

DISEÑO DE UNA FUENTE ESTABILIZADA EN CORRIENTE
PARA
DIODO LÁSER DE FIBRA ÓPTICA

Jefferson Alberto Gómez Valdez

Tuxtla Gutiérrez, Chiapas

Junio del 2011

Resumen

El presente trabajo se enfoca en el trabajo de investigación realizado sobre el diseño y desarrollo de una fuente estabilizada en corriente para diodo láser con acople de fibra óptica (láser pigtail). Estos dispositivos presentan un brillo y una calidad de haz superior a otros láseres de potencia, pero su funcionamiento complejo hace conveniente la utilización de herramientas complejas de control. Se ha profundizado en el entendimiento del funcionamiento global de estos dispositivos, así como en los mecanismos que deterioran y limitan su rendimiento.

El trabajo se centra en la implementación de un sistema de monitoreo y control de la corriente suministrada al diodo láser para operar de forma óptima dentro de su rango de potencia emitida máxima ideal. Así como la incorporación de un sistema de control de acceso para la modificación de parámetros físicos que incluyen medios de protección para salvaguardar la integridad del láser semiconductor.

El sistema de control se encarga de procesar los datos provenientes del sensor de corriente que constantemente se encuentra monitoreando la corriente que fluye a través del láser semiconductor, mediante el ajuste de la curva del sistema de transferencia del sistema y control PID se genera una cadena de bits que son interpretados por un DAC que en su salida proporciona un voltaje directamente proporcional a la corriente deseada a través de una resistencia shunt.

Índice general

1. Introducción	1
1.0.1 Estado del arte	2
1.1. Planteamiento del problema	4
1.2 Objetivos	5
1.2.1. General	5
1.2.2. Específicos	5
1.3. Justificación	5
2. Láser Semiconductor	6
2.1.1 Homoestructuras	10
2.1.2 Heteroestructuras	11
2.1.3 Corriente de umbral	13
2.1.4 Tecnologías de láseres semiconductores	14
2.1.4.1 Láser de ganancia guiada	14
2.1.4.2 Láser de índice guiado	15
2.1.5 Láser Pigtail	
3. Fundamento Teórico	18
3.1 Amplificador Operacional	18
3.2 Convertidor de tensión a corriente	20
3.3 Fuentes de corriente	21
3.3.1 Fuentes de corriente unipolares	21
3.3.2 Fuentes de corriente bipolares	22
3.4 Sensor de corriente	23
3.5 Control digital	25
3.5.1 Convertidor analógico – digital	26
3.5.2 Convertidor digital – analógico	27
3.5.2.1 Conversor de resistencias ponderadas	28
3.5.2.2 Conversor R-2R	29
3.6 Señales digitales	31
3.7 Modelos de sistemas discretos	32
4. Propuesta de la investigación	33
4.1 Controlador láser	33
4.1.1. Fuente de corriente	34
4.1.2. Modelado del sistema	35
4.1.3. Diseño	37
4.2. Conversor A/D TLC5615	38
4.2.1. Comunicación con el dispositivo	39
4.2.2. Conversión de la señal de salida	40
4.3. Sensores	41
4.3.1. Sensor de voltaje	41
4.3.2. Sensor de corriente	42
4.3.3. Sensor potencia	44
4.3.4. Sensor de temperatura	50
4.4. Dispositivo USB	51
4.4.1. Comunicación USB	52
4.4.2. Funcionamiento y topología	54
4.4.2.1 Pinout USB	55
4.5. Control de temperatura PID	56
4.6. Sistema de adquisición de datos	61
4.6.1. Detección del hardware	62
4.6.2. Adquisición y tiempo de muestreo	64
4.6.3. Almacenamiento de datos obtenidos	65
4.6.4. Programa final	66

5. Resultados	67
5.1 Overshot de encendido	67
5.2 Puntos de operación	70
5.2.1 Prueba experimental Num. 1	71
5.2.2 Prueba experimental Num. 2	73
6. Conclusiones	75
Referencias	76
Apéndice	77
A.1. Visual C#	77
A.2 Entorno de Visual C#	77
A.3 Proceso de eventos	78
A.4 Tipos de datos y operadores	79
Anexos	80
1. Esquemático de la fuente de corriente	80
2. Esquemático del sistema de control de temperatura PID	81
3. Prototipos	82
4. Sistema final	84

Índice de figuras

1.2 Fuente de corriente convencional	2
1.3 Controlador láser LD1100	2
1.4 Fuente de corriente ITC102 y controlador de temperatura	3
2.1 Fundamento operativo del láser de semiconductor	6
2.2 Diagrama esquemático de un láser semiconductor	7
2.3 Diagrama de energía en una unión p-n.	8
2.4 Curva de respuesta del láser de semiconductor.	10
2.5 Ejemplos de estructuras de diodos láser.	12
2.6 Láser de ganancia guiada.	14
2.7 Láser de índice guiado.	15
2.8 Láser semiconductor <i>Pigtail</i> modelo LPS-635-FC.	16
2.9 Estructura interna de un láser <i>Pigtail</i> .	16
2.10 Conector ST.	17
2.11 Conector FC.	17
3.1 Bloques funcionales de un OA.	18
3.2 Símbolo de OA.	19
3.3 Representación del OA ideal.	19
3.4 Convertidor de voltaje diferencial a corriente.	20
3.5 Fuente de corriente con transistores a) de un solo transistor b) Darlington	22
3.6 Fuente de corriente bipolar	22
3.7.a La resistencia del amperímetro reduce la corriente de cortocircuito del general de señal.	23
3.7.b Modelo corriente-fuente del generador de señal de (a).	24
3.7.c Convertidor corriente a voltaje.	24
3.8 Esquema de control con regulador continuo (analógico).	25
3.9 Esquema de control con regulador discreto (digital).	25
3.10 Cuantificador ideal.	26
3.11 Conversor D/A ideal.	27
3.12 Conversor de resistencias ponderadas de 4 bits.	28
3.13 Conversor de R-2R de 4 bits.	29
3.14 Análisis del DAC R-2R de n bits.	29
3.15 Resistencia vista desde el punto A.	29
3.16 señales digitales	31
4.1. Fuente de corriente Howland	33
4.2. Fuente de corriente constante para láser semiconductor	34
4.3. Fuente de corriente propuesta	35
4.4. TLC5615 encapsulado DIP	38
4.5. Diagrama de tiempos	39
4.6. Secuencia de datos de entrada de 12 bits	39
4.7. Secuencia de datos de entrada de 16 bits	40
4.8. Diagrama de conexionado SPI	40
4.9. Diagrama a bloques del modulo A/D	41
4.10. Sensor de corriente con AO de instrumentación	42
4.11. Fotodiodo en corto circuito.	44
4.12. Amplificador de transimpedancia con salida positiva	45
4.13. Amplificador de transimpedancia diseñado	45
4.14. Circuito de acondicionamiento con el fotodiodo modelado como una fuente de corriente.	46
4.15. Respuesta en frecuencia del sistema sin Cf	47
4.16. Amplificador de transimpedancia compensado	47
4.17. Ganancia en lazo abierto y de realimentación 1/B(s).	48
4.18. Diagrama a bloques del sensor	50
4.19. Diagrama de conexionado del LM35	50
4.20. Diagrama interno del dispositivo USB	51

4.21. Migración RS-232 a tecnología USB	52
4.22. Conexión USB mediante el microcontrolador 18F4550	53
4.23. Jerarquía de descriptores y <i>endpoints</i>	54
4.24. Configuraciones USB	55
4.25 Comportamiento real del sistema	56
4.26 ToolBox de identificación de sistemas	57
4.27 Ajuste de curvas del sistema modelado	57
4.28 Respuesta a una entrada tipo impulso	58
4.29 Compensador proporcionado por el ToolBox	58
4.30 Comportamiento del sistema obtenido.	59
4.31 Cambio del dominio (s) al dominio (z).	59
4.32 Medición cercana al <i>SetPoint</i> 25°C.	60
4.33 Amplitud del PWM lejano del <i>SetPoint</i> 28°C.	60
4.34 Diagrama de flujo para la conversión de datos y transmisión por USB.	61
4.35 Modelo de capas para el software.	62
4.36 Enumeración de puertos COM.	63
4.37 Comunicación establecida con el puerto COM.	63
4.38 Monitoreo de la variable de interés.	64
4.39 Activación del temporizador	64
4.40 Base de datos obtenidos por el sistema.	65
4.41 Sistema de adquisición de datos.	66
5.1 Overshot de encendido de la fuente de corriente.	67
5.2 Voltaje pico a pico provocado al encendido de la fuente de corriente.	68
5.3 Amplitud del voltaje pico a pico provocado al encendido de la fuente de corriente.	69
5.4 Especificaciones técnicas LPS-635-FC.	70
5.5 Ficha técnica específica del LPS-635-FC empleado.	70
5.6 Medición del voltaje de operación del LPS-636-FC.	71
5.7 Datos obtenidos mediante la adquisición de datos del LD001J.	72
5.8 Comportamiento de la corriente durante el desarrollo experimental.	72
5.9 Comportamiento de la corriente (prueba experimental Núm. 2).	73
5.10 Potencia emitida durante la fase de experimentación Núm. 2.	74



Capítulo 1

Introducción

El fenómeno de la electroluminiscencia fue descubierto en 1907 por uno de los pioneros de la radio y asistente de Marconi, el capitán inglés Henry Joseph Round (1881 - 1966). La electroluminiscencia es la generación de luz por una corriente eléctrica que fluye a través de un material sometido a un campo eléctrico aplicado. La luz electroluminiscente difiere desde radiación termal o incandescente en el rango relativamente estrecho de longitudes ondas contenidas dentro de su espectro (para LEDs, la anchura de la línea espectral es típicamente 100 a 500 \AA ngström (\AA)). La luz incluso puede ser casi perfectamente monocromática, como en el láser semiconductor (0.1 a 1 \AA). [1]

Los láseres semiconductores están dentro de los más pequeños y eficientes que existen en la actualidad. Tienen tamaños del orden de milímetros y emiten longitudes de onda que cubren desde el infrarrojo hasta el visible (380 a 780 nm). El desarrollo de estas fuentes láser es un área de investigación de gran importancia, particularmente en cuanto al diseño de nuevos materiales de fabricación que permitan la emisión a longitudes de onda a unas más cortas que la señalada precedentemente.

Las aplicaciones cotidianas de los láseres semiconductores son muy amplias pues son los láseres que se utilizan en telecomunicaciones, reproductores de discos compactos, punteros láser, lectores de código de barras etc.

Los láseres semiconductores han tenido potencial significativo para aplicaciones en muchas áreas de investigación básica y tecnología, tales como la alta resolución de gas en espectroscopia y monitoreo de contaminación atmosférica. [2]

La longitud de onda en la que emiten estos láseres depende del material semiconductor del que está fabricado, sin embargo, esta puede cambiar al variar la temperatura de funcionamiento del diodo.

Por ello se suele colocar al láser en contacto térmico con un disipador y un enfriador controlado que estabiliza la temperatura de funcionamiento de manera de alcanzar una emisión estable en longitud de onda. El diodo láser a emplear en las prácticas tiene un enfriador termo-eléctrico de estado sólido que funciona por efecto Peltier y también incorpora la electrónica de control para estabilizar la temperatura. Los láseres semiconductores son dispositivos extremadamente sensibles al ruido eléctrico y se pueden dañar fácilmente. [3]

1.0.1 Estado del arte

El objetivo de este circuito es controlar la corriente en un diodo láser. Esto se logra mediante una fuente de voltaje con una resistencia en serie para sensar el flujo de corriente y posteriormente controlarlo. En la figura 1.1 se muestra el diseño de una fuente de corriente convencional, el cual se compone de seis etapas:[4]

1. Etapa de alimentación
2. Etapa limitadora de corriente mediante un regulador de voltaje variable LM317.
3. Sensado de la corriente, obtenido por un voltaje proporcional mediante una resistencia shunt.
4. en esta etapa se regula la corriente de salida. Esto se logra comparando mediante un amplificador operacional, el voltaje de la resistencia shunt contra el voltaje del potenciómetro de control.
- 5.- Medición del voltaje de operación en el diodo láser.
- 6.- Salidas de corriente para el diodo láser, así como entradas de modulación.

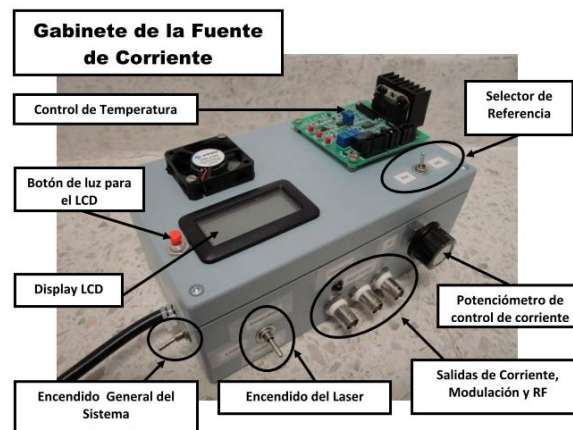


Fig. 1.1 Fuente de corriente convencional

El controlador LD1100 es una fuente constante para láseres semiconductores que soporta las configuraciones de ánodo y cátodo común. El cual cuenta con un tripot para el ajuste de la corriente de salida, un pin de retroalimentación, un control ON/OFF de salida, y un monitor de corriente. La tensión de operación entregada es 6 volts cuando usa una fuente de alimentación de 12 volts. Este dispositivo puede otorgar hasta 250 mA en modo de potencia constante. Internamente cuenta con un fotodiodo el cual retroalimenta la potencia emitida para estabilizar con mayor precisión la corriente suministrada. Manufacturado por la compañía **Thorlabs** con un costo total de \$99.90 dólares.



Fig. 1.2 Controlador láser LD1100

Los controladores ITC100 series combinan un bajo nivel de ruido, con baja variación de corriente entregada con un preciso controlador TEC. La interfaz analógica ofrece un fácil acceso para establecer parámetros y lecturas. La serie de controladores ITC100 opera en dos modos corriente constante o potencia constante. El controlador de temperatura dispone de un completo circuito de realimentación PID para la optimización de la temperatura. Manufacturado por la compañía **Thorlabs** y haciende a un monto de \$569.20 dólares.



Fig. 1.3 Fuente de corriente ITC102 y controlador de temperatura



1.1. Planteamiento del problema

Los diodos láser fabricados con materiales semiconductores constituyen una parte fundamental de la actual tecnología de las comunicaciones ópticas. Actualmente las aplicaciones tecnológicas requieren la integración de dispositivos optoelectrónicos de bajo consumo, cada vez más pequeños y rápidos. El láser semiconductor es un buen candidato para este tipo de tecnología debido a su bajo costo, reducido tamaño y la posibilidad de ser modulados a gran velocidad.

Los láseres semiconductores se emplean habitualmente en la vida moderna. En sistemas de telecomunicaciones, el láser envía señales a distancias considerables por fibra óptica. En aplicaciones electrónicas, los láseres semiconductores se emplean para leer/ escribir datos sobre discos compactos, CD-ROM Y DVDs. Otras aplicaciones habituales como impresoras y fotocopiadoras, punteros de láser, como también como sensores de polución, displays, etc.

Y recientemente en el área de investigación de sensores de fibra óptica ha tomado un lugar indispensable para la adquisición de datos en función de parámetros ópticos tales como la absorbancia, transmitancia, refracción total interna, siendo el láser semiconductor la fuente de luz excitadora para llevar a cabo una reacción química, bioquímica o biológica entre el analito y la membrana sensible o sensor; o como parámetro de referencia al interactuar con el analito. Cabe mencionar que el funcionamiento ideal depende principalmente de la corriente suministrada como de la calidad de la misma con un porcentaje mínimo de ruido como de fluctuaciones es decir puramente constante para salvaguardar la integridad del láser semiconductor.

Dado que el control con dispositivos análogos se limita a las características y propiedades físicas de cada dispositivo, el control digital es ideal, primeramente por la reducción de espacio y costos, como las muchas razones existentes para dar preferencia a los circuitos digitales sobre los circuitos analógicos: reproducibilidad de resultados, flexibilidad y funcionalidad, programabilidad, velocidad en respuesta y avance tecnológico constante.



1.2. Objetivos

1.2.1 General

El siguiente trabajo tiene por objetivo el diseño y elaboración de un sistema que controle y monitoree la corriente suministrada a un diodo láser semiconductor, como también la potencia emitida y voltaje de operación que son de gran importancia para salvaguardar la integridad de estos dispositivos.

1.2.1 Específicos

- Familiarizarse con el entorno de Visual Basic en lenguaje C# para el desarrollo del software de adquisición de datos por la versatilidad que este cuenta con la tecnología USB.
- Diseño de la fuente estabilizada en corriente para láser semiconductor.
- Diseño de un sensor de corriente para el monitoreo y control de la corriente suministrada.
- Diseño de un circuito electrónico que mida las variaciones de potencia emitida en función de la corriente monitor del láser semiconductor.
- Diseño e implementación de un controlador PID para la temperatura del láser semiconductor.
- Diseñar el programa que recibirá la información de los sensores, controlara la acción de la corriente suministrada y documentara las variaciones de las variables a medir.

1.3. Justificación

El desarrollo de sensores de fibra óptica es la actual área de investigación en óptica que está revolucionando los métodos y técnicas de medición de variables físicas como químicas en diferentes áreas de la ciencia aplicada.

Esta nueva tecnología de sensores utilizan haces de luz láser, producidas en láseres de semiconductor, siendo esta la fuente de luz excitadora del elemento sensible a la magnitud de interés. Los láseres de semiconductor operan en un estado estable y continuo durante el proceso de sensado, sin embargo cualquier perturbación en la corriente puede ocasionar variaciones en la potencia de emisión y comportamiento errático del arreglo experimental, no obstante las variaciones de potencia son altamente críticas, ya que la potencia es la magnitud esencial durante la caracterización de un sensor de fibra óptica. Por lo que es indispensable el desarrollo y controlabilidad de una fuente estabilizada en corriente.

Capítulo 2

Láser Semiconductor

En un semiconductor ideal, a $0\text{ }^{\circ}\text{K}$, entre la última de las bandas de energía que está completamente llena (banda de valencia, V) y la siguiente con mayor energía que está totalmente vacía (banda de conducción, C), existe un gap de energía prohibida de poca anchura, E_g (del orden de 1 eV). Si el cristal se halla dopado con impurezas, tendremos además, dentro del gap de energías, niveles de impurezas donoras cerca del fondo de la banda C y niveles de impurezas aceptoras cerca de la parte superior de la banda V.

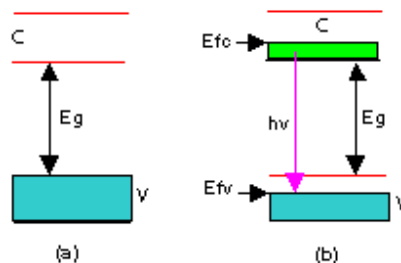


Fig. 2.1 Fundamento operativo del láser de semiconductor

A una temperatura no nula, en un semiconductor del tipo n , un número considerable de electrones de los niveles de impurezas se hallan excitados en la banda de conducción, mientras que en los de tipo p , los electrones de la banda de valencia se hallan excitados en los niveles de impurezas, resultando así un número considerable de huecos (Fig. 2.1). La llamada unión p-n consiste en una región p y otra n en un monocristal de material semiconductor (Fig. 2.2).

Si conseguimos excitar algunas pares electrón-hueco, es decir, si conseguimos que algunos electrones de los niveles de más alta energía de la banda V pasen a ocupar los niveles de más baja energía de la banda C, esto implicara una inversión de poblaciones entre ambas bandas.

Los ahora electrones de la banda de conducción pueden volver a la de valencia, ocupando uno de los huecos que se han producido, emitiendo un fotón (radiación de recombinación). Esta emisión estimulada es la que producirá un efecto láser cuando el semiconductor se situé en un resonador adecuado.

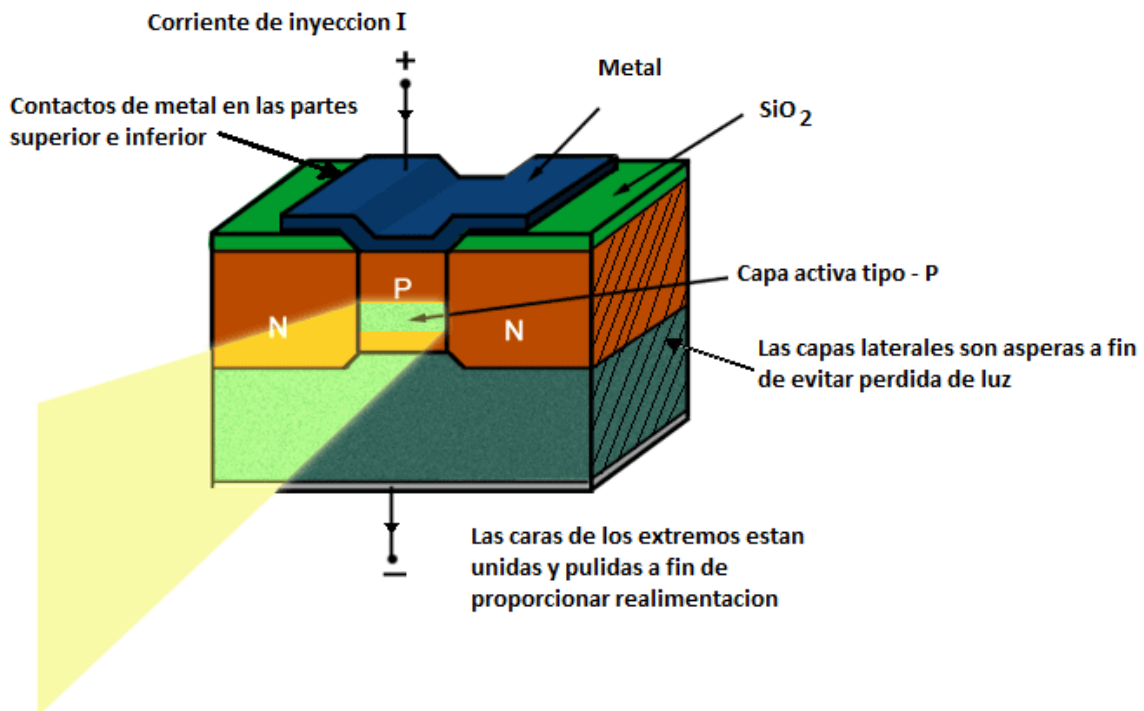


Fig. 2.2 Diagrama esquemático de un láser semiconductor

La excitación de pares electrón-hueco puede realizarse por varios métodos, por ejemplo, por irradiación con luz o por bombardeo con electrones. Sin embargo, el modo más conveniente es por inyección de electrones y huecos en la unión p-n mediante una diferencia de potencial eléctrico (funcionamiento de la unión p-n como diodo). Si aplicamos a la región p un potencial negativo y a la región n uno positivo (polarización inversa) no pasa casi corriente eléctrica, pero si aplicamos a la región p un potencial positivo y a la n uno negativo (polarización directa), la corriente fluirá muy fácilmente. En este último caso, podría decirse que los huecos positivos de la región p se inyectan en la n, al tiempo que los electrones de la n se inyectan en la p. Estos electrones y huecos se difundirán ahora por el material semiconductor hasta llegar a la región de la unión, donde se encuentran y recombinan.

La aniquilación de un par electrón-hueco con emisión de un fotón puede implicar o no, en función de la estructura de bandas del material que forma la unión p-n, la emisión simultánea de un fotón. Si se da dicha emisión de un fotón se dice que sucede una transición indirecta o, en caso contrario, una transición directa. La recombinación con emisión espontánea es muy efectiva en semiconductores con transiciones directas, como GaAs, pues en ellos la vida media de emisión espontánea es muy corta (10^{-10} - 10^{-9} s) y, por tanto, la amplificación que se obtiene en un sistema con inversión de población como este es muy alta. Por el contrario, en un semiconductor de transiciones indirectas, como Si o Ge, la emisión espontánea tiene una vida media relativa muy alta (10^{-5} s) y predomina el efecto de los procesos no radiativos, de modo que no es posible obtener un láser a partir de este tipo de semiconductores.

Como los semiconductores empleados están altamente dopados, el nivel de Fermi del semiconductor del tipo p, E_{F_p} , cae dentro de la banda de valencia, y el nivel de Fermi del semiconductor del tipo n, E_{F_n} , cae dentro de conducción. Si no se aplica ningún voltaje, los dos niveles de Fermi tiene la misma energía. Cuando se aplica un voltaje V en polarización directa aparece una separación $\Delta E_F = eV$ entre los niveles, de forma que se produce una inversión de población, dentro de la llamada capa activa (Fig. 2.3).

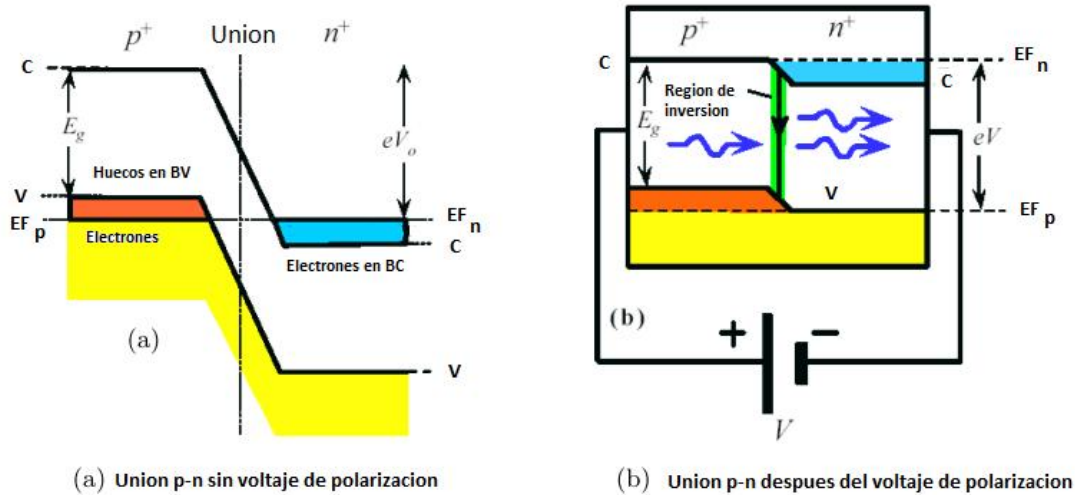


Fig. 2.3 Diagrama de energía en una unión p-n

La radiación emitida espontáneamente puede ahora ser amplificada por la existencia de otros pares electrón-hueco que se aniquilan (emisión estimulada), o bien ser absorbida en la creación de un nuevo par electrón-hueco (Fig. 2.2). La recombinación de pares electrón-hueco puede también llevarse a cabo a través de procesos no radiactivos en los que la energía se cede a los fotones de la red o a portadores libres. Si bien, en los materiales empleadas en los diodos láser (basta con que sea así en los que forman la capa activa) los procesos radiactivos dominan ampliamente sobre los no-radiactivos.

En un semiconductor en equilibrio a una $T > 0 \text{ } ^\circ\text{K}$, las probabilidades de ocupación de las bandas V y C vienen dadas por la expresión:

$$F = \left[1 + \exp\left(\frac{E - \mu}{kT}\right) \right]^{-1}$$

Donde μ es el nivel de Fermi.

Cuando la unión p-n está funcionando como diodo en polarización directa, ya no está en equilibrio y el estudio teórico de la misma debería realizarse a través de probabilidades de ocupación de no-equilibrio, distintas a las expresadas anteriormente. Ahora bien, cuando se excita un electrón dentro de la banda de conducción, las interacciones de dicho electrón con los fotones de la red disminuirá su energía hasta que se corresponda con del fondo de la banda de conducción. Esta transición dentro de la banda ocurre en un tiempo muy pequeño, del orden de 10^{-13} s. Evidentemente, lo mismo le sucede al hueco excitado dentro de la banda de valencia. Una vez situados en los extremos de las bandas respectivamente, el electrón y el hueco se recombinan emitiendo un fotón en un proceso que dura alrededor de 10^{-9} S, es decir, mucho más que las transiciones dentro de las bandas.

