



VERTICAL CAVITY SURFACE EMITTING LASER (VCSEL) APLICACIONES EN COMUNICACIONES ÓPTICAS Y SENSORES

Carlos Rodríguez Paños

Tutor: Daniel Pastor Abellán

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2015-16

Valencia, 13 de septiembre de 2016

Resumen

En este trabajo se desarrolla la puesta en funcionamiento de un láser de cavidad vertical (VCSEL) y su posterior caracterización en respuesta de potencia frente a corriente y desviación de frecuencia óptica. Se diseña un sistema de control de temperatura del láser a través de un microcontrolador, y se analiza su dinámica y estabilidad. Se dota al sistema de una aplicación práctica realizando para ello un barrido en longitud de onda y procesando la señal de entrada al láser y al detector. Como verificación de las posibilidades de este método, se ha aplicado a la medida de un filtro óptico AWG (Array Waveguide Grating).

Resum

En aquest treball es desenvolupa la posta en funcionament d'un làser de cavitat vertical (VCSEL) i la seua posterior caracterització en resposta de potència enfront del corrent i desviació de freqüència òptica. Es dissenya un sistema de control de temperatura del làser a través d'un microcontrolador, i s'analitza la seua dinàmica i estabilitat. Es dota al sistema d'una aplicació pràctica realitzant un barreig de longitud d'onda i processant la senyal d'entrada al làser i al detector. Com a verificació de les possibilitats d'aquest mètode, s'ha aplicat a la mida d'un filtre òptic AWG (Array Waveguide Grating).

Abstract

This document develops the set-up of a Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL) and his further characterization in response of potency against current and frequency deviation. A system temperature control is designed through a microcontroller, and dynamics and stability is analyzed. Furthermore, it has a practical application designed to sweep wavelenghts and processing the input signal to the laser and detector. As verification of the possibilities of this method, it has been applied to the measurement of an optical AWG filter (Array Waveguide Grating).

Índice

Capítulo 1.	Introducción.....	2
1.1	Láser VCSEL.....	2
1.2	Objetivos del TFG.....	5
Capítulo 2.	Set-up para el control térmico del VCSEL.....	6
2.1	Montura del láser.....	6
2.1.1	Controlador de temperatura.....	6
2.1.2	Generador de señal para la alimentación del láser.....	7
2.2	Requerimientos de hardware y software.....	9
2.2.1	Hardware.....	9
2.2.2	Software.....	9
Capítulo 3.	Circuito de control de temperatura.....	10
3.1	Montaje circuital.....	10
3.2	Rango de temperaturas de operación estable.....	15
3.3	Dinámica de la temperatura al pasar de una temperatura a otra.....	18
Capítulo 4.	Caracterización de la respuesta estática $P-\lambda$ vs I para diversas temperaturas...	21
4.1	Montaje experimental en el laboratorio.....	21
4.2	Respuesta estática $P-\lambda$ vs I	22
Capítulo 5.	Aplicación práctica. Caracterización de filtro óptico AWG.....	25
Conclusiones.....		31
Bibliografía.....		33
Anexo I.....		35

Capítulo 1. Introducción

En este capítulo de introducción se describirán los principales conceptos y características que presenta el láser de emisión por cavidad vertical utilizado para realizar este trabajo, y que será el eje principal a través del cuál se desarrollarán las diferentes aplicaciones planteadas en el mismo.

1.1 Láser VCSEL

Los láseres de semiconductor, a cuya familia pertenecen los VCSEL, se han convertido en uno de los dispositivos con mayor aplicación dentro del ámbito de las comunicaciones, dada su capacidad para emitir luz coherente y para trabajar en un amplio rango de longitudes de onda, motivo por el cual se le han dado diversas aplicaciones en distintos ámbitos.

Están basados en una unión P-N de materiales semiconductores altamente dopados, dicha unión esta separada por una zona conocida como “medio activo” a través de la cual se guía la luz, los materiales semiconductores utilizados forman dos espejos de alta reflectividad que actúan de cavidad óptica. Estos espejos son conocidos como reflectores distribuidos de Bragg (DBRs) (Pérez García, 2015, p.20). La geometría de la emisión respecto a su cavidad permite clasificar este tipo de láseres en dos tipos: láseres de emisión lateral (EELs) y láseres de emisión superficial con cavidad vertical (VCSELs). En los láseres de emisión lateral la dirección del haz de luz emitido es paralelo al plano de la zona activa, mientras que en los láseres VCSEL la dirección del haz de luz es perpendicular a dicho plano. (Ortega Tamarit, 2015, p.15)

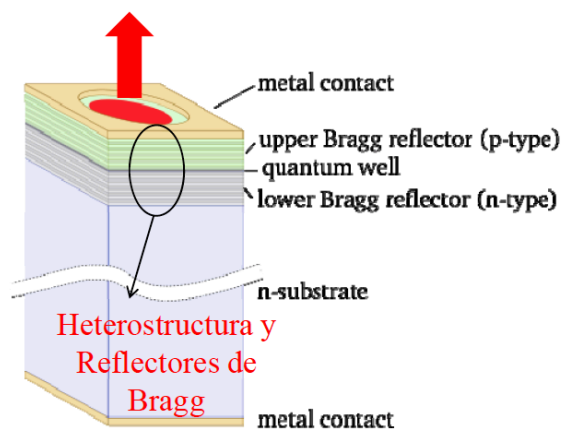


Figura 1. Estructura básica interna de un láser VCSEL. (Ortega Tamarit, 2015, p.15)

La cavidad óptica de los láseres VCSEL suele ser del orden de μm , este corto tamaño implica que los distintos modos longitudinales están separados una distancia lo suficientemente grande como para que únicamente se pueda transmitir a través de la cavidad un modo longitudinal. Aún así, el láser puede trabajar a través de sus modos transversales como monomodo o multimodo. Entre las principales ventajas que ofrecen este tipo de láseres se encuentran su bajo coste de fabricación y su bajo consumo de potencia. (Pérez García, 2015, p.21)

Concretamente, el láser VCSEL utilizado en este trabajo es de la compañía RayCan, un láser monomodo que emite luz alrededor de un valor de longitud de onda de 1540 nm. Las características eléctricas y ópticas que presenta y sus dimensiones físicas son las siguientes:

Parámetro	Símbolo	Min.	Tip.	Máx.	Unidad	Notas
Corriente Umbral	I_{th}		2	3	mA	
Voltaje directo	V_f			3	V	
Resistencia serie	R_s		100	200	Ω	
Potencia de Salida	P_o	0.4	0.5		mW	
Longitud de onda	λ	1530	1550	1570	nm	
Supresión del modo	SMSR	30	35		dB	
Tiempo de subida y bajada	t_r t_f		~ 100 ~ 150		psec	(20%-80%)
Temperatura de operación	T_{op}		0 ~ 70		$^{\circ}\text{C}$	

Tabla 1. Características eléctricas y ópticas del láser VCSEL. (Raycan, p.2)

- Tasas máximas:

Parámetro	Símbolo	Tasa	Unidad
Corriente directa	I_f	15	mA
Tensión inversa	V_r	5	V
Temperatura de operación	T_{op}	70	$^{\circ}\text{C}$
Temperatura de almacenamiento	T_{stg}	0 ~ 100	$^{\circ}\text{C}$
Temperatura de reflujó	T_{ref}	260	$^{\circ}\text{C}$

Tabla 2. Tasas máximas del láser VCSEL. (Raycan, p.2)

- Dimensiones físicas (mm) :

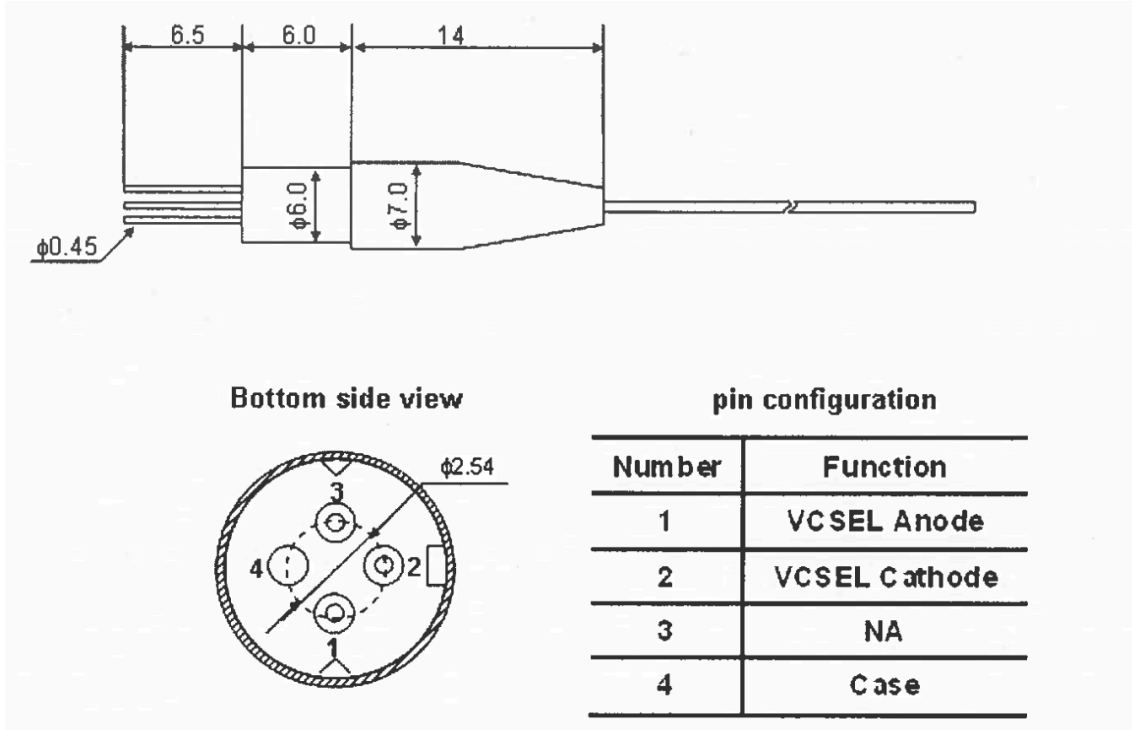


Figura 2. Dimensiones físicas del láser VCSEL. (Raycan, p.1)

1.2 Objetivos del TFG

En este apartado se expondrán las principales motivaciones surgidas para llevar a cabo un sensor interrogador basado en el uso de un láser de cavidad vertical (VCSEL).

En primer lugar, se debe controlar y estabilizar la temperatura del láser, ya que de forma contraria se producirían fluctuaciones en potencia y longitud de onda. Aprovechando esta circunstancia se demostrará con la variación de la temperatura del láser, cómo fluctúa su longitud de onda y se cuantificará dicha fluctuación. Para llevarlo a cabo se han utilizado componentes de coste reducido, los cuales como veremos a lo largo del trabajo permitirán simplificar la instrumentación habitualmente necesaria para llevarlo a cabo.

En segundo lugar, teniendo en cuenta la caracterización realizada, se desarrollará la capacidad de utilizar el láser como fuente sintonizable de longitud de onda para que se puedan caracterizar componentes ópticos, en este caso un filtro AWG. El coste de una fuente sintonizable suele ser bastante alto, con la aplicación diseñada se tratará de demostrar que el rango de barrido es adecuado y que se ha medido el filtro utilizado dentro de su banda de trabajo, ajustado a sus especificaciones.

Capítulo 2. Set-up para el control térmico del VCSEL

En este capítulo se expondrán los diferentes elementos utilizados en el trabajo para desarrollar el control térmico del láser bajo estudio.

2.1 Montura del láser

Para realizar el montaje del láser se ha hecho uso de una montura específica, concretamente el instrumento utilizado es de la marca ThorLabs (TCLDM9). Esta montura permite tener acceso al controlador de temperatura interno y al controlador de alimentación del láser.

2.1.1 Controlador de temperatura

El controlador de temperatura interno está basado en el efecto peltier, ya que integra una celda de peltier, donde dependiendo de la polaridad de la corriente se establece una diferencia de temperatura entre las dos caras de la celda, y un termistor, que es una resistencia que ve modificado su valor resistivo con la temperatura, unidos perfectamente desde el punto de vista de conductividad térmica, a los cuales se accederá para el posterior control de temperatura del láser. En las siguientes imágenes se puede observar el diseño de la montura y sus correspondientes accesos.

