



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA**

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE ALIMENTACIÓN  
PARA UN ARREGLO RGB DE TRES LED DE POTENCIA”**

**TESIS**

**PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

**PRESENTA**

**JULIO ALFREDO CORTÉS RODRÍGUEZ**

**DIRECTORES DE TESIS**

**M.C. ESTEBAN OSVALDO GUERRERO RAMÍREZ  
ING. HERIBERTO ILDEFONSO HERNÁNDEZ MARTÍNEZ**

**HUAJUAPAN DE LEÓN, OAXACA, AGOSTO DE 2009**



Tesis presentada el 28 de agosto de 2009  
ante los siguientes sinodales:

M.C. Enrique Espinosa Justo  
Dr. Jesús Linares Flores  
M.C. Jorge Luis Barahona Ávalos

Directores de tesis:  
M.C. Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez  
Ing. Heriberto Ildefonso Hernández Martínez



# Dedicatoria

*A los forjadores de mis valores:*

*Mis padres: Margarita y Julio,  
Mi tía abuela: Felipa*

*Con todo mi amor y cariño  
Julio*



# Agradecimientos

Quise encontrar las palabras “perfectas” para demostrar mis agradecimientos, pero me di cuenta que hay cosas que no se pueden expresar con palabras. Lo siguiente es sólo una aproximación de lo que sale mi alma:

A mi madre Margarita, por todo el cariño, amor, comprensión y sabiduría que he recibido durante toda mi vida.

A mi padre Julio (Chato), por ser un ejemplo de disciplina, trabajo, dedicación y responsabilidad.

A mi hermana Alejandra (Ale), por que a pesar de ser tan diferentes, he aprendido mucho de ti, ya que me enseñas a ver las cosas desde otro punto de vista.

A mis abuelos, Felipe†, Benito† y Meche† por ser una de las partes más felices de mi infancia y por enseñarme a no olvidar mis raíces.

A mis tías y tíos, que siempre estuvieron al tanto de mí, en especial a mi tía Ana María por sus “consejos de ingeniero”.

A mis amigos de toda la vida, Eric (Saavedra), Fernando (ABJ), David (MP), y Erick (Comic), por los momentos de felicidad y alegría que hemos pasado y por darme mis zapes (físicos y psicológicos) cuando los necesite.

A mis mejores amigos de la carrera y compañeros de equipo, William y Jayro, con quienes logré desarrollarme intelectualmente al trabajar en sinergia. Fue un honor ser parte del trip-od.

A mis amigos de la UTM: Debbie, Rocío, David (Vicho), Julio (Maldad), Ernesto (Neto), César, Eduardo (Goyo), Rodrigo (Ponzo), Luis (Alemán) y Edgar (Cano).

Al grupo Tronia: Kno, Roger, Tara, Quark, Borre, Jorge, Pepe y WhoLeeO (alineación original) por permitirme tocar y cantar en un escenario, y dejar un rato las fiestas, reuniones y cumpleaños.

A mi novia, Mayra por acompañarme y crecer espiritualmente conmigo en este último año. Tu sonrisa me acaricia, tu calor me da valor (pr).

Agradezco también a las personas que contribuyeron a mejorar la calidad de este trabajo de tesis:

Mis directores de tesis, el profesor Esteban Guerrero, quien inició este proyecto, y el profesor Heriberto Hernández quien lo retomó y me aconsejó desinteresadamente cuando estaba tirando la toalla.

A los profesores asignados como sinodales, Enrique Espinosa, Jesús Linares y Jorge Luis Barahona quienes dedicaron su tiempo a la revisión de este trabajo y contribuyeron con valiosas observaciones para mejorarlo.

A los profesores que me asesoraron en temas diversos: Jesús Linares, Jacob Vásquez, Alejandro Ramírez, Heriberto Hernández, Enrique Guzmán y Hugo Leyva.

A los compañeros tesistas que me aclararon algunas dudas sobre microcontroladores y ayudaron a mejorar el “método de la plancha” para elaborar los PCB, David, Julio, Jayro y Fidel (Pillo).

A los profesores que admiro por su labor docente y contribuyeron a mi formación como ingeniero: Gustavo J. Santana, Hugo R. Leyva, Raúl Juárez Amaro, Heriberto Hernández Martínez, Gustavo Yañez Navarro, Hugo Suárez Onofre, Alma Lidia Piceno Rivera, Everth Rocha Trejo, Enrique Guzmán Ramírez, Perseo Rosales y Teresa Ivonne Castillo.