El equilibrio térmico, las bandas por separado si lo están y las probabilidades de ocupación de cada una de las bandas pueden expresarse tal y como se hace para un semiconductor en equilibrio si mas que sustituir el concepto de equilibrio del nivel de Fermi por su análogo de no equilibrio, el cuasi nivel de Fermi. Así, al sustituir en la expresión anterior μ por EF_C (cuasi nivel de Fermi de la banda V) y, al sustituir μ por EF_V (cuasi nivel de Fermi de la banda C), se obtendría la probabilidad de ocupación de la banda V y, al sustituir μ por EF_V (cuasi nivel de Fermi de la banda C), se obtendría la probabilidad de ocupación de la banda C.



Una condición necesaria para el funcionamiento del láser es que el número de emisiones estimuladas debe ser mayor que el número de fotones absorbidos (siendo un exceso necesario para compensar las pérdidas en la cavidad resonantes). La velocidad de emisión estimulada será proporcional al producto de la probabilidad de ocupación del nivel superior, F_C , y la probabilidad de no ocupación del nivel inferior, $(1 - F_V)$. Recíprocamente, la velocidad de absorción de fotones será proporcional al producto de la probabilidad de ocupación de nivel inferior, F_V , y la probabilidad de no ocupación del nivel superior, $(1 - F_C)$. Así, para conseguir la emisión estimulada se debe satisfacer

$$FC(1 - F_V) - Fv(1 - F_C) > 0$$

La cual implica que

$$(F_c > F_V)$$

es decir,

$$EF_C - EF_V > h\nu > E_G$$

La frecuencia de la radiación emitida debe estar comprendida entre las que corresponden a la anchura del gap de energía entre bandas y la diferencia entre las energías de los cuasi niveles de Fermi de las bandas C y V, los cuales dependen del número de electrones excitados. Esto implica la necesidad de excitar un mínimo número de electrones para asegurar que $EF_C - EF_V > h\nu > E_G$, ya que, de no ser así, la ganancia del semiconductor sería nula y no se podría observar efecto láser.

2.1.1 Homoestructuras

Los primeros láseres de semiconductor constaban simplemente de una homounión u homoestructura, es decir, en ellos la unión láser se formaba con las regiones del tipo *p* y *n* del mismo material (normalmente GaAs). A esta unión se fijaba dos laminas paralelas entre si y perpendiculares a la unión, que se reflejaba parte de la luz generada de forma que esta volvía al semiconductor. Se formaba así un resonador del tipo Fabry-Perot.

Realmente el índice de refracción del semiconductor era tan alto que ya poseía una gran reflectividad (~33%) en la interfase aire-semiconductor y algunos diodos láser no requerían de estas laminas. La diferencia principal con otros tipos de láseres, en lo que al resonador se refiere, estaba en que la longitud del Fabry-Perot podía hacerse mucho más pequeña (del orden de decimas de milímetro) gracias a que la emisión estimulada es mucho más rápida en semiconductores.

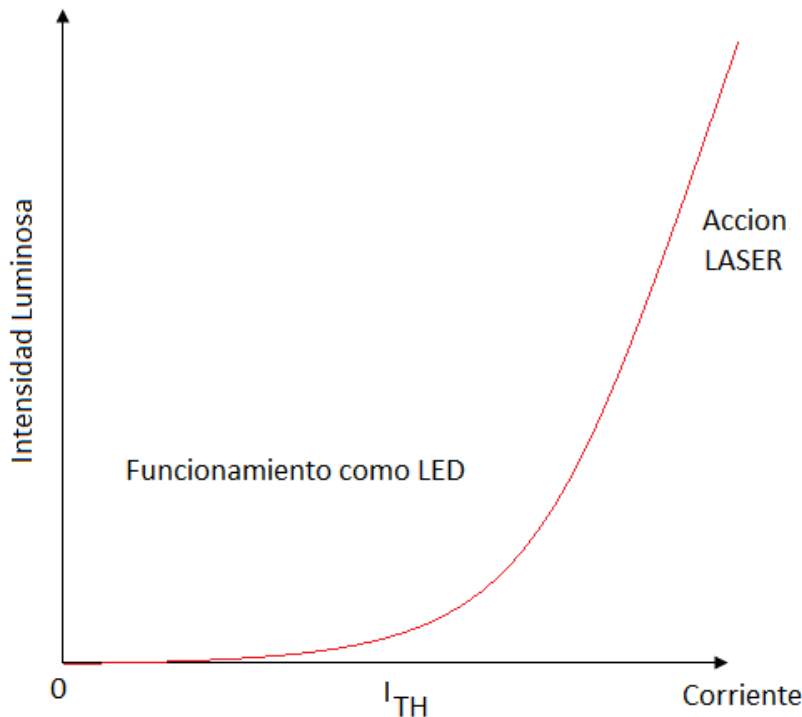


Fig.2.4 Curva de respuesta del láser de semiconductor: intensidad de luz emitida frente a la corriente de inyección.

En la figura 2.4 se muestra la forma en que varía la intensidad de la luz emitida con la corriente de inyección. En esta figura se ve como la intensidad crece muy rápidamente a partir de cierta corriente umbral, I_{TH} , mientras que por debajo de I_{TH} es muy débil. Cuando la corriente es menor que I_{TH} , la directiva de la luz es pobre y la anchura espectral grande, funcionando de forma similar a un LED. Por encima de I_{TH} , por el contrario, la luz láser tiene una anchura espectral muchísimo menor y una directiva mucho mayor.

Para el GaAs, I_{TH} es del orden de 10^9 A/m² a temperatura ambiente y de 10^7 A/m² a la temperatura de nitrógeno líquido. Aproximadamente I_{TH} decrece con T como $\exp(T/T_0)$, dependiendo T_0 del semiconductor. Esto se debe a las altas pérdidas que causa la forma de la cavidad pues el haz, al abrirse, entra en las regiones *p* y *n* donde la absorción es dominante. Además, la región donde se



da la inversión no está perfectamente definida sino que presenta a unos límites muy poco definidos en la dirección en que se difunden los portadores de carga.

Recordemos que la ganancia del semiconductor depende de $FC(1 - F_V) - Fv(1 - F_C)$ y que, al disminuir la temperatura, $FC(1 - F_V)$ aumenta y $Fv(1 - F_C)$ disminuye. Resulta así que la ganancia aumenta rápidamente al disminuir la temperatura. Esta es la razón de que los láseres de homoestructura solo funcionen en modo continuo a bajas temperaturas.

2.1.2 Heteroestructuras

Para salvar las dificultades mencionadas en el apartado anterior, se utiliza láseres con heterouniones. Si la capa de semiconductores donde se produce la inversión se sitúa entre dos capas de otro material semiconductor con mayor gap de energía, los portadores inyectados y los fotones emitidos quedan confinados por completo dentro de la zona activa.

El hecho de que los portadores queden confinados se debe simplemente a las barreras de potencial que existen en las interfases con el material de mayor gap. El confinamiento de la luz se debe a que la capa activa tiene un mayor índice de refracción que las capas del semiconductor de mayor gap y, por tanto, se forma una guía de ondas. Esta estructura de multicapas puede complicarse muchísimo con el objeto de mejorar las características de operación del láser pero, en general, se trata de crear una guía de ondas para luz y reducir el tamaño de la capa activa [8].

Los láseres de heterounión simple son aquellos en los que la capa activa limita por una parte con un material que tiene una banda prohibida distinta. Es decir, la capa activa se halla situada entre dos capas de diferente composición química, usualmente GaAs y GaAlAs, que tienen diferentes bandas prohibidas. Los láseres de heterouniones simples tienen mejores propiedades que los homouniones y son muy usados en modo pulsante para producir altas potencias de pico. Sin embargo, estos láseres son relativamente ineficientes y tienen altas I_{TH}, lo cual los hace inadecuados para funcionamiento continuo.

Los láseres de heterounión doble tienen una capa activa limitada por dos capas de materiales diferentes, por ejemplo, GaAs entre dos capas de GaAlAs. Estos láseres han demostrado ser los más adecuados para funcionamiento continuo y son muy usados en sistemas con fibras ópticas. No pueden producirse pulsos de altas potencias de pico, pero pueden operar en modo continuo a potencias del orden de 10^{-2} W a temperatura ambiente. Sus capas activas son mucho más delgadas que en las heterouniones simples ($0.1\mu\text{m} - 0.3\mu\text{m}$), de forma que sus I_{TH} son lo suficientemente bajas ($\sim 10^7$ A/m²).

En uno de estos láseres con heterounión doble y estructura plana, la luz en la dirección perpendicular a la unión se concentra cerca de la capa activa, pero la luz en la dirección transversal se dispersa mucho y su distribución de intensidades es variable incluso con pequeños cambios en la corriente. La anchura del electrodo superior se reduce con el objeto de concentrar la acción láser en el centro, de forma que nos queda lo que se denomina una estructura de banda. Esto no consigue impedir la dispersión horizontal, pero si mejora la calidad del haz, en cuanto que limita el número de modos espaciales y, además, disminuye más I_{TH}.

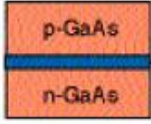



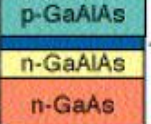

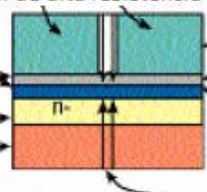
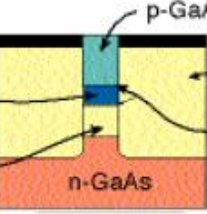
Tipo de láser	Estructura del láser	Confinamiento de la radiación
Homounión		 <p>Pequeño confinamiento en el plano del papel</p>
Heterounión simple	<p>Heterounion →</p> 	 <p>Confinamiento bueno en una cara del plano perpendicular</p>
Doble heterounión	<p>Heterounion ↔</p> 	 <p>Confinamiento de la radiación buena en ambas caras del plano perpendicular</p>
Linea basada en la ganancia	<p>Material de alta resistencia eléctrica</p> 	
Heterounión enterrada (Geometría de línea basada en índices)		<p>Confinamiento de la radiación buena en ambos planos, horizontal y vertical</p>

Fig. 2.5 Ejemplos de estructuras de diodos láser.

Por estos motivos, se han buscado muchas estructuras diferentes del láser que confinan la capa activa no solo a una pequeña profundidad sino también a una pequeña anchura. Como ejemplo de tal estructura se muestra en la Fig. 2.5, junto con otras estructuras más simples de diodos láser, una heteroestructura enterrada. Después de formar heterounión doble de GaAlAs con capa activa de GaAs, solo se deja la parte central, cubierta por una máscara de unas cuantas micras de anchura, y se elimina el resto por corrosión.

Las partes corroídas se reemplazan por crecimiento de un cristal de GaAlAs(n). De esta forma la capa activa está rodeada por todos los lados (arriba, abajo, derecha e izquierda) por GaAlAs y, como la inyección de portadores se da solo en la parte central, el modo láser dentro de la heterounión es como una radiación de microondas en una guía rectangular. La ganancia en los diodos láser es muy alta, de forma que las cavidades resonantes son pequeñas (de unos 100 μm de largo). Estas cavidades tienen formas variadas en función de la naturaleza de la capa activa. Los diodos láser pueden producir haces por ambas caras aunque normalmente tienen una lamina totalmente reflectante que limita la salida a una sola cara.

2.1.3 Corriente de umbral

Cuando un número suficiente de electrones y huecos son acumulados para formar una población invertida, la región activa presenta ganancia óptica y puede amplificar las ondas electromagnéticas que pasan a través de ella, desde la emisión estimulada supera la absorción interbandas. La onda realiza un recorrido completo en la cavidad sin atenuación, lo que significa que la ganancia óptica debe ser igual a las pérdidas tanto en el interior de la cavidad y a través de la faceta final parcialmente reflejante. Entonces el coeficiente de la ganancia de umbral g_{TH} está dada por la relación

$$\Gamma g_{TH} = \Gamma \alpha_a + (1 - \Gamma) \alpha_c + \alpha_s + \frac{1}{L} \ln \frac{1}{R}$$

Aquí, α_a y α_c denotan la pérdida en las capas activas y revestimiento respectivamente, debido a la absorción de portadores libres. α_s representa la pérdida de la dispersión debido a las imperfecciones heterointerfacial entre la capa activa y el revestimiento. Los tres primeros términos de pérdida en el lado derecho combinados se denominan pérdidas internas α_i y añade de 10 a 20 cm^{-1} . La pérdida de reflexión $\frac{1}{L} \ln \frac{1}{R} \approx 40 \text{ cm}^{-1}$ para $L \approx 300$, $R \approx 0.3$ debido al acoplamiento de salida normalmente es el más grande entre los términos de pérdida. Hay una relación lineal fenomenológica entre la ganancia máxima g y la densidad inyectada del portador n , suponiendo que $\frac{\partial g}{\partial n}$ y n_t son constantes para una buena aproximación.

$$g(n) = \frac{\partial g}{\partial n} (n - n_t)$$

Aquí, $\frac{\partial g}{\partial n}$ es denominada ganancia diferencial y n_t denota la densidad del portador requerido para lograr la transparencia donde la emisión estimulada contrarrestar la absorción interbandas correspondientes al inicio de la inversión de población.

Considerando un láser de GaAs como ejemplo, donde $\frac{\partial g}{\partial n} \approx 3.5 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$ y $n_t \approx 1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, y recordando que $\Gamma = 0.27$, $\alpha = 10 \text{ cm}^{-1}$ y $\frac{1}{L} \ln \frac{1}{R} \approx 40 \text{ cm}^{-1}$, obtenemos la densidad umbral del portador $n = 2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. La densidad de corriente umbral J_{TH} es expresada como

$$J_{TH} = \frac{e d n}{\tau_s}$$

Donde τ_s es el tiempo de vida del portador debido a la emisión espontánea. Asumiendo que $\tau_s \approx 3 \text{ ns}$ y $d = 0.1 \mu\text{m}$, obtenemos que la densidad de corriente umbral $J_{TH} = 1 \text{ KAcm}^{-2}$.

2.1.4 Tecnologías de láseres semiconductores

La mayoría de los láseres semiconductores modernos adoptan una estructura, donde la corriente es inyectada solo dentro de una región estrecha por debajo de un contacto de varios μm de anchura, con el fin de mantener la corriente umbral baja y poder controlar la distribución del campo óptico en la dirección lateral. En comparación con el láser de zona amplia, donde se excita el láser entero, la corriente de umbral del láser con geometría de bandas es brutalmente reducida que es directamente proporcional al área del contacto. Diferenciamos principalmente entre dos tipos de estructuras. En caso que la corriente de inyección sea limitada a una pequeña región a lo largo del plano de la unión estas son denominadas ganancias guiadas. A los dispositivos con incorporación de accesorios que varíen el índice de refracción en la dirección lateral son denominados láser de índice guiado.

2.1.4.1 Láser de ganancia guiada

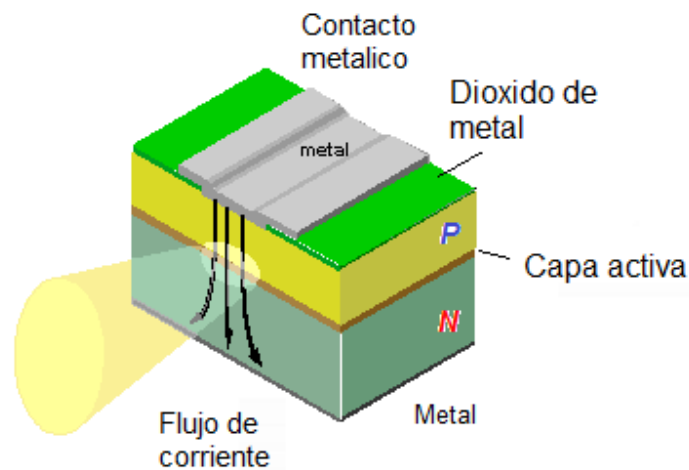


Fig. 2.6 Láser de ganancia guiada

Con estos láseres la corriente de inyección es restringida a una región estrecha por debajo de una banda. La región activa es plana y continua. La emisión coherente sin embargo ocurre solo en una región limitada de la capa activa por debajo de la banda de contacto con alta densidad de flujo de corriente. Este confinamiento horizontal de la propagación de ondas electromagnéticas a través de la región activa de tal modo se logra por pequeñas variaciones del índice de refracción producido por la corriente generada de la inversión poblacional.

Si la onda electromagnética se extiende en el plano horizontal fuera de la dimensión de la banda, sería absorbida por la región no excitada de la capa activa. En la dirección vertical de los índices de refracción más bajos de las capas reflejantes que lo rodean, la onda electromagnética regresa de nuevo a la región activa.

La corriente de restricción sirve para varios propósitos:

- Permite la operación CW con corrientes de umbral razonablemente bajas (10 – 100 mA)
- Permite el funcionamiento en modo fundamental a lo largo del plano de la unión, lo cual es necesario para aplicaciones donde la onda electromagnética es acoplada en una fibra óptica monomodo.
- Los requisitos de disipación de calor son bajos.

2.1.4.2 Láser de índice guiado

El control de modo transversal en láseres semiconductores se puede conseguir utilizando el índice de guía a lo largo del plano de unión. El modo de control es necesario para la mejora de la linealidad de la corriente de la onda electromagnética y la modulación de respuesta del láser. La región activa es rodeada de tal modo por los materiales con menor índice de refracción tanto en la vertical (y) y lateral (x) de la dirección transversal, la región activa esta oculta en las capas de índice refractivo más bajas. Por esta razón estos láseres son llamados láseres de heteroestructuras o láseres sepultados o enterrados.

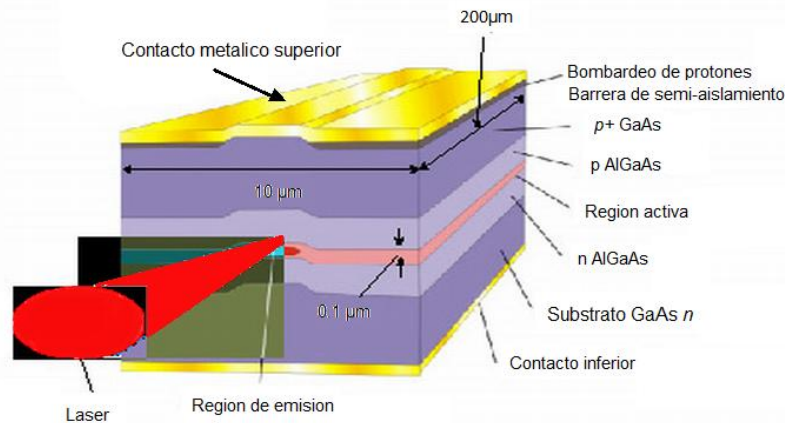


Fig. 2.7 Láser de índice guiado

El índice de paso lateral a lo largo del plano de la unión es de aproximadamente dos magnitudes más grande que el portador de los efectos inducidos. Como resultado, las características de los láseres de heteroestructuras se determinan principalmente por la guía de onda rectangular que limita el modo en el interior de la región enterrada. Las dimensiones transversales de la región activa y el índice de discontinuidades se eligen de modo que solo los más bajos para modos transversales se propaguen en la guía de onda. Estos dispositivos de índice guiado son producidos con una calidad de haz mucho mayor, pero generalmente son limitados a la potencia que pueden producir a unos cientos de miliwatts. Otra característica importante de este láser es el confinamiento de los portadores inyectados en la región activa.

2.1.5 Láser Pigtail



Fig. 2.8 Láser semiconductor Pigtail modelo LPS-635-FC

Los cordones de conexión de FO, conocidos también como PatchCord de fibra óptica son análogos a los cables de conexión eléctrica. Un cable de conexión de fibra óptica es una fibra de pequeña longitud con una protección ajustada y gruesa, cubierta o chaqueta protectora y conectores en ambos extremos. La cubierta es de color naranja para fibra óptica multimodo y de color amarillo para fibras monomodo. Se compra ensamblado en fábrica, bien en longitudes estándar o bien en longitudes a medida según el requerimiento. Los cordones de conexión han tenido tradicionalmente muchos usos, principalmente para conectar el equipamiento óptico instalado con el panel de conexión de fibra óptica. Su flexibilidad permite que se puedan usar en localizaciones ajustadas, dentro de cabinas y armarios llenos de equipamiento. El radio de curvatura de un cordón de conexión es pequeño, generalmente entre 2,5 y 5cm. Se pueden utilizar para conexiones cruzadas de fibras o para conectar el equipamiento de prueba a los enlaces de fibra óptica.

Los cordones de conexión se deben amarrar suavemente con abrazaderas para asegurarlos de una manera ordenada. Las longitudes en exceso se pueden almacenar en bandejas o atar en círculos suaves con un radio superior al radio de curvatura mínimo establecido por el fabricante.

Si se parte por la mitad un cordón de conexión, cada mitad se convierte en un latiguillo, conocido popularmente como pigtail. Un latiguillo de fibra óptica se usa para terminar una fibra óptica con un conector; éste se empalma a la fibra por medio de empalmes mecánicos o de fusión para proporcionar una terminación de calidad con un conector de fábrica. Tanto los PatchCords como los pigtail que se utilicen en la instalación del cable de fibra óptica deben tener el mismo diámetro del núcleo y si es posible del revestimiento, así como también conectores compatibles entre sí y con los adaptadores del distribuidor de fibras.



Fig. 2.9 Estructura interna de un láser Pigtail

La eficiencia en el acoplamiento de luz generada por la fuente dentro de la FO depende del tipo de diodo y fibra empleada. El acoplamiento puede ser muy ineficiente cuando se utilizan simultáneamente un LED y una fibra monomodo (<1%), a diferencia del acoplamiento con un láser, en donde la eficiencia es mucho mayor (típicamente entre 30-50%).

Para poder conectar un cable de fibra a un equipo es necesario que en cada fibra se arme un conector, o bien, cada fibra se empalme con un Pigtail, que es un cable de una sola fibra que posee un conector en una de sus puntas, armado en fábrica. Un conector se compone de un casquillo o férula, un cuerpo, una capsula o corona y un manguito descargador de tensión. El casquillo es la porción central del conector que de hecho contiene la fibra óptica. Puede estar fabricado en cerámica, acero o plástico. Para la mayoría de los conectores, el casquillo cerámico ofrece menores pérdidas por inserción y la mejor receptividad. La capsula y el cuerpo pueden ser o de acero o plástico. Para hacer una conexión. La capsula se puede atornillar, cerrar girando o ajustar con un muelle. El manguito descargador de tensión libera de tensiones a la fibra óptica.

Los conectores que habitualmente se utilizan para terminar una fibra óptica son las siguientes:

- **ST:** Es un buen conector, popular para conexiones monomodo y multimodo, con unas pérdidas promedio de 0,5 dB. Tiene una conexión con cierre de giro que no pierde en ambientes con vibraciones. Es un conector estándar para la mayoría del equipamiento en RAL (Red de Área Local).



Fig. 2.10 Conector ST

- **FC:** un buen conector, popular para fibra monomodo. También conocido como FC-PC. Tiene bajas pérdidas, con un promedio aproximado de 0,4 dB. Es común en la industria de televisión por cable (CATV).

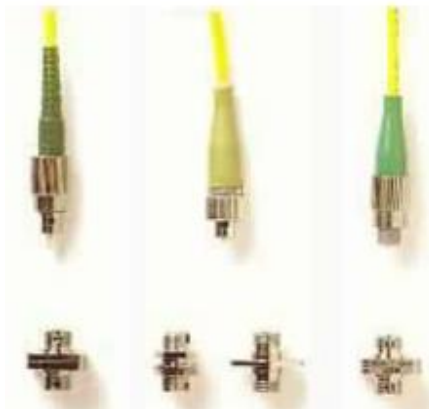


Fig. 2.11 Conector FC

- **Fibra desnuda:** Este conector se utiliza para conectar una fibra inacabada. Se usa cuando se desea una conexión temporal para probar fibras desnudas. Puede requerir un líquido adaptador de índice para conseguir una conexión.

Capítulo 3

Fundamento Teórico

3.1 Amplificador Operacional

El término de amplificador operacional (*operational amplifier* ó *OA* ó *opamp*) fue asignado alrededor de 1940 para designar una clase de amplificadores que permiten realizar una serie de operaciones tales como suma, resta, multiplicación, integración, diferenciación,..., importantes dentro de la computación analógica de esa época. La aparición y desarrollo de la tecnología integrada, que permitía fabricar sobre un único substrato monolito de silicio gran cantidad de dispositivos, dio lugar al surgimiento de amplificadores operacionales integrados que desembocaron en una revolución dentro de las aplicaciones analógicas.

El primer OA fue desarrollado por R.J: Wildlar en Fairchild. En 1968 se introdujo el famoso OA 741 que desbancó a sus rivales de la época con una técnica de compensación interna muy relevante y de interés incluso en nuestros días. Los amplificadores basados en tecnología CMOS han surgido como parte de circuitos VLSI de mayor complejidad, aunque sus características eléctricas no pueden competir con los de la tecnología bipolar. Su campo de aplicaciones donde no se necesitan altas prestaciones como son los circuitos de capacidad conmutadas (*switched-capacitor*). Combinando las ventajas de los dispositivos CMOS y bipolares, la tecnología Bi-CMOS permite el diseño de excelentes OAs.

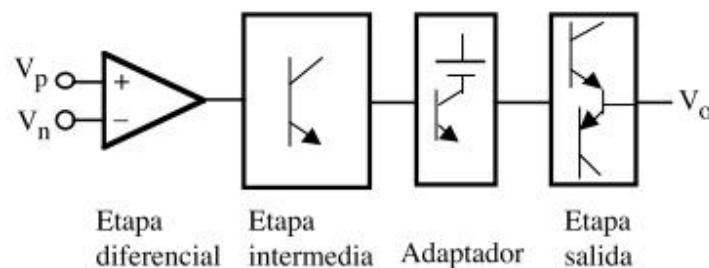


Fig. 3.1 Bloques funcionales de un OA.

Los OAs integrados están constituidos por muy diversas y complejas configuraciones que dependen de sus prestaciones y de la habilidad del diseñador a la hora de combinarlas. Tradicionalmente, un OA está formado por cuatro bloques bien diferenciados conectados en cascada: amplificador diferencial de entrada, etapa amplificadora, adaptador y desplazamiento de nivel y etapa de salida. Estos bloques están polarizados con fuentes de corrientes, circuitos estabilizadores, adaptadores y desplazadores de nivel. La figura 3.1 muestra a nivel de bloque la configuración de un OA.

La etapa diferencial presenta las siguientes características: tiene dos entradas (inversora y no inversora), su relación de rechazo en modo común es muy alto, las señales van directamente acopladas a las entradas y presentan una derivada de tensión de salida muy pequeña. El amplificador intermedio proporciona la ganancia de tensión suplementaria. Suele ser un EC con

carga activa y esta acoplada al amplificador diferencial a través de un seguidor de emisor de muy alta impedancia de entrada para minimizar su efecto de carga.

En la Fig. 3.2 se muestra el símbolo de un OA. Aunque no se indica explícitamente, los OA son alimentados con tensiones simétricas de valor $\pm V_{cc}$; recientemente han sido puestos en el mercado OA de polarización simple (*single supply*).

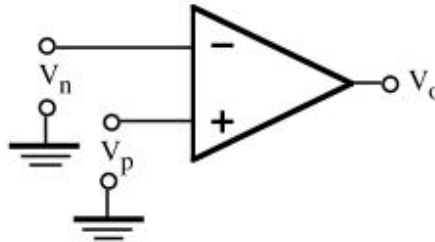


Fig. 3.2 Símbolo de OA.

Las entradas, identificadas por signos positivos y negativos, son denominadas entradas invertidas y no invertidas. Si denominamos V_p y V_n las tensiones aplicadas a la entrada de un OA, se define la tensión de entrada en modo diferencial (V_d) y modo común (V_c) como

$$\begin{aligned} V_d &= V_p - V_n \\ V_c &= \frac{V_p + V_n}{2} \end{aligned} \quad (3.1)$$

La tensión de salida se expresa como

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c \quad (3.2)$$

La A_d , denominada ganancia en modo diferencial, viene reflejada en las hojas de características del OA como *Large Signal Voltage Gain* ó *Open Loop Voltage Gain*. La A_c , ó ganancia en modo común no se indica directamente, sino a través del parámetro de relación de rechazo en modo común o CMRR (*Common-Mode Rejection Ratio*) definido como

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \text{ ó } CMRR(dB) = 20 \log \frac{A_d}{A_c} \quad (3.3)$$

El uA741 tiene un CMRR típico de 90 dB. Fácilmente se demuestra que sustituyendo la ecuación 3.3 en 3.2 resulta

$$V_o = A_d V_d \left(1 + \frac{1}{CMRR} * \frac{V_c}{V_d} \right) \quad (3.4)$$

Un OA ideal, indicado esquemáticamente en la Fig. 3.3, representa las siguientes características:

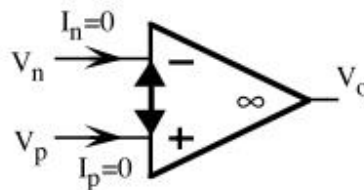


Fig. 3.3 Representación del OA ideal.