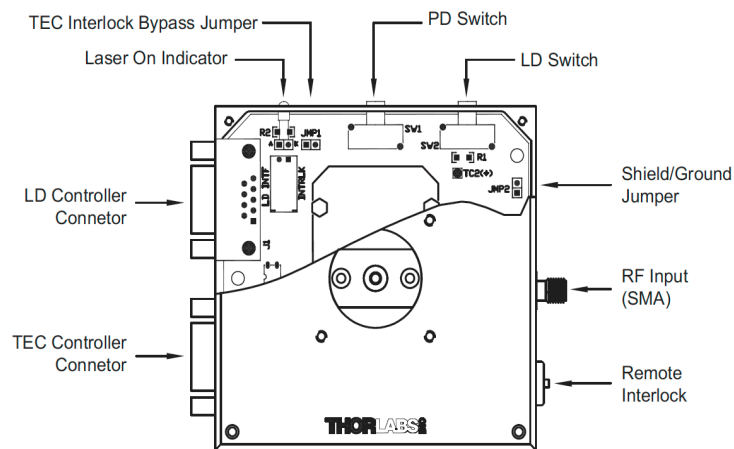


Figura 3. Localización de las características disponibles. (Thorlabs, p.5)

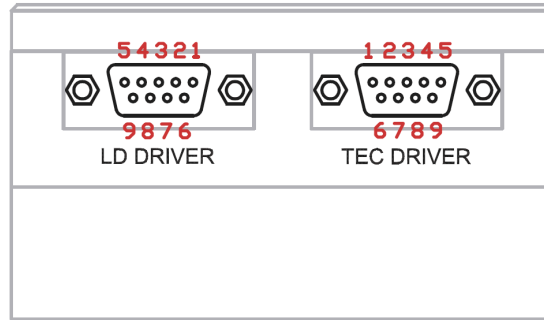


Figura 4. Salidas de los pines para el control del TEC y LD. (Thorlabs, p.8)

Pin	Acceso
4	+TEC
5	-TEC y TEC Lockout(-)
1	TEC Lockout(+)
2	+Termistor (10 k Ω a 25°C, NTC, Beta= 3977K)
3	-Termistor
7	-AD592 (Transductor de temperatura)
9	+AD592
6,8	Sin uso

Tabla 3. Accesos correspondientes a cada pin del controlador de temperatura. (Thorlabs, p.10)

Teniendo acceso a los pines correspondientes se podrá conocer la variación resistiva que sufre el termistor, y así monitorizar la variación en temperatura que se produce en el sistema.

2.1.2 Generador de señal para la alimentación del láser

La funcionalidad del generador de señal es controlar la corriente que circule por el láser y no excederse del límite posible, en este caso de 15 mA, como aparece en las especificaciones del láser. Para alimentar el láser se hace uso de un generador de funciones de la marca Tektronix (AFG3021B), que permitirá caracterizar la respuesta estática del láser. Además, para controlar la corriente media que entra al láser y no excederse de las limitaciones, se utiliza un multímetro. La configuración de los pines es la siguiente:

Pin	Acceso	Descripción
3	Masa del láser	Este pin lleva a masa los ánodos del láser y fotodiodos.
9	Ánodo del diodo láser (Voltaje)	Este pin está conectado al pin 8, a través de una resistencia de 499 Ω .
6	Cátodo del diodo láser (Voltaje)	Este pin está conectado al pin 7 a través de una resistencia de 499 Ω .
4	Ánodo del fotodiodo	Este pin está conectado al pin de las 9 en punto, cuando la polarización del fotodiodo está puesta en CG.
2	Cátodo del fotodiodo	Este pin está conectado al pin de las 9 en punto, cuando la polarización del fotodiodo está puesta en AG.
8	Ánodo del diodo láser	Este pin está conectado al pin de las 3 en punto, cuando la polarización del diodo láser está puesta en CG.
7	Cátodo del diodo láser	Este pin está conectado al pin de las 3 en punto, cuando la polarización del diodo láser está puesta en AG.
1	Bloqueo interno y pin de estado	Este pin es la entrada al indicador de estado y al circuito de bloqueo.
2	Bloqueo interno y pin de retorno de estado	Este pin es el de retorno del indicador de estado y del circuito de bloqueo

Tabla 4. Accesos correspondientes a cada pin del controlador de alimentación del láser. (Thorlabs, p.9)

2.2 Requerimientos de hardware y software.

Dentro del proceso de configuración surgen requerimientos para llevarlo a cabo tanto de hardware como de software. En este apartado se comentarán todos ellos y sus motivos.

2.2.1 Hardware

Se utiliza un microcontrolador ARDUINO Uno®. Con éste, se podrá tener acceso a los pines correspondientes en la montura para la posterior monitorización y estabilización de la temperatura. La motivación para el uso del microcontrolador radica en la posibilidad que nos ofrece para interactuar a través de salidas y entradas, tanto analógicos como digitales, y programar un determinado comportamiento. Al tratarse de una placa de desarrollo con toda la electrónica de reloj y comunicaciones integradas, la puesta en marcha del control es muy directa. Por otro lado, las prestaciones de velocidad de dicho microcontrolador son más que suficientes para este tipo de aplicaciones de baja velocidad. Además, se trata de un hardware de muy bajo coste.

2.2.2 Software

Resulta necesario diseñar un algoritmo que establezca comunicación con el microcontrolador y la montura del láser para la posterior monitorización y estabilización de la temperatura. El propio microcontrolador posee un propio entorno de desarrollo (IDE), que permite programar un algoritmo y subirlo a la placa. Se ha decidido utilizar el microcontrolador a través de MATLAB, para ello, la compañía *MathWorks* ofrece un paquete descargable públicamente y que da soporte para la comunicación con el microcontrolador a través de un cable USB (Mathworks, 2016). El principal motivo para utilizar el entorno de Matlab es la mayor comodidad a la hora de obtener resultados gráficos. Tanto el algoritmo programado como su función dentro del sistema serán analizados en mayor medida más adelante.

Capítulo 3. Circuito de control de temperatura

El objetivo en este capítulo es describir el proceso realizado para desarrollar el sistema de control de temperatura controlado a través de un microcontrolador. Este sistema será posteriormente implementado en la puesta en funcionamiento del láser de cavidad (VCSEL).

3.1 Montaje circuital

Inicialmente, y con el fin de desarrollar el sistema, he realizado un montaje circuital a través de una placa de conexiones. He utilizado distintos componentes, entre los que se encuentran: una resistencia de 10 k Ω para desarrollar un puente resistivo, un circuito integrado de puente en H (Half-H) y cables para las conexiones correspondientes. Respecto al uso del circuito integrado de puente en H, concretamente he utilizado el modelo L298N, diseñado para proporcionar hasta 2 A de corriente bidireccional a voltajes limitados entre 2,5 V hasta 46 V (STMicroelectronics, 2000, p.3). Dicho componente permite controlar el sentido de alimentación de corriente de la celda de peltier interna en la montura, la cual va adherida a un termistor, con el fin de conocer la variación de temperatura del componente insertado en la montura, en este caso el VCSEL.

El montaje propuesto es el siguiente:

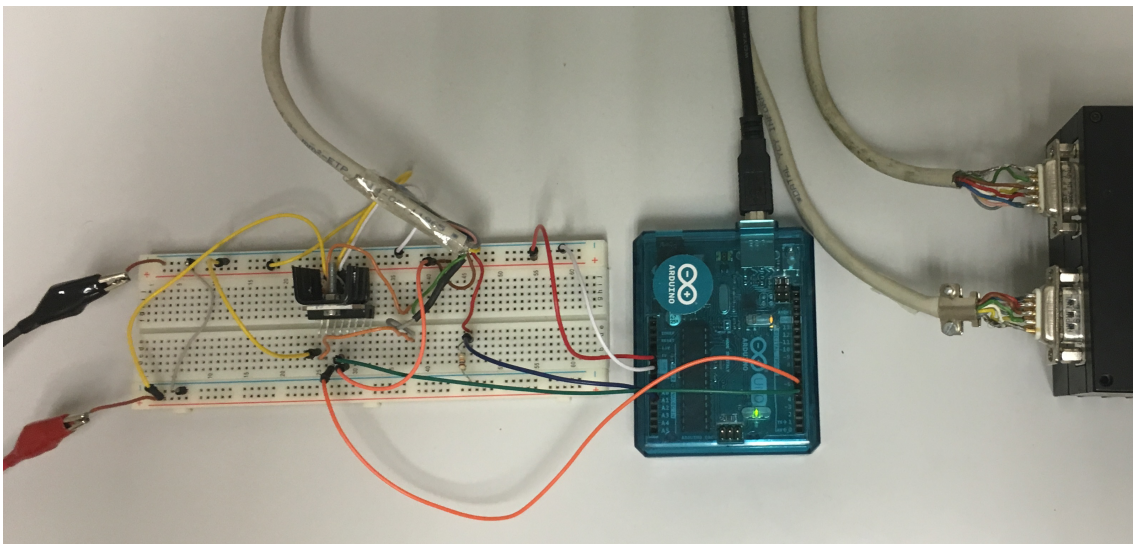


Figura 5. Montaje circuital sobre la placa de conexiones

Profundizando en la configuración del circuito integrado, éste consta de 15 pines, y su diagrama de bloques funcional y la configuración de los pines y sus funciones son las siguientes:

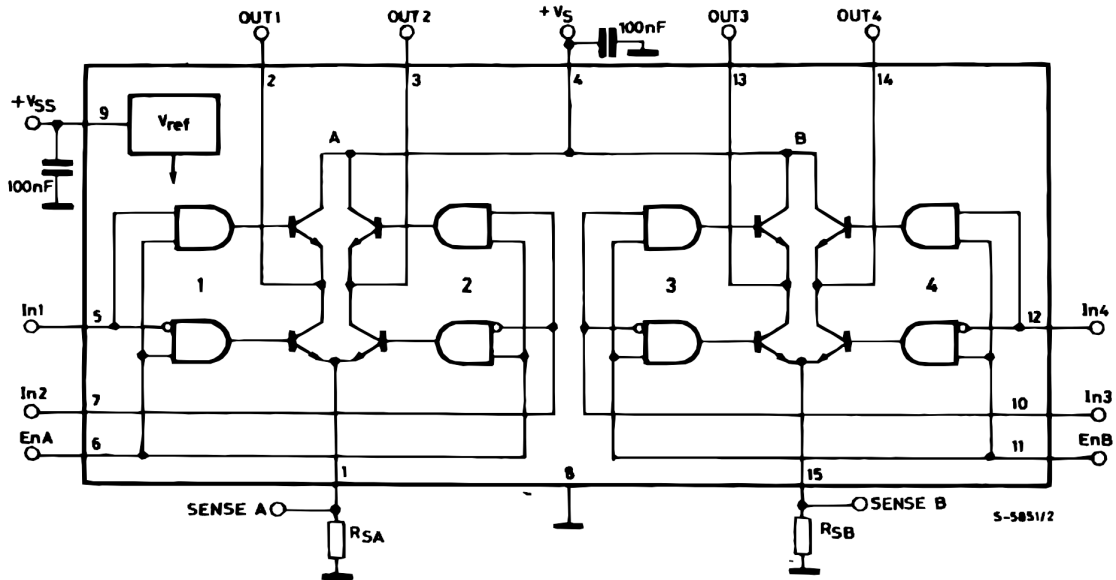


Figura 6. Diagrama de bloques funcional del circuito integrado. (STMicroelectronics, 2000, p.1)

PIN	NO.	TIPO	DESCRIPCIÓN
<A,B>En	6,11	E	Habilita el puente A y B.
<1:4>IN	5,7,10,12	E	Entradas lógicas del CI.
<1:4>OUT	2,3,13,14	S	Salidas bidireccionales del puente A y B.
<A,B>Sense	1,15	-	Entre este pin y la masa se conecta una resistencia que controla la corriente de la carga.
GROUND	8	-	Conexión a masa y posible colocación de disipador de calor.
V_{SS}	9	-	Alimentación para la traslación lógica interna.
V_S	4	-	Alimentación externa para las salidas.

Tabla 5. Configuración de los pines y sus correspondientes funciones. (STMicroelectronics, 2000, p.3)

Principales consideraciones a tener en cuenta:

- Los puertos 5 y 7, correspondientes a las entradas lógicas del circuito integrado, están conectados directamente a los puertos digitales 5 y 6 de la placa ARDUINO.
- Los puertos 2 y 3 , correspondientes a las salidas del motor bidireccional, están conectadas a los puntos de conexión de la celda de peltier interna en la montura.
- El puerto 4 corresponde a la alimentación externa que proporcionará la corriente aplicada al peltier a través del circuito integrado.
- El puerto 9 corresponde a la alimentación necesaria para la traslación lógica interna del circuito integrado, que se toma del puerto de 5 V disponible en el microcontrolador.

El microcontrolador posee 5 puertos analógicos a los que se puede acceder en la placa, dichos puertos tienen 10 bits para la comunicación, es decir, 1024 valores. Dichos valores son transformaciones de los datos obtenidos en el entorno analógico, los cuales el microcontrolador relaciona con un valor de voltaje comprendido entre 0 y 5 V, pudiendo diferenciar cualquier valor intermedio.

En lo que respecta a los puertos digitales posee 13 puertos, de los cuales 7 son puertos digitales donde únicamente es posible una lógica alta o baja, y 6 puertos que permiten modular el ancho de pulso. Estos puertos son conocidos como puertos PWM, es decir, son puertos donde con frecuencia constante, a una señal digital cuadrada se le permite variar su ciclo de trabajo desde el 0% al 100%, donde 0% correspondería a 0 voltios y el 100 % correspondería a 5 V (Arduino, 2016). Conviene puntualizar que los puertos digitales 5 y 6 utilizados en el circuito son puertos PWM.

Para obtener cada valor de temperatura se utiliza un puente resistivo formado por una resistencia de 10 k Ω y el termistor interno de la montura. De esta manera se pueden obtener los distintos valores de tensión en el puente resistivo mediante una de las entradas analógicas del microcontrolador. Finalmente dicho valor de tensión se relaciona con la temperatura mediante la curva de respuesta del termistor.

El termistor utilizado es de tipo NTC, es decir, un aumento en su valor resistivo se asocia a una disminución de su temperatura. Conviene mencionar que la relación no es lineal, sino exponencial, y hay que establecer una relación entre el valor resistivo del termistor y su temperatura para conocer sus valores relacionados. Para establecer la relación es necesario conocer el valor de temperatura característica del termistor, adjuntado en su correspondiente especificación. Dicha relación es la siguiente:

$$R_T = A \cdot e^{\frac{B}{T}} \quad (1)$$

(Wikipedia, Termistor)

$$A = R_0 \cdot e^{-\frac{B}{T_0}} \quad (2)$$

donde:

- R_0 : Es el valor resistivo del termistor NTC a la temperatura de referencia T_0 (K).
- R_T : Es el valor resistivo del termistor NTC a la temperatura T (K).
- B : Valor de temperatura característica del termistor, normalmente entre 2000 y 5000 K.

