcan a la misma red, se ha especificado la máscara de red 255.255.255.0 en cada uno.

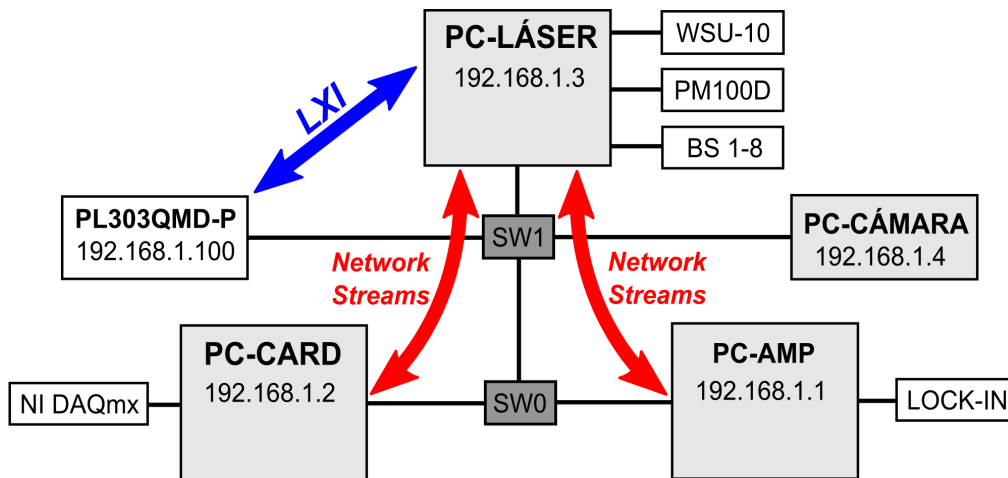


Figura 4.10: Red local interna del laboratorio.

El ordenador central donde reside y se ejecuta la aplicación de control desarrollada en LabVIEW es el PC-LÁSER. La elección de este PC como ordenador central se debe a que a él se conecta un mayor número de instrumentos: el medidor de longitudes de onda WSU-10, el medidor de potencia PM100D y la fuente de alimentación BS1-8. Hay otros tres instrumentos que deben poder controlarse desde el PC-LÁSER y no se encuentran directamente conectados a él: la fuente de alimentación PL303QMD-P, el amplificador Lock-In SR830 y la tarjeta de adquisición NI-DAQmx-6733.

La solución para controlar la fuente de alimentación PL303QMD-P desde el PC central ha pasado por utilizar la interfaz LAN disponible en dicha fuente junto con el estándar LXI v1.2 [19], conectando directamente el equipo al conmutador SW1 mediante un cable Ethernet. Para utilizar la interfaz LAN debe conocerse la dirección IP de la unidad. Mediante una herramienta de descubrimiento LXI<sup>1</sup> se pueden visualizar las direcciones IP de todos los dispositivos conectados que cumplan el protocolo de descubrimiento VXI-11. Una vez listada la unidad con esta herramienta es posible acceder a la página web asociada, donde se puede configurar la IP del equipo (en nuestro caso, 192.168.1.100).

Para lograr la comunicación entre la fuente de alimentación y LabVIEW, es necesaria la creación e inicialización de una sesión VISA (*Virtual Instrument Software Architecture*). Un aspecto importante a tener en cuenta es que, debido a que el instrumento ofrece un soporte muy limitado de VXI, para referenciarlo en LabVIEW como entrada del recurso VISA es necesario indicar de forma explícita el socket o puerto utilizado para la comunicación. De esta forma, es preciso modificar el nombre del recurso VISA que por defecto LabVIEW asigna al instrumento (que sería “TCPIP::192.168.1.100::inst0::INSTR”) para que sea

<sup>1</sup>Herramienta *LXI Discovery Tool*, disponible en: <http://lxistandard.org/Resources/LXIDiscoveryTool.aspx>

“TCPIP::192.168.1.100::9221::socket”, siendo 9221 el puerto TCP empleado por el instrumento para su control y monitorización remotos.

La interfaz LAN-LXI usada posee importantes ventajas, como la disponibilidad del instrumento para su control remoto desde cualquier PC conectado a la red (aunque en nuestro caso solamente se controlará desde el PC-LÁSER), así como el abaratamiento de costes (un cable Ethernet es mucho más barato que un cable GPIB).

En el caso del amplificador Lock-In y la tarjeta de adquisición de NI, su control remoto a través del PC-LÁSER se ha conseguido haciendo uso del modelo de comunicación Network Streams de LabVIEW, un protocolo para el intercambio continuo de datos entre aplicaciones a través de la red.