- 1) Resistencia de entrada ∞ .
- 2) Resistencia de salida 0.
- 3) Ganancia en tensión en modo diferencial ∞ .
- 4) Ganancia en tensión en modo común 0 (CMRR = ∞).
- 5) Corrientes de entrada nulas ($I_p = I_n = 0$).
- 6) Ancho de banda ∞ .
- 7) Ausencia de desviación en las características con la temperatura.

Las características 1) y 2) definen, desde el punto de vista de impedancias, a un amplificador de tensión ideal que no está afectado por el valor de la carga que se conecta a su salida. Por otra parte, las características 4) y 5) aplicadas a la ecuación 3.2 crean una indeterminación ya que al ser $A_d = \infty \rightarrow V_o = A_d V_d$ debería ser infinito.

Sin embargo, esa determinación se resuelve cuando $V_d = 0$; el producto $A_d V_d$ da como resultado un valor finito. Por ello, la entrada del OA ideal tiene corrientes de nulas ($I_p = I_n = 0$) y verifica que $V_p = V_n$ (en el caso de realimentación negativa); este modelo simplifica mucho el análisis de circuitos basados en el OA. El modelo del OA ideal solo es un concepto idealizado del OA real que sin embargo resulta muy práctico y se acerca con mucha exactitud al comportamiento real de estos circuitos.

3.2 Convertidor de tensión a corriente

Al circuito de la Figura 3.4 se lo puede considerar como un convertidor de voltaje diferencial a corriente, debido a que al corriente de carga I_L depende de la diferencia entre los voltajes de entrada E_1 y E_2 y la resistencia R . I_L no depende de la resistencia de carga R_L ; por lo tanto, si E_1 y E_2 son constantes, la carga conectada a tierra será alimentada por una corriente constante. La corriente de carga fluye en cualquier dirección, de modo que este circuito podría suministrar o disipar corriente.

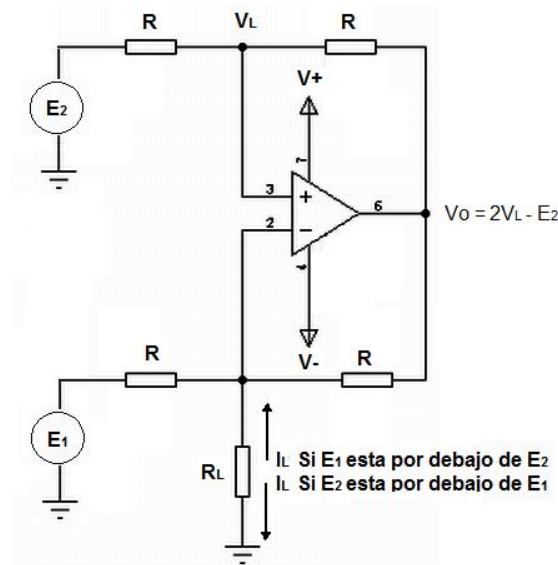


Fig. 3.4 Convertidor de voltaje diferencial a corriente o fuente de corriente constante con carga a tierra

La corriente de carga I_L se determina mediante

$$I_L = \frac{E_1 - E_2}{R} \quad (3.2.1)$$

Si I_L es positiva significa que fluye hacia abajo, como se aprecia en la figura anterior y V_L es positivo con respecto a tierra. Si I_L es negativa quiere decir que V_L es negativo con respecto a tierra y la corriente fluye hacia arriba. El voltaje de carga V_L (no I_L) depende de la resistencia de carga R_L de acuerdo con

$$V_L = I_L R_L \quad (3.2.2)$$

Para estar seguro de que el amplificador operacional no se sature, hay que conocer el valor de V_o mismo que se calcula de la siguiente manera:

$$V_o = 2V_L - E_2 \quad (2.2.3)$$

3.3 Fuentes de corriente

Una fuente ideal de corriente mantiene una corriente constante de la carga, la cual se determinan por un voltaje de entrada e independiente de la impedancia de la carga. Este tipo de circuito se conoce también con el nombre de fuente de corriente controlada por voltaje (VCCS) o convertidor voltaje a corriente.

Los amplificadores operacionales se adecuan perfectamente para constituir en fuentes de corriente debido a sus características casi ideales en condiciones de retroalimentación negativa. Esta sección describe algunas de estas configuraciones, cada una de las cuales posee distintas propiedades inherentes.

3.3.1 Fuentes de corriente unipolares

Una fuente de corriente unipolar suministra una sola polaridad de corriente con respecto a tierra. Un tipo muy popular se muestra en figura 3.5. Una tierra virtual aparece entre las dos terminales de entrada del OA a consecuencia de la retroalimentación negativa. La corriente por el resistor R está dada por

$$I_R = \frac{V^+ - V^-}{R} \quad (3.3.1)$$

Esta corriente entra por el emisor del transistor y sale por el colector. Sin embargo, la corriente del emisor circula en la base del transistor $(1-\alpha)$ veces, reduciendo la corriente en la carga. Por lo general este error es despreciable dado que el valor α de un transistor suele ser 0.99. Reemplazando al único transistor por una configuración Darlington como la de la figura 3.5.b, se llega a reducir aun mas este error.

La impedancia de salida del circuito es bastante grande y llega a alcanzar varias decenas de $M\Omega$. Impedancias más altas se pueden conseguir utilizando un FET en vez de un transistor. La corriente de salida depende de la diferencia de voltaje entre V^+ y V_i , de manera que cualquier variación en la alimentación positiva se reflejara en la salida. Esta limitación se puede conseguir si se relaciona la señal de entrada con V .

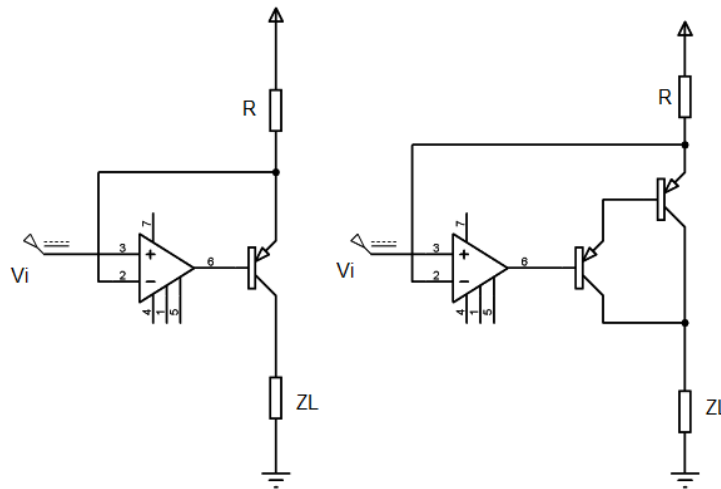


Fig. 3.5 Fuente de corriente con transistores a) de un solo transistor b) Darlington

3.3.2 Fuentes de corriente bipolares

Una fuente de corriente bipolar es capaz de suministrar una corriente regulada que tenga polaridades positiva y negativa con respecto a tierra y, en general, se emplea para señales de ca. Un ejemplo conveniente de este tipo de fuente se muestra en la figura 3.5.

La impedancia de salida del circuito está dada por

$$Z_{sal} = \frac{R_4}{\frac{R_4}{R_2} - \frac{R_3}{R_1}} \quad (3.3.2.1)$$

Si los cocientes de R_4/R_2 y R_3/R_1 son iguales, la impedancia de salida es infinita, lo que corresponde al caso de una fuente de corriente ideal. La corriente de salida está dada por

$$I_L = -V_i \frac{R_3}{R_1 R_4} \quad (3.3.2.2)$$

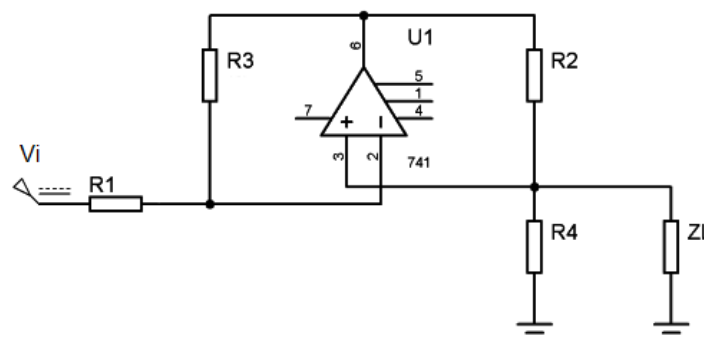


Fig. 3.6 Fuente de corriente bipolar

Si se supone que $R_1=R_2=R_3=R_4=R$, la expresión de la corriente de salida se simplifica a

$$I_L = -\frac{V}{R} \tag{3.3.2.3}$$

Para mantener una impedancia de salida alta, se debería evitar valores bajos de R . Así mismo, se recomienda utilizar resistores de precisión. Para una tolerancia $\pm 1\%$, la impedancia mínima de salida es

$$Z_{sal} \geq 50R \tag{3.3.2.4}$$

El voltaje en el nodo V se calcula así

$$V = -V_i \left(2\frac{Z_L}{R} + 1 \right) \tag{3.3.2.5}$$

Valores excesivos de Z_L puede llegar a ocasionar un recorte de señal debido a las grandes fluctuaciones de la salida.

3.4 Sensor de corriente

Los transductores, como es el caso de los fonos captadores de los micrófonos y las celdas solares, convierten cierta cantidad física en señales eléctricas. Para facilitar el diseño, los transductores se modelan de acuerdo con un generador de señal como el de la figura 3.7.a. Con frecuencia, es deseable medir la corriente máxima de salida en condiciones de cortocircuito; es decir, realizar un corto circuito mediante las terminales de salida y medir la corriente a través del mismo. Esta técnica es adecuada para fuentes de señal con resistencias internas muy altas. Por ejemplo en la figura 3.7, la corriente de corto circuito, ISC, debe ser $2.5/50k\Omega = 50\mu A$. sin embargo, al colocar un micro amperímetro en las terminales de salida del generador no hay cortocircuito, sino una resistencia de 5000Ω . La lectura del medidor será

$$\frac{2.5 V}{50K\Omega + 5k\Omega} \cong 45\mu A \tag{3.4.1}$$

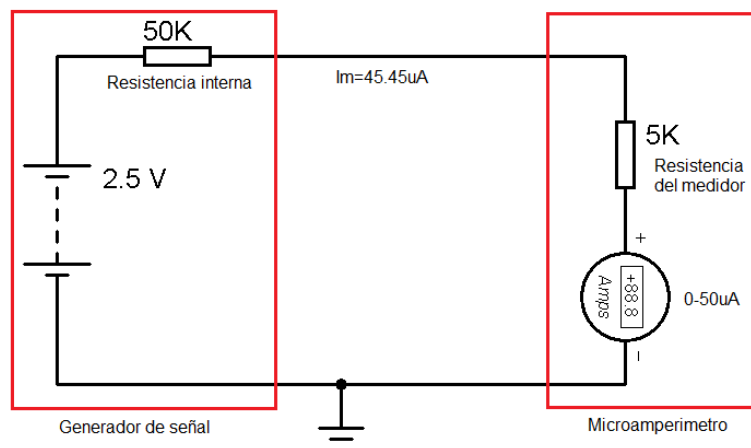


Fig. 3.7.a La resistencia del amperímetro reduce la corriente de cortocircuito del general de señal.

Las fuentes de alta resistencia se modelan mejor por medio de un circuito equivalente Norton. Este modelo es solo para la corriente en corto circuito ideal, ISC, en paralelo con su propia resistencia interna, como en el caso de la figura 3.7.b. en esta figura se muestra la manera como ISC se reparte entre su resistencia interna y la resistencia del medidor. Para eliminar esta división se utilizara el amplificador operacional.

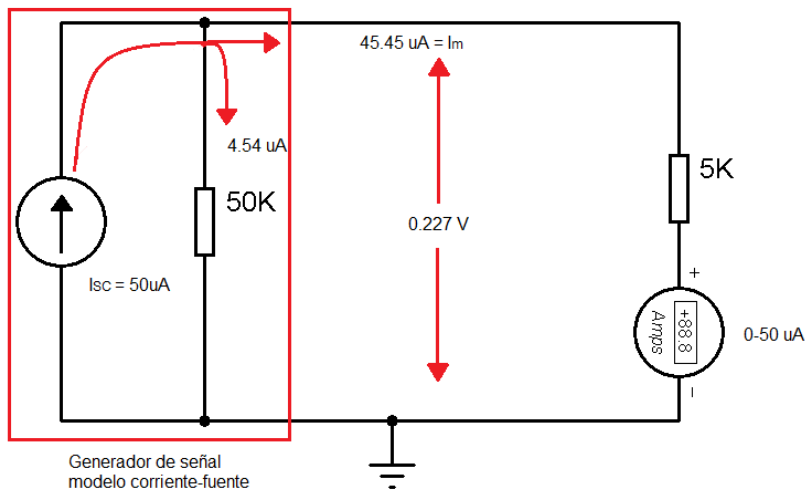


Fig. 3.7.b Modelo corriente-fuente del generador de señal de (a).

En el circuito del amplificador operacional de la figura 3.7.c se coloca de manera efectiva un cortocircuito alrededor de la fuente de corriente. La entrada (-) esta a tierra virtual debido a que la diferencia de voltaje en la entrada es de 0v. La fuente de corriente ve el potencial de tierra en ambas terminales o el equivalente de un cortocircuito. Toda la ISC fluye a la entrada (-) y a través de R_F . Esta convierte ISC en un voltaje de salida, lo que revela que la naturaleza básica de este circuito es convertir la corriente a voltaje.

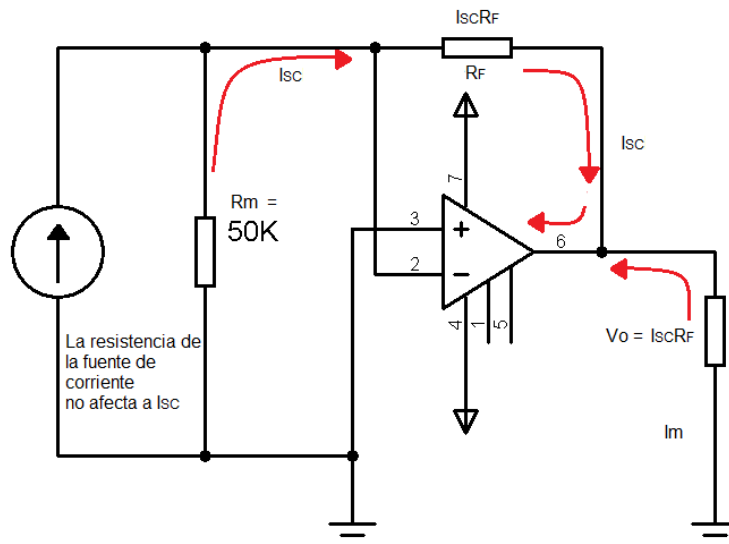


Fig. 3.7.c Convertidor corriente a voltaje.

3.5 Control digital

El esquema básico del control digital (Fig. 3.9) es semejante al de control analógico (Fig. 3.8) salvo por el hecho de que el conjunto comparador-regulador se encuentra dentro de un computador. Dicho conjunto comparador-regulador forma parte de un programa dentro del computador. El comparador no es más que una resta entre dos variables y el regulador es una serie de productos y sumas. Para unir este ámbito de números dentro de un programa al ámbito físico del sistema a controlar se necesita una interfaz.

Esa es la labor que realizan precisamente los dos elementos nuevos que aparecen en el esquema del control digital respecto al del control analógico; el convertidor digital/análogo (D/A) y el convertidor analógico digital (A/D). El convertidor D/A sirve para convertir el valor de la acción de control calculado dentro del programa en una señal física (eléctrica) que actúa sobre el proceso. A su vez el convertidor A/D sirve para convertir la señal que proporciona el sensor (eléctrica) en un número dentro del programa.

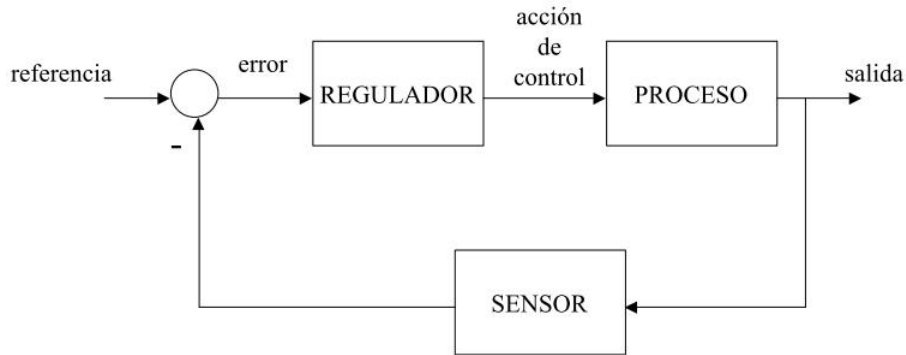


Fig. 3.8 Esquema de control con regulador continuo (analógico).

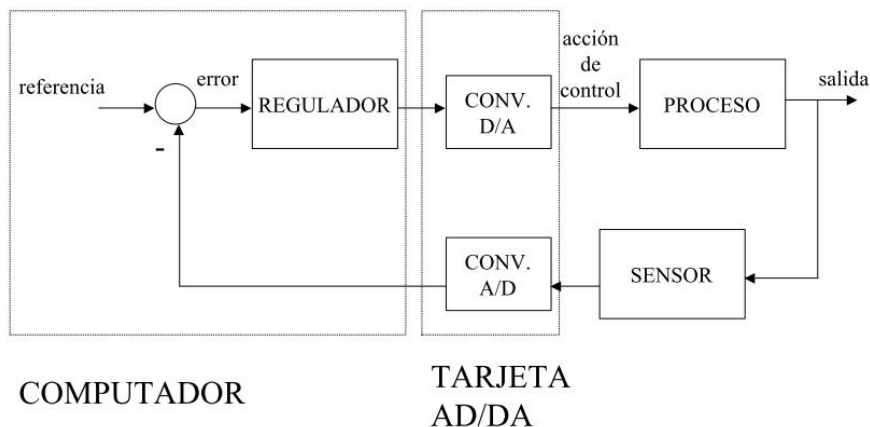


Fig. 3.9 Esquema de control con regulador discreto (digital).

3.5.1 Convertidor analógico – digital

En cualquier sistema de control digital, es necesaria una conversión de las magnitudes analógicas, mediante conversores A/D, los cuales realizan una lectura de la magnitud física y no cambian este valor hasta que no se le ordena una nueva lectura, es decir retienen constante el valor leído durante el tiempo que media entre cada lectura. Esto es lo que se conoce como un retenedor de orden 0.

Para los lazos de control de la corriente y de la tensión, se necesita un conversor A/D que convierte la señal analógica de corriente a la salida del inversor en una señal discreta. De la misma manera se convierte las magnitudes de tensiones analógicas en magnitudes discretas (digitales).

Un parámetro a tener en cuenta en los conversores A/D, es la sensibilidad al ruido. Los convertidores conmutados son un medio ruidoso por naturaleza, con grandes derivadas y rizados de corriente. Los ruidos de conmutación pueden producir un efecto “aliasing” en el proceso de cuantificación. Por ejemplo, habitualmente el conversor A/D es muestreado a la frecuencia de conmutación, por lo tanto el ruido de conmutación puede provocar un offset de corriente continua. Con el objetivo de prevenir este fenómeno y mejorar la resolución en la regulación, la señal muestreada (tensión de salida) es promediada en el tiempo.

En la figura 3.11, se representa la función de transferencia de un conversor A/D ideal. De aquí se pueden definir las especificaciones estáticas del conversor A/D.

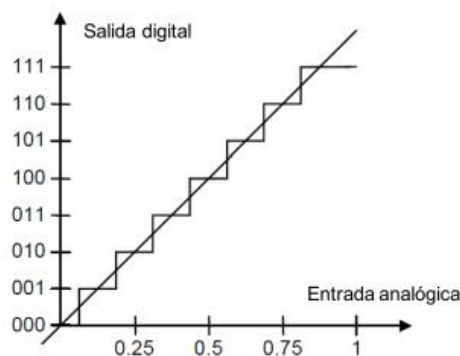


Fig. 3.10 Cuantificador ideal.

Los conversores A/D tienen varias fuentes de error que hacen que su función de transferencia difiera del caso ideal. Entre ellas se pueden diferenciar dos grupos de errores: los estáticos y los dinámicos. Estos errores son intrínsecos para cualquiera conversión analógico-digital.

Los errores estáticos se clasifican en:

- Error de offset.
- Error de ganancia.
- Error de no-linealidad. Este a su vez, se subdivide en no-linealidad diferencial (DNL) e integral (INL).

Entre las especificaciones dinámicas más importantes de un conversor A/D se pueden citar:

- Relación señal ruido del conversor (SNR).
- Numero efectivo de bits del conversor (ENOB).
- Error de apertura o jitter.

3.5.2 Convertidor digital – analógico

Los conversores digitales-analógicos (DAC) son útiles para transformar datos guardados, transmitidos o resultantes de algún procesamiento digital, en señales analógicas (generalmente voltajes o corrientes) para control, despliegado de información, o algún otro tipo de procesamiento analógico.

El avance de la tecnología digital, que vemos reflejado por ejemplo en los campos del audio (mp3 player, minidisc, etc) y el video (DVD, Direc TV, etc), ha impuesto nuevas exigencias los conversores D/A. Requerimientos como la alta resolución y velocidad, el bajo consumo o el tamaño reducido son factores decisivos al momento de su diseño e integración a artefactos con alta performance.

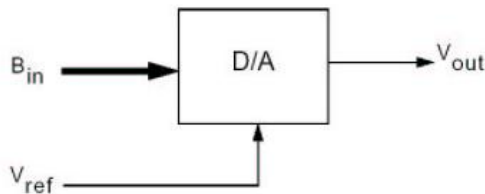


Fig. 3.11 Conversor D/A ideal.

La figura 3.11 muestra el esquema de un conversor D/A ideal. En él la entrada $B_{in}=[b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_0]$ es una palabra de n bits que representa un valor positivo, V_{ref} un voltaje de referencia y la salida es:

$$V_{out} = V_{ref}(b_{n-1}2^{n-1} + \dots + b_02^0) \quad (3.5.2.1)$$

$$V_{out} = V_{ref} \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i$$

Como se observa, la salida es un voltaje proporcional al peso binario de la palabra siendo el máximo valor alcanzable para $V_{out}=V_{ref}(2^n-1)$. Variando el valor de V_{ref} se pueden obtener distintas escalas de acuerdo a la aplicación que se requiera realizar. Esta última opción solo brinda algunos conversores llamados multiplicativos (multiplying converters). Otro aspecto a tomar en cuenta es que la entrada generalmente esta codificada, por lo que es necesario incluir una etapa previa de decodificación. Dos de los más populares DAC son el “conversor de resistencias ponderadas” y el “conversor R-2R que estudiaremos a continuación.”

3.5.2.1 Conversor de resistencias ponderadas

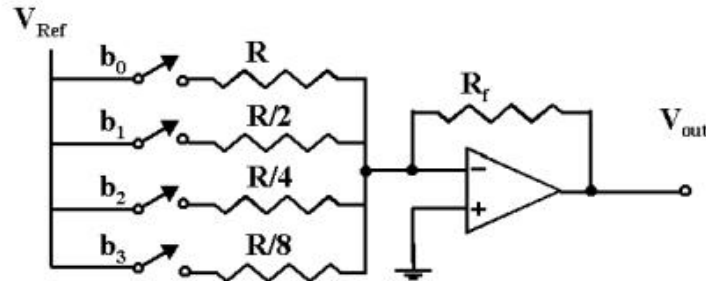


Fig. 3.12 Conversor de resistencias ponderadas de 4 bits.

Se muestra en la figura 3.12 un esquema del mismo. Consiste en un conjunto de resistores, tanto como bits tiene la palabra, conectados o no a V_{ref} , dependiendo del valor del bit correspondiente. Esto se implementa mediante llaves controladas por el valor lógico del bit (eventualmente si la señal tiene signo conmutara entre V_{ref} y $-V_{ref}$).

La elección de los valores de las resistencias queda determinada por el valor de la resistencia asociada al LSB. A medida que crece la posición de los bits, las resistencias se van dividiendo entre dos. De esta manera se logra que el voltaje de salida sea proporcional a la palabra de entrada, pues su valor será (aplicando nodos a la entrada del amplificador):

$$V_{out} = -R_f V_{ref} \left(\frac{b_{n-1}}{R_{n-1}} + \dots + \frac{b_1}{R_1} + \frac{b_0}{R_0} \right) \quad (3.5.2.1.1)$$

Donde

$$R_i = \frac{R}{2^i} \quad i = 0, 1, \dots, n - 1 \quad (3.5.2.1.2)$$

Siendo R el valor de la resistencia asociada al bit menos significativo. Luego sustituyendo:

$$V_{out} = \frac{R_f V_{ref}}{R} (b_{n-1} 2^{n-1} + \dots + b_0 2^0) \quad (3.5.2.1.3)$$

$$V_{out} = \frac{R_f V_{ref}}{R} \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i$$

Se observa que al salida es la misma que la esperada del DAC ideal salvo por un factor negativo debido a la etapa de amplificación final. Una posible solución al problema de la salida negativa es agregar otra configuración inversora o directamente alimentar el circuito con $-V_{ref}$.

3.5.2.2 Conversor R-2R

Este conversor es una solución propuesta a los problemas presentados por el DAC de resistencias ponderadas. La idea es rediseñar la red de resistencias como se muestra en la figura 3.13.

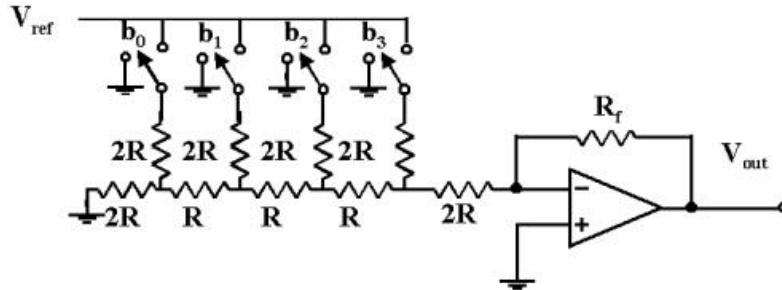


Fig. 3.13 Conversor de R-2R de 4 bits.

Una red como esta logra el peso apropiado para cada bit, utilizando únicamente resistencias de 2 valores (R y $2R$). Apliquemos el principio de superposición para ver cuál es la salida si la entrada es un 1 en el i -ésimo bit y un 0 lógico en las restantes, como se indica en la figura 3.14.

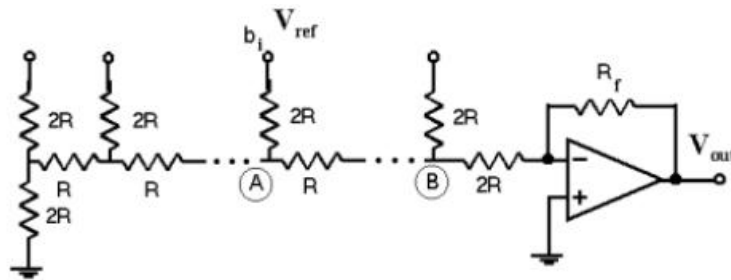


Fig. 3.14 Análisis del DAC R-2R de n bits.

Es fácil ver que la resistencia vista desde el punto A, tanto hacia la izquierda como a la derecha es " R ", independientemente de que es i se trate. Por lo tanto, la resistencia total vista desde A es R . El voltaje en dicho punto es entonces $V_{ref}/3$.