A los encargados de los Laboratorios Avanzados de Electrónica de la UTM, José Manuel, Miguel y Juan Carlos, por proporcionar los instrumentos de laboratorio utilizados y sobre todo por su valiosa amistad.

Al profesor Esteban Guerrero y Hugo Leyva por gestionar la ayuda para la compra de algunos dispositivos electrónicos usados en este trabajo de tesis.

A la Secretaría de Educación Pública y al Sistema Nacional de Becas y Financiamientos, por otorgar la beca de titulación solicitada mediante el portal BecaNet.

A los desarrolladores del *software* libre que se utilizó en este trabajo de tesis, TeXnicCenter, MikTeX, LaTeX, JabRef, OpenOffice, SciLab, Gimp e InkScape.

# Resumen

La iluminación en estado sólido utilizando LED de potencia es una de las nuevas tecnologías de iluminación para fines comerciales y domésticos; sus principales ventajas, respecto a las lámparas incandescentes y fluorescentes, son larga vida útil, eficiencia y tamaño reducido de sus dispositivos.

El propósito de este trabajo de tesis es diseñar y construir un sistema de alimentación para un arreglo de tres LED de potencia.

Los LED de potencia requieren de una fuente de corriente constante para su correcto funcionamiento, para ello se diseñó un sistema de alimentación conmutado basado en la topología de convertidor CD/CD reductor (*buck*) en lazo cerrado; para lograr el lazo cerrado del *buck* se retroalimenta cada una de las corrientes en los LED hacia un microcontrolador (AT90PWM2B), en el que se implementa el algoritmo de control.

Para el arreglo LED se utilizaron los colores rojo, verde y azul, con la finalidad de lograr un sistema de iluminación con mezcla de colores utilizando el modelo RGB. La función de atenuación de intensidad luminosa (*dimmer*) para lograr la mezcla de colores se implementa en el microcontrolador.

Durante el diseño y desarrollo del sistema de alimentación se sigue una metodología de desarrollo de sistemas empujados con la finalidad de establecer y seguir fases bien establecidas que conducen a la obtención de un sistema robusto. Así mismo, se describe el funcionamiento y la configuración del MCU AT90PWM2B, poniendo énfasis en los periféricos utilizados.

Finalmente se obtuvo un sistema que puede generar luz blanca y de color, manteniendo una corriente promedio de 700 mA en cada LED.



# Índice general

<b>Dedicatoria</b>	v
<b>Agradecimientos</b>	vii
<b>Resumen</b>	ix
<b>Índice general</b>	xiii
<b>Índice de tablas</b>	xv
<b>Índice de figuras</b>	xvii
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Iluminación artificial	1
1.1.1. Iluminación en estado sólido	2
1.2. Planteamiento del problema	3
1.3. Justificación	3
1.4. Hipótesis	4
1.5. Objetivos	4
1.5.1. Objetivo general	4
1.5.2. Objetivos secundarios	4
1.6. Contenido del documento de tesis	4
<b>2. Marco teórico</b>	<b>7</b>
2.1. Características de una fuente de luz	7
2.1.1. Intensidad radiante	8
2.1.2. Intensidad luminosa	8
2.1.3. Luminancia	8
2.1.4. Flujo luminoso	8
2.1.5. Iluminancia	9
2.1.6. Eficacia y eficiencia luminosa	10
2.2. Generación de colores con el modelo RGB	12
2.2.1. Modelos y espacios de color	12
2.2.1.1. Espacio de color CIE 1931 XYZ	12
2.2.1.2. Espacio de color RGB	13
2.2.2. Mezcla de colores	15
2.3. Diodo emisor de luz	15
2.3.1. Funcionamiento del LED	15