#### 4.4.2. Network Streams de LabVIEW

El modelo de comunicación Network Streams fue introducido en LabVIEW 2010 como un método para el flujo continuo de datos entre aplicaciones distribuidas, tanto en un mismo ordenador como a través de una red [20].

La transferencia de datos entre las aplicaciones se realiza con características de rendimiento y latencia comparables a TCP, mediante el uso de un búfer de comunicación tipo FIFO (*First Input, First Output*) unidireccional punto a punto y sin pérdidas para cada *stream* o canal (Fig. 4.11). Esto implica que uno de los nodos finales (*endpoint*) es el que escribe los datos y los envía por el canal (*writer endpoint*) y el otro es el que los recibe y lee (*reader endpoint*). No obstante, se puede llevar a cabo una comunicación bidireccional utilizando dos canales, de manera que cada PC contenga un nodo escritor y un nodo lector, asociados a un nodo lector y un nodo escritor, respectivamente, en el otro PC.

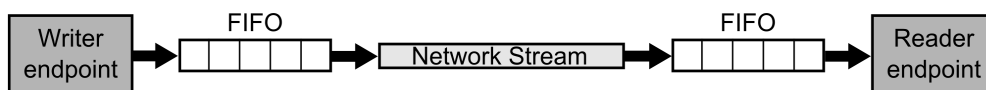


Figura 4.11: Modelo de comunicación Network Streams de LabVIEW.

El modelo de programación básico en LabVIEW para los Network Streams implica tres pasos: 1) creación de los nodos finales y establecimiento de la conexión, 2) lectura o escritura de los datos y 3) destrucción de los nodos finales. LabVIEW identifica cada nodo final o *endpoint* mediante un URL. Para conectar dos nodos finales y crear un canal de comunicación válido, es necesario especificar el URL del nodo remoto respetando la siguiente sintaxis:

```
ni.dex://host_name:context_name/endpoint_name
```

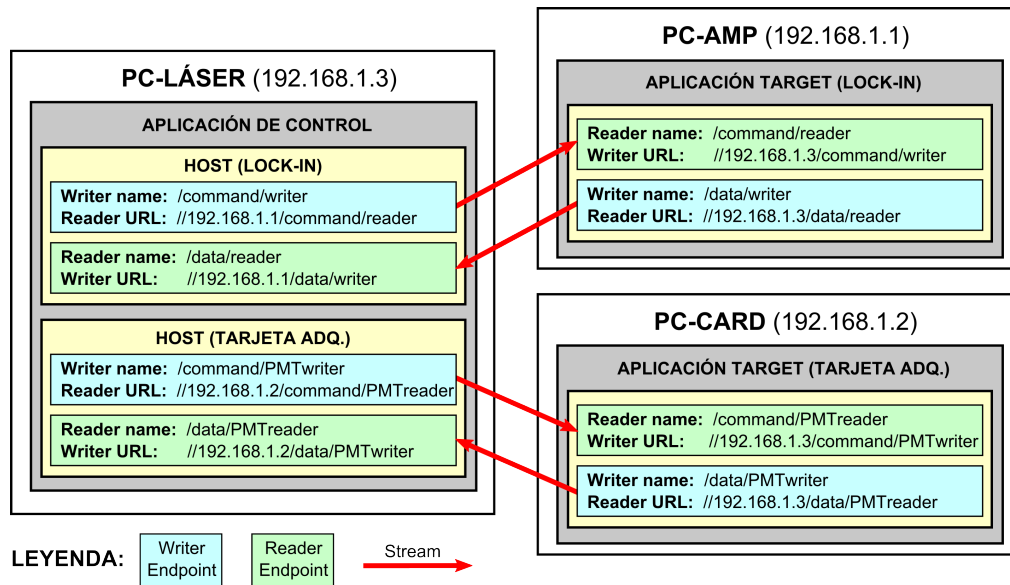


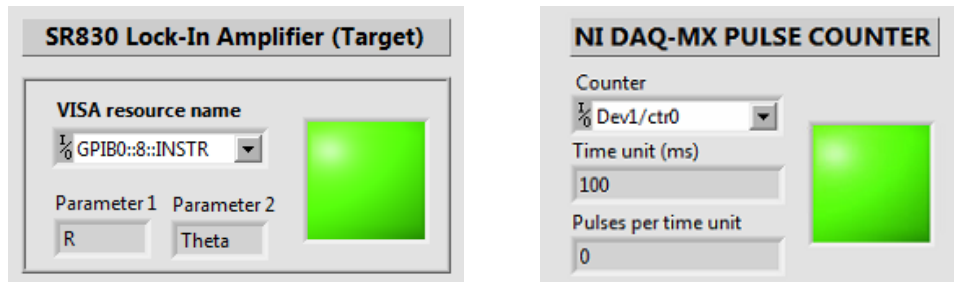
Figura 4.12: Network Streams creados para la comunicación remota con el amplificador Lock-In y la tarjeta de adquisición de NI.