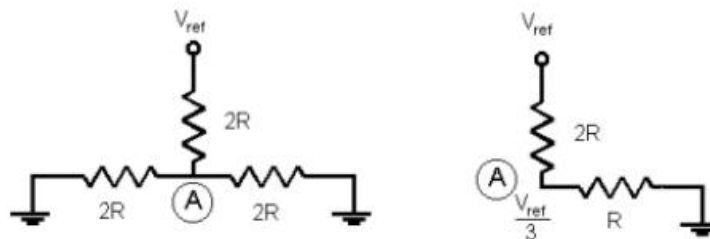


Fig. 3.15 Resistencia vista desde el punto A.



De manera similar, la resistencia vista hacia la derecha, desde el nodo siguiente a A es R. Por lo tanto el voltaje en ese nodo es

$$\frac{V_{ref}}{3} \frac{1}{2} \quad (3.5.2.2.1)$$

Repitiendo este razonamiento para los nodos siguientes se llega a que en el punto B, la tensión es:

$$\frac{V_{ref}}{3} \left(\frac{1}{2^{(n-i)}} \right) \quad (3.5.2.2.2)$$

Luego

$$V_{out} = - \frac{R_f V_{ref}}{3R} \left(\frac{1}{2^{(n-i)}} \right) \quad (3.5.2.2.3)$$

Generalizando para una entrada cualquiera $[b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_0]$, la salida es:

$$(3.5.2.2.4)$$

$$V_{out} = - \sum_{i=0}^{n-1} \frac{R_f V_{ref}}{3R} \left(\frac{b_i}{2^{(n-i)}} \right) = - \frac{R_f V_{ref}}{3R(2^n)} \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i$$

Si definimos $D = \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i$ (peso binario de la palabra) y $R_f = 3R$:

$$V_{out} = - \frac{D}{2^n} V_{ref} \quad (3.5.2.2.5)$$

Es importante resaltar que nuevamente la tensión a la salida es proporcional al peso binario de la palabra de entrada.

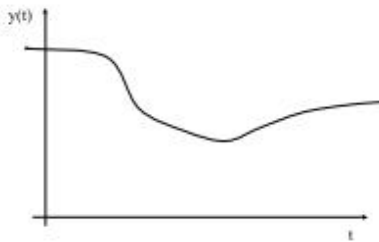
Para una aplicación efectiva de los conversores digital-analógico es preciso conocer y saber interpretar las especificaciones de los mismos, ya que ponen de manifiesto las limitaciones así como las verdaderas prestaciones, que en muchos casos difieren considerablemente de la idealidad.

3.6 Señales digitales

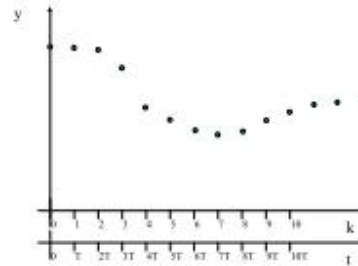
En un sistema continuo (analógico) las señales vienen representadas por funciones continuas (Fig. 3.16.a) en un sistema discreto (digital) sin embargo, se representan como secuencias discretas (Fig. 3.16.b). En el caso que nos ocupa, esas secuencias discretas son una serie de números que provienen de tomar los valores instantáneos de señales analógicas en instantes de tiempo concretos. Es lo que se denomina muestreo.

Estos instantes suelen estar equiespaciados por un tiempo T que se denomina periodo de muestreo. A cada uno de los valores se les denomina muestras y se identifican por su número de muestras k . en la figura 3.16.b se observa una secuencia $Y_k = \{y_0, y_1, y_2, \dots\}$, que proviene de una señal analógica $y(t)$ (figura 3.16.a), con la relación entre muestras k e instantes de tiempo kT .

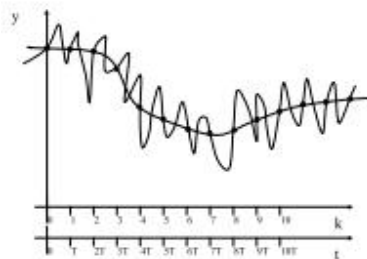
La elección del periodo de muestreo es muy importante puesto que un valor demasiado grande hace que se pierda información cuando se muestrean señales rápidas (Fig. 3.16.c y Fig. 3.16.d), que en el caso de tratarse de un problema de control provendrán de sistemas rápidos.



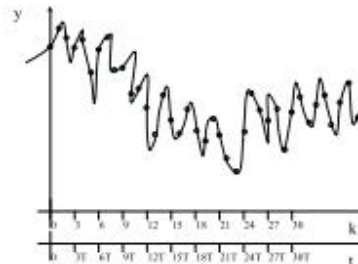
(a) Señal analógica representada por función continua.



(b) Señal digital representada por secuencia discreta



(c) Efecto aliasing



d) Disminución de periodo de muestreo para evitar el efecto aliasing

Fig. 3.16 señales digitales



3.7 Modelos de sistemas discretos

Al igual que un modelo de un sistema continuo (lineal e invariante) está representado por una ecuación diferencial:

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_m \frac{d^m u(t)}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_0 u(t) \quad (3.7.1)$$

Un modelo de un sistema discreto viene dado por su ecuación en diferencias:

$$a_n y_{k-n} + \dots + a_1 y_{k-1} + a_0 y_k = b_m u_{k-m} + \dots + b_1 u_{k-1} + b_0 u_k \quad (3.7.2)$$

Donde se observa que las muestras para distintos instantes de muestreo

$$y_k, y_{k-1}, \dots, u_k, u_{k-1}, \dots \quad (3.7.3)$$

Desempeñan en la ecuación en diferencias el mismo papel que las derivadas en las ecuaciones diferenciales de los sistemas continuos. Al igual que en los sistemas continuos podemos obtener la función de transferencia a partir de la ecuación diferencial por medio de la transformada de Laplace teniendo en cuenta que:

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} \rightarrow s^n Y(s) \quad (3.7.4)$$

Para obtener:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (3.7.5)$$

En los sistemas discretos podemos obtener su función de transferencia a partir de la ecuación en diferencias y por medio de la transformada en Z, sin más que tener en cuenta:

$$y_{k-n} \rightarrow z^{-n} Y(z) \quad (3.7.6)$$

Con lo que obtenemos la función de transferencia:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_m z^{-m} + \dots + b_1 z^{-1} + b_0}{a_n z^{-n} + \dots + a_1 z^{-1} + a_0} \quad (3.7.7)$$

Capítulo 4

Propuesta de la investigación

4.1 Controlador láser

La fuente de corriente controlada por voltaje como se muestra en la figura 4.1 puede ser usada para conducir una corriente constante en una señal o para alimentar un láser semiconductor. Este simple controlador lineal proporciona una fuente de corriente estable al láser semiconductor mediante cambios de voltajes o por modulación de anchos de pulso (PWM). Este circuito es conocido comúnmente como fuente de corriente Howland. [5]

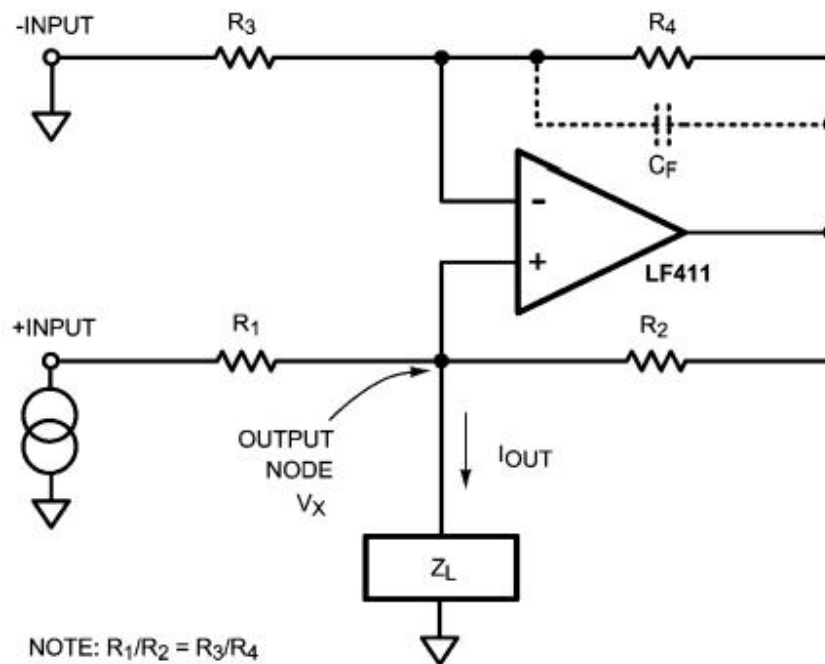


Fig. 4.1 Fuente de corriente Howland

4.1.1 Fuente de corriente

El circuito básicamente es una fuente de corriente Howland con un amplificador de corriente conectado a la salida de un amplificador operacional. La corriente que fluye hacia el láser semiconductor es sensada mediante la diferencia de mediciones de voltaje que se encuentra en las terminales de una resistencia Shunt conectada en serie con el láser semiconductor, esta resistencia muy próxima a cero, evita una caída de voltaje significativa en ella por ello es casi despreciable el efecto que esta puede ejercer en el funcionamiento del dispositivo.

La corriente entregada por la fuente es controlada por un voltaje de entrada, que puede ser suministrado por una fuente de voltaje análogo es decir, mediante un PWM con un filtro RC para la obtención de voltaje proporcional a la amplitud de los pulsos emitida ó mediante un voltaje proveniente de un conversor digital - analógico.

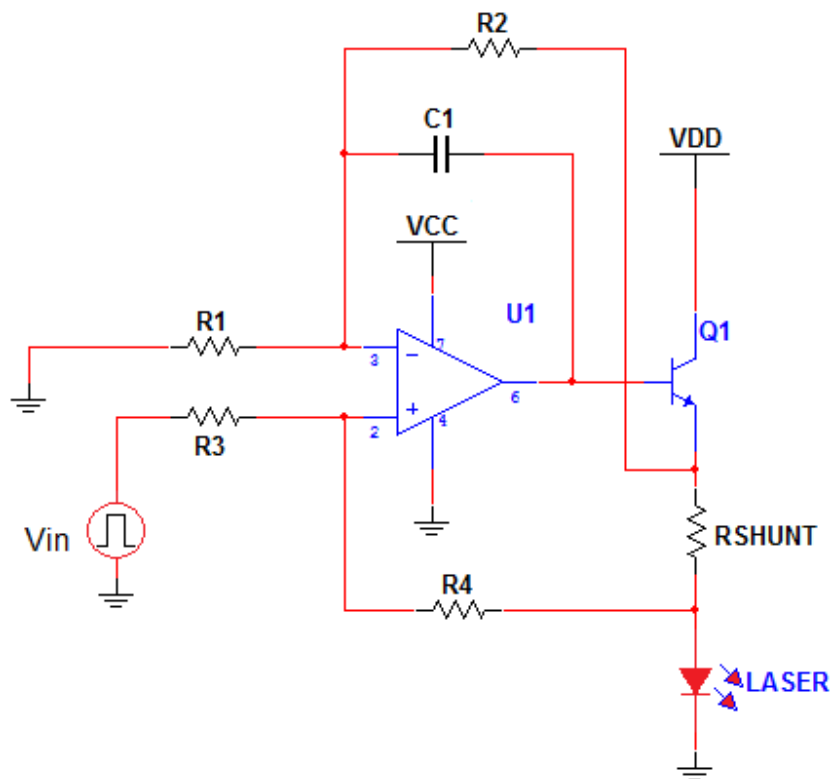


Fig. 4.2 Fuente de corriente constante para láser semiconductor

4.1.2 Modelado del sistema

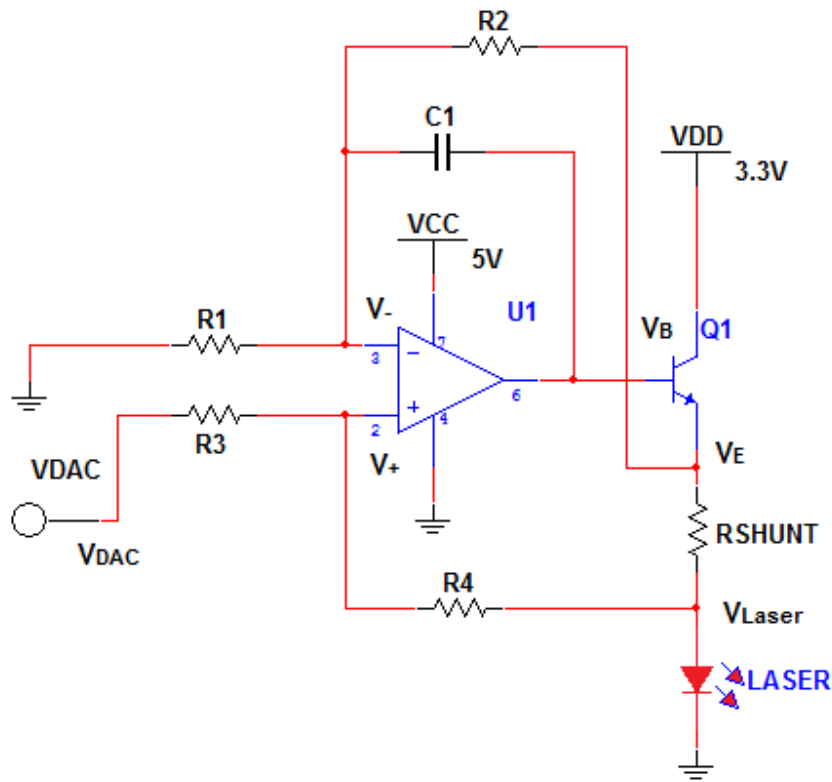


Fig. 4.3 Fuente de corriente propuesta

En el circuito propuesto, para el control y estabilización de la corriente, procederemos a encontrar la función característica que relaciona el voltaje de entrada de un DAC en una corriente proporcional a la misma, mediante análisis de nodos.

$$\frac{V_{DAC} - V_+}{R_3} + \frac{V_{Láser} - V_+}{R_4} = 0 \quad (4.1.2.1)$$

Despejando V_+ de la ecuación anterior obtenemos lo siguiente:

$$V_+ = \frac{R_4 V_{DAC} + R_3 V_{LÁSER}}{R_4 + R_3} \quad (4.1.2.2)$$

Analizando la según rama del circuito obtenemos la siguiente ecuación:

$$\frac{V_E - V_-}{R_2} + \frac{V_o - V_-}{R_1} = 0$$

Donde podemos observar que V_o es GND, es decir el potencial en ese punto es cero. Por lo que la ecuación quedaría:

$$\frac{V_E - V_-}{R_2} + \frac{-V_-}{R_1} = 0 \quad (4.1.2.3)$$

De donde despejaremos V_E .

(4.1.2.4)

$$V_E = \frac{V_-(R_1 + R_2)}{R_1}$$

Y para relacionar la corriente dentro del sistema de ecuaciones proponemos lo siguiente:

(4.1.2.5)

$$I_{LÁSER} = \frac{V_E - V_{LÁSER}}{R_{SHUNT}}$$

Considerando que idealmente en un Amplificador Operacional el potencial que existen en sus terminal inversora y no inversor es la misma, proponemos que $V_- = V_+$. Por lo que sustituimos la ecuación 2 en la ecuación 4.

(4.1.2.6)

$$V_E = \frac{\left(\frac{R_4 V_{DAC} + R_3 V_{LÁSER}}{R_4 + R_3} \right) (R_1 + R_2)}{R_1}$$

Finalmente sustituimos la ecuación 6 en la ecuación 5, para la obtención de la ecuación final característica.

(4.1.2.7)

$$I_{LÁSER} = \frac{\left(\frac{R_4 V_{DAC} + R_3 V_{LÁSER}}{R_4 + R_3} \right) (R_1 + R_2)}{R_1} - V_{LÁSER}}{R_{SHUNT}}$$

Sabiendo que $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$, simplificamos la ecuación:

(4.1.2.8)

$$I_{LÁSER} = \frac{R_4 V_{DAC} + R_3 V_{LÁSER} - R_1 * V_{LÁSER}}{R_{SHUNT} * R_1}$$

$$I_{LÁSER} = \frac{R_4 V_{DAC} + (R_3 - R_1) V_{LÁSER}}{R_{SHUNT} * R_1}$$

$$I_{LÁSER} = \frac{R_4 V_{DAC}}{R_{SHUNT} * R_1}$$



4.1.3 Diseño

La función de transferencia está dada por:

(4.1.3.1)

$$\frac{V_{DAC}}{I_{LÁSER}} = \frac{R_{SHUNT} * R_1}{R_4}$$

Y con ello podemos obtener los valores de los componentes a utilizar en función de dos parámetros que nosotros mismo necesitemos, la corriente máxima que proporcionara el sistema y el voltaje máximo para la obtención de la corriente, por lo cual se propone lo siguiente.

(4.1.3.2)

$$\frac{2.5 V}{500 mA} = \frac{.33 \Omega * R_1}{R_4}$$

Donde la R_{SHUNT} debe ser tan pequeña como sea posible, para que no influye drásticamente en el consumo de la corriente pero que si logre el objetivo de linealizar el flujo de la misma como también lograr la protección del dispositivo láser, disipando los excedentes de corriente en forma de calor.

(4.1.3.3)

$$\frac{5 \Omega}{.33 \Omega} = \frac{R_1}{R_4}$$

En conjunto con todo lo anterior, por las restricciones comerciales de resistencias se opta que el valor de la R_1 sea de 15 k Ω , por lo que:

(4.1.3.4)

$$\left(\frac{10k\Omega}{\frac{5 \Omega}{.33 \Omega}} \right) = R_4$$

$$R_4 = 990\Omega$$

Se propone que R_4 sea de 1K Ω . Con respecto al transistor no se es tan estricto en sus especificaciones pero para mayor seguridad se recomienda un IC = 500 mA ó 1, con una $\beta = 300$ siendo de tipo NPN de alta potencia, con sus respectivo disipador para mayor estabilidad.

El Amplificador Operacional (AO) debe de cumplir ciertos parámetros como un Voffset tan pequeño como sea posible se recomienda cerca de 1 mV, de alta respuesta 500 MHZ, con una corriente de salida de 500 mA, Todos estos parámetros son indispensables para la estabilidad y demanda de la aplicación que esta desempeñara. El amplificador operacional OPA350UA de la compañía Texas Instruments fue el ideal en comparación con otros de diferentes compañías de uso comercial.

4.2 Conversor A/D TLC5615

El TLC5615 es convertidor digital análogo de 10 bits de resolución con un búfer de referencia de entrada de alta impedancia. El DAC tiene un rango de voltaje de salida que es dos veces el voltaje de referencia, y el DAC es monotonico. El dispositivo es simple de usar, siendo funcional con una fuente de alimentación de 5 volts, el cual incorpora un pin de reset para restablecer el chip a sus condiciones iniciales.

El control digital del TLC5615 se reduce a tres líneas de comunicación serial compatible con tecnología CMOS, compatible con la mayoría de microprocesadores y microcontroladores. El dispositivo recibe un arreglo de 16 bits que produce una salida análoga (voltaje). La comunicación digital está desarrollada bajo el protocolo SPI, o tecnología similares como QSPI y MicroWire Standards. El TLC5615 está caracterizado para operar a temperaturas que oscilan de 0°C hasta 70°C.

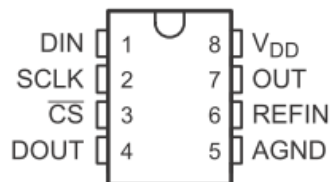


Fig. 4.4 TLC5615 encapsulado DIP

De acuerdo a la figura 3.4 el sensor consta de 8 pines los cuales se explican a continuación, junto con el funcionamiento que desempeñan:

1. *Pin DIN*: Dato de entrada serial. En esta línea se envían una cadena de 16 bits los cuales son procesados obteniendo un voltaje directamente proporcional al valor de la cadena enviada.
2. *Pin SCLK*: Reloj de entrada serial. Es usado para la sincronización entre el DAC y el microcontrolador.
3. *Pin CS*: Chip de selección. Esta línea es la que activa o desactiva el dispositivo e incluso puede resetearlo.
4. *Pin DOUT*: Dato de salida serial. Esta línea sirve principalmente para el monitoreo de los datos de entrada.
5. *Pin AGND*: Tierra analógica.
6. *Pin REFIN*: Voltaje de referencia. El cual servirá de referencia para el voltaje de salida producido por el dispositivo.
7. *Pin OUT*: Voltaje generado por el DAC. Voltaje directamente proporcional al tamaño de la cadena.
8. *Pin VDD*: Voltaje de alimentación del dispositivo.

4.2.1 Comunicación con el dispositivo

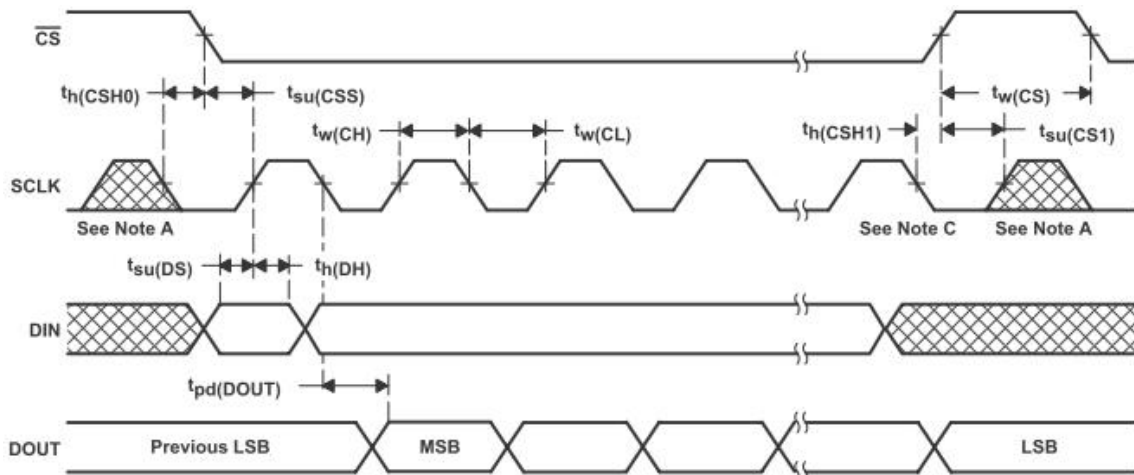


Fig. 4.5 Diagrama de tiempos

En la figura 4.5 se muestra el ciclo de trabajo del TLC5615. Donde la frecuencia de reloj de sincronización máxima está definida por:

$$f_{(SCLK)max} = \frac{1}{t_w(CH) + t_w(CL)} \tag{4.2.1.1}$$

O aproximadamente 14 MHz. La tasa de refresco o actualización digital está limitada por el periodo de selección, cual se define como:

$$t_p(CS) = 16 \times (t_w(CH) + t_w(CL)) + t_w(CS) \tag{4.2.1.2}$$

Lo que es igual a 820 ns cual es aproximadamente una tasa de refresco de 1.21 MHz. De igual manera, el DAC tiene un tiempo de operación de 12.5us cuando se ejecuta operaciones de 10 bits limitándose hasta una tasa de refresco de 80KHz para mantener la escala total de pasos de transición.

Cuando el pin CS (chip select) se encuentra en estado bajo, los datos de entrada son leídos dentro de un registro de 16 bits posicionándose el bit más significativo primeramente. El flanco de subida de la entrada SCLK cambia los datos en el registro de entrada. Por lo tanto cuando pin CS se encuentra en estado alto, ya no es posible acceder al registro para almacenar datos, por lo que todas las transiciones de CS ocurren cuando SCLK se encuentra en estado bajo.

Si la cadena de datos de 16 bits no es usada, una secuencia de 12 bits con el bit más significativo primeramente puede ser usada como se muestra en la figura 4.6.

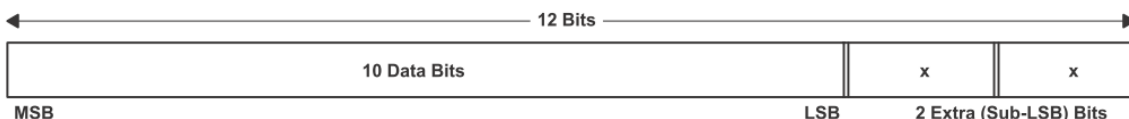


Fig. 4.6 Secuencia de datos de entrada de 12 bits

O de igual forma pueden ser enviados un total de 16 bits cual será ordenado dentro del registro posicionando primeramente el bit más significativo. Los datos de DOUT requieren 16 flancos de bajada del reloj de la entrada y, por tanto, requiere un ancho de reloj extra. Al encadenar varios dispositivos TLC5615, los datos requiere 4 bits superiores, porque la transferencia de datos requiere 16 ciclos de reloj de la entrada más uno adicional de la caída de entrada del reloj con el reloj de los datos en la terminal DOUT. Los dos bits extra (sub-LSB) son siempre necesarios para proporcionar compatibilidad con el hardware y el software de compatibilidad con las transferencias de 12 bits del convertidor.

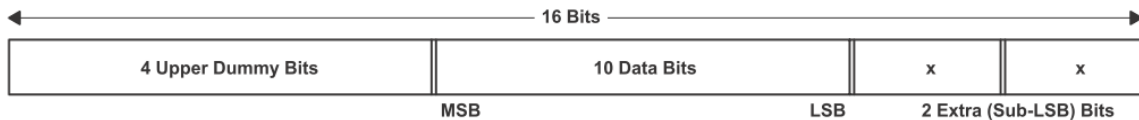


Fig. 4.7 Secuencia de datos de entrada de 16 bits

4.2.2 Conversión de la señal de salida

Considerando que el voltaje de salida es dos veces el voltaje de referencia proponemos el uso de un regulador de voltaje mediante un diodo zener de 2 volts por la estabilidad que este nos ofrece para así reducir al máximo las fluctuaciones del voltaje de salida de nuestro DAC. Realizado esto se procede al conexionado mediante el protocolo SPI con un microcontrolador de la serie PIC18Fxx como se muestra a continuación.

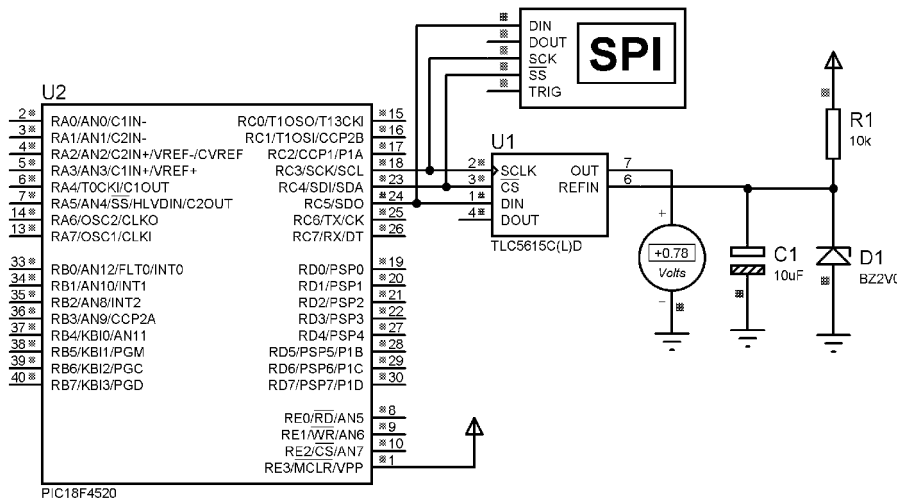


Fig. 4.8 Diagrama de conexionado SPI

El voltaje de operación del DAC cuando en su registro se encuentra en 0x0000 este mantiene un voltaje de stand by de 0.000341546 volts, donde su voltaje de operación depende principalmente del voltaje de referencia y del valor de la cadena que se ingresa en sus registro, estos pueden ser de 12 bits o de 16 bits dependiendo del tamaño del arreglo enviado. Por cada bit que se ingresa en el registro este aumenta 0.0009765625 volts, por lo que cuando el voltaje de salida sea el doble del voltaje de referencia este tendrá almacenado en su registro el dato 4092 que es un arreglo de 16 bits.

4.3 Sensores

Un sensor es un dispositivo capaz de transformar magnitudes físicas o químicas, llamadas variables de instrumentación, en magnitudes eléctricas. Estos dispositivos detectan variaciones en las magnitudes físicas que están midiendo y las convierte en señales útiles. Ejemplo de variables son temperatura, iluminación, humedad.

Un sensor se diferencia de un transductor en que el sensor está siempre en contacto con la variable de instrumentación con lo que puede decirse también que es un dispositivo que aprovecha una de sus propiedades con el fin de adaptar la señal que mide para que pueda interpretar otro dispositivo. Los sensores pueden estar conectados a una computadora para obtener ventajas como son el acceso a una base de datos, la toma de valores desde el sensor, etc.