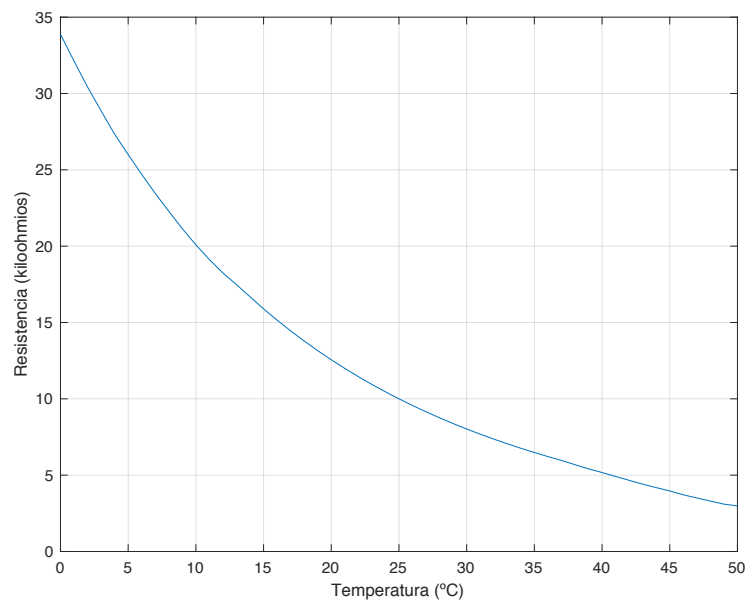


Figura 7. Curva de respuesta del termistor. (Thorlabs, p.19)

Como ya se ha comentado en el apartado 1.2.2, para verificar el sistema se ha diseñado un programa en MATLAB, el cual accede a los pines digitales 5 y 6 del microcontrolador, utilizados para habilitar o deshabilitar la lógica del circuito integrado, es decir, permitirá alimentar en un sentido u en otro la celda de peltier contenida, y permitirá con ello calentar o enfriar el sistema. Dicho programa interpreta a través del puerto analógico del microcontrolador los valores concretos de temperatura, obteniendo para ello los distintos valores resistivos que se van modificando en el termistor y estableciendo la relación (1) y (2). En su versión inicial, el programa ofrece dos posibilidades:

1. Alcanzar un determinado objetivo de temperatura, conocida la temperatura inicial.
2. Realizar un determinado barrido en temperatura, tanto calentando como enfriando el sistema.

Para realizar todas las medidas se ha fijado la entrada de corriente al circuito integrado en 1.2 A, limitada en sus especificaciones en un máximo de 2 A, y una tensión entregada a través de la fuente de alimentación de 12 V. El análisis tiene como objetivo determinar los siguientes parámetros:

- a) Determinación del rango de temperaturas de operación estable.
- b) Determinación de la dinámica de la temperatura al pasar de una temperatura a otra.

3.2 Rango de temperaturas de operación estable

Con la configuración empleada, el sistema tiene un rango de temperaturas de operación desde los 10°C hasta los 50°C, ambos inclusive, pero su estabilización en torno a dichos valores resulta complicada para el sistema, además del tiempo que se necesita para alcanzarlos, cercano a los 2 minutos. Este hecho es debido a la limitación de corriente que soporta el circuito integrado, la cual no puede ser mayor de 2 A. En consecuencia, se ha establecido un rango de temperatura de operación estable desde los 15°C hasta los 45°C, ambos inclusive, es decir un total de 31°C.

La estabilidad del sistema en torno a un valor de temperatura objetivo está delimitada por las fluctuaciones en temperatura que suceden en torno a dicho valor. En este sentido, al comparar la lectura de temperatura obtenida en cada iteración con el valor objetivo, se fuerza al sistema a enfriar o calentar constantemente conforme se supera en un sentido o en otro el valor de temperatura objetivo, la temperatura real oscilará alrededor de dicho valor, pero el sistema ha de ser eficaz interpretando cada variación de temperatura en cada iteración de lectura, y saber qué hacer en cada caso, enfriar o calentar. Además, existe una limitación en la determinación precisa de la temperatura debido a que los incrementos mínimos de temperatura que se pueden medir vienen determinados por la discretización impuesta en conversores analógico-digitales del microcontrolador. Para el diseño actual del puente resistivo, el escalón mínimo de temperatura medible es de aproximadamente 0.05 °C. En las siguientes figuras se puede observar cuatro ejemplos de fluctuaciones en torno a un valor de temperatura requerido.

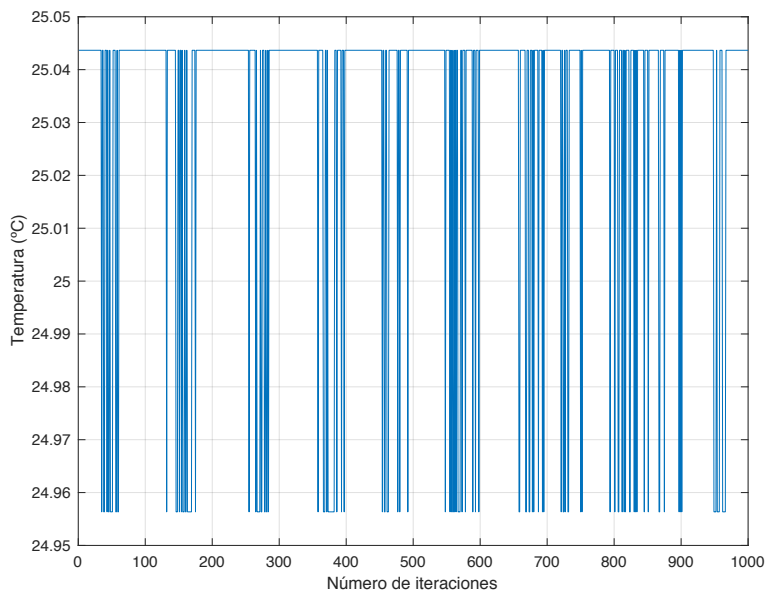


Figura 8. Fluctuaciones en torno a 25°C.

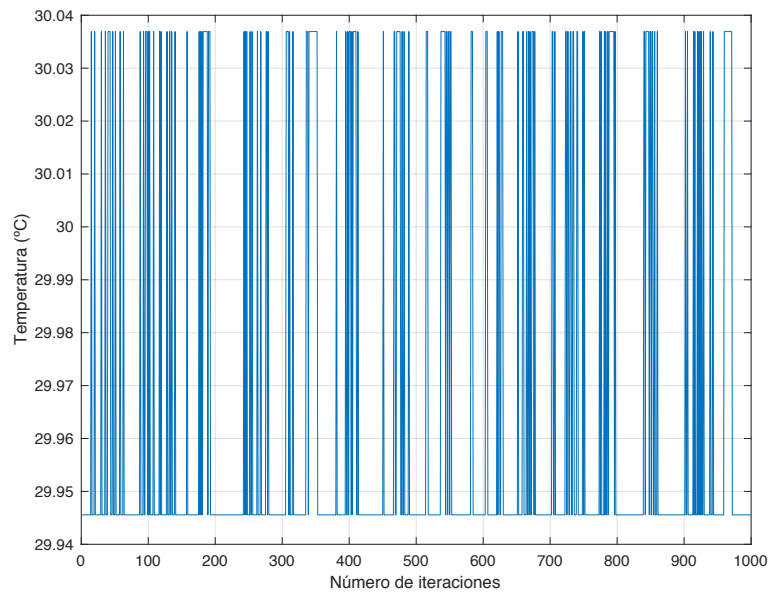


Figura 9. Fluctuaciones en torno a 30°C.

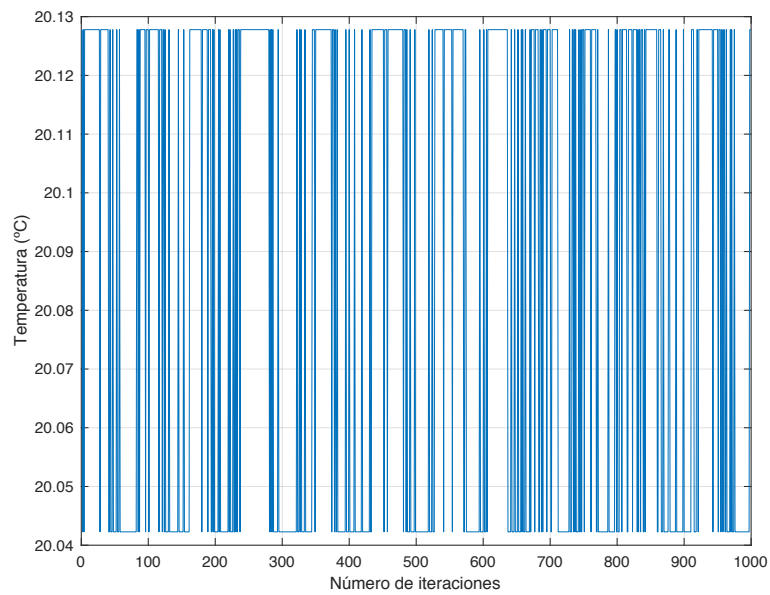


Figura 10. Fluctuaciones en torno a 20°C.

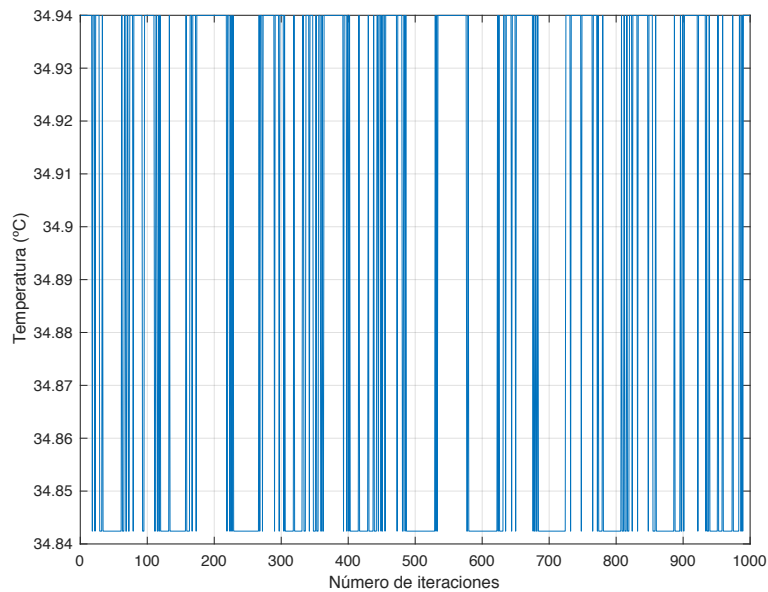


Figura 11. Fluctuaciones en torno a 35°C.

Como se puede observar en las distintas figuras, las fluctuaciones superiores e inferiores en torno al valor objetivo requerido no son mayores de 0.1°C, las cuales en principio son asumibles. A la vista de los resultados, se puede afirmar que la estabilización en temperatura es distinta para diversas temperaturas, el margen inferior y superior se ve modificado en función de la temperatura, a temperaturas distantes de la temperatura ambiente el sistema pierde sincronía en las fluctuaciones y la estabilización no es tan regular como lo es en torno a la temperatura ambiente.

Así pues, se puede afirmar que existe una deriva en temperatura que afecta a temperaturas distantes de la temperatura ambiente en la que el sistema tiende a derivar en torno a ella, es decir, en el caso de estar en una temperatura por encima, la estabilización del sistema será peor en los márgenes inferiores al valor de temperatura objetivo, y viceversa.

3.3 Dinámica de la temperatura al pasar de una temperatura a otra

Resulta determinante conocer la respuesta del sistema a un cambio de temperatura ya que determinará en gran medida la velocidad de cambio del sistema, lo cual es un factor determinante en éste. En este apartado, se analiza la puesta en funcionamiento de un algoritmo diseñado para realizar un determinado barrido de temperatura en el sistema.

En las siguientes figuras se puede observar un ejemplo de barrido en temperatura de 10°C y de 20°C, tanto enfriando como calentando el sistema, y el tiempo empleado por el mismo para alcanzarlo.