Donde:

- **ni.dex** es el protocolo del URL y es opcional. Si no se especifica, LabVIEW lo inferirá por sí solo.
- **host\_name** es la IP del ordenador donde reside el nodo final. Se puede utilizar `localhost` para referirse al ordenador en el que actualmente se está ejecutando el código. Si **host\_name** se deja en blanco, LabVIEW infiere el `localhost`.
- **context\_name** es el nombre que identifica el contexto de la aplicación en que reside el nodo final. Solamente es necesario si los Network Streams están siendo usados por múltiples instancias de la aplicación en el mismo ordenador. En cualquier otro caso es opcional y puede omitirse.
- **endpoint\_name** es el nombre del punto final.

En nuestro sistema de control se han programado cuatro canales mediante Network Streams, con el fin de conseguir comunicaciones bidireccionales entre la aplicación principal (residente en PC-LÁSER, y que actúa como aplicación anfitrión o *host*) y sendas aplicaciones objetivo (*target*) para el Lock-In y la tarjeta de adquisición, residentes en los ordenadores PC-AMP y PC-CARD, respectivamente.

En la Fig. 4.12 se ilustran esquemáticamente los canales de comunicación creados, incluyendo las direcciones URL especificadas para cada nodo final de acuerdo con la sintaxis vista anteriormente. La bidireccionalidad de la comunicación se implementa para poder enviar comandos desde la aplicación anfitrión a cada instrumento, y recibir simultáneamente los datos desde los instrumentos en el sistema de control. De esta forma, los paneles de control que se mostraron en la



(a) Panel de control de la aplicación *target* del amplificador Lock-In.

(b) Panel de control de la aplicación *target* de la tarjeta de adquisición.

Figura 4.13: Paneles de control de las aplicaciones *target* del amplificador Lock-In y la tarjeta de adquisición de NI, residentes en los ordenadores PC-AMP y PC-CARD, respectivamente.

Fig. 4.9 se corresponden con las aplicaciones anfitrión de los instrumentos, mientras que en la Fig. 4.13 se muestran los paneles de control de las aplicaciones *target* de dichos instrumentos.

Ambos paneles de control constan solamente de un menú desplegable para seleccionar el nombre del recurso VISA del instrumento y algunos indicadores. En el caso del amplificador Lock-In, se muestran los dos parámetros que se están enviando desde la aplicación *target* a la aplicación central (en este ejemplo, la magnitud  $R$  y la fase  $\theta$ ) a través del canal creado. Estos parámetros pueden escogerse desde la aplicación anfitrión, enviándose como comandos a través del canal correspondiente. Por otro lado, en la aplicación de la tarjeta de adquisición se especifica la cuenta de los pulsos por unidad de tiempo, que es la información que se envía continuamente hacia la aplicación anfitrión. Desde ésta se puede enviar como comando la unidad de tiempo deseada (en el ejemplo, 100 ms).

En ambos paneles de control de la Fig. 4.13 aparece un indicador luminoso, que se “enciende” cuando se establecen correctamente los canales de comunicación entre las aplicaciones anfitrión y *target*.

En este capítulo se ha descrito el software de control y monitorización, que ha sido desarrollado en la plataforma LabVIEW y se ha integrado con los diferentes elementos hardware expuestos en el capítulo 3. Con el diseño, desarrollo e integración software realizados, se han cubierto los objetivos del proyecto relacionados con la implementación de un sistema compacto y centralizado, que permita el control por parte del usuario de los diversos dispositivos involucrados en la regulación de la frecuencia y la potencia de los láseres de diodo, lo cual es necesario para los experimentos que se realizan con trampas de iones en nuestro laboratorio.



## Capítulo 5

# Conclusiones

En este Trabajo Fin de Máster se ha desarrollado e implementado un sistema de control y monitorización para los láseres de diodo necesarios para la consecución de los objetivos del proyecto TRAPSENSOR, que se encuentra actualmente en fase de desarrollo en la Universidad de Granada [21]. El sistema comprende el hardware, que involucra diferentes equipos e instrumentación de laboratorio, diversos componentes ópticos y electrónica asociada; y el software, que ha sido desarrollado íntegramente en la plataforma LabVIEW.