4.3.1 Sensor de voltaje

El ADC (Analog to Digital Converter) convierte un valor de tensión analógico en su equivalente valor digital expresado en unos y ceros, en uno o varios registros del microcontrolador. El PIC18Fxx dispone de un ADC de 10 bits, con una tensión de referencia de 5 volts con el que podemos obtener una resolución de 5/1024 Volts, es decir el ADC detecta cambios en la señal analógica cada 4.88 mV y por tanto el número en binario del registro o registros donde guardemos la conversión representará incrementos de este valor de tensión (si vale 500 la tensión de entrada será $500 \cdot 4.88 \text{ mV}$).

El ADC toma una muestra de la tensión de entrada y lo mantiene constante mientras se realiza la conversión. Como referencia de voltaje podemos usar una externa en la terminal VREF, nuestra resolución será $V_{ref}/\text{número de bits de ADC}$, y una vez alcanzada esta tensión en el pin de entrada tendremos el valor máximo $((V_{ref}/2^n) \cdot (-1+2^n))$ $n = \text{número bits ADC}$ en el registro digital del ADC.

El ADC para su funcionamiento necesita una señal de reloj con una frecuencia comprendida entre 50 KHz y 200 KHz para una resolución de 10 bits, si menos resolución es requerida se le puede proporcionar hasta una frecuencia de 1MHz para realizar las conversiones en menos tiempo, para proporcionar esta señal de reloj el ADC cuenta con un preescalador que genera la señal requerida a partir de la señal de reloj.

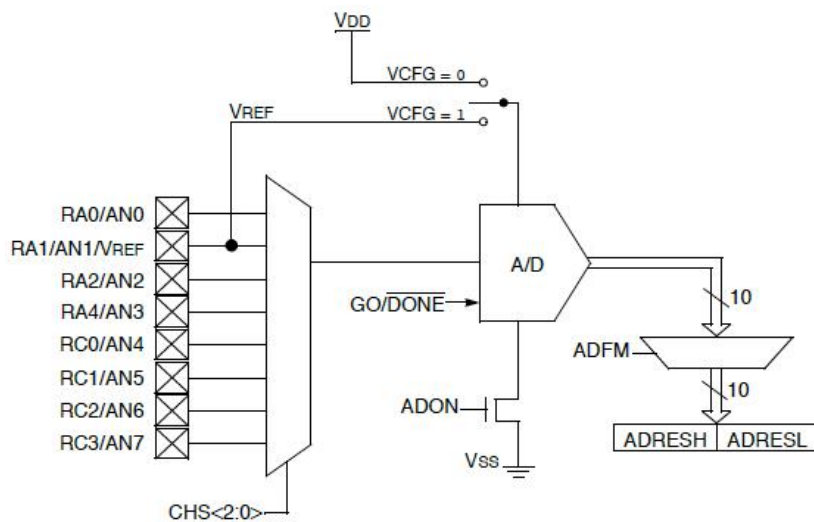


Fig. 4.9 Diagrama a bloques del módulo A/D

4.3.2 Sensor de corriente

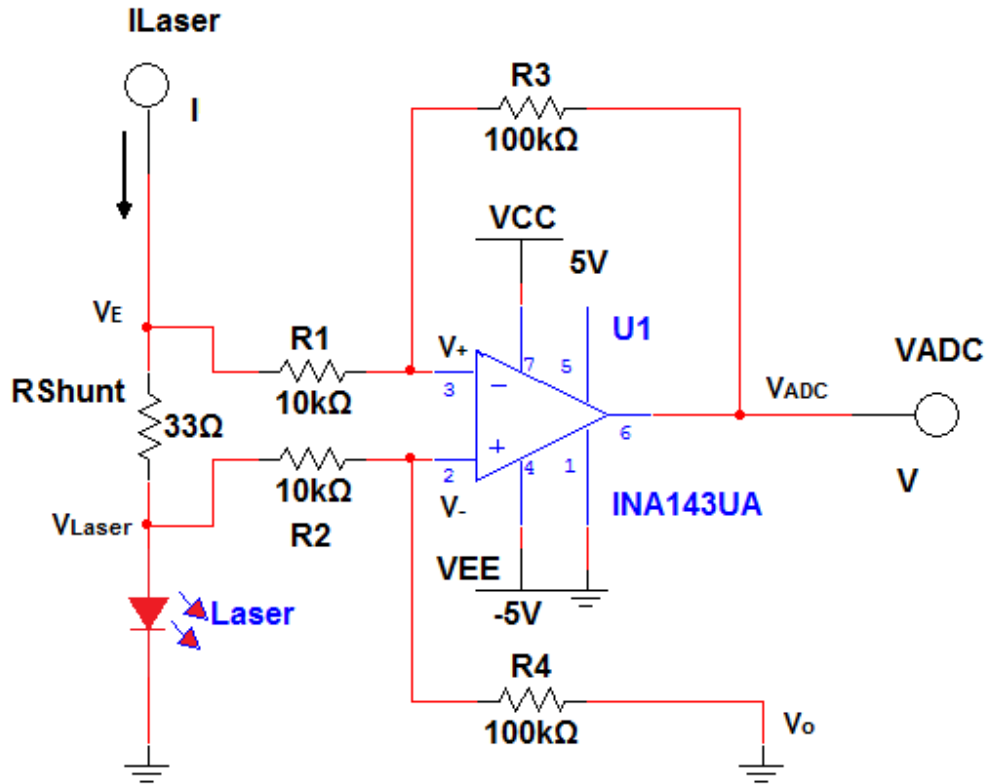


Fig. 4.10 Sensor de corriente con AO de instrumentación

Aplicando análisis de nodos obtendremos la función característica del voltaje en función de la corriente en corto que se encuentra en las terminales de entrada inversora y no inversora.

(4.3.2.1)

$$\frac{V_o - V_+}{R_4} + \frac{V_{Láser} - V_+}{R_2} = 0$$

Considerando que V_o es GND, decimos que el potencial en ese punto es cero. Por lo tanto la ecuación resultante sería.

(4.3.2.2)

$$\frac{-V_+}{R_4} + \frac{V_{Láser} - V_+}{R_2} = 0$$

Despejando V_+ de la ecuación 1:

(4.3.2.3)

$$V_+ = \frac{R_4 * V_{Láser}}{R_2 + R_4}$$

Analizando la segunda rama obtendremos:

(4.3.2.4)

$$\frac{V_{ADC} - V_-}{R_3} + \frac{V_E - V_-}{R_1} = 0$$

Despejando V_{ADC} de la ecuación 3:

(4.3.2.5)

$$V_{ADC} = \frac{V_-(R_1 + R_3) - R_3 * V_E}{R_1}$$

Teóricamente se plantea que el voltaje en las terminales inversora y no inversora de un Amplificador Operacional (AO) siempre tendrá el mismo potencial en ambas terminales. Por lo tanto se propone lo siguiente.

$$V_+ = V_-$$

Relacionando la corriente del láser con las caídas de potencial en el AO obtenemos lo siguiente.

$$I_{Láser} = \frac{V_E - V_{Láser}}{R_{Shunt}}$$

Despejando V_E de la ecuación anterior:

(4.3.2.6)

$$V_E = (I_{Láser} * R_{Shunt}) + V_{Láser}$$

Sustituyendo la ecuación 5 y 2 en la ecuación 4 obtenemos finalmente la ecuación característica que relaciona un voltaje lineal proporcional a la corriente que láser semiconductor.

(4.3.2.7)

$$V_{ADC} = \frac{\left(\frac{V_{Láser} * R_4}{R_2 + R_4}\right) (R_1 + R_3) - R_3 [(I_{Láser} * R_{Shunt}) * V_{Láser}]}{R_1}$$

Considerando que $R_1=R_2$ y que $R_3 = R_4$, simplificamos:

$$V_{ADC} = \frac{V_{Láser} * R_4 - R_3 [(I_{Láser} * R_{Shunt})] - R_3 * V_{Láser}}{R_1}$$

$$V_{ADC} = \frac{V_{Láser} * (R_4 - R_3) - R_3 [(I_{Láser} * R_{Shunt})]}{R_1}$$

$$V_{ADC} = \frac{-R_3 [(I_{Láser} * R_{Shunt})]}{R_1}$$

Como ultima consideración podemos observar que la señal entrante es en la terminal inversora, por lo consiguiente el signo restante de la ecuación final se anulara, dándonos como resultado un voltaje positivo, con un rango de operación de 0V a 5V.

4.3.3 Sensor de potencia

La señal de salida de un fotodiodo se puede medir en forma de tensión o de corriente, siendo esta última la que presenta mejores características de linealidad, offset y ancho de banda. La fotocorriente generada ha de ser convertida a tensión usando una configuración de amplificador de transimpedancia. En la que no existe la polarización del fotodiodo, sin corriente de oscuridad, es lineal, de bajo ruido y usado en aplicaciones de precisión. [6]

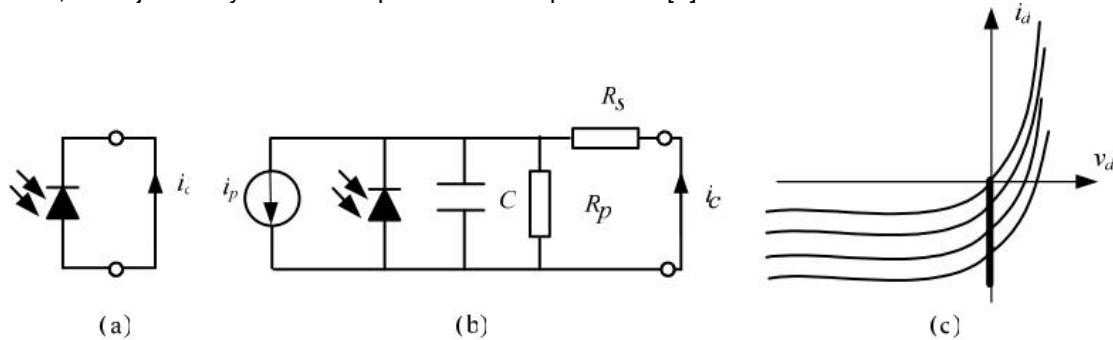


Fig. 4.11 Fotodiodo en corto circuito. (a) Circuito. (b) Circuito equivalente. (c) Recta de carga.

Teniendo en cuenta el modelo del fotodiodo, la corriente de cortocircuito I_c es:

(4.3.3.1)

$$I_c = I_p - I_s \left(e^{\frac{qI_c R_s}{KT}} - 1 \right) - \frac{I_c R_s}{R_p}$$

En esta ecuación, el segundo término es aproximadamente cero y el tercero también (debido a los valores habituales de la resistencia serie R_s , prácticamente 0, y de la resistencia paralelo R_p , que es muy elevado). Por tanto, la corriente medida es aproximadamente igual a la fotocorriente. [7]

(4.3.3.2)

$$I_s = I_p$$

Por otra parte, la fotocorriente es sensiblemente lineal con la luz incidente, lo cual quiere decir que la ecuación anterior es muy aproximada, tanto que el error que se comete al utilizarla es menor de 1% en un margen de ocho o diez órdenes de magnitud entre 1pW y 10 mW.

Como amplificador operacional se ha elegido el OPA350, que por sus características lo hacen bastante idóneo para este tipo de montajes, ya que esta compensado en frecuencia internamente para ganancia unitaria y posee bajo offset de entrada.

Se puede observar que basta con cambiar las terminales del fotodiodo para invertir la tensión de salida. Por conveniencia en el montaje final se utiliza esta configuración para obtener tensiones positivas en la salida.

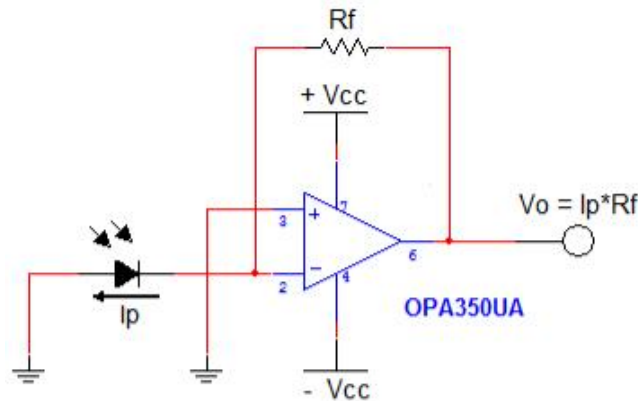


Fig. 4.12 Amplificador de transimpedancia con salida positiva

Para calcular el valor de R_F , se utilizan las características del fotodiodo interno que trae el láser semiconductor (LPS-830-FC). La fotocorriente generada es de $579.8 \cdot 10^{-6}$ A. entonces, como la tensión máxima que se requiere a la salida del amplificador es de 2.5 V, el valor de R_F es de 4,311 k Ω ; por las limitaciones de valores comerciales se usara una de 4.7 K Ω .

Para corregir el error de continua debido a las corrientes de polarización se conecta una resistencia R_C en la entrada no inversora del AO del mismo valor que R_F . No obstante, esta resistencia produce un efecto pernicioso, ya que el ruido en la entrada no inversora del operacional resulta amplificado. Para evitarlo (limitando el ancho de banda del ruido) se conecta un condensador en paralelo C_C con la resistencia de compensación R_C de valor de 100pF.

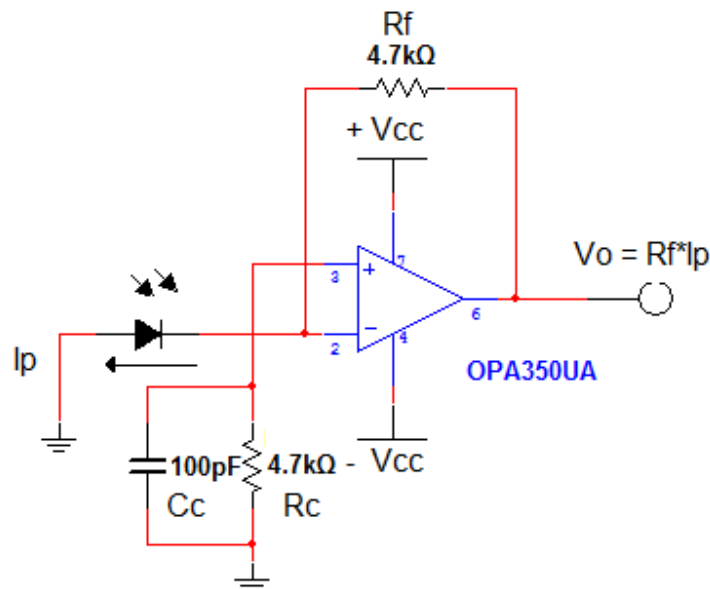


Fig. 4.13 Amplificador de transimpedancia diseñado

Aunque puede parecer que el fotodiodo podría ser considerado como una fuente de corriente ideal, hay que tener en cuenta que tiene una capacidad parasita que, según el fabricante, es de 40 pF. Esta capacitancia introduce un polo en el circuito realimentado que tiende a disminuir la estabilidad relativa disminuyendo el margen de fase del circuito. Por ello se calcula y se conecta un condensador en paralelo con el fotodiodo como se muestra a continuación.

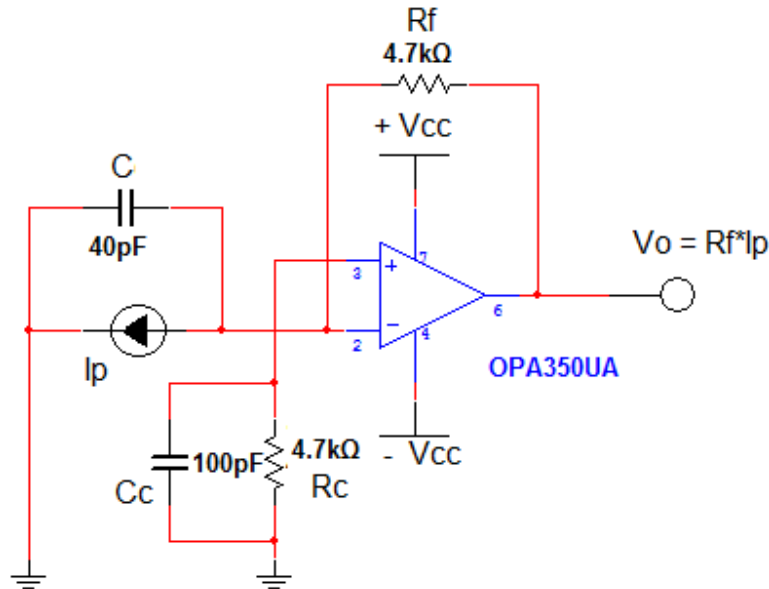


Fig. 4.14 Circuito de acondicionamiento con el fotodiodo modelado como una fuente de corriente I_p con la capacitancia C en paralelo.

Considerando el fotodiodo como una fuente de corriente ideal, la realimentación $B(s)$ del circuito está dada por:

(4.3.3.3)

$$\beta_{(s)} = \frac{X_c(s)}{X_c(s) + R_f}$$

Donde $X_c(s)$ es la impedancia del condensador. Para determinar la respuesta en frecuencia del AO interesa conocer la relación $1/B(s)$, que es igual a:

(4.3.3.4)

$$\frac{1}{\beta_{(s)}} = \frac{\frac{1}{sC} + R_f}{\frac{1}{sC}} = 1 + sCR_f$$

Y que presenta un cero a la frecuencia F_1 , dada por:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_f C} = \frac{1}{2\pi(4.7k\Omega)(40 \times 10^{-12})} = 846,5688462 \text{ KHz}$$

Si se representa la magnitud $1/B(s)$ sobre la curva de ganancia en lazo abierto de un operacional típico $|A_{BA}|$, se observa que ambas curvas se cortan con una pendiente de 40 dB/década, lo que supone un margen de fase menor de 45° , por lo que la estabilidad relativa del circuito queda muy mermada y este puede entrar en inestabilidad provocada por cualquier señal no deseable, como un ruido por ejemplo.

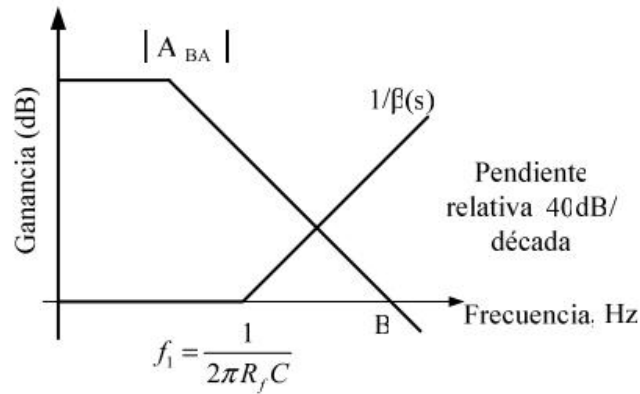


Fig. 4.15 Respuesta en frecuencia del sistema sin C_f

Para estabilizar el sistema se le añade un polo a la curva $1/B(s)$ antes de su corte con la curva de ganancia en lazo abierto del operacional, para lo cual se le añade un condensador C_f en paralelo con la resistencia de realimentación, R_f .

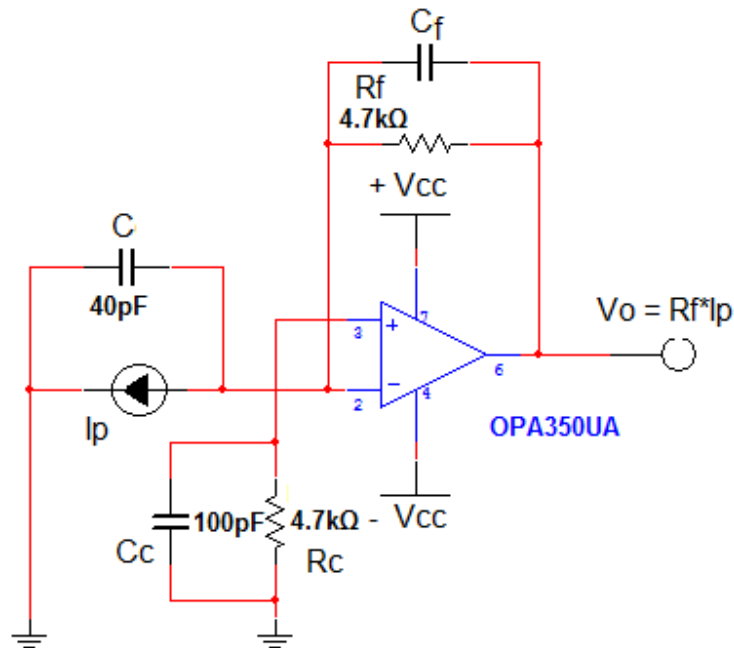


Fig. 4.16 Amplificador de transimpedancia compensado

El cálculo del condensador C_f de compensación se calcula del modo siguiente. La realimentación $B(s)$ del circuito está dada por:

(4.3.3.5)

$$\beta(s) = \frac{X_c(s)}{X_c(s) + X_f(s)}$$

Siendo:

(4.3.3.6)

$$X_f(s) = \left(\frac{1}{sC_f} \right) \parallel R_f = \frac{R_f}{sC_f R_f + 1}$$

Con lo cual:

(4.3.3.7)

$$\frac{1}{\beta(s)} = \frac{1 + R_f(C + C_f)s}{1 + R_f C_f s}$$

Esta función de transferencia tiene un cero en:

(4.3.3.8)

$$s = \frac{1}{R_f(C + C_f)}$$

Esto es, a la frecuencia:

(4.3.3.9)

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_f(C + C_f)}$$

Del mismo modo $1/\beta(s)$ tiene un polo en:

(4.3.3.10)

$$s = \frac{1}{R_f C_f}$$

O lo que es lo mismo, a la frecuencia:

(4.3.3.11)

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$$

Puesto que el polo está a la derecha del cero, se puede realizar la compensación deseada. Para calcular el valor de C_f , de forma que el polo introducido en la curva $1/\beta(s)$ esté situado antes del corte de esta curva con la de la ganancia en lazo abierto del operacional, hay que tener en cuenta que el límite de estabilidad corresponde a la situación que se muestra en la figura siguiente, en la que la curva $1/\beta(s)$ corta a la curva de ganancia en lazo abierto del operacional justo a la frecuencia del polo F_2 .

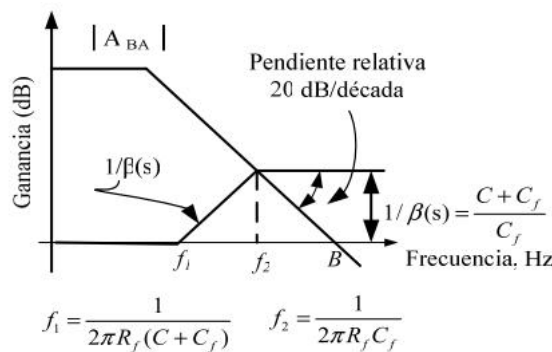


Fig. 4.17 Ganancia en lazo abierto y de realimentación $1/\beta(s)$, en la situación correspondiente a un margen de fase de 45° .



La frecuencia de corte entre la realimentación y la curva de ganancia de un amplificador operacional viene dada por:

$$f_2 = B\beta f_2 \quad (4.3.3.12)$$

Donde B es el ancho de banda de ganancia unitaria del AO y B_{F2} es el valor de la realimentación a la frecuencia F_2 que, teniendo en cuenta la ecuación, es aproximadamente igual a $CF/(C+CF)$. Por tanto:

$$f_2 = B \frac{C_f}{C + C_f} \quad (4.3.3.13)$$

Igualando las ecuaciones anteriores, se obtiene que el condensador CF , que corresponde al límite de estabilidad sea:

$$C_f = \frac{1}{4\pi R_f B} \left(1 + \sqrt{1 + 8\pi R_f C B} \right) = \frac{1}{4\pi (4.7k\Omega) (38 * 10^6)} * \left(1 + \sqrt{8\pi * (4.7k\Omega) * (40 * 10^{-12}) * (38 * 10^6)} \right)$$

$$C_f = 6.41590626 * 10^{-12}$$

Cualquier condensador de un valor mayor al calculado en la expresión, lograra la compensación de fase pretendida, por tanto se elige uno normalizado de 10 pF.

4.3.4 Sensor de temperatura

Nuestro sensor de temperatura va a ofrecernos un valor de tensión en función de la temperatura que este registrando. El sensor que se utilizara será el transistor LM35 modelo TO-92, el cual es un sensor de temperatura con buena precisión en escala Celsius. Este dispositivo transforma la temperatura del ambiente en voltaje, del orden de mV.

El LM35 entrega a la salida una resolución de 10mV por cada grado centígrado. Empleándolo solo sin ninguna configuración en especial, el dispositivo presenta un rango de medición de 2 a 150 °C.



Fig. 4.18 Diagrama a bloques del sensor

Las especificaciones técnicas del sensor especifican que el comportamiento del sensor es puramente lineal por lo que la función de transferencia puede definirse de la siguiente manera:

$$V_{out} = Temperatura * Razon\ de\ cambio$$

Y sabiendo que aumenta 10 mV con cada grado centígrado, podremos deducir que su función característica mostrada a continuación sigue la siguiente ecuación:

$$V_{out} = 0.01 \left(\frac{V}{^{\circ}C} \right) * Temperatura(^{\circ}C)$$

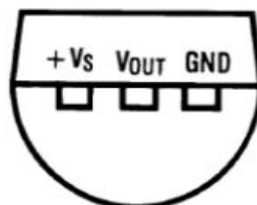


Fig. 4.19 Diagrama de conexionado del LM35

La etapa de conversión se llevará a cabo mediante el convertidor analógico-digital (A/D) del microcontrolador con una resolución de 10 bits, por lo que la ecuación característica para la conversión de voltaje proporcionar a la temperatura entregada por el LM35 mediante el microcontrolador está dada por:

$$Temperatura\ Digital = (Voltaje\ leído\ (ADC) * VDD * Escala\ ^{\circ}C) / Resolución$$

4.4 Dispositivo USB

En la serie 18F de uC PIC de *Microchip*, hay unos micros que poseen módulos de USB, los primeros micros con modulo USB que salieron al mercado fueron la familia 18Fxx5x. Estos módulos son de gran importancia en el acontecer actual porque el USB se encuentra en la mayoría de los dispositivos electrónicos que requieren comunicarse externamente. Comunicar un uC PIC con un dispositivo por USB, conlleva una compleja y estructurada red de protocolos que por lo general lleva escribir gran cantidad de líneas de programación al que agrupan y/o denominan Pila o Stack USB. [8]

por otro lado y dependiendo de las características de la transmisión, es necesario configurar un driver del lado del ordenador a fin de que el sistema operativo S.O. reconozca al pic como un dispositivo de transacción de datos para que el driver sea configurado correctamente, el ordenador requiere de una secuencia de datos con información relativa al dispositivo, esta secuencia de datos se encuentran organizadas sintácticamente en el archivo instalador **.inf** a nivel de usuario, se resume a 5 los datos para personalizar nuestros archivos instaladores **.inf** . Estos datos son:

- Nombre
- VID
- PID
- Fabricante
- Descripción

La emulación de un puerto serie RS232 mediante un microcontrolador PIC de la familia 18Fxx5x de microchip, es una de las maneras más rápidas y fáciles de realizar e implementar, puesto que hoy en día existen una gran cantidad de herramientas dedicadas a estos microcontroladores que se han vuelto tan populares.