2.3.2.	Tipos de LED . . . . .	17
2.3.2.1.	Por potencia de operación . . . . .	17
2.3.2.2.	Por longitud de onda . . . . .	17
2.3.2.3.	Por tecnología de fabricación . . . . .	18
2.3.2.4.	Por características específicas . . . . .	18
2.3.3.	LED de potencia (HPLED) . . . . .	18
2.3.3.1.	Modelos eléctricos del HPLED . . . . .	19
2.3.3.2.	Efectos de la temperatura en los HPLED . . . . .	21
2.3.3.3.	Patrones de radiación . . . . .	22
2.3.3.4.	Aplicaciones del HPLED . . . . .	24
2.3.3.5.	Ventajas y desventajas de los HPLED . . . . .	24
2.3.4.	Sistemas de iluminación HPLED . . . . .	25
2.4.	Sistemas de alimentación para HPLED . . . . .	26
2.4.1.	Convertidores conmutados CD/CD . . . . .	27
2.4.1.1.	Estructura básica de los convertidores conmutados CD/CD . . . . .	27
2.4.1.2.	Convertidores conmutados en lazo cerrado . . . . .	28
2.4.2.	CI de propósito específico para alimentación de HPLED . . . . .	29
2.4.2.1.	Sistemas de alimentación controlados por microcontrolador . . . . .	30
2.5.	Atenuación de la intensidad luminosa . . . . .	30
2.5.1.	Atenuación de la intensidad luminosa para HPLED . . . . .	31
<b>3.</b>	<b>Desarrollo del sistema</b> . . . . .	<b>33</b>
3.1.	Especificación del sistema . . . . .	33
3.1.1.	Requerimientos funcionales . . . . .	35
3.2.	División del diseño en componentes <i>hardware</i> y <i>software</i> . . . . .	36
3.2.1.	Selección del procesador . . . . .	36
3.2.2.	Selección de componentes <i>hardware</i> . . . . .	37
3.2.3.	Herramientas de desarrollo . . . . .	39
3.3.	Iteración e implementación . . . . .	39
3.3.1.	<i>Hardware</i> . . . . .	39
3.3.1.1.	Diseño de convertidores CD/CD reductores en lazo abierto . . . . .	40
3.3.1.2.	Circuito excitador de compuerta . . . . .	42
3.3.1.2.1.	Circuito <i>bootstrap</i> . . . . .	42
3.3.1.2.2.	Resistencia de compuerta . . . . .	44
3.3.2.	<i>Software</i> . . . . .	45
3.3.2.1.	Reloj del sistema . . . . .	45
3.3.2.2.	Configuración del PSC . . . . .	47
3.3.2.3.	Configuración del ADC . . . . .	51
3.3.2.4.	Configuración del contador . . . . .	53
3.3.2.5.	Distribución de terminales del MCU . . . . .	54
3.4.	Diseño detallado de <i>hardware</i> y <i>software</i> . . . . .	55
3.4.1.	Diseño <i>hardware</i> . . . . .	55
3.4.1.1.	Simulación de convertidores . . . . .	55
3.4.1.2.	Diseño de inductores . . . . .	60
3.4.1.3.	Sensado de corriente . . . . .	61

3.4.1.4. Módulo de potenciómetros para el control de atenuación de luz. . .	64
3.4.2. Diseño <i>software</i> . . . . .	65
3.4.2.1. Algoritmo de inicialización . . . . .	66
3.4.2.2. Algoritmo de control de corriente . . . . .	67
3.4.2.3. Algoritmo del atenuador de luz . . . . .	69
3.5. Integración de componentes <i>hardware</i> y <i>software</i> . . . . .	72
3.5.1. Diseño del PCB . . . . .	72
<b>4. Pruebas y resultados</b>	<b>77</b>
4.1. Pruebas de caja negra . . . . .	77
4.1.1. Prueba básica del sistema . . . . .	77
4.1.2. Prueba de variaciones en la alimentación . . . . .	78
4.1.3. Prueba de comportamiento del reset . . . . .	79
4.1.4. Prueba de generación de colores . . . . .	79
4.2. Pruebas de caja blanca . . . . .	79
4.2.1. Prueba de las salidas del MCU . . . . .	79
4.2.2. Prueba del convertidor reductor . . . . .	80
4.2.3. Prueba de control de corriente . . . . .	81
4.2.4. Prueba del atenuador de luz . . . . .	81
<b>5. Conclusiones</b>	<b>89</b>
5.1. Trabajos futuros . . . . .	90
<b>Bibliografía</b>	<b>91</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>95</b>
<b>A. Modelos SPICE utilizados</b>	<b>97</b>
A.1. Diodo 1N5817 . . . . .	97
A.2. HPLED LUXEON Rebel . . . . .	98
<b>B. Control por modos deslizantes para el convertidor reductor</b>	<b>101</b>
<b>C. Diagrama esquemático</b>	<b>107</b>
<b>D. PCB</b>	<b>113</b>
<b>E. Programa en Agilent VEE para medir las corrientes en los HPLED</b>	<b>117</b>
<b>F. Implementación de los algoritmos en código ensamblador</b>	<b>119</b>