El elemento hardware central alrededor del cual se desarrolla el sistema de control es el modulador acústico-óptico (AOM). En este trabajo se han utilizado diferentes modelos de AOMs, y se han implementado y caracterizado cuatro en total, cada uno de ellos en líneas de modulación en configuración de doble paso, con los elementos ópticos para el transporte y adecuación de la radiación láser, y las cadenas electrónicas necesarias para su control. Los resultados obtenidos, expuestos en el Capítulo III, demuestran la capacidad del sistema construido para llevar a cabo un control preciso y rápido sobre la frecuencia y la potencia de los haces de luz láser, en combinación con el medidor de ondas de ultra-alta precisión del laboratorio. El alineamiento y montaje de los diferentes elementos en la mesa óptica, así como el acoplamiento de los haces de luz láser, ha sido una tarea muy delicada, esencial para el correcto funcionamiento del sistema, y se ha realizado de forma muy precisa. Para la electrónica de los AOMs, se han adquirido y montado todos los componentes y dispositivos necesarios para su funcionamiento.

En relación a la parte software, se ha desarrollado un sistema compacto y centralizado, con una interfaz de usuario completa que permite múltiples opciones de monitorización y control sobre los diferentes equipos e instrumentos que lo forman, como se ha explicado en el Capítulo IV. La integración de estos instrumentos en el sistema se ha llevado a cabo a través de diversas interfaces de comunicación (USB, GPIB, LAN-LXI, etc), adaptándose al entorno del laboratorio y utilizando los recursos disponibles. En algunos casos se han desarrollado drivers propios para ciertos instrumentos, y en otros, se han integrado en la aplicación los controladores proporcionados por el fabricante. Asimismo se han

desarrollado procesos y funciones de calibración de los aparatos y de regulación PID de los láseres.

El proyecto ha requerido el estudio de técnicas del campo de la física atómica, nuclear y de partículas, concretamente del área relacionada con los experimentos que se realizan con trampas de iones y láseres. Por lo tanto, se trata de un proyecto interdisciplinar, en el que se han adquirido y desarrollado capacidades sobre los métodos experimentales de estas disciplinas físicas, experiencia en el desarrollo, validación y test de hardware electro-óptico de altas prestaciones, así como experiencia en el desarrollo de software de control específico y su integración con el instrumental desarrollado. El trabajo realizado ha dado respuesta satisfactoria a los objetivos planteados al inicio del mismo, para lo cual ha sido necesario un exhaustivo y minucioso proceso de montaje, caracterización, análisis, validación y optimización tanto hardware como software, en múltiples ciclos de diseño iterativos hasta la consecución de los objetivos deseados. En total, el desarrollo del proyecto se ha extendido aproximadamente desde noviembre de 2013 hasta abril de 2014.

El sistema de control desarrollado ha contribuido enormemente a la búsqueda de la fluorescencia de los iones de  $^{40}\text{Ca}^+$  y ha permitido la observación de las primeras señales de enfriamiento con luz láser de los mismos, confinados en una trampa, que en esta primera etapa ha sido de tipo Paul. El sistema ha permitido aplicar funciones para la variación de frecuencia de los láseres involucrados en los experimentos y monitorizar la detección óptica de la fluorescencia registrada con fotomultiplicadores de pulso y corriente, todo ello desde una misma aplicación central. La trampa magnética con la que se utilizará finalmente este sistema de control, ha sido diseñada en la universidad de Granada y está actualmente en fase de construcción. Como trabajo futuro, se desea integrar en el sistema de control la detección mediante la cámara EMCCD, que actualmente se realiza a través de un software independiente. Asimismo, se pretende añadir el láser RED3 a la línea de modulación del láser RED5, combinando ambos de manera similar a como se ha realizado en este trabajo para los láseres RED2 y RED6.