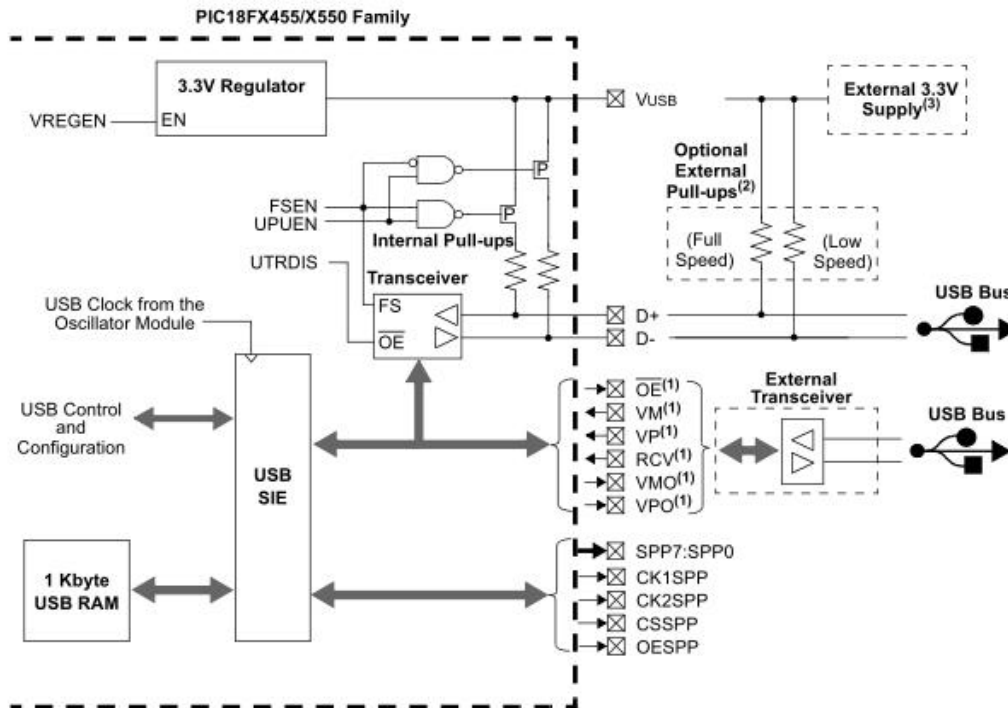


Fig. 4.20 Diagrama interno del dispositivo USB

4.4.1 Comunicación USB

CDC es sinónimo de clase de dispositivo de comunicación. Se trata de un dispositivo de nivel de especificación del protocolo definido por el organismo sindical USB. En él se definen las reglas de cómo un host USB y USB de un periférico debe comunicar como un dispositivo de comunicación. En concreto, la especificación de los CDC define un protocolo de capa de envoltura alrededor de otros protocolos de comunicación que les permite ser transportado a la interfaz USB. Una especificación estándar también permite a un host USB y un periférico USB que se desarrollado de forma independiente.

La emulación de RS-232 a través de USB proporciona una ruta de migración fácil para una aplicación embebida. La comunicación en serie ha sido tradicionalmente el método más común de transferencia de datos entre un PC y un dispositivo embebido.

Desde CDC es un estándar de clase USB, Microsoft ha implementado un controlador que soporta la emulación de la interfaz RS-232. Por el lado de la PC, el conductor CDC proporciona la capa de enlace entre el hardware y el controlador USB UART. Esto permite que la aplicación final permanezca sin cambios porque desde su punto de vista, sigue considerando que la interfaz es RS-232. En cuanto a la parte de aplicaciones incrustadas, el PIC18F4550 tiene un USB de alta velocidad periférica.

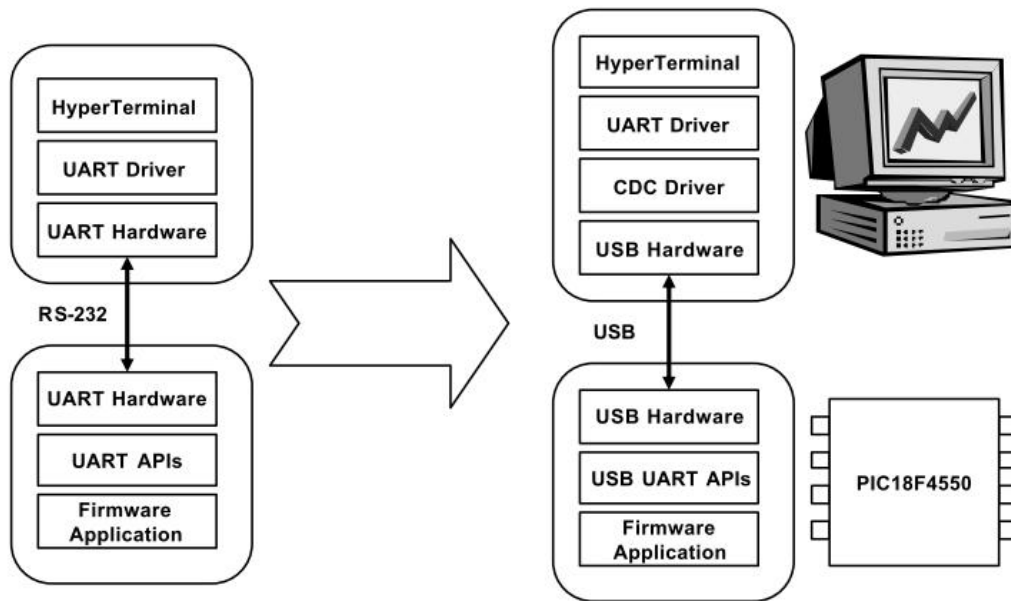


Fig. 4.21 Migración RS-232 a tecnología USB

Debido a la complejidad de la comunicación USB o de otras como TCP/IP lo que ha hecho tanto Microchip como otros desarrolladores de compiladores como CCS es proporcionar unas librerías que comúnmente se les llama "Stacks" o pila de software cuya finalidad es facilitar la tarea al programador de dispositivos, de tal forma que no es necesario conocer a fondo el protocolo de comunicación USB, simplemente se necesita saber que funciones públicas me proporciona el "Stack" correspondiente para poder enviar y recibir los datos a través del bus.

La clase CDC (Communications Device Class), las funciones que se han utilizado para enviar y recibir datos por el bus USB son:

- **usb_cdc_kbhit():** Es una función que retorna el valor booleano TRUE si hay uno o más caracteres esperando en el buffer de recepción.
- **usb_cdc_getc():** Obtiene el carácter recibido en el Buffer de recepción.
- **usb_cdc_putc(char c):** Coloca el carácter que recibe como parámetro en el buffer de transmisión para ser enviado.

La comunicación USB debe ser inicializada, eso se consigue llamando la función: **usb_init()** al principio de la función main(). Otra cosa que hay que tener en cuenta es que para que la comunicación USB se mantenga debe ser realimentada constantemente, para ello hay que llamar periódicamente a la función **usb_task()**, por lo que nuestro programa tendrá que tener un bucle infinito principal donde deberemos incluir la llamada a esta función.

De las librerías que nos proporciona CCS para la comunicación USB utilizando la clase CDC hay un archivo el `usb_desc_cdc.h` donde se guarda la información perteneciente a los descriptores del dispositivo ese archivo podemos editarlo y modificar los descriptores perteneciente al VID, PID, consumo del dispositivo y versión del firmware.

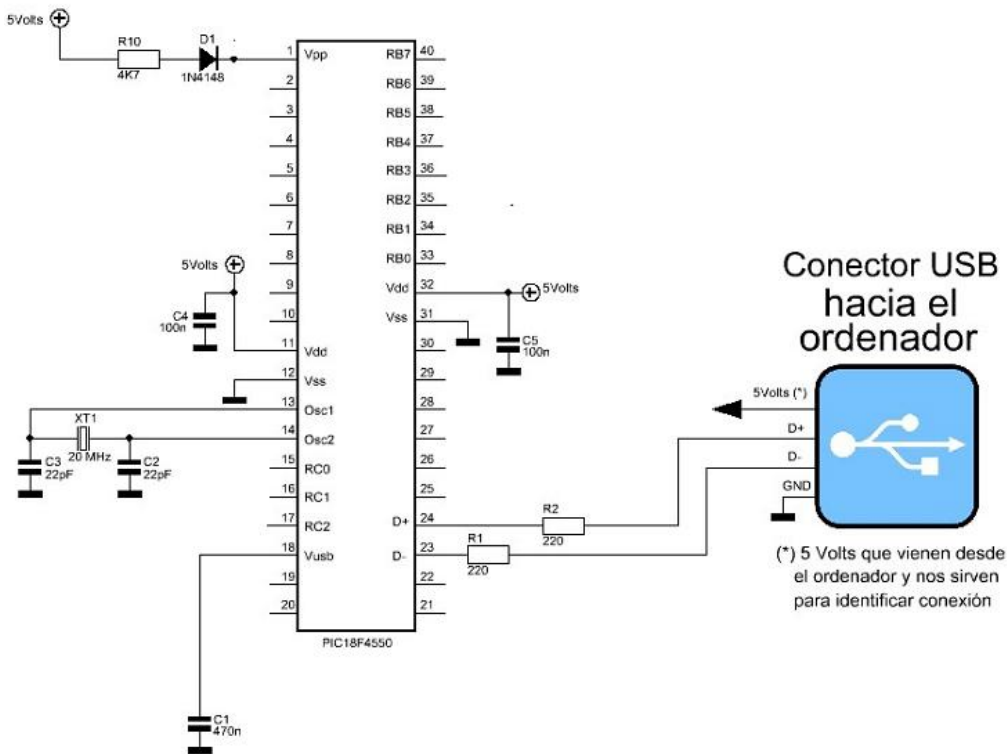


Fig. 4.22 Conexión USB mediante el microcontrolador 18F4550

4.4.2 Funcionamiento y topología

Los dispositivos USB están asociados a *pipes*, canales lógicos unidireccionales, los cuales conectan la host controlador con un *endpoint*, que representa una sección del dispositivo que satisface n propósito específico tal como recibir o transmitir datos [11].

Para la transferencia de datos, la información es encapsulada en paquetes diversos tamaños de largo relacionado con potencias de 2. Tanto los endpoints como los pipes son enumerados del 0 al 15 en cada dirección (entrada y salida). Esto significa que un dispositivo puede tener hasta 32 *endpoints*. Esta dirección esta vista tomando como referencia el host controlador. Esto requiere decir que un *endpoint* de salida corresponde a un canal que transmite desde el host controlador hacia el dispositivo.

Un *endpoint* tiene asociada solo una dirección, salvo el *endpoint* 0 (bidireccional), el cual está reservado para el bus de control. Al conectar un dispositivo USB, se crea el denominado proceso de enumeración, en el cual el host controlador asigna una dirección de 7 bits que se usa a modo de identificación del dispositivo (similar a la función de una dirección IP en internet). Posteriormente, el host controlador va consultando a cada dispositivo en orden de su identificación preguntando si tiene algo que mandar, con lo cual se evitan las colisiones [10].

Además, si se requiere acceder a un *endpoint*, el dispositivo tiene asociado un parámetro llamada descriptor el cual guarda el estado (activo, inactivo) en uno o más descriptores de configuración. Dichos descriptores a su vez poseen descriptores de interfaz, los cuales poseen configuraciones por defecto y finalmente los *endpoints* como se aprecia en la figura siguiente.

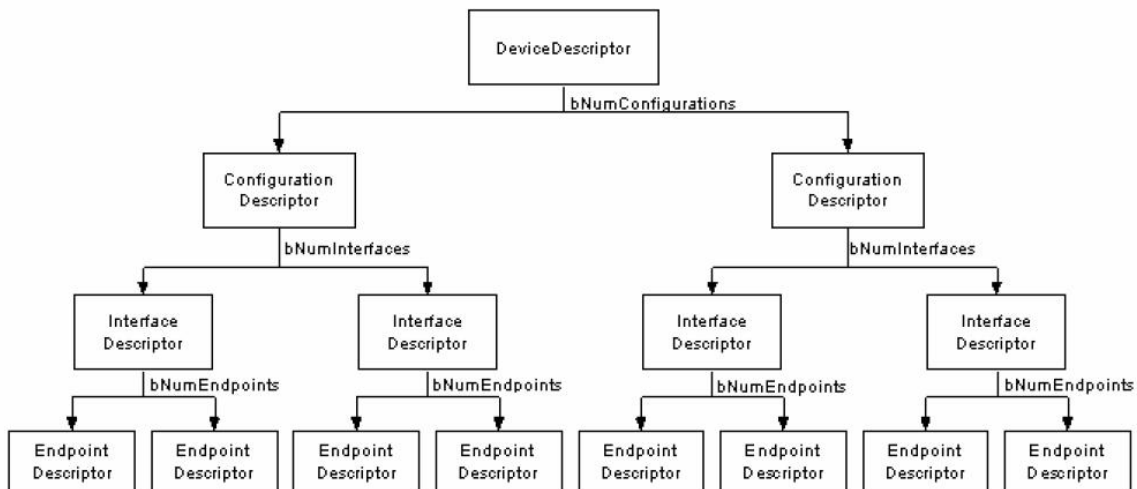


Fig. 4.23 Jerarquía de descriptores y *endpoints*

Existen cuatro tipos principales de transferencia en una conexión USB, que son los siguientes:

Transferencia de control: Utilizada para comandos cortos y simples, además es el tipo de transferencia utilizado por el pipe 0.

Transferencia isócrona: Consiste en dejar un ancho de banda fijo para la transferencia con posibilidad de pérdidas de datos. Generalmente es utilizada para aplicaciones de audio y video.

Transferencia HID: Utilizada para dispositivos de interacción humana (HID) como por ejemplo un mouse o teclado.

Transferencia Bulk o masivas: Se utiliza en transferencias grandes utilizando todo el ancho de banda disponible, pero sin garantías de velocidad. En cada caso de que se conectara otro dispositivo, la transferencia disminuirá ya que el ancho de banda no está garantizado.

4.4.2.1 Pinout USB

En el conector USB se distinguen 4 pines, 2 de polarización y 2 de datos como se muestra en la figura siguiente.

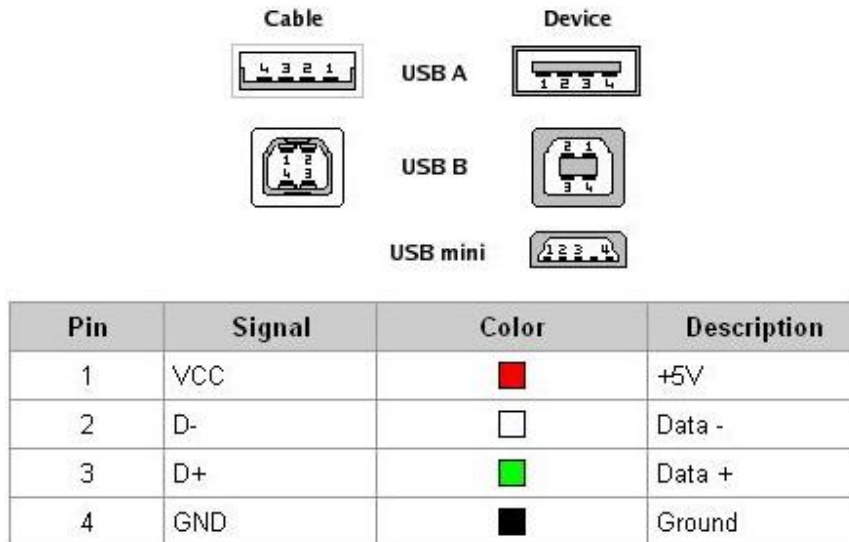


Fig. 4.24 Configuraciones USB

La información transmitida viaja por los pines D+ y D- del conector USB utilizando señalización diferencial half-duplex minimizando el ruido electromagnético en tramos largos. Se permite un largo máximo de 5 metros para no perder calidad en la señal y así evitar pérdidas en la información.

Hay conectores estándar y mini. Los primeros son los que normalmente se encuentran en computadoras y se clasifican en tipo A y B. Los tipos A (planos) se encuentran del lado del host controlador mientras que los B (cuadrados) están del lado del dispositivo. Para el caso de los conectores mini se respecta la misma clasificación A y B solo que de menos tamaño.

EL voltaje suministrado por el USB es de 5 volts regulados entre los pines 1 y 4, según se muestra en el Pinout. De haber una fuente externa, el voltaje no puede ser menor de 4.375 volts ni mayor que 5.25 volts. La corriente máxima total suministrada a los dispositivos por puerto conectado es de 500 mA.

Al momento de conectar un dispositivo, se reporta al host controlador cuanta potencia va a consumir. Así, el host controlador lleva una tabla con las necesidades de cada puerto y cuando eventualmente un dispositivo supera su límite generalmente se apaga, cortándole el suministro de corriente, no afecta al resto de los dispositivos [11].

El estándar exige que los dispositivos se conecten en un modo de bajo consumo (100 mA máximo) y luego le comuniquen al host controlador cuanta corriente precisan, para luego cambiar a un modo de alto consumo (si el host se lo permite). Los dispositivos que superen los límites de consumo deben utilizar su propia fuente de poder.



4.5 Control de temperatura PID

La temperatura es un factor muy importante cuando se habla de semiconductores ya que su estabilidad y desempeño siempre se ve afectada por este agente externo el cual siempre debe de ser considerado cuando se habla de dispositivos electrónicos, dado la versatilidad que se busca en esta fuente de corriente un sistema On-Off o de tipo histéresis como también se le conoce, no es tan indicado si se busca estabilidad y reducir al máximo el ruido que podría producirse internamente al encendido y apagado de los disipadores. Por ello la elección del diseño de un control PID para el monitoreo y encendido proporcional de los disipadores cuando estos sean necesarios. [9]

Como primer paso procederemos a determinar la función de transferencia del sistema a controlar por eso se ha de tomar las siguientes mediciones, que es la temperatura en función del tiempo en el medio donde se pretende controlar la temperatura.

	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8	M9	M10	M11	M12	M13	M14	M15	M16	M17	M18
Tiempo	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170
Temp.	15	16	18	20	22	24	26	28	30	31	33	34	36	37	39	40	41	43

Entre mayor numero de muestras se analizan mayor será la exactitud o la similitud del sistema discreto al sistema real, el cual se desea controlar. AL obtener los datos pertinentes, procederemos a utilizar la herramienta matemática por excelencia MATLAB para la obtención del modelo matemático.

```
t = [0,10,20,30,40,50,60,70,80,90,100,110,120,130,140,150,160,170,180];
V = 5*ones(size(t));
Temp = [15,16,18,20,22,24,26,28,30,31,33,34,36,37,39,40,41,43,44];
```

Ingreso de datos a **Matlab** mediante vectores.

Procederemos a ver gráficamente cómo se comporta el sistema, en función de los datos obtenidos anteriormente.

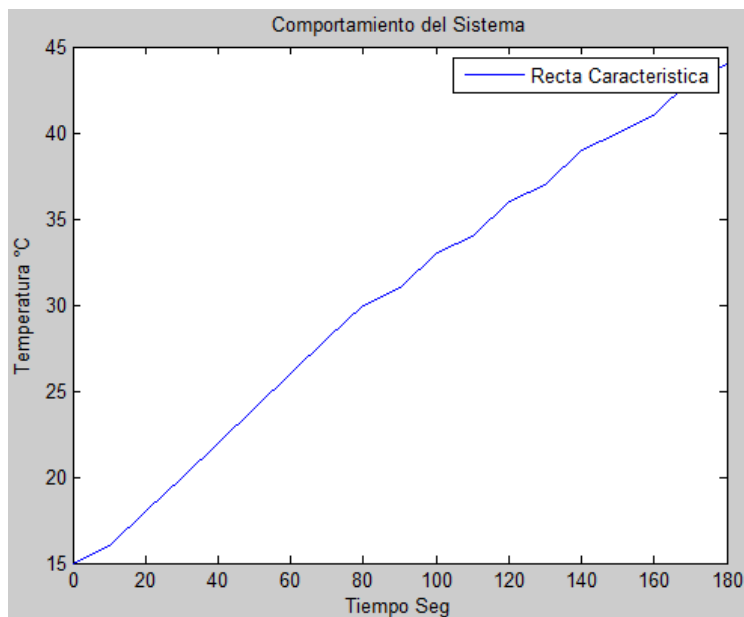


Fig. 4.25 Comportamiento real del sistema

Mediante ajustes de curvas identificaremos la función matemática que caracteriza ese comportamiento obtenido, para ello utilizamos la herramienta "IDENT", de Matlab.

```
>> ident
Opening System Identification Tool ..... done.
>>
```

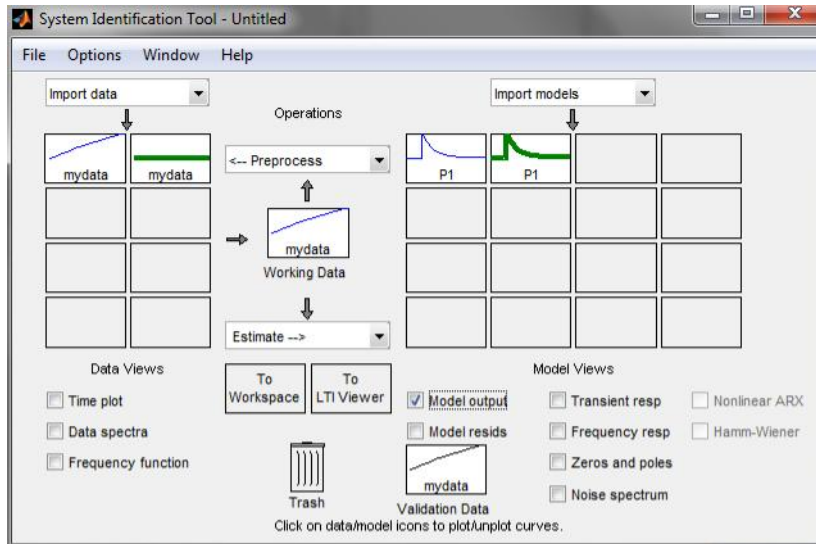


Fig. 4.26 ToolBox de identificación de sistemas

Una vez abierto la aplicación, importaremos los datos y los analizaremos en el dominio del tiempo, eligiendo como proceso, modelado de sistemas, donde la variable de entrada será la temperatura y la variable de salida el voltaje. Obteniendo un ajuste de curva cerca del 96.33% de similitud con el modelo real.

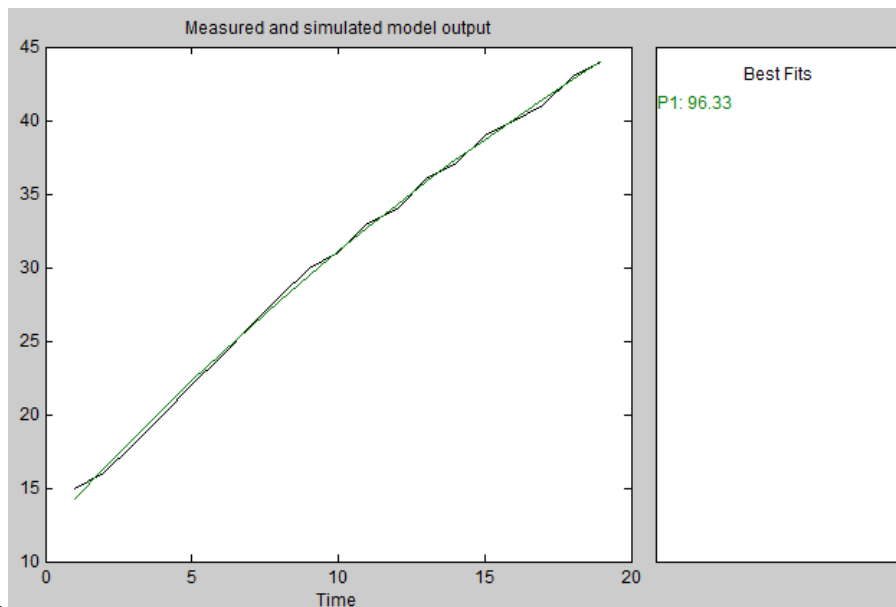


Fig. 4.27 Ajuste de curvas del sistema modelado

Se obtendrá la función de transferencia del sistema con la estructura siguiente, que pertenece a una función de primer orden, donde $K_p = 17.299$ y $T_{p1} = 33.854$.

(3.5.1)

$$G(s) = \frac{K_p}{1 + T_{p1} * s}$$

Aplicándole una respuesta tipo impulso al sistema obtenido podemos observar que el tiempo de estabilización es cerca de 1 minuto de tipo amortiguado.

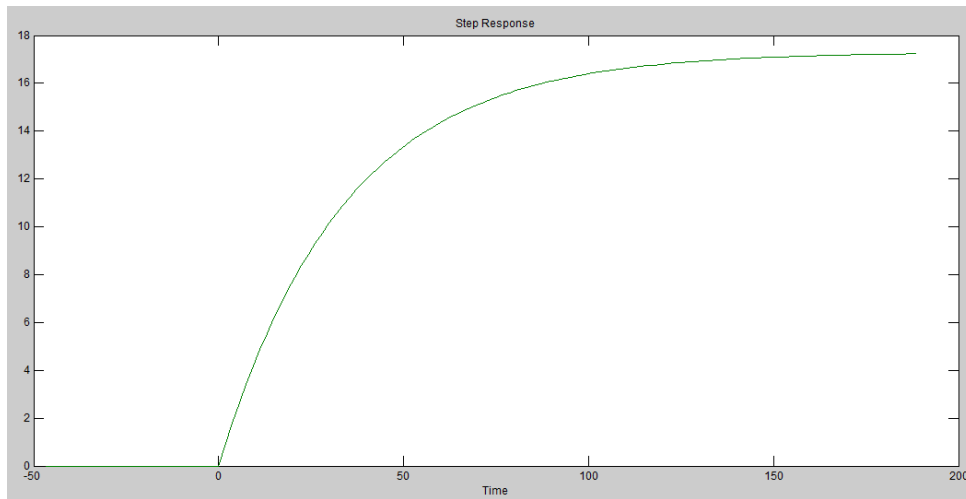


Fig. 4.28 Respuesta a una entrada tipo impulso

A continuación ya con la función de transferencia conocida procederemos a diseñar el controlador PID mediante otra utilidad de Matlab conocida como "SISOTOOL", donde ingresaremos la función de transferencia obtenida y elegiremos el algoritmo de diseño del PID pertinente, en este caso muy particular se optó por el algoritmo "Internal Model Control (IMC)" con una frecuencia de muestro de 1000, obteniendo la función del compensador que controlara la temperatura interna de nuestro dispositivo.

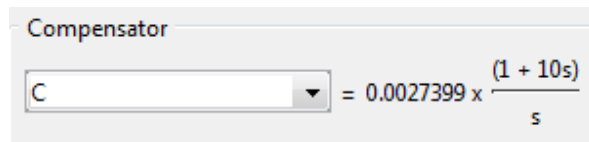


Fig. 4.29 Compensador proporcionado por el Toolbox

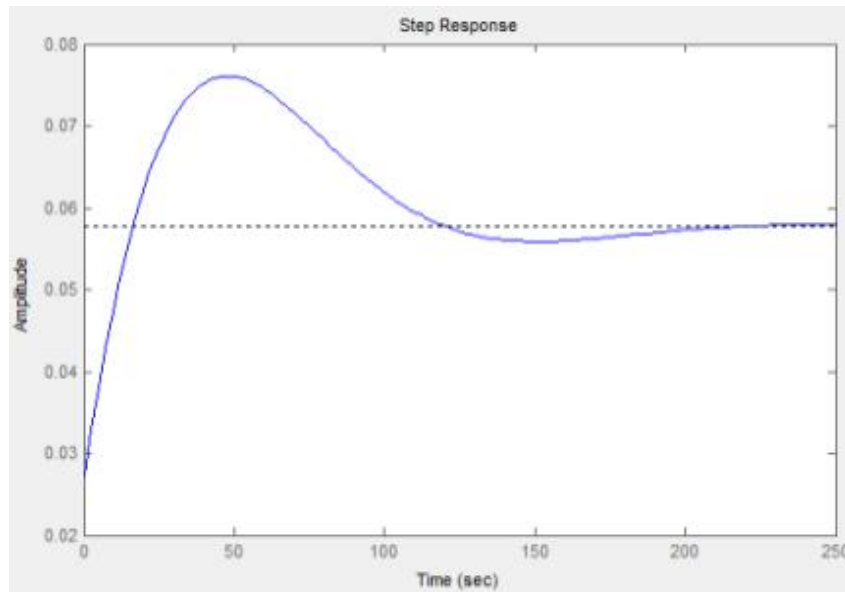


Fig. 4.30 Comportamiento del sistema obtenido

Una vez obtenido el modelo matemático del compensador procederemos a discretizarlo es decir al dominio del tiempo, con ayuda de la transformada inversa z.

```
>> C = tf([10 1],[1 0]).*0.0027399;
>> C

Transfer function:
0.0274 s + 0.00274
-----
s

>> CD=c2d(C,1/1000);
>> CD

Transfer function:
0.0274 z - 0.0274
-----
z - 1

Sampling time: 0.001
```

Fig. 4.31 Cambio del dominio (s) al dominio (z).