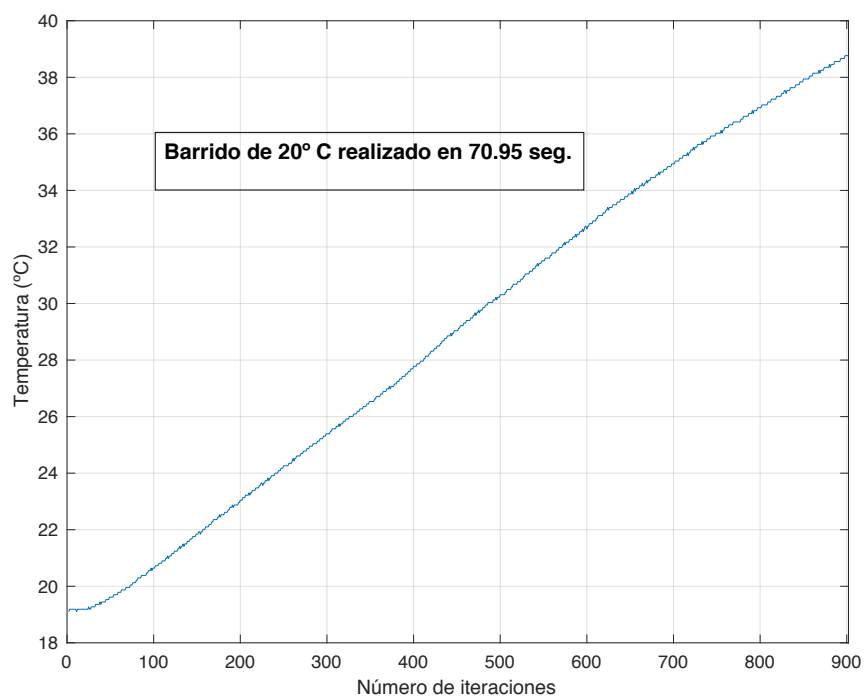


Figura 12. Barrido de 20°C calentando el sistema.

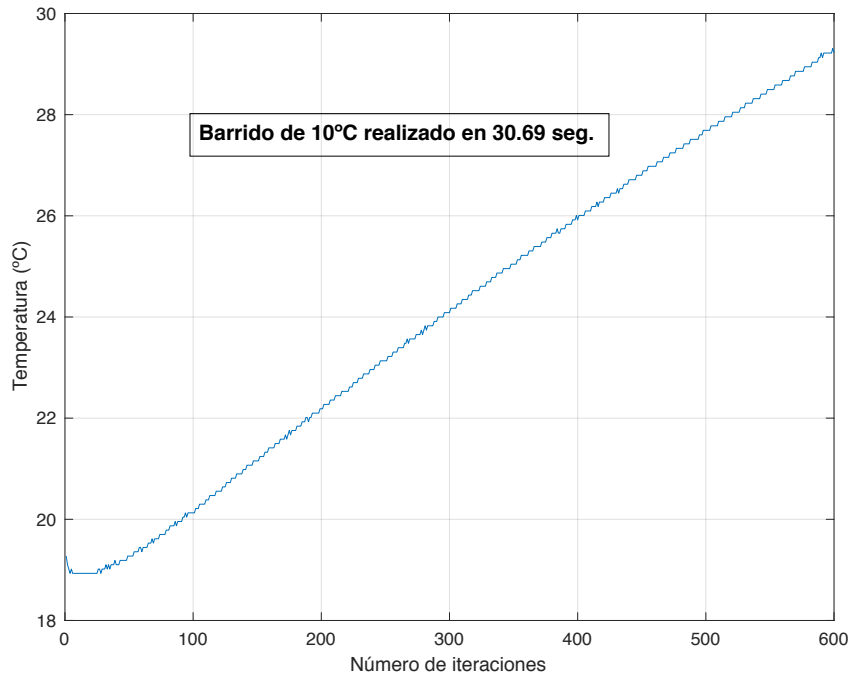


Figura 13. Barrido de 10°C calentando el sistema.

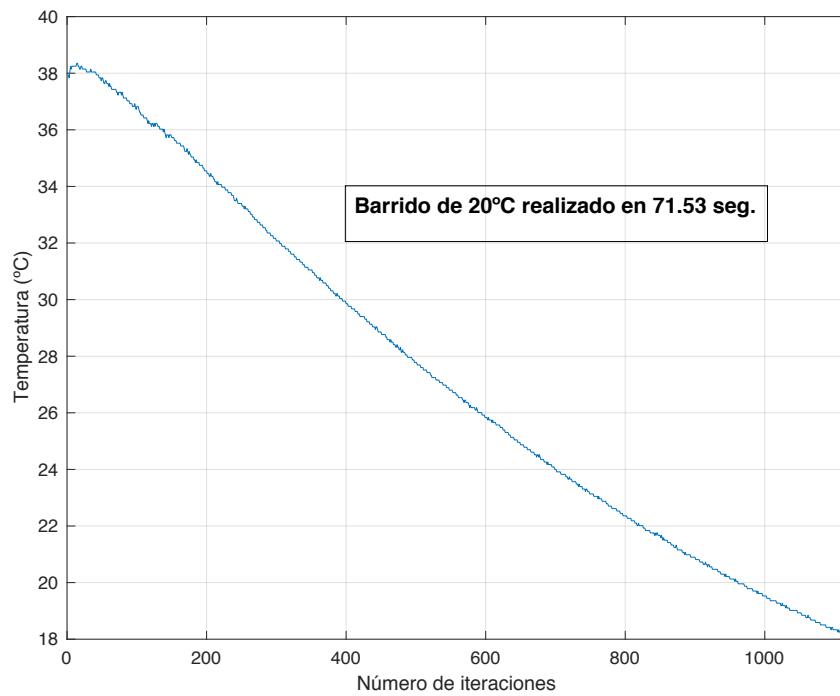


Figura 14. Barrido de 20°C enfriando el sistema.

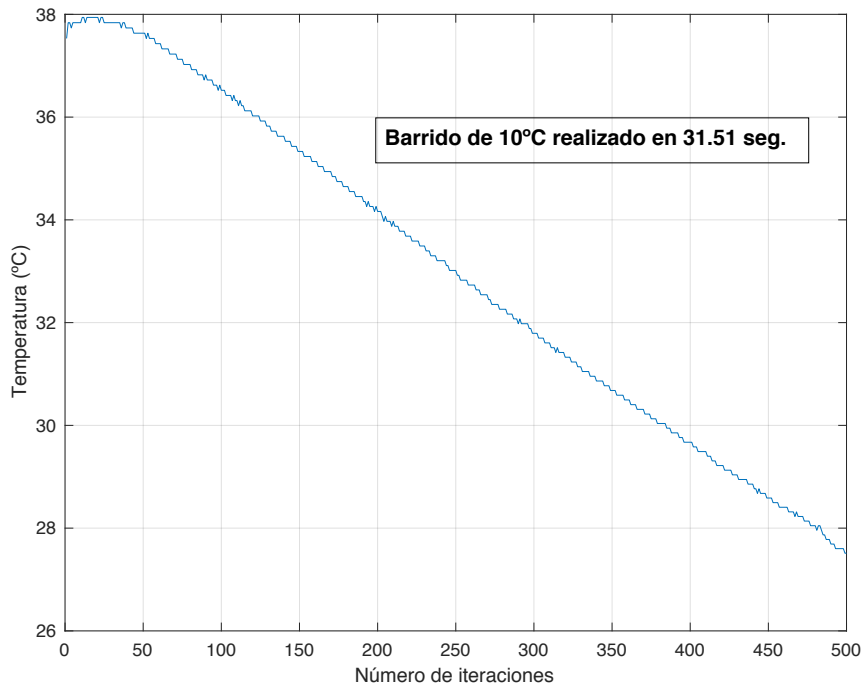


Figura 15. Barrido de 10°C enfriando el sistema.

A través de las distintas figuras se puede observar que el proceso de calentamiento es igual de crítico que el proceso de enfriamiento, es decir, se precisa de un tiempo muy similar en ambos casos para realizarlo.

Otro comportamiento del sistema observado, que refuerza mi anterior deducción sobre la deriva en temperatura hacia la temperatura ambiente, se obtiene al analizar la pendiente de las curvas representadas en las anteriores figuras. Se puede observar que la pendiente es mayor cuando se está derivando hacia la temperatura ambiente. En las figuras correspondientes al barrido de 10 °C, el tiempo empleado es menor en comparación con lo que debería haber tardado si se hiciera la parte proporcional del tiempo que ha empleado el sistema en barrer los 20°C, es decir, han tardado 31 segundos frente a la parte proporcional que serían casi 36 segundos. Esta diferencia es debida a la anteriormente mencionada deriva que tiene la temperatura y que hace incrementar en esos instantes la velocidad de cambio del sistema.

Capítulo 4. Caracterización de la respuesta estática $P-\lambda$ vs I para diversas temperaturas

En este capítulo se expone el procedimiento llevado a cabo y las posteriores conclusiones obtenidas, tras realizar la puesta en funcionamiento del sistema en su conjunto, alimentando el láser en este caso de manera estática y controlando la temperatura del propio láser a través del programa diseñado en MATLAB. En este apartado, se ha establecido un rango de temperatura de operación estable desde los 19°C hasta los 38°C, ambos inclusive, es decir un total de 20°C.

4.1 Montaje experimental en el laboratorio

En el montaje experimental se ha utilizado un láser VCSEL monomodo de la compañía RayCan, el cual emite luz alrededor de un valor de longitud de onda de 1540 nm. Además, se hace uso de un generador de funciones de la marca Tektronix, que introduce inicialmente una señal en DC al láser para caracterizar su respuesta estática, para ello utiliza los accesos disponibles para alimentarlo en la propia montura del láser, como ya se ha explicado en el capítulo 2. Adicionalmente, se utiliza un analizador de espectros ópticos para conocer la intensidad en función de la longitud de onda o frecuencia del láser.

El montaje propuesto es el siguiente:

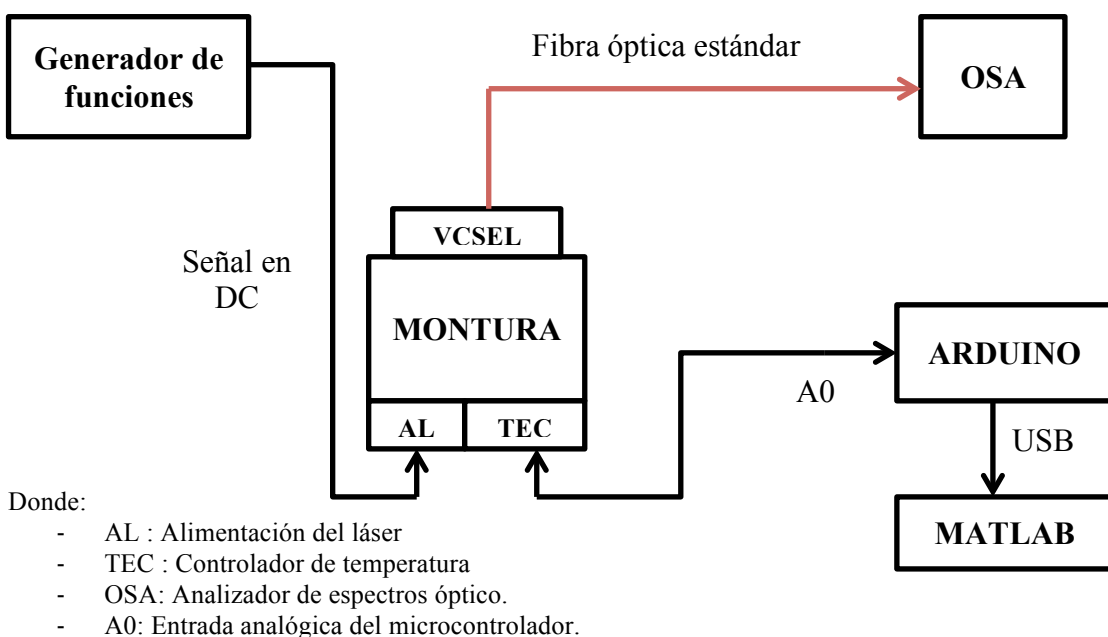


Figura 16. Montaje experimental realizado en el laboratorio.

4.2 Respuesta estática P-λ vs I

La caracterización de la relación P-λ vs I del VCSEL es importante para posteriores aplicaciones. Básicamente en la relación de potencia frente a intensidad se pueden diferenciar dos zonas: la zona por debajo de la corriente umbral donde la potencia medida se debe principalmente a la emisión espontánea del láser, y la zona por encima de la corriente umbral donde se produce emisión estimulada del láser.

En la figura 17 se representa la relación de potencia frente a intensidad estudiada en el rango de temperaturas de operación estable del sistema.

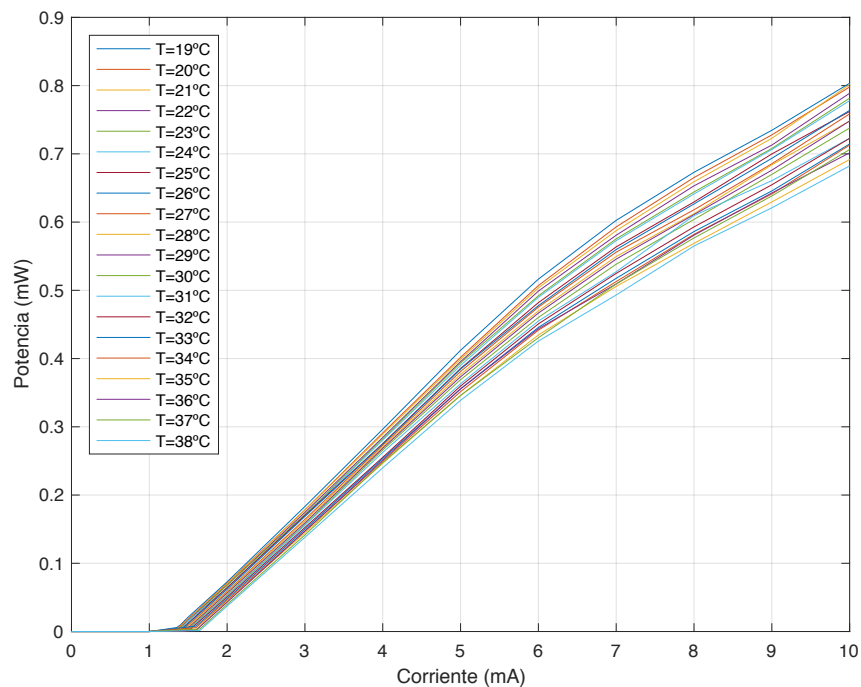


Figura 17. Relación de potencia de salida del láser frente a intensidad de corriente inyectada.