# Bibliografía

- [1] D. Rodríguez, *A quantum sensor for high-performance mass spectrometry*, Appl. Phys. B: Lasers O. 107, 1031-1042 (2012).
- [2] D. Leibfried *et al.*, *Quantum dynamics of single trapped ions*, Rev. Mod. Phys. 75, 281-324 (2003).
- [3] P. Zeeman, *The effect of magnetisation on the nature of light emitted by a substance*, Nature 55, 347 (1897).
- [4] A. Fernández *et al.*, *El láser, la luz de nuestro tiempo*, OSAL Salamanca (2010).
- [5] B. G. Streetman, *Solid state electronic devices*, Prentice Hall, 4<sup>a</sup> ed. (1995).
- [6] R. Arieli, *The Laser Adventure: The Virtual School about Lasers and their Applications*, Weizmann Institute of Science, Rehovot (Israel), disponible en <http://stwww.weizmann.ac.il/lasers/laserweb/> (último acceso: junio 2014).
- [7] D. Meschede, *Optics, Light and Lasers. The Practical Approach to Modern Aspects of Photonics and Laser Physics*, Wiley-VCH, 2<sup>a</sup> ed. (2007).
- [8] Philip C. D. Hobbs, *Building electro-optical systems*, Wiley, 2<sup>a</sup> ed. (2009).
- [9] G. Keiser, *Optical fiber communications*, McGraw-Hill, 4<sup>a</sup> ed. (2008).
- [10] A. Krischke, U. Oechsner, C. Knothe y A. Lamott, *Components and Tools for Polarization-maintaining Fiber Optics*, Optik & Photonik. 7, 48-52 (2012).
- [11] Hamamatsu Photonics K.K., *Photomultiplier Tubes: Basics and Applications*, Word Technical Writing Inc., 3<sup>a</sup> ed. (2006).
- [12] U. Brändström, *The CCD as a scientific imaging detector*, en *The Auroral Large Imaging System: design, operation and scientific results*, IRF Scientific Report 279, Swedish Institute of Space Physics, Kiruna (2003). Disponible en <http://www.irf.se/~urban/avh/html/htmlthesis.html#lastpage> (último acceso: junio 2014).
- [13] C. Vivo, *Estudio de una fuente de iones de superficie en el marco del proyecto TRAPSENSOR y primeros resultados de enfriamiento por láser (laser*

- cooling*) de iones de  $^{40}\text{Ca}^+$ , Trabajo Fin de Máster, Universidad de Granada y Universidad de Sevilla (2014).
- [14] Stanford Research Systems, *About Lock-In amplifiers*, Application Note #3, Stanford Research Systems Inc., disponible en <http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/ApplicationNotes/AboutLIAs.pdf> (último acceso: junio 2014).
- [15] T. P. Graham, *Absorption And Dispersion In Atomic Vapours: Applications To Interferometry*, Tesis Doctoral, Departamento de Física, Universidad de Durham (2006).
- [16] E. A. Donley *et al.*, *Double-pass acousto-optic modulator system*, Rev. Sci. Instrum. 76, 063112 (2005).
- [17] D.J. McCarron, *A guide to acousto-optic modulators*, Universidad de Durham (2007).
- [18] National Instruments, *Shared Libraries (DLLs)*, en *Using External Code in LabVIEW*, National Instruments Corporation, Technical Manual (2003).
- [19] LXI Consortium, *LXI Getting Started Guide*, LXI Consortium Inc., disponible en <http://lxistandard.org/Resources/GuidesForUsingLXI.aspx> (último acceso: junio 2014).
- [20] National Instruments, *Lossless Communication with Network Streams: Components, Architecture, and Performance*, NI White Paper, disponible en <http://www.ni.com/white-paper/12267/en/> (último acceso: junio 2014).
- [21] J. M. Cornejo, P. Escobedo y D. Rodríguez, *Status of the project TRAP-SENSOR*, Hyperfine Interact. 227, 223-237 (2014).

# Agradecimientos

La palabra *gracias* proviene del latín “*gratia*”, que quiere decir “honra” y “alabanza”, pero su raíz en el origen indoeuropeo significa “reconocimiento de un favor en voz alta”. Pero por muy alta que sea, la voz se la lleva el viento, mientras que lo escrito permanece. Es por ello que quiero plasmar en estas líneas mi reconocimiento a aquellas personas que han hecho posible, de un modo u otro, la realización de este trabajo.

Gracias en primer lugar a mi director Daniel Rodríguez, por confiar en mí para formar parte de su proyecto, brindarme la oportunidad de realizar este trabajo y dedicarle el tiempo y esfuerzo necesarios para la consecución del mismo. Gracias también a Eduardo Ros, por aceptar la codirección de este Trabajo Fin de Máster y por sus oportunas sugerencias y correcciones. Asimismo, quiero acordarme de mis compañeros Juanma y Carlos para agradecerles sus consejos, su apoyo y el buen ambiente de trabajo propiciado desde el principio.

Gracias a mi familia. A mis hermanos Teresa, Carlos y Carmen, y en especial a mis padres Carmen y Juan Carlos, a quienes nunca podré agradecerles lo suficiente. Por su ejemplo y dedicación, y por transmitirme desde siempre la pasión por el aprendizaje y el conocimiento a través del esfuerzo, el compromiso y la responsabilidad. Gracias a mi novia Cristina, por ser mi apoyo fundamental y fuente diaria de felicidad, y por los innumerables motivos merecedores de que su nombre aparezca de nuevo en unos agradecimientos.