Aplicando transformada inversa Z

(4.5.2)

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{0.0274 Z - 0.0274}{Z - 1}$$

$$U(z) * (Z - 1) = E(z) * (0.0274 Z - 0.0274)$$

$$Z * U(z) - U(z) = 0.0274 Z * E(z) - 0.0274 * E(z)$$

$$\frac{Z * U(z) - U(z)}{Z} = \frac{0.0274 Z * E(z) - 0.0274 * E(z)}{Z} \Rightarrow U(z) - U(z)Z^{-1} = 0.0274 * E(z) - 0.0274 * E(z)Z^{-1}$$

$$U(n) = 0.0274 * E(n) - 0.0274 * E(n - 1) + U(n - 1)$$

Donde esta ecuación será la que se ingresara a un microcontrolador para la obtención de un PID digital, el cual monitoreara el sensor LM35 y mediante un PWM controlara la potencia de los disipadores internos hasta lograr el punto de estabilización que nosotros deseemos.

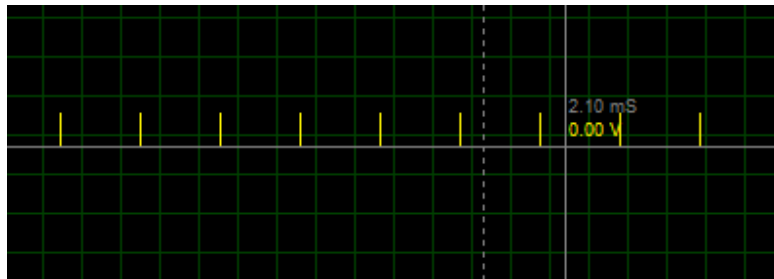


Fig. 4.32 Medición cercana al *SetPoint* 25°C.

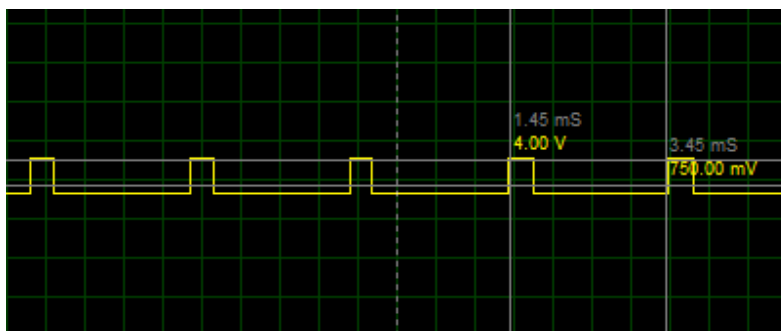


Fig. 4.33 Amplitud del PWM lejano del *SetPoint* 28°C.

4.6 Sistema de adquisición de datos

Se implementó la lógica de programación con el compilador CCS con la finalidad de configurar el dispositivo en modo CDC (Communication Device Class), el cual es inicializado y enumerado por la computadora, para la toma de muestras de los diferentes sensores que conforman la unidad de control y procesamiento. Posteriormente mediante interrupciones de tipo UART ((*Universal Asynchronous Receiver/Transmitte*) se inicia la transmisión de datos a través del puerto USB hacia la computadora, como se aprecia en el diagrama de flujo siguiente.

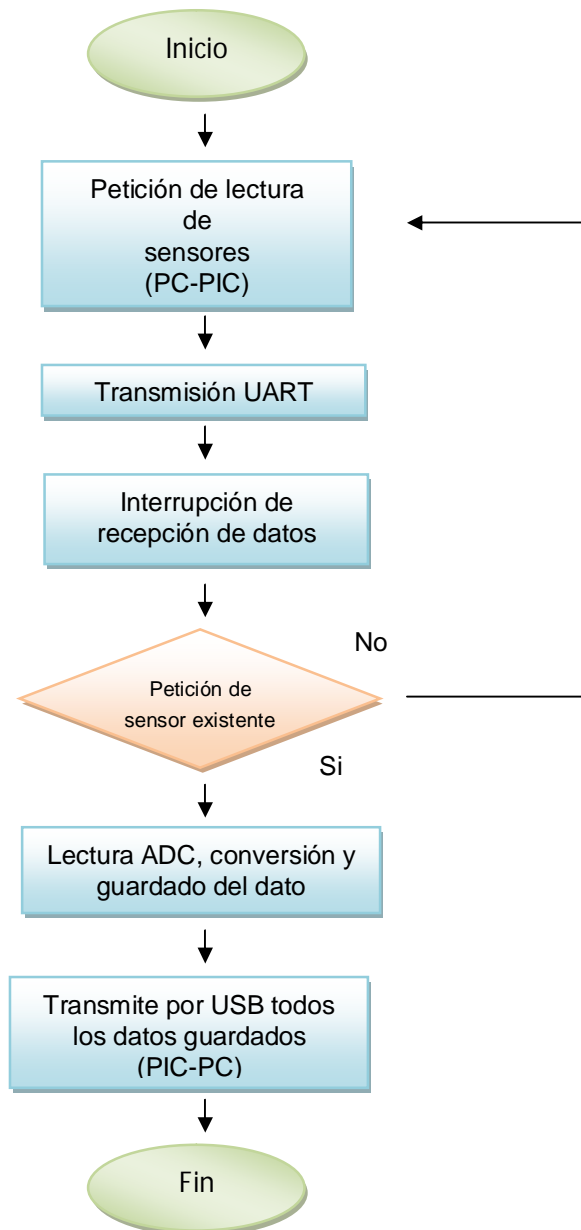


Fig. 4.34 Diagrama de flujo para la conversión de datos y transmisión por USB.

Se diseñó el software en Visual C#, utilizando el API (Application Programming Interface) desarrollado por Microchip para utilizar el puerto USB, el cual gestiona el envío y recepción de datos.

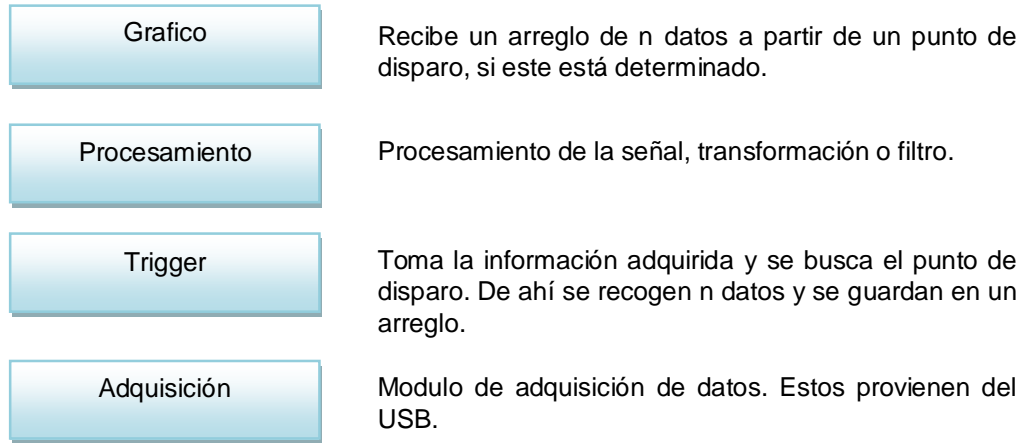


Fig. 4.35 Modelo de capas para el software.

Los drivers para Windows son proporcionados por Microchip junto con la API. Esta última contiene funciones de inicialización, recepción y transmisión de datos incorporados en mpushapi.dll.

4.6.1 Detección del hardware

A menudo las aplicaciones que requieren seleccionar un dispositivo antes de efectuar algún tipo de comunicación, no ofrecen ninguna información adicional sobre el estado del dispositivo. Sobre todo si hablamos del puerto serie, normalmente nos ofrecen una simple enumeración de los COM. Esto último es el causante de que la aplicación nos permita seleccionar un puerto que en ocasiones no existe o está siendo usado por otro programa. Por ello la importancia de la detección de hardware previamente para evitar fallos en la comunicación, que repercutiría en el manejo de la información pertinente.

Básicamente se trata de enumerar en un 'ComboBox' personalizado los puertos existentes en nuestro equipo, para facilitar el acceso a estos, el cual al inicio de la aplicación creada en Visual C# entra el registro de Windows para la obtención de los puertos actuales en uso, mediante el siguiente código.

```
public Form1()
{
    InitializeComponent();
    string[] Puertos = System.IO.Ports.SerialPort.GetPortNames();
    foreach (string port in Puertos)
    {
        comboBox1.Items.Add(new ComboBoxItem(port, 0));
    }
}
```

Con ello nos es posible observar el nombre del puerto COM disponible para establecer una conexión, e iniciar el proceso de envío y recepción de datos.

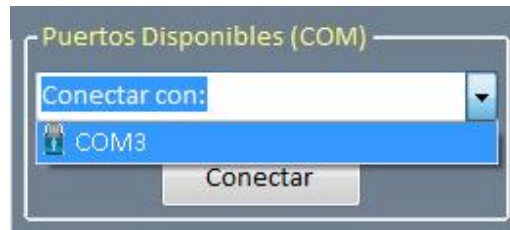


Fig. 4.36 Enumeración de puertos COM.

Los nombre de los puertos disponibles se ordenan dependiendo del ID de registro que el sistema operativo le asigno la primera vez que este fue conectado al equipo y el numero de puertos mostrados dentro del ComboBox se limita a puertos COM activos y disponibles a realizar una conexión nueva.

Al iniciar la comunicación con el puerto elegido, se configura previamente la velocidad de transmisión que es el principal factor para la identificación de cuantos paquetes de bytes se pueden transmitir como recibir; una vez identificado el puerto de conexionado, y configurado previamente el BaudRate de transmisión se procede a abrir el puerto y establecer la comunicación, con la siguiente sintaxis.

```

{
    Puerto_Serial.BaudRate = 19200;
    Puerto_Serial.PortName = comboBox1.SelectedItem.ToString();
    Puerto_Serial.Open();

    if (Puerto_Serial.IsOpen)
    {
        string message = "Comunicacion establecida con el dispositivo : LD001J.";
        string caption = "Puerto COM abierto satisfactoriamente";
        MessageBoxButtons buttons = MessageBoxButtons.OK;
        DialogResult result;
        //Displays the MessageBox.
        result = MessageBox.Show(message, caption, buttons);
        Puertos_Disponibles.Enabled = false;
        Sensores_Disponibles.Enabled = true;
    }
}
    
```

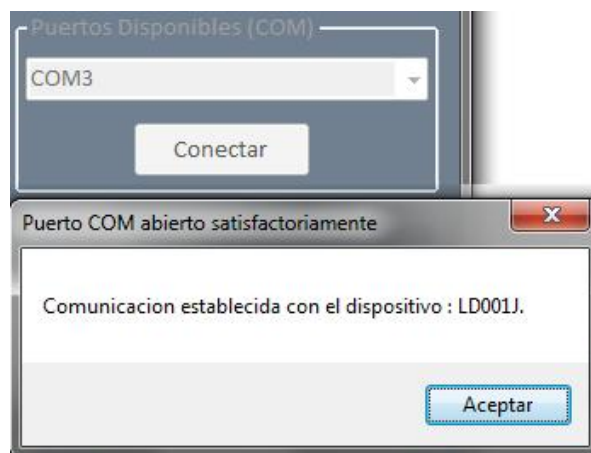


Fig. 4.37 Comunicación establecida con el puerto COM.

4.6.1 Adquisición y tiempo de muestreo

Para la recepción de datos mediante USB, consiste básicamente en definir el sensor de interés el cual retorna un arreglo de 8 bits y un timer modificable que refresca los datos cada cierto tiempo. Primeramente es necesaria la selección de la variable que nos interesa monitorear; lo cual se logra mediante la siguiente sintaxis:

```
Form1.sensor = comboBox2.SelectedIndex;
int intervalo = int.Parse(Intervalo_de_Captura.Text);
Temporizador.Interval = intervalo;
Form1.Contador = 0;
switch (sensor)
{
    /*----- Sensor de Corriente -----*/
    case 0:
        Sensor_Activado.Enabled = true;
        Sensor.Text = "Corriente de Operacion";
```

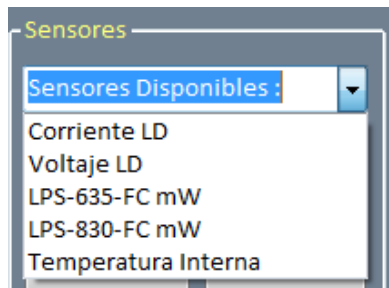


Fig. 4.38 Monitoreo de la variable de interés.

Mediante un TextBox podemos ingresar el tiempo de desborde del timer el cual ejecutara cíclicamente la petición de un dato nuevo, es decir actualizara el valor obtenido del ADC que monitorea la variable de interés. Esto implica la lectura de los datos que se encuentran en buffer de entrada de nuestro equipo (PC); lo cual se logra con la siguiente sintaxis.

```
private void Temporizador_Tick(object sender, EventArgs e)
{
    Form1.Contador ++;
    if (Form1.sensor == 0)
    {
        Puerto_Serial.Write("A");
        Form1.MSB = Puerto_Serial.ReadByte();
        Form1.LSB = Puerto_Serial.ReadByte();
```

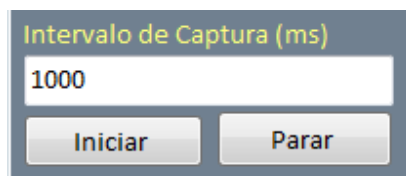


Fig. 4.39 Activación del temporizador

4.6.3 Almacenamiento de datos obtenidos

Al inicio de cada sesión de adquisición de datos se habilita la opción de creación de nuevo documento de tipo *.txt donde se guardan los datos obtenidos de cada lectura, proporcionando la ruta de guardado del documento, la fecha de elaboración del mismo, como de la variable que se almacenara en este, toda esta información siendo parte del encabezado del archivo. Como se muestra en la sintaxis siguiente.

```
SaveFileDialog saveFileDialog1 = new SaveFileDialog();
saveFileDialog1.Title = "Guardar Archivo con la Base de datos";
saveFileDialog1.Filter = "Archivo de Texto (.txt) |*.txt";
saveFileDialog1.DefaultExt = ".txt";
saveFileDialog1.AddExtension = true;
saveFileDialog1.RestoreDirectory = true;
```

La magnitud de la variable en función del tiempo se almacena en columnas, la columna izquierda almacena la magnitud de la variable de interés cada vez que se inicia el ciclo de lectura que es controlado previamente por el temporizador (timer); mientras que en la columna derecha se almacena en milisegundos los intervalos entre una lectura y otra.

```
string ruta = saveFileDialog1.FileName;
Form1.Direccion = ruta;
System.IO.TextWriter fichero = new System.IO.StreamWriter(ruta);
fichero.WriteLine("Analizador de Datos LD001J");
fichero.WriteLine(ruta);
Form1.tiempoi = DateTime.Now;
fichero.WriteLine(tiempoi);
fichero.WriteLine();
fichero.WriteLine("{0} {1}", "Corriente LD(V)", "Tiempo(ms)");
fichero.Close();
MessageBox.Show("Se ha guardado el archivo: " + saveFileDialog1.FileName);
Numero_de_Muestras.Text = "0";
Temporizador.Start();
Temporizador.Enabled = true;
```

Voltaje LD(V)	Tiempo(ms)
2,341153	1430,002
2,341153	1580,0022
2,341153	1740,0024
2,341153	1900,0026
2,341153	2050,0028
2,341153	2210,0031
2,341153	2360,0033
2,341153	2520,0035
2,341153	2680,0037

Fig. 4.40 Base de datos obtenidos por el sistema.

4.6.4 Software final

La integración de las funciones específicas anteriormente mencionadas dieron paso a una interfaz gráfica de fácil acceso a la adquisición de datos provenientes de nuestro módulo de procesamiento que se encuentra en contacto con las variables de interés a medir.

El cual además cuenta con la posibilidad de modificar la corriente de operación directamente desde el software al ingreso de un password, para evitar modificaciones de corriente durante su uso de forma accidental, que se encuentra en la parte inferior de la aplicación.

Al iniciar el monitoreo de la variable de interés además de crear un documento de tipo *.txt se puede visualizar los cambios que ocurren en función del tiempo de la variable de interés en tiempo real, como la visualización del número de muestras que se han realizado desde el periodo de inicio hasta el instante que se mantenga en operación el monitoreo de la variable deseada.

Para mayor comodidad para el usuario se ha incorporado un menú de herramientas el cual cuenta con las acciones de mayor importancia como:

Abrir: Abre documentos previamente guardados de tipo *.txt.

Salir: Cierra la aplicación de adquisición de datos.

Editar: Edición de la corriente de operación mediante password.

Operador: Controla la comunicación serial, mediante apertura o cierre de puertos COM.

Ayuda: En él se encuentra tips de ayuda por ocurriera una situación inesperada, como la dirección electrónica para la asistencia de técnica o reporte de bugs que pudieran presentarse en el software.



Fig. 4.41 Sistema de adquisición de datos.

Capitulo 5

Resultados

5.1 Overshot de encendido

Corriente de entrada (inrush current) o overshoot de encendido se refiere a la máxima corriente instantánea de entrada creada por un aparato eléctrico cuando se enciende por primera vez. La selección de los dispositivos de protección contra la sobretensión, tales como fusibles e interruptores automáticos se hace más complicado cuando las altas corrientes de arranque deben ser toleradas, por ello la protección de sobre corrientes debe reaccionar con rapidez ante sobrecargas y en cortocircuito, pero no deben de interrumpir el flujo de corriente de operación normalmente inofensiva.

En la siguiente captura de pantalla podemos observar que el overshoot de encendido de la fuente de corriente presenta oscilaciones con una frecuencia parasita aproximadamente de 100Mhz durante un periodo de tiempo de 250 ns, por ello podemos establecer que cualquier dispositivo debe ser conectado en un lapso de tiempo mayor al antes mencionado, para asegurarnos que nos encontramos en la etapa estable de la fuente y poder salvaguardar la integridad de los láseres semiconductores a conectar.

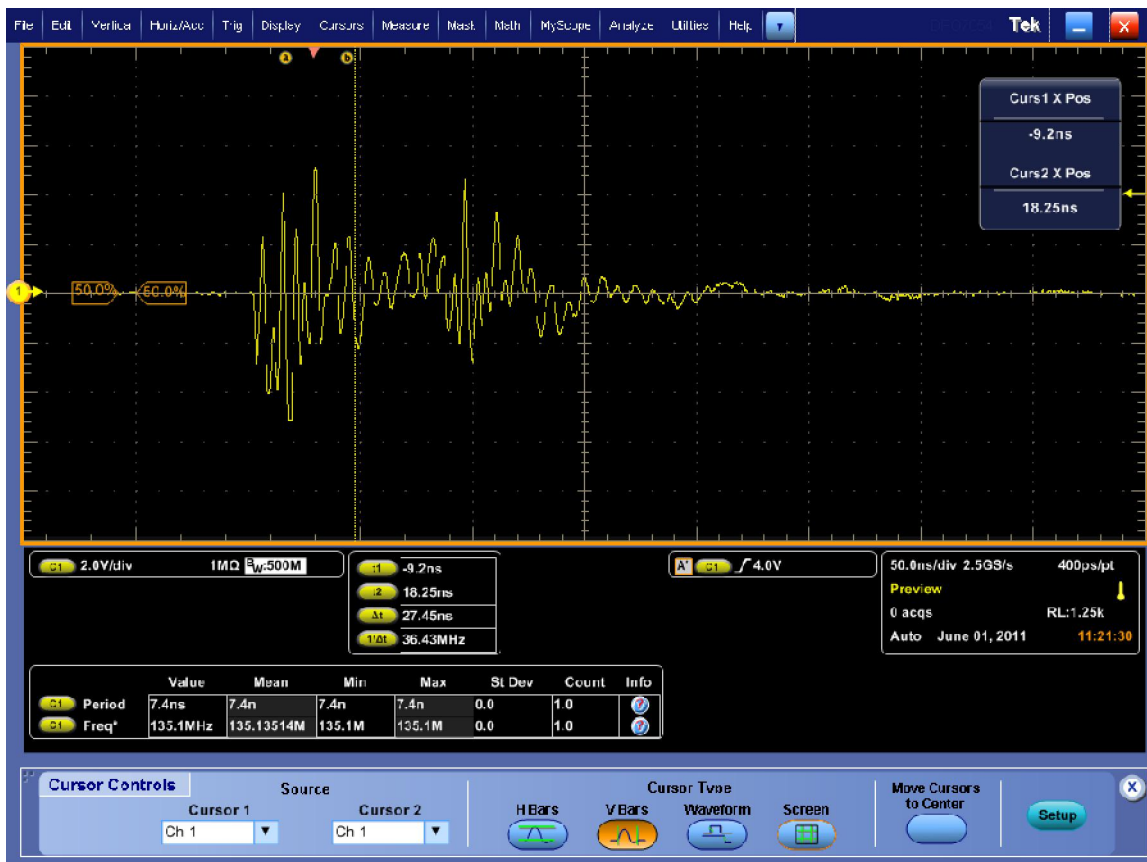


Fig. 5.1 Overshot de encendido de la fuente de corriente.

Durante el proceso de encendido se desarrolla un periodo de oscilación o inestabilidad provocada por la naturaleza de los componentes que conforman la fuente de corriente, a pesar de la incorporación de filtros: bobina-capacitor, capacitor-capacitor, resistencia-capacitor, no es posible evitar tal fenómeno, sin embargo si se puede reducir el periodo de efecto del fenómeno, o restringir el paso de la frecuencia parasita, hasta el punto que no sea perjudicial para el funcionamiento optimo de nuestros láseres semiconductores.

Mediante el osciloscopio DPO7054 se logra observar que el lapso de tiempo en el que ocurre el fenómeno es menor a 100 ns, teniendo aproximadamente en 30 ns la etapa máxima de voltaje pico a pico de 10 volts, transcurriendo este periodo los voltajes pico a pico en un intervalo de 8 ns se pudo determinar que la amplitud se reduce por mitad de las lecturas obtenidas anteriormente, hasta el punto de obtener una amplitud de cero, logrando así la anulación de las frecuencias parasitas creadas durante el proceso de encendido. Cual puede observarse en figura siguiente.



Fig. 5.2 Voltaje pico a pico provocado al encendido de la fuente de corriente.

Los láseres semiconductores con que se cuentan en el laboratorio de optomecatronica del área de postgrado, siendo los modelos LPS-635-FC y LPS-830-FC no son dispositivos de alta frecuencia, los cuales son utilizados como dispositivos de comunicación, donde si es critico la existencia de señales parasitas ya que estos pueden dañar definitivamente el láser semiconductor.

Las características físicas de los láseres semiconductores empleados no tienen respuesta alguna a frecuencias tan altas, con los resultados obtenidos como se muestra en la grafica 5.3, sabemos que la amplitud promedio de cada pico ocurrido durante el proceso de sobretiro es aproximadamente de 3.1 ns, tiempo imperceptible para el láser semiconductor, ya que este solo opera en modo CD (corriente continua).

Los láseres semiconductores son considerados láseres cuando la corriente umbral es superada, siendo de 47.1 mA para el modelo LPS-635-FC, y 34 mA para el modelo LPS-830-FC, corriente necesaria para considerar que la emisión luz de estos dispositivos es coherente, mientras que toda magnitud por debajo de la corriente de umbral de los respectivos dispositivos, es considerada dispersa o incoherente, y no apta para aplicaciones experimentales.



Fig. 5.3 Amplitud del voltaje pico a pico provocado al encendido de la fuente de corriente.

5.2 Puntos de operación

El láser semiconductor LPS-635-FC se sometió a dos tipos de pruebas experimentales, la primera de ellas consistió en el nivel de estabilidad del voltaje y corriente cuando el dispositivo opera por debajo de la corriente de umbral, y la segunda cuando la corriente suministrada es la máxima ideal proporcionada por el fabricante.

Specifications

Specification	Value	Specification	Min	Typ	Max
LD Reverse Voltage	2 V	Wavelength	625 nm	635 nm	640 nm
PD Reverse Voltage	30 V	Output Power	2.0 mW	2.5 mW	3.5 mW
Operating Case Temperature	-10 to 50 °C	Threshold Current	20 mA	50 mA	75 mA
Storage Temperature	-40 to 85 °C	Operating Current	-	70 mA	95 mA
Pin Code	9A	Operating Voltage	-	-	2.7 V
Laser Diode	HL6320G	Slope Efficiency	-	-	-
Fiber	SM600	Monitor Current	0.05 mA	0.17 mA	0.3 mA
Connector	FC/PC				

Fig. 5.4 Especificaciones técnicas LPS-635-FC.

Las especificaciones técnicas de los dispositivos en el laboratorio de optomecatronica (véase figura 5.5), varían ligeramente de las hojas de datos proporcionados por la compañía **Thorlabs** en su sitio web, como se muestra en la figura 5.4, por la naturaleza de tratarse de un semiconductor.

LPS-635-FC	
Pout	2.91 mW
Iout	61.8 mA
Imont	.1212 mA
Ith	47.1 mA
Vop	2.5 V
Wavelength	630 nm

Fig. 5.5 Ficha técnica específica del LPS-635-FC empleado.

5.2.1 Prueba experimental Núm. 1

Como primera prueba se posicionó como corriente de operación 9 mA, magnitud muy por debajo de la corriente de umbral para poder observar el desempeño de la estabilidad corriente-voltaje de la fuente diseñada.

El voltaje de operación observado mediante el osciloscopio DPO7054 fue de 4.48 V que se mantuvo estable durante todo el desarrollo experimental, como puede observarse en la figura 5.6, mientras que las ligeras perturbaciones en la figura son creadas por el ruido electromagnético del entorno y no por la fuente misma.

Información que fue corroborada mediante el sistema de adquisición de datos LD001J, con un mínimo de error de .001 V por cada lectura almacena con un tiempo de adquisición de 10 ms por muestra. Los datos de muestreo se almacenaron en un archivo *.txt, los cuales se graficaron posteriormente en el software OriginLab obteniendo la grafica que se puede observar en la figura 5.7.



Fig. 5.6 Medición del voltaje de operación del LPS-636-FC.

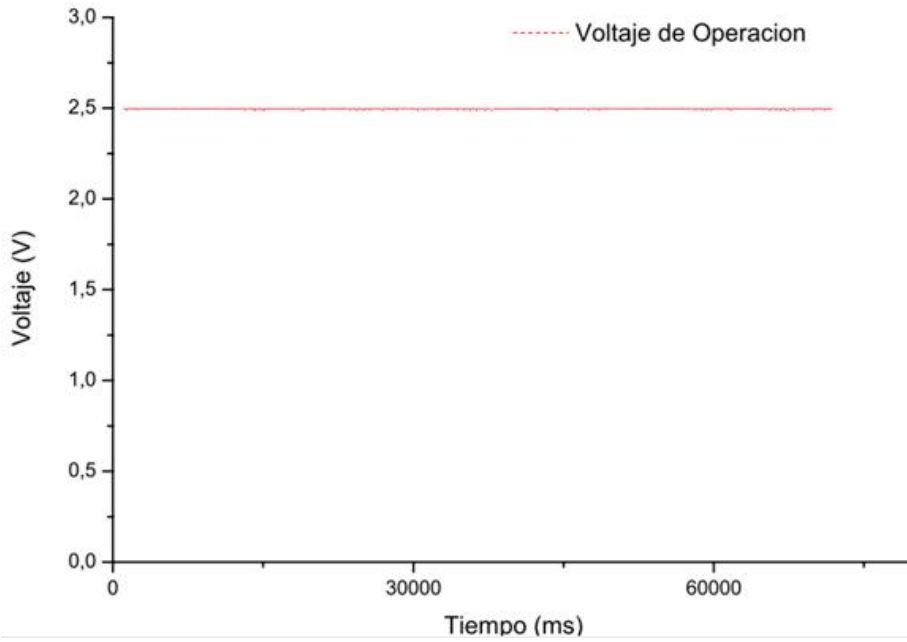


Fig. 5.7 Datos obtenidos mediante la adquisición de datos del LD001J.

Mediante el sistema de adquisición de datos LD001J se monitoreo la corriente de operación bajo las mismas condiciones de 10 ms como intervalo entre muestras, las cuales se almacenaron y posteriormente se graficaron en el software antes mencionado obteniendo la siguiente grafica, con una variación de .125 mA con respecto a la corriente propuesta en el experimento.