A partir de los resultados obtenidos se puede observar que conforme aumenta la temperatura la curva pierde pendiente, es decir, como ya es sabido por teoría, la eficiencia del láser tiene una dependencia directa con la temperatura.

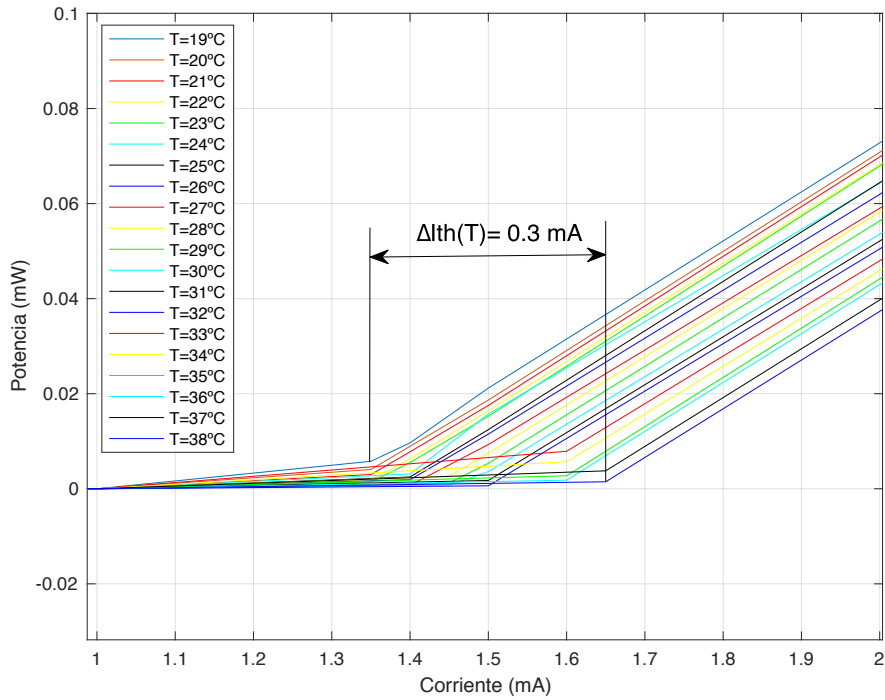


Figura 18. Representación de la variación de la corriente umbral con la temperatura

Otro efecto presente tras la variación de la temperatura es la consiguiente variación de la corriente umbral, estimada en este caso en 0,3 mA, como se puede observar en la figura 18. El valor de corriente umbral (I_{th}) varía desde 1,35 mA hasta 1,65 mA.

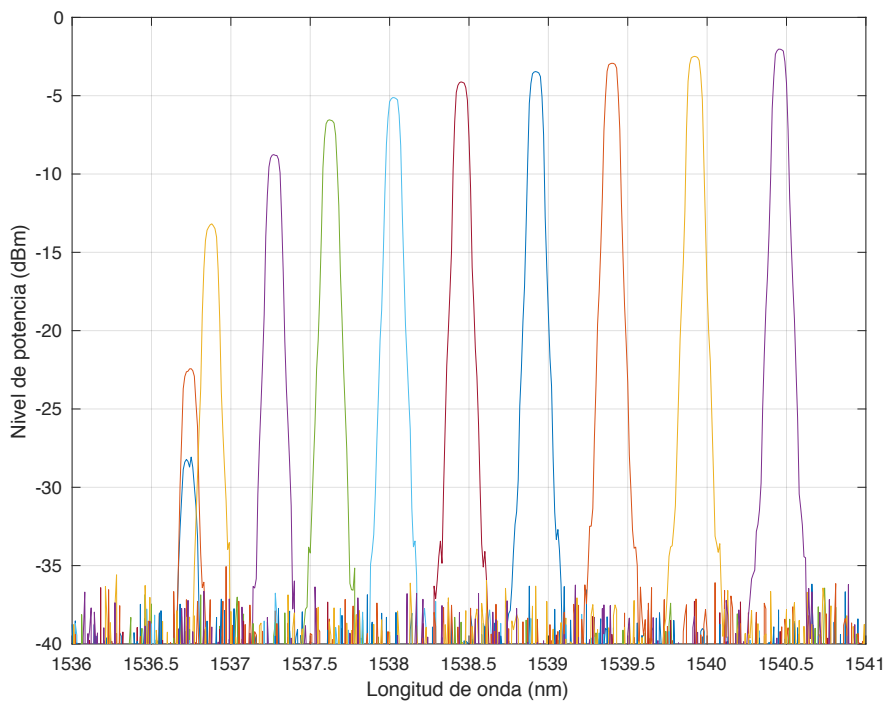


Figura 19. Representación espectral de potencia frente a longitud de onda trabajando a temperatura ambiente.

En la figura 19 se ha representado la evolución espectral en potencia desde la corriente umbral ($I_{th}=1,45$ mA con $T=25^{\circ}\text{C}$) hasta la denominada corriente máxima ($I_{m\acute{a}x}= 10$ mA). Se ha estimado dicha evolución, desde el umbral al máximo, en 3.7 nm.

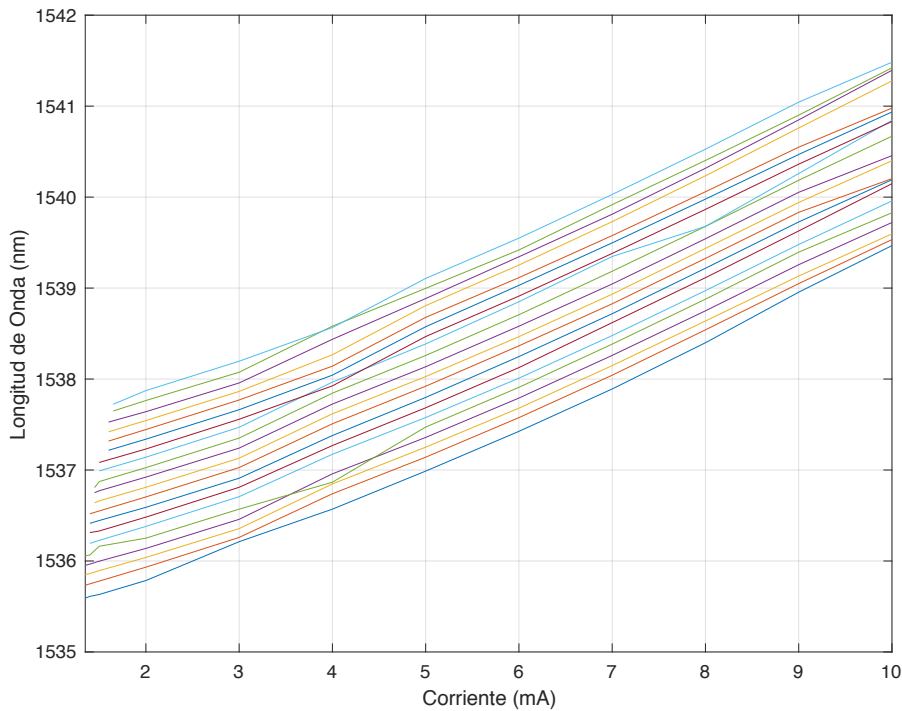


Figura 20. Relación de longitud de onda frente a intensidad.

A través de la relación de longitud de onda frente a intensidad, la cual se puede observar en la figura 20, se puede encontrar la variación en longitud de onda por temperatura. Para estimar dicha variación he calculado la diferencia en media para cada valor de corriente, obteniendo un incremento de 0,11 nm por cada grado centígrado. Así mismo, para una corriente fija, la variación en longitud de onda a lo largo de todo el rango de temperaturas de operación es en media de 2,10 nm.

Capítulo 5. Aplicación práctica. Caracterización de filtro óptico AWG

En este capítulo se pone en práctica la caracterización de un filtro óptico de Agrupación de Guías de Onda (Arrayed Waveguide Grating o AWG) a través del sistema en su conjunto, donde se procesa la señal entrante al láser y al detector, ésta última filtrada dentro del rango espectral correspondiente en cada caso.

Los filtros AWG son estructuras que encaminan la señal o señales de entrada, por un camino o por varios, hacia un puerto de salida o hacia varios, dependiendo de la configuración empleada. Por ello, son utilizados para diversos usos, uno de ellos es su uso como multiplexor o demultiplexor. En este caso se le da un uso más específico, como es el de encaminar las distintas longitudes de onda hacia diferentes puertos de salida, debido a su respuesta periódica. En sus especificaciones presenta un espaciado entre canales de 0.8 nm y un mecanismo de ajuste termo-óptico (Vázquez García, p.20). En la siguiente figura se muestra la estructura básica de un AWG.

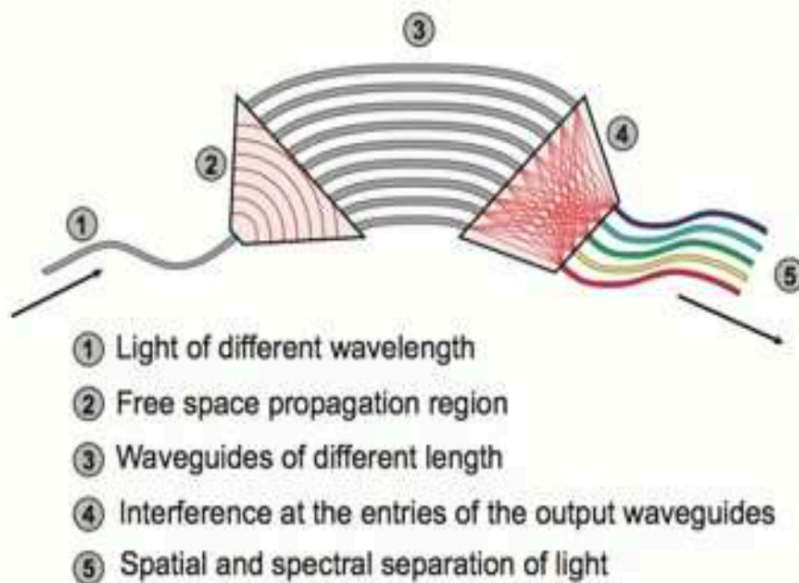


Figura 21. Estructura básica de un Array Waveguide Grating (AWG) . (Vázquez García, p.27)

Con esta aplicación se persigue la simplificación en la instrumentación normalmente requerida para el correcto procesamiento de la señal de entrada al láser y al detector. Además, se diseña un barrido en longitud de onda dentro del rango espectral de trabajo del láser bajo estudio, haciendo uso del filtro AWG, que filtrara la señal entrante al láser dentro de dicho rango a través de los distintos canales disponibles en él, y que corresponden al rango de barrido utilizado en la aplicación.

Para el correcto procesado de la señal se ha desarrollado en el entorno de MATLAB un algoritmo que realiza las funciones básicas de calibración necesarias en un osciloscopio convencional y que representa por pantalla la evolución temporal de la señal entrante. Además, en el montaje propuesto se ha hecho uso de un detector PIN, cuya caracterización viene adjuntada en el anexo I.

Las características de la señal entrante al láser son las siguientes:

- Amplitud de barrido: 2,780 V
- Frecuencia: 100 mHz
- Offset: 2,720 V

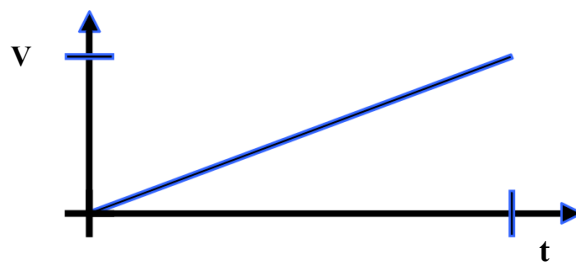
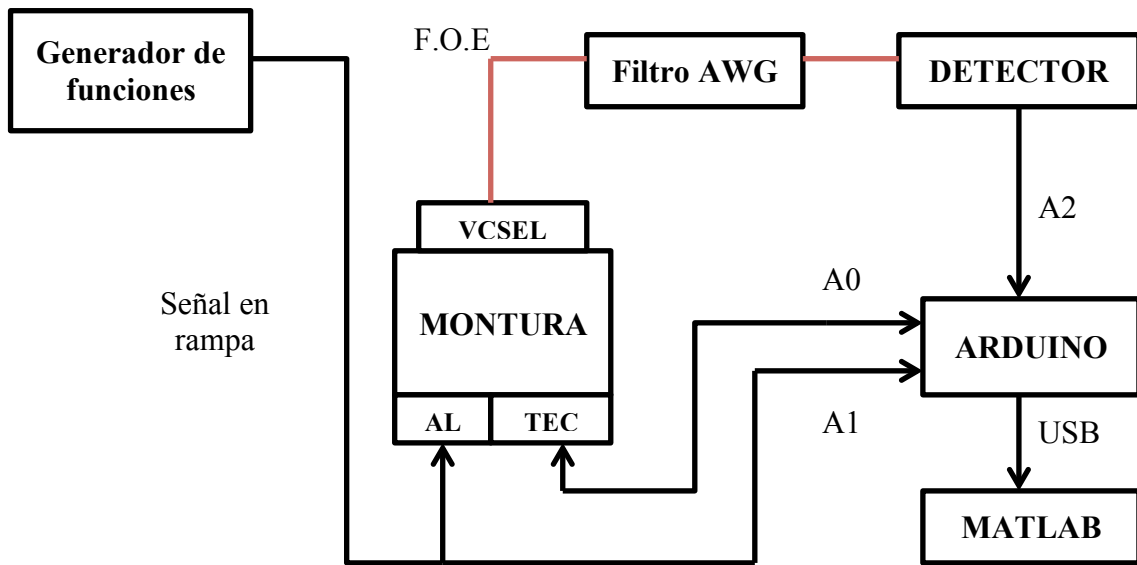


Figura 24. Señal en rampa

La configuración de la señal en rampa permite realizar un barrido de longitud de onda, como se ha constatado en los puntos anteriores, habiendo ajustado los valores de offset y de amplitud de manera que el láser sea alimentado en el rango desde los 2 mA, valor que a partir de este momento consideraremos como I_{min} , hasta lo que se ha denominado anteriormente como $I_{máx}$, es decir, hasta los 10 mA. Estos valores de tensión vienen determinadas por la resistencia interna que incluye el propio cabezal del láser, así como por la resistencia interna y la tensión directa del diodo láser.