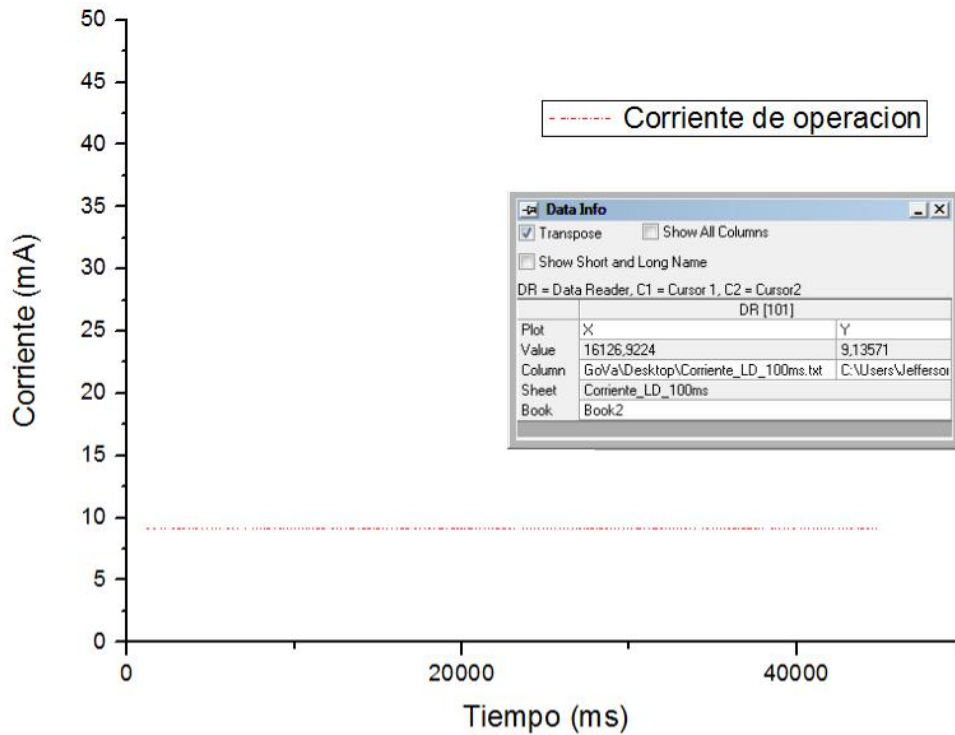


Fig. 5.8 Comportamiento de la corriente durante el desarrollo experimental.

5.2.2 Prueba experimental Núm. 2

Como segunda prueba se sometido el LPS-635-FC a su corriente máxima ideal de operación de 58 mA, para observar nuevamente la estabilidad de la fuente que esta presenta con demanda de corrientes pequeñas y grandes.

Se conoce que la estabilidad de la potencia emitida por un láser semiconductor es directamente proporcional a la estabilidad de la corriente con que este es alimentado. Por ello se sustituyo al osciloscopio DPO7054 como instrumento de medición por el fotodetector PM320E para observar la estabilidad de la fuente en función de la potencia emitida.

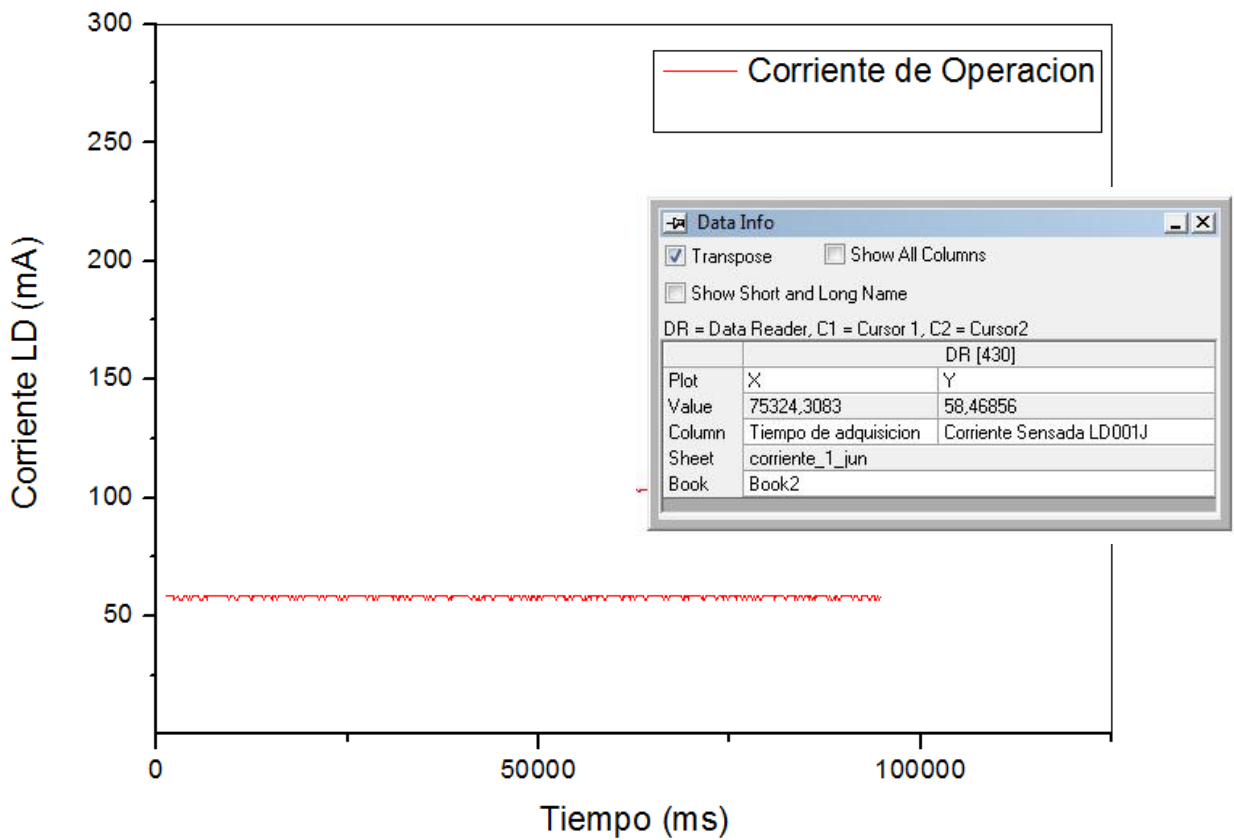


Fig. 5.9 Comportamiento de la corriente (prueba experimental Núm. 2).

Con un intervalo de muestreo de 10 ms, las variaciones de la corriente con respecto al punto de operación preseleccionado fue de .486 mA, información que se puede observar en la figura 5.9. Se posiciono el fotodetector PM320E tan cercano cómo fue posible al láser semiconductor sin dañar la superficie sensible a la luz, cerca de 1 mm de separación entre los dispositivos. El fotodetector tiene un campo de visión de 300 nm a 1200 nm, prácticamente todo el espectro visible y cercano al infrarrojo, por lo que cualquier fuente de luz externa al láser podría causar alteraciones en la medición de la potencia así como cualquier tipo de vibración que se encuentre cercano al área de experimentación, y como dato final no se logro un acople ideal láser-fotodetector debido a la incompatibilidad de los conectores de los dispositivos.

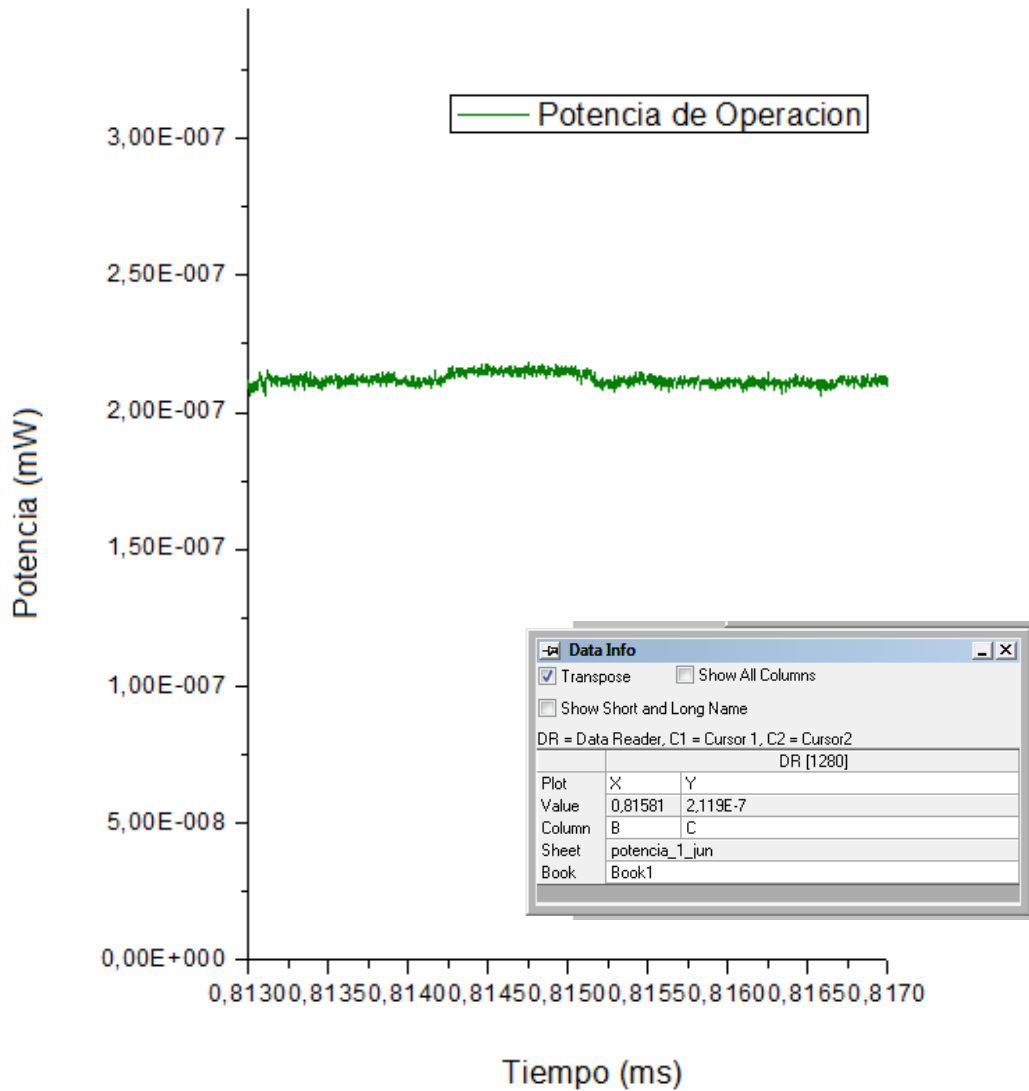


Fig. 5.10 Potencia emitida durante la fase de experimentación Núm. 2.

Debido al acople no ideal, una gran cantidad de potencia se disperso al entrar en contacto la luz con el aire debido a las impurezas que este contiene, absorbiendo parte de la luz emitida disminuyendo la potencia de emisión, sin embargo la poca potencia captada por el fotodetector es suficiente para demostrar que la estabilidad de la corriente es proporcional a la estabilidad de la potencia emitida, y ello puede observarse en la figura 5.10

Los resultados obtenidos hacen mención que la potencia captada por el fotodetector es de .2199 mW, si consideramos que la potencia ideal del LPS-635-FC es de 2.91 mW, tenemos una pérdida cercana de 2.69 mW por falta de un acoplador láser-fotodetector, debido a las impurezas que se encuentran el ambiente donde se desarrollo la experimentación.



Capítulo 6

Conclusiones

El presente trabajo tiene la factibilidad de estabilizar la corriente de operación de diferentes láseres semiconductores, en modo CD, ya que estos tipos de dispositivos forman parte de arreglos experimentales que se realizan en el laboratorio de optomecatronica. Conociendo los puntos de operación de corriente ideal de los láseres semiconductores es posible controlar la magnitud de corriente inducida al dispositivo, para salvaguardar la integridad del mismo, como la obtención de la potencia máxima ideal estable, de cada uno de ellos.

Obteniendo como resultado un dispositivo de instrumentación optoelectronico el cual cumple con las expectativas específicas que se emplearon en su diseño, para futuras aplicaciones que se realizaran en el laboratorio de optomecatronica, teniendo como principal objetivo la estabilidad de la corriente suministrada; además de la reducción de costos de hasta una quinta parte del valor de una fuente de corriente comercial mínima como el LD1100.

El presente diseño será reproducido para ser utilizado en los laboratorios de la maestría en ciencias en ingeniería mecatrónica.



Referencias

- [1]. - N.G Basov, O.N kroklin and Y.M. Popov, Sov. Phys. JETP, 13 (1961) 1320.
- [2]. - T.H. Maiman, Phys. Rev. 123 (1961) 1145.
- [3]. - R.N. Hall, G.E. Fenner, J.D. Kingsley, T.J. Satys and R.O. Carlson, Phys. Rev. Lett. 9 (1962) 366.
- [4]. - M.I. Nathan, W.M. Drunke, G. Burns, F.H. Dill and G.J. Lasher, Appl. Phys Rev. 1 (1962) 62.
- [5]. - T.M. Quist, R.H. Rediker, R.J. Keyes, W.E. Krag, B. Lax, A.L. McWhorter and H.J. Zeiger, Appl. Phys. Rev. 1 (1962) 1145.
- [6]. - N. Holonyak Jr. and S.F. Bvacqua, Appl. Phys. Rev. 1 (1962) 82.
- [7]. - O. Svelto, Principles of láser, Plenum Press (1982), pp. 254-255.
- [8]. - Jan Axelson. USB complete. Lakeview Research, 1ª edición, 1999.
- [9]. - Steven W. Smith, "The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing" – 2º edition – California Technical Publishing – San Diego, California 1997-1999.
- [10]. - Especificación USB 2.0 .<http://www.usb.org/developers/docs/>
- [11]. - BeyondLogic, 2001-2007 USB in a nutshell. www.beyondlogic.org/usbnutshell/usb1.htm

Apéndice

A.1 Visual C#

C# (pronunciado ci Sharp en inglés) es un lenguaje de programación orientado a objetos desarrollado y estandarizado por Microsoft como parte de su plataforma .NET, que después fue aprobado como un estándar por la ECMA e ISO. Su sintaxis básica deriva de C/C++ y utiliza el modelo de objetos de la plataforma .NET, similar al de Java aunque incluye mejoras derivadas de otros lenguajes (entre ellos Delphi).

El nombre C Sharp fue inspirado por la notación musical, donde # (sostenido en inglés, Sharp) indica que la nota (C es la nota do en inglés) es un semitono más alta, sugiriendo que C# es superior a C/C++. Además el signo de # viene de dos + pegados.

Aunque C# forma parte de la plataforma .NET, esta es una interfaz de programación de aplicaciones (API), mientras que C# es un lenguaje de programación independiente diseñado para generar programas sobre dicha plataforma. Visual Studio admite Visual C# con un editor de código completo, plantillas de proyecto, diseñadores, asistentes para código, un depurador eficaz y fácil de usar, además de otras herramientas. La biblioteca de clases .NET Framework ofrece acceso a una amplia gama de servicios de sistema operativo y a otras clases útiles y adecuadamente diseñadas que aceleran el ciclo de desarrollo de manera significativa.

A.2 Entorno de Visual C#

En el Cuadro de herramientas se encuentran los diversos objetos que podemos utilizar para componer nuestra aplicación. En cierta manera son como los materiales para una construcción, teniendo cada uno de ellos unas propiedades y finalidad concretas. Dada la extensa lista de componentes que existen, en esta ventana aparecen clasificados en varios grupos: controles comunes, contenedores, menús y barras de herramientas, impresión, diálogos, etc.

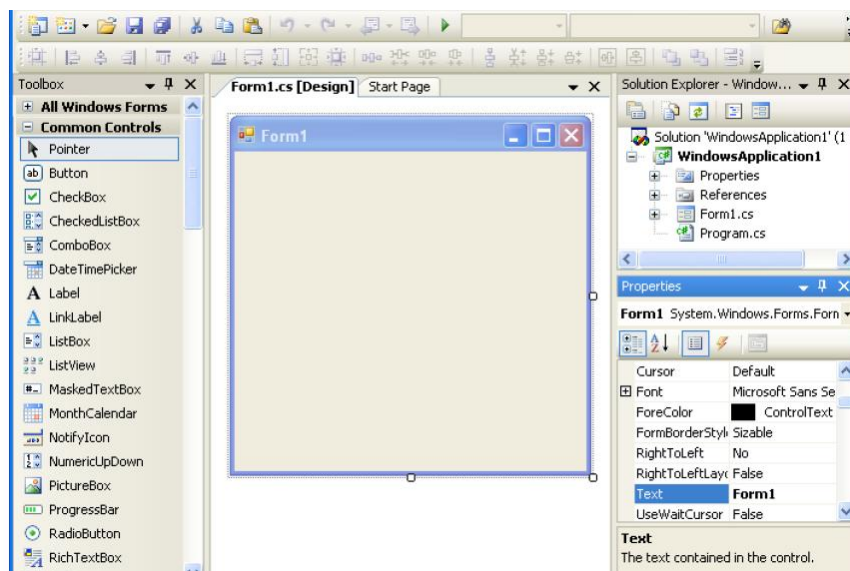


Fig. A.1 El entorno con los elementos habituales de trabajo durante el diseño de una interfaz basada en formularios Windows.

A la derecha, en la parte superior, está el Explorador de soluciones, la ventana en la que se enumeran los elementos que conforman el proyecto. Cada uno de esos elementos cuenta con un menú emergente el cuenta con opciones disponibles como: agregar nuevos elementos al proyecto, abrir un módulo en su diseñador o en el editor de código, etc. Finalmente, debajo de la ventana anterior, encontramos la ventana Propiedades. Ésta contiene la lista de propiedades del elemento seleccionado en el diseñador, facilitando su modificación.

A.3 Proceso de eventos

Cuando utilizamos un programa, no importa cuál sea, todas nuestras acciones: movimiento del puntero del ratón, pulsación de sus botones, pulsación de las teclas del teclado, son traducidos por el sistema operativo en una serie de mensajes que envía a la aplicación destinataria. Aunque podríamos, no tenemos necesidad de procesar esos mensajes, generalmente de bajo nivel, nosotros mismo, sino que es la plataforma de servicios .NET, conjuntamente con todos sus componentes, la que se encarga de tratarlos adecuadamente y, si procede, facilitarlos a la aplicación en forma de eventos.

Un evento por tanto es una señal que llega al programa para indicarle que ha tenido lugar algún tipo de suceso, aportando información sobre el mismo: que tecla se ha pulsado, hasta que posición se ha desplazado el puntero del ratón, que el elemento de una lista ha sido seleccionado, etc. Cuando se pulsa un botón, el evento que se produce se llama Click y, si nos interesa, es posible asociar un método propio con código que se ejecutaría en el momento en que se genere dicho evento.

Visual C# cuenta con una lista concreta de eventos, algunos de los cuales son genéricos (todos los controles disponen de ellos) y otros específicos. Para ver esa lista de eventos no tenemos más que hacer clic en el botón Eventos que hay en la parte superior de la ventana Propiedades. Haciendo doble clic sobre cualquiera de los eventos, suponiendo que conociésemos la finalidad que tiene, generaríamos el método asociado y podríamos escribir el código que deseamos ejecutar cuando tenga lugar.

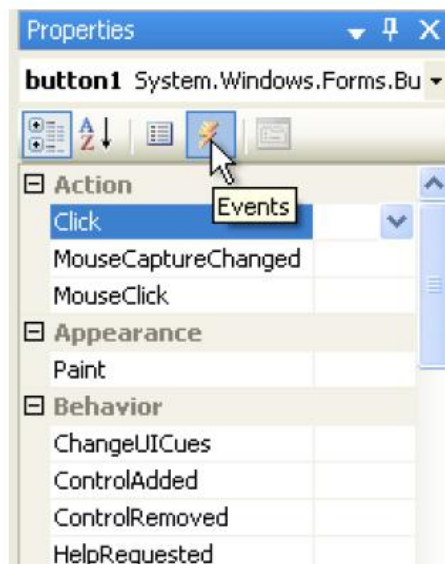


Fig. A.2 Lista de eventos del componente Button.



A.4 Tipos de datos y operadores

En C# los tipos de datos pueden clasificarse en dos grandes categorías: tipos por valor y tipos por referencia. Los primeros son más simples y se caracterizan porque la variable o propiedad contiene directamente el valor en cuestión, mientras que los segundos se dan cuando el contenido es una referencia, un puntero si queremos llamarlo así, a la localización en memoria donde se encuentra la información. Los tipos por valor son sencillos: números, caracteres, valores de una enumeración; mientras que los tipos por referencia pueden tener cualquier estructura.

Los tipos numéricos, con signo y sin signo, son byte, short, int, long, sbyte, ushort, uint y ulong, con un tamaño de 8, 16 y 32 bits como es habitual. Para operar con números que necesitan una precisión absoluta tenemos el tipo decimal. A estos se añaden los tipos en punto flotante: float y double. El conjunto de tipos fundamentales se completa con los tipos char y string, para almacenar caracteres y cadenas de caracteres, y el tipo bool, que solamente puede contener los valores true y false. En cuanto a operadores se refiere, C# dispone del conjunto habitual en la mayoría de los lenguajes de la familia C++. En la tabla 2.1 se enumeran agrupados en las tres categorías clásicas: aritméticos, relacionales y lógicos.

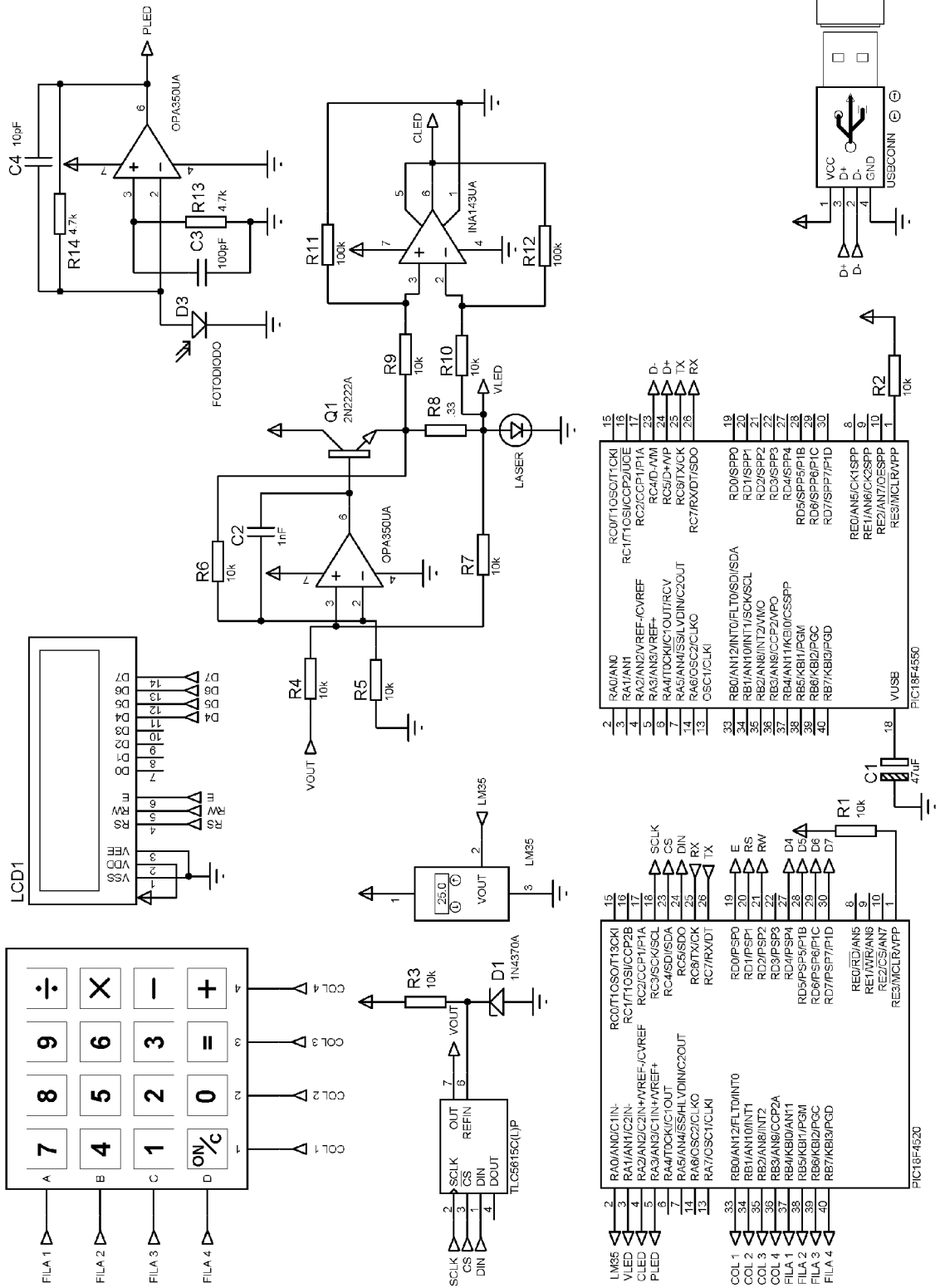
Operadores de C#	
Operadores aritméticos	
+	Suma
-	Diferencia
*	Producto
/	División
%	Resto de división entera
Operadores relacionales	
==	Igualdad
!=	Desigualdad
<	Menor que
<=	Menor o igual que
>	Mayor que
>=	Mayor o igual que
Operadores lógicos	
&&	Y/AND
	O/OR
!	Negación/NOT

Tabla A.1. Operadores del lenguaje C#.

También existe en C# el operador ternario o condicional ?., así como el operador is que permite comprobar si un cierto objeto es de un tipo concreto.

Anexos

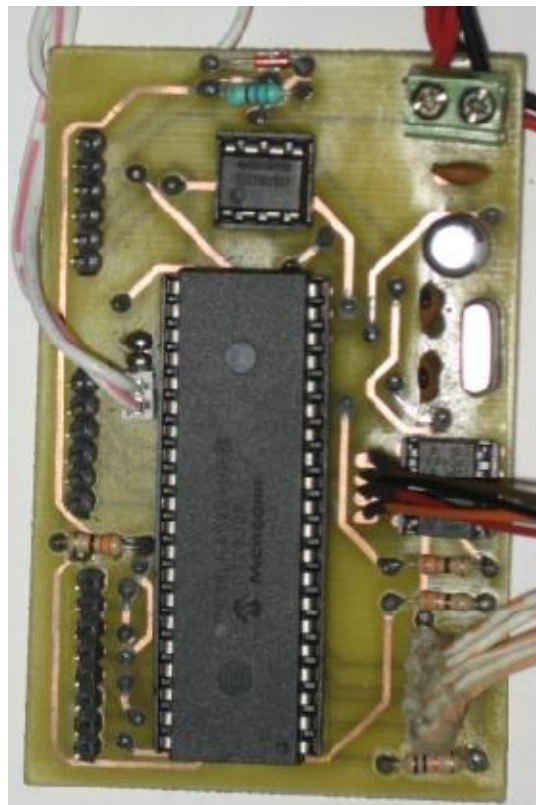
1. Esquemático de la fuente de corriente



3. Prototipos

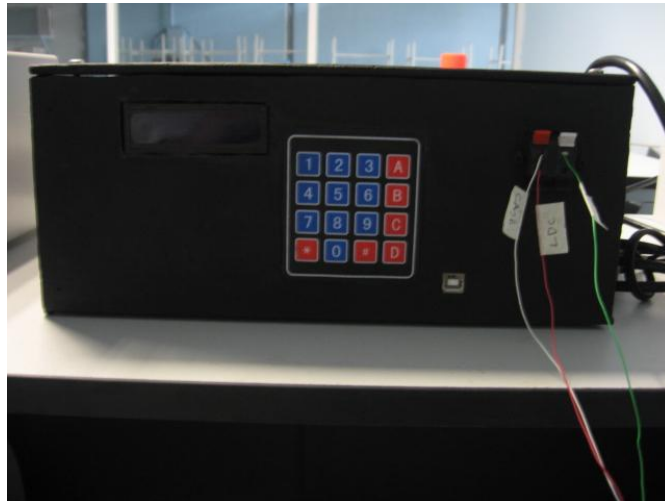


Control PID para la temperatura interna.



Prototipo del sistema de procesamiento

4. Sistema final



Sistema final de la fuente de corriente



Sistema final de la fuente de corriente en uso