El montaje propuesto en el laboratorio es el siguiente:



Donde:

- A0-A1-A2: Entradas analógicas del microcontrolador.
- F.O.E: Fibra óptica estándar.

Figura 25. Montaje experimental realizado en el laboratorio.

Como se ha comentado en el capítulo 3, la evolución espectral en potencia del sistema, desde la corriente umbral (I_{th}) hasta la denominada corriente máxima ($I_{m\acute{a}x}$), se ha estimado en 3.7 nm.

Se han utilizado los canales 27, 28, 29 y 30, que son los posibles canales que caerían dentro de nuestro rango de barrido, dadas las características de nuestro láser y del filtro óptico utilizado. Los resultados mostrados a continuación están representados tanto en escala lineal como en escala logarítmica, donde se representa la señal de salida del fotodetector, que es proporcional a la potencia óptica aplicada al mismo.

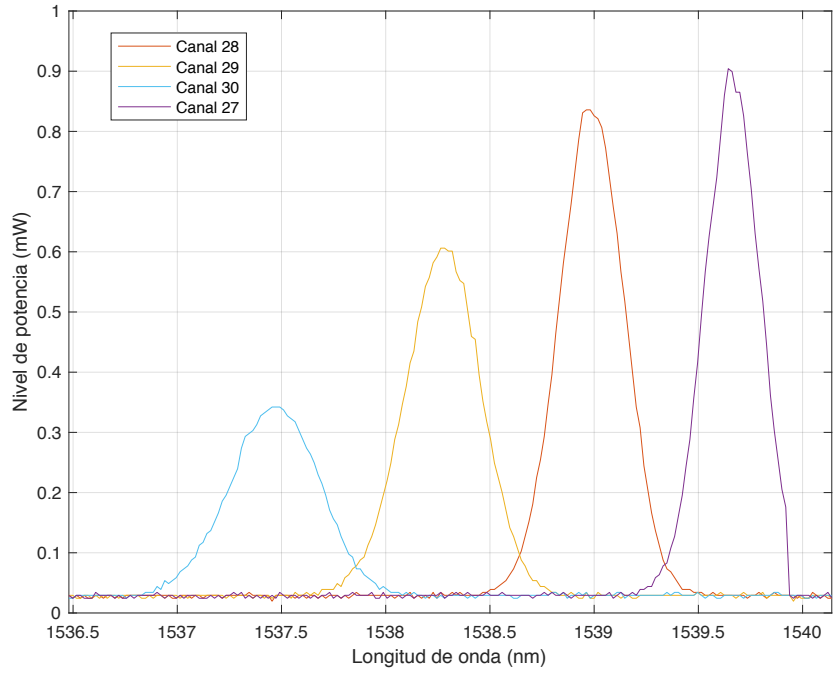


Figura 26. Respuesta espectral representada en escala lineal para los distintos canales utilizados.

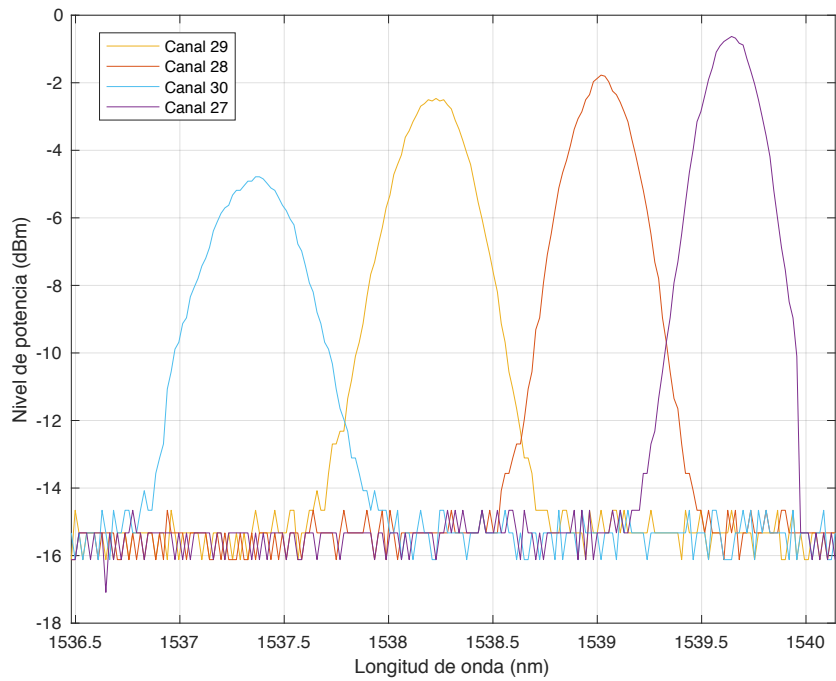


Figura 27. Respuesta espectral representada en escala logarítmica para los distintos canales utilizados.

Como se puede observar en las distintas figuras, el sistema planteado es capaz de detectar 4 canales consecutivos, respetando un espaciado entre canales cercano a los 0.8 nm y un ancho de banda a 3 dB muy similar en todos los casos, rondando los 0.4 nm. Dicho espaciado no es similar en todos los casos, sino que se ve modificado ligeramente en cada barrido realizado por la aplicación en cada canal, sin llegar a afectar a la correcta detección de cada uno. La causa de esta limitación puede deberse a la velocidad de barrido que puede realizar el microcontrolador, limitada por sus componentes de bajo coste, y que no permitirían en este caso guardar total sincronía en cada lectura analógica a través de los puertos. En la siguiente figura se puede observar la variación obtenida en cinco lecturas analógicas consecutivas en un determinado canal, dicha variación se ha estimado en 0.25 nm.

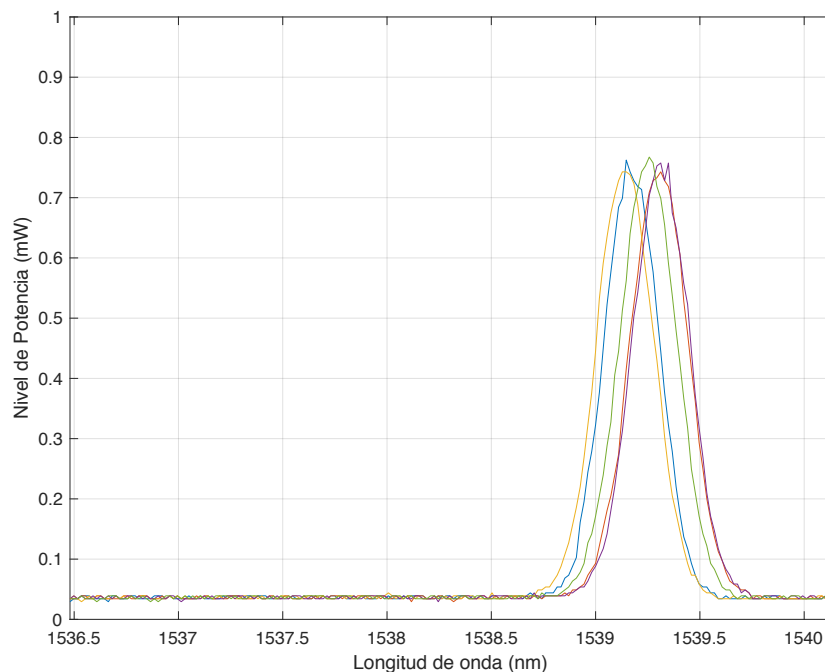


Figura 28. Respuesta espectral en un determinado canal.

Otra de las limitaciones que presenta la aplicación práctica resulta de los distintos niveles de amplitud que se detectan en cada canal, debido a los distintos valores de potencia óptica generados por el VCSEL y a la corriente en rampa, considerando la caracterización de potencia frente a corriente realizada en apartados anteriores. Para mejorar dicha limitación se ha compensado la pendiente de la señal, obteniendo para ello la pendiente inversa de la recta y compensando los valores registrados. En las siguientes figuras se muestra la compensación de los valores de potencia óptica del fotodetector, representados en escala logarítmica.

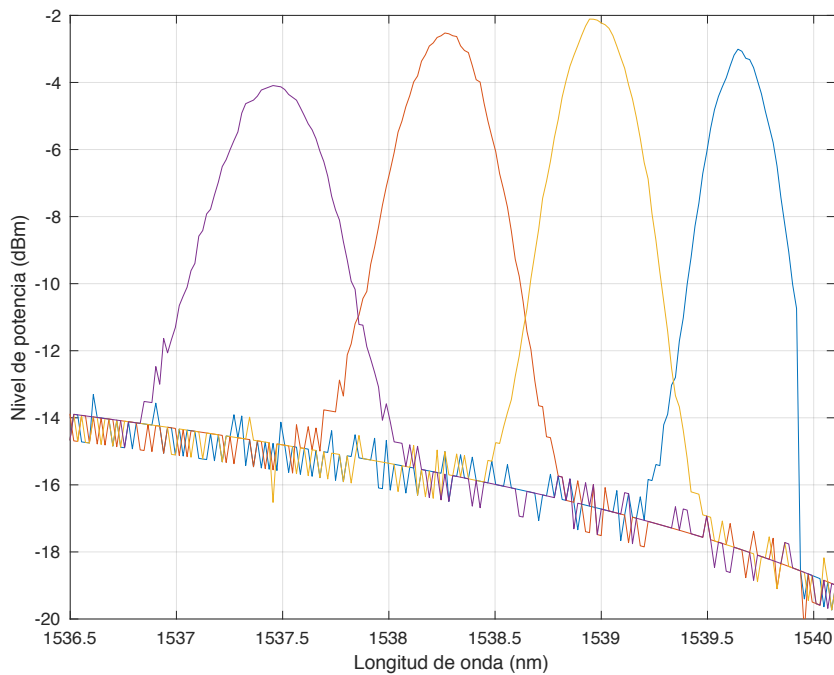


Figura 29. Respuesta espectral representada en escala logarítmica tras la compensación.

Comparando las figuras correspondientes a cada canal, sin compensación y tras la compensación, se puede observar que lógicamente el nivel de potencia óptica en los canales con menor potencia se ve incrementado, al igual que lo hace su nivel de ruido. De manera contraria sucede con los canales de mayor potencia, que ahora ven reducido tanto su nivel de potencia como de ruido. La compensación no es totalmente simétrica y existe un margen de 2 dB entre el mayor y el menor, este hecho es debido a que la relación potencia frente a intensidad del láser no es lineal por lo que la aproximación no puede ser totalmente exacta.

Conclusiones y propuesta de trabajo futuro

La puesta en funcionamiento del láser y su posterior aplicación en el ámbito de las comunicaciones ópticas ha precisado de distintos componentes y algoritmos para poder cumplir con los objetivos planteados al inicio de este trabajo. Las principales conclusiones obtenidas son las siguientes:

1. Actualmente las empresas distribuidoras de componentes ópticos ofrecen éstos a unos precios difícilmente asumibles para un usuario común, como por ejemplo los controladores de temperatura o de alimentación del láser. Siendo esto así, se ha podido comprobar que a través del sistema de control de temperatura diseñado se ha controlado y estabilizado la temperatura de operación del láser de manera satisfactoria, pudiendo caracterizar su respuesta en potencia y longitud de onda para diversas temperaturas, todo ello con el uso de componentes de bajo coste.
2. Habiendo caracterizado la respuesta en potencia y longitud de onda del láser se ha demostrado que con la variación de su temperatura o corriente de alimentación, este tipo de láseres pueden actuar como fuente sintonizable de longitud de onda. Se ha podido cuantificar dicha variación y se ha diseñado un sensor interrogador cuyo rango y velocidad de barrido se ajusta a las necesidades típicas en este tipo de aplicaciones.
3. Mediante la aplicación práctica se ha tratado de verificar el uso de este tipo de láseres como fuentes sintonizables para caracterizar componentes ópticos, dado su bajo coste en comparación con las fuentes sintonizables que existen en el mercado. Se ha comprobado que el rango de barrido es óptimo, ya que se ha medido el filtro dentro de su banda de trabajo con un ancho de banda más que aceptable, dado que existen filtros con anchos de banda menores que el utilizado en este trabajo.
4. En esencia, se ha podido comprobar que existen opciones para simplificar la instrumentación habitualmente necesaria para la puesta en funcionamiento y aplicación de este tipo de láseres. Los láseres VCSEL, impulsados por su bajo coste y consumo de potencia, están llamados a ser en el futuro una de las piedras angulares que compongan diversas aplicaciones ópticas en distintos ámbitos.

Como líneas de trabajo futuro se plantean las siguientes propuestas:

1. Optimización de la electrónica y del uso de la conversión ADC, usando para ello un mayor número de bits para reducir la cuantificación y por lo tanto las fluctuaciones de la temperatura.
2. Traslación del software que actualmente está implementado en MATLAB a código propio del microcontrolador para aumentar las posibilidades en términos de velocidad de barrido.
3. Mejora del procedimiento de compensación para conseguir una respuesta precisa en amplitud de los dispositivos ópticos medidos.

Bibliografía

- [1] Pérez García, Pablo. “Dinámica de polarización de VCSELS monomodo transversales sometidos a inyección óptica”. Tesis (Doctor en física). Santander, España, Universidad de Cantabria, Instituto de Física, 2005. 239 p.
- [2] RayCan, “1550 nm Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser. RC33xxx1-F” <http://paginas.fe.up.pt/~ee04208/doc/RC33xxx1-F.pdf>. [Online]
- [3] Ortega Tamarit, Beatriz. “Fuentes ópticas II: Láseres” [diapositiva]. Valencia, España, Universitat Politècnica de València, Departamento de Comunicaciones, 2015, 20 diapositivas, col.
- [4] Thorlabs, “TCLDM9 Temperature Controlled, Laser Diode Mount for 5.6 and 9 mm LD. Operating Manual” <https://www.thorlabs.com/drawings/a0bfe928cbfc2f4b-2D5C6F17-5056-0103-79C60A6AC98A74D7/TCLDM9-Manual.pdf>. [Online].
- [5] Arduino, “Arduino Board Uno. Technical Specs”, 2016, <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno>. [Online]
- [6] STMicroelectronics, “L298N Datasheet”, 2000, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/22440/STMICROELECTRONICS/L298N.html>. [Online]
- [7] MathWorks, “Arduino Support from MATLAB”, 2016, <http://es.mathworks.com/hardware-support/arduino-matlab.html>. [Online]
- [8] Wikipedia, “Termistor” <https://es.wikipedia.org/wiki/Termistor>. [Online]

[9] Vázquez García, Carmen. “Dispositivos y medios de transmisión ópticos” [diapositiva]. Madrid, España, Universidad Carlos III, Departamento de Tecnología Electrónica. 44 diapositivas, col.

<http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/dispositivos-y-medios-de-transmision-opticos/material-de-clase-1/modulo-4-componentes-opticos-pasivos-y-activos>. [Online]

[10] Thorlabs, “InGaAs High Speed Photodiode with FC/PC Bulkhead. FGA01FC”, 2015, <https://www.thorlabs.com/drawings/a0bfe928cbfc2f4b-2D5C6F17-5056-0103-79C60A6AC98A74D7/FGA01FC-SpecSheet.pdf>. [Online]

[11] Boreman, D. “Fundamentos de electro-óptica para ingenieros” vol.37, pp. 55-81, 1999.

Anexo I

En este anexo se caracteriza el detector fotónico para comunicaciones utilizado en el presente trabajo, del cual se añaden a continuación las especificaciones que presenta. El detector utilizado en este caso es un fotodiodo de InGaAs (FGA01FC), de Thorlabs, con encapsulado de acople directo a conectores de fibra FC.

Especificación		Valor
Rango de longitud de onda	λ	800 – 1700 nm
Longitud de onda de pico	λ_p	1550 nm
Responsividad	$\mathfrak{R}(\lambda)$	1.003 A/W
Diámetro del área activa	ϕ	0.12 mm
Tiempo de Subida/Bajada ($R_L=50\Omega$, 5 V)	t_r/t_f	0.30 ns
NEP, típicamente (1550 nm)	W/\sqrt{Hz}	4.50×10^{-15}
Corriente de oscuridad (5 V)	I_d	0.05 nA (Típico) 2.00 nA (Máx)
Capacidad (5 V)	C_j	2.0 pF (Typ.)
Potencia óptica límite		18 mW
Embalaje		TO-46 (FC/PC)
Material del sensor		InGaAs

Tasa máxima	
Tensión de polarización (Inversa)	20 V
Corriente inversa	2 mA
ESD	500 V
Rango operativo de temperatura	-40 a +75 °C
Temperatura de almacenamiento	-55 a +125 °C

Tabla 1. Especificaciones del fotodiodo (Thorlabs, 2015, p.1)

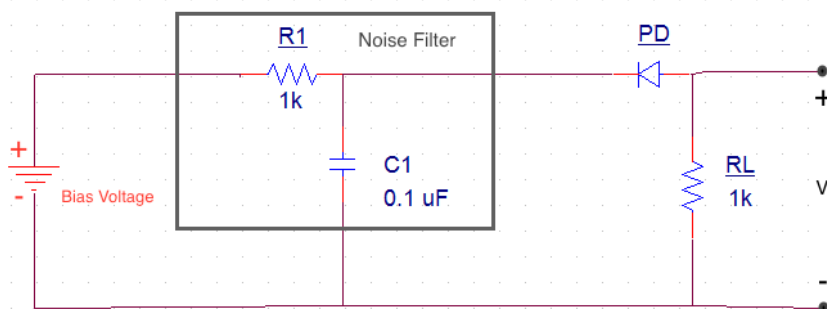


Figura 1. Representación del circuito para la detección. (Thorlabs, 2015, p.2)

Dicho detector viene montado como parte de un circuito recomendado para su correcto funcionamiento, el cual contiene el fotodiodo polarizado en inversa para producir una respuesta lineal a la “luz” de entrada aplicada. Además, presenta una resistencia variable que nos permitirá ajustar los valores de tensión medidos en bornes de la misma.

Con el objetivo de estudiar la respuesta del detector, en primer lugar realizaré un análisis alimentando nuestro sistema con corriente continua. A continuación, el análisis será con corriente alterna, es decir, modulando la fuente óptica de manera directa a través de una señal generada previamente por un generador de funciones (Tektronix AFG3021B).

Para caracterizar el detector analizo dos magnitudes fundamentales del mismo como son: la responsividad y el tiempo de respuesta (Goleman, 1999, p.55).

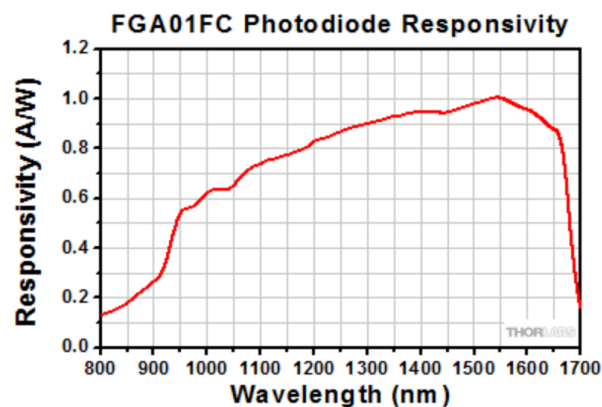


Figura 2. Distribución de la intensidad espectral. (Thorlabs, 2015, p.2)

Conviene tener en cuenta que todas las medidas han sido obtenidas trabajando en tercera ventana de transmisión (1550 nm) donde el valor de *responsividad*, que es una medida de la señal de salida por unidad de la señal de entrada (Goleman, 1999, p.55), es de $\mathfrak{R} = 1,003$ A/W. Esto significa que por cada mW de entrada al detector, éste generará una corriente proporcional a dicho valor, como ya conocemos a través de la siguiente expresión:

$$I_{generada} = \mathfrak{R} * P_{entrada} \quad (1) \quad (\text{Thorlabs, 2015, p.1})$$

Donde:

- \mathfrak{R} = Responsividad
- $I_{generada}$ = Fotocorriente generada por el detector
- $P_{entrada}$ = Potencia de entrada al fotodiodo

La resistencia de carga, de valor inicial $1\text{k}\Omega$, genera un voltaje en bornes dado por:

$$V_{\text{SALIDA}} = I_{\text{generada}} * R_{\text{CARGA}} \quad (2) \quad (\text{Thorlabs, 2015, p.1})$$

Dicha resistencia consta además de un potenciómetro en serie, el cual puede ir variando su valor desde los $0\ \Omega$ (0 vueltas) hasta los $10\ \text{k}\Omega$ (10 vueltas), pudiendo tener en conjunto un valor de resistencia de carga desde $1\ \text{k}\Omega$ hasta $11\ \text{k}\Omega$.

El montaje interno del detector es el siguiente:

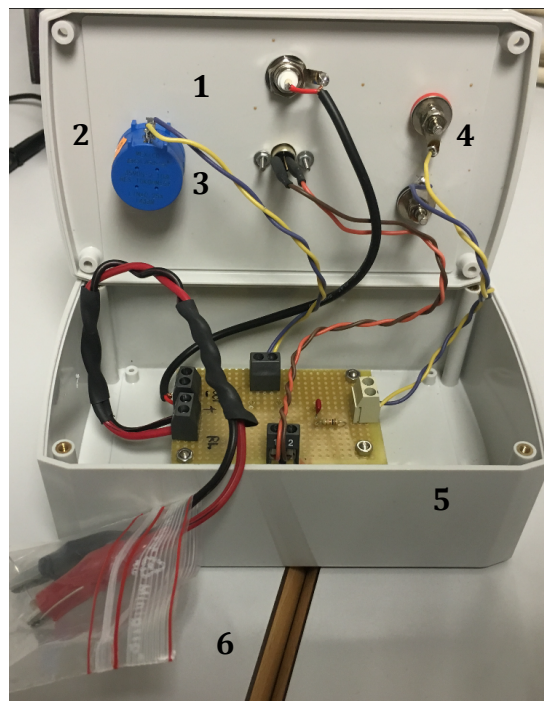


Figura 3. Montaje del circuito interno del detector

1. Salida externa BNC.
2. Resistencia variable.
3. Fotodiodo de InGaAs (FGA01FC).
4. Alimentación del circuito proveniente de la fuente de alimentación.
5. Circuito recomendado para detección (siguiendo el esquema de la fig.1).
6. Resistencia de carga ($1\ \text{k}\Omega$).

I.I Análisis en DC

En este primer punto se realiza un análisis con corriente continua, trabajando para ello con distintos valores de potencia de entrada al detector ($P_{detectada}$) y alimentando con distinta tensión el detector bajo estudio.

El montaje propuesto en el laboratorio es el siguiente:

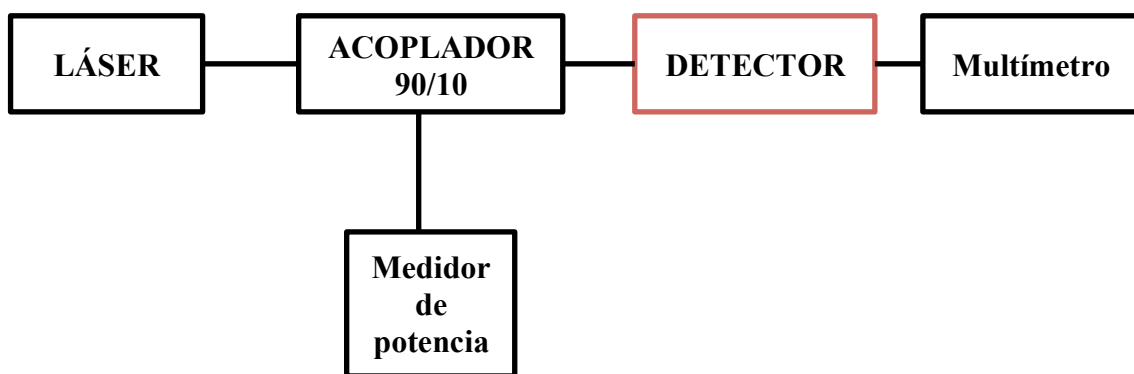


Figura 4. Montaje experimental realizado en el laboratorio.

Como se puede comprobar en las especificaciones del detector el voltaje límite de polarización es de 20 V. Para comprobar dicho funcionamiento, he trabajado con tres voltajes distintos de polarización: 12, 15 y 18 V. Igualmente se comprobará la tensión de salida del detector (V_{SALIDA}), modificando los valores de resistencia de carga (R_{CARGA}) en incrementos de 1 k Ω , es decir, desde 1 k Ω hasta 11 k Ω . El medidor de potencia me permitirá regular la potencia que esté entrando al propio detector a través de un acoplador de potencia 90/10.

Trabajo con tres potencias diferentes de entrada al detector ($P_{entrada}$): 0,3 y 6 dBm. Dichas potencias las relaciono con la tensión generada a la salida (V_{SALIDA}) correspondiente en cada caso. La tensión generada a la salida del detector (V_{SALIDA}) se obtiene gracias a su medida correspondiente por parte de un multímetro.

A continuación, se representan dos tipos de respuesta: la respuesta del detector a distintos valores de resistencia de carga y de potencia entrante al detector; y la respuesta en potencia con un voltaje de polarización y con una potencia de entrada al detector fija .

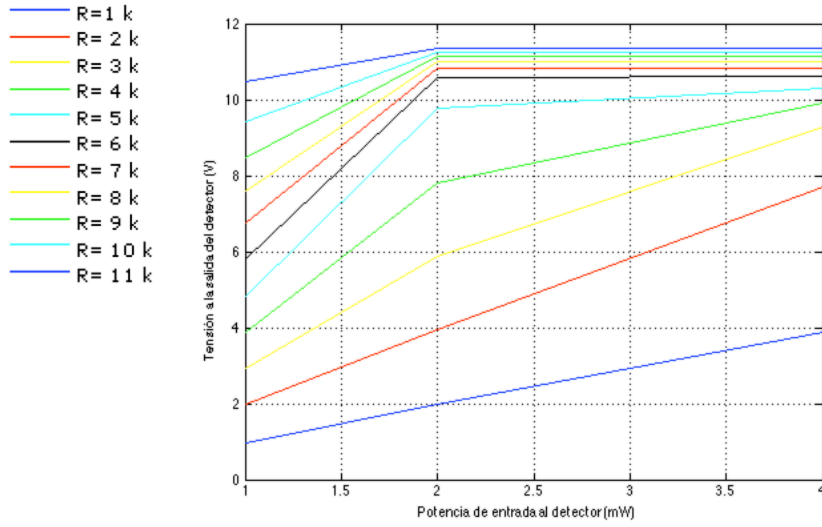


Figura 5. Respuesta con un voltaje de polarización de 12 V.

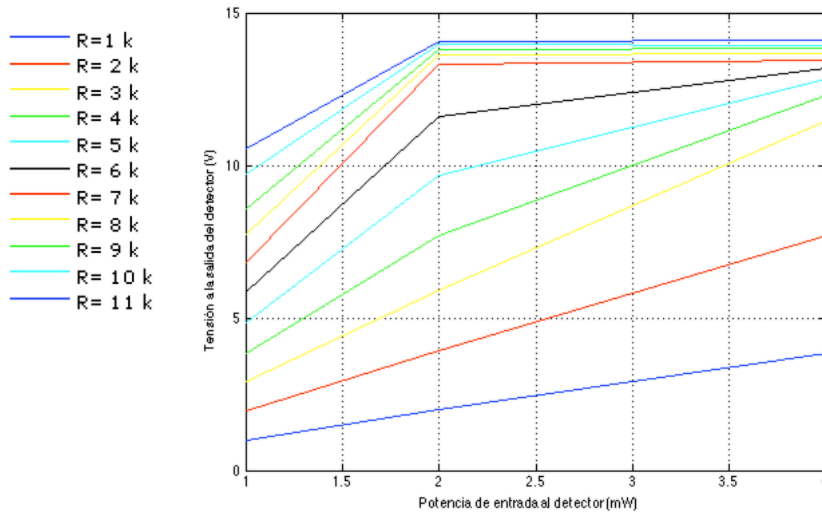


Figura 6. Respuesta con un voltaje de polarización de 15 V.

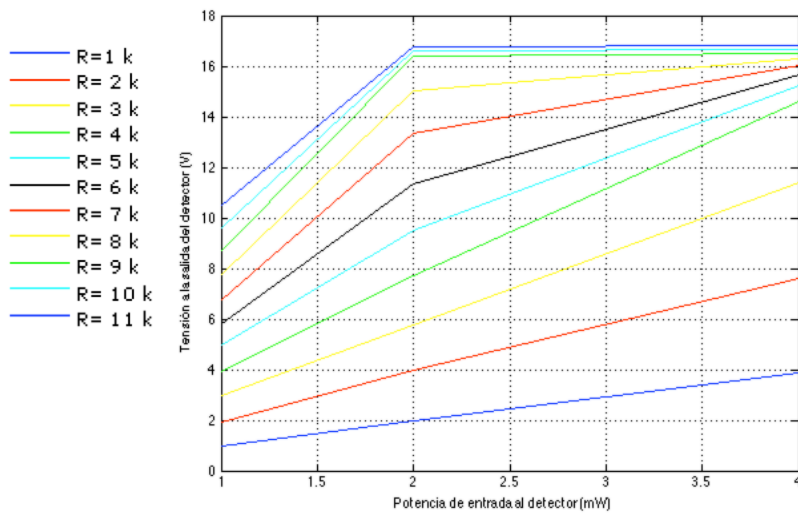


Figura 7. Respuesta con un voltaje de polarización de 18 V.

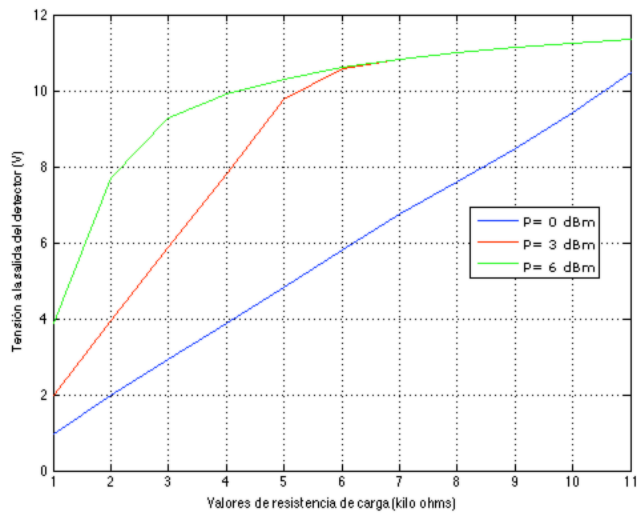


Figura 8. Respuesta en potencia con un voltaje de polarización de 12 V.

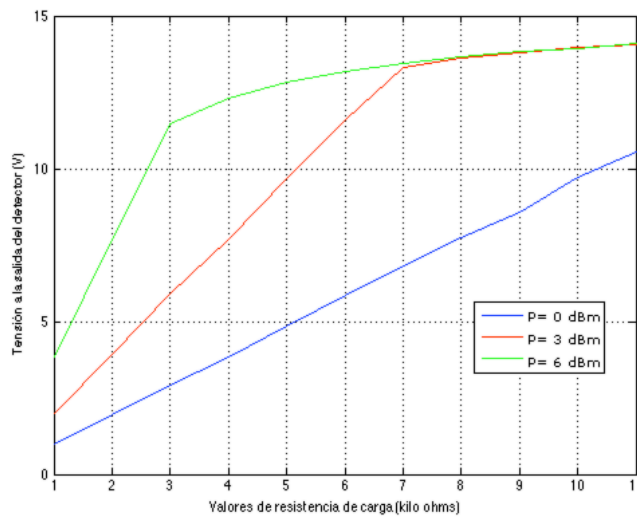


Figura 9. Respuesta en potencia con un voltaje de polarización de 15 V.

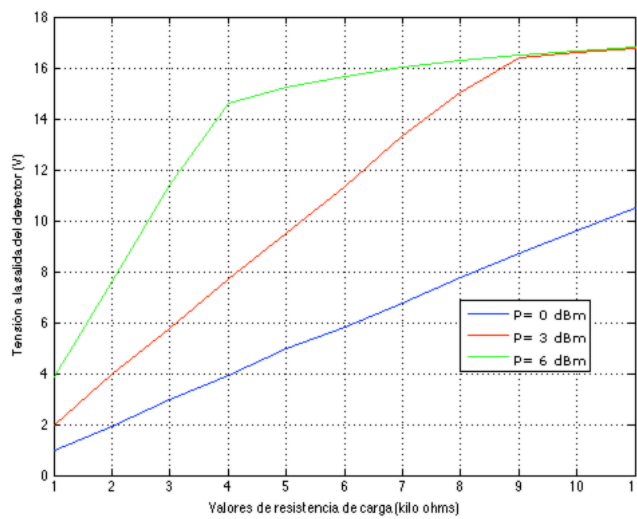


Figura 10. Respuesta en potencia con un voltaje de polarización de 18 V.

Conclusiones:

1. En las figuras 5, 6 y 7 se puede observar que el límite de saturación del detector es dependiente directamente de la tensión de alimentación del detector y de la resistencia de carga, es decir, dicho límite puede ser ajustado reduciendo la resistencia de carga o aumentando la tensión de polarización.
2. Estos resultados permiten afirmar que la relación lineal entre la potencia incidente al detector y la respuesta generada se mantiene, siempre y cuando el voltaje resultante se mantenga por debajo del voltaje de polarización.
3. Directamente de la anterior conclusión, se puede afirmar que el máximo valor teórico que se podrá medir a la salida es el voltaje de polarización.
4. Desde un punto de vista práctico, el voltaje de polarización será fijo y será el valor de resistencia de carga el que se ajuste en función de la señal óptica de entrada y el límite de saturación deseado.
5. En las figuras 9, 10 y 11 se observa claramente la región lineal que delimita el límite de saturación. La respuesta se mantiene continuamente lineal para una potencia de trabajo de 1 mW.

I.II Análisis en AC

En este segundo punto se analiza la dependencia frecuencial y de amplitud que tiene el detector bajo estudio y las limitaciones que éste presenta. Para ello, se modula la fuente óptica a través del generador de funciones, generando una señal sinusoidal de 700 mVpp de amplitud y realizando un barrido frecuencial desde 100 kHz hasta 1 MHz, que permitirá conocer dicha dependencia.

Para ello genero una señal, en este caso cuadrada, de igual amplitud que la anterior y que me permite obtener valores menos fluctuantes que los que obtengo con una señal sinusoidal. Así pues, realizo un barrido frecuencial similar al anterior para estudiar dicho efecto.

El montaje propuesto en el laboratorio es el siguiente:

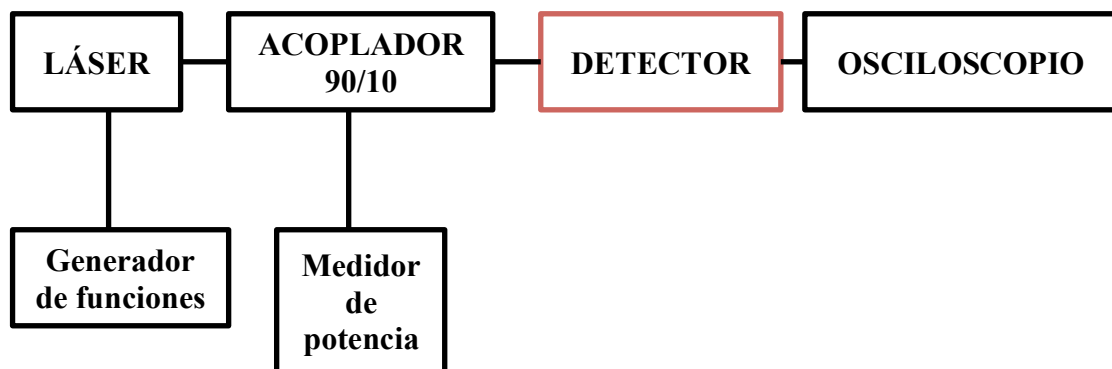


Figura 11. Montaje experimental realizado en el laboratorio.

He decidido fijar mi voltaje de trabajo en 15 V y la potencia de entrada al detector en 0 dBm. La señal será recogida por un osciloscopio digital con el que se realizan medidas de la amplitud de la señal.

En la siguiente figura se representa la respuesta frecuencial del detector a la potencia de entrada para distintos valores conocidos de resistencia de carga. Dicha respuesta viene normalizada y representada en decibelios.

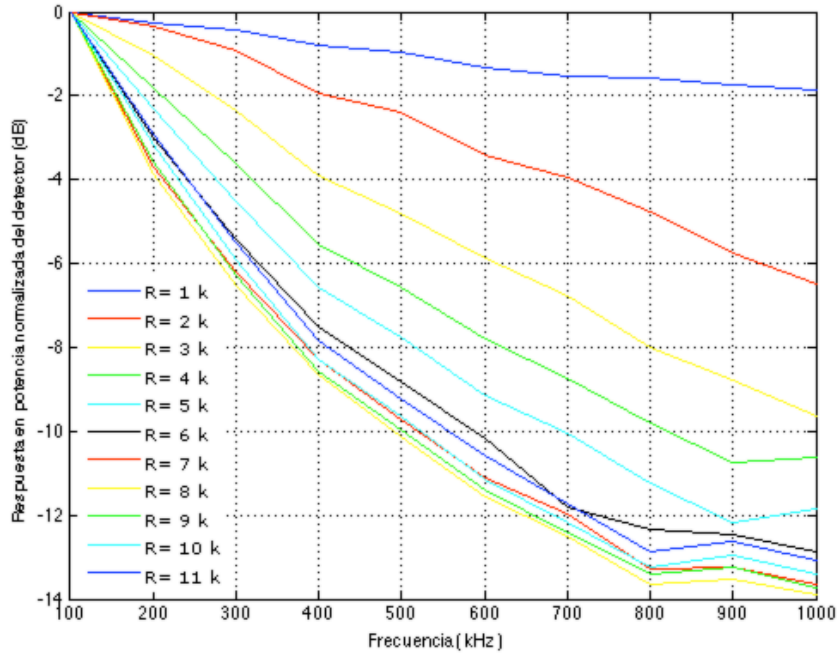


Figura 12. Respuesta de potencia en función de la frecuencia para distintos valores de resistencia de carga.

La principal conclusión que se obtiene es que, conforme aumenta el valor de la resistencia de carga, la respuesta en potencia viene limitada por el ancho de banda, es decir, reduciendo la resistencia de carga podemos mejorar dicha limitación. Este criterio demuestra, como es lógico, que se cumple la expresión (3) explicada a continuación.

El ancho de banda del receptor y la respuesta del tiempo de subida vienen determinadas por el condensador y la resistencia de carga, relación que procede de las expresiones:

$$f_{BW} = \frac{1}{(2\pi)R_L C_J} \quad (3)$$

$$t_R = \frac{0.35}{f_{BW}} \quad (4) \quad (\text{Thorlabs, 2015, p.1})$$