# Índice de tablas

2.1. Unidades empleadas en iluminación. . . . .	11
2.2. Colores generados por diversos semiconductores. . . . .	16
2.3. Parámetros utilizados en el modelo SPICE del diodo. . . . .	20
2.4. Aplicaciones de los HPLED. . . . .	24
2.5. Ventajas y desventajas de los HPLED . . . . .	24
2.6. Topologías básicas de convertidores CD/CD. . . . .	27
3.1. División <i>hardware/software</i> del sistema de alimentación. . . . .	36
3.2. Características del MCU AT90PWM2B. . . . .	36
3.3. Parámetros de los HPLED a utilizar. . . . .	38
3.4. Parámetros usados para los convertidores CD/CD reductores. . . . .	41
3.5. Parámetros usados para el capacitor <i>bootstrap</i> $C_{bs}$ . . . . .	43
3.6. Parámetros utilizados para calcular la resistencia de compuerta $R_g$ . . . . .	44
3.7. Configuración de fusibles y registros para establecer el reloj del sistema. . . . .	47
3.8. Configuración de registros para el PSC. . . . .	50
3.9. Configuración de registros para el ADC. . . . .	53
3.10. Configuración de registros para el timer/counter0. . . . .	54
3.11. Descripción de terminales usadas en el MCU AT90PWM2B. . . . .	54
3.12. Resultados de simulación para los convertidores reductores. . . . .	56
3.13. Parámetros para la construcción de los inductores con núcleo RM8 N87. . . . .	61
3.14. Definición de variables y constantes usadas en los algoritmos. . . . .	65
3.14. Definición de variables y constantes usadas en los algoritmos. (continuación...) . . .	66
4.1. Resumen de resultados de los convertidores reductores y del sistema completo. . . .	82
A.1. Datos de la caracterización de los HPLED. . . . .	98
C.1. Lista de materiales. . . . .	110
C.1. Lista de materiales. (continuación...) . . . . .	111



# Índice de figuras

2.1. Ubicación de la luz en el espectro electromagnético. . . . .	7
2.2. Definición gráfica de 1 lumen. . . . .	9
2.3. Definición gráfica de 1 lux. . . . .	9
2.4. Pérdidas de energía en un sistema de iluminación. . . . .	10
2.5. Espectro de eficiencia luminosa para la visión fotópica. . . . .	11
2.6. Espacios de color. . . . .	13
2.7. Formas de representar el espacio RGB. . . . .	14
2.8. Ejemplos de mezcla de color. . . . .	15
2.9. Recombinación de electrones. . . . .	16
2.10. Clasificación de los LED según su aplicación. . . . .	17
2.11. Estructura interna del LED y HPLED. . . . .	19
2.12. Comparación del tiempo de vida de un LED convencional y un HPLED. . . . .	20
2.13. Linealización de la curva característica del HPLED. . . . .	21
2.14. Modelo simplificado del HPLED. . . . .	21
2.15. Modelo del HPLED con diodo Zener. . . . .	21
2.16. Comportamiento del flujo luminoso del HPLED con la temperatura. . . . .	22
2.17. Principales tipos de lentes en HPLED. . . . .	23
2.18. Patrones de radiación HPLED más comunes. . . . .	23
2.19. Componentes de un sistema de iluminación HPLED. . . . .	25
2.20. Estructura básica de los convertidores CD/CD. . . . .	28
2.21. Topologías de los convertidores CD/CD básicos. . . . .	28
2.22. Convertidor CD/CD en lazo cerrado. . . . .	29
2.23. NCP3066-D, CI para alimentar HPLED ( <i>LED driver</i> ). . . . .	30
2.24. Modulaci3n en frecuencia (FM). . . . .	31
2.25. Modulaci3n por ancho de pulso (PWM). . . . .	32
2.26. Modulaci3n por 3ngulo de bit (BAM). . . . .	32
3.1. Espacio de color RGB ideal para los HPLED utilizados. . . . .	34
3.2. Representaci3n del sistema de alimentaci3n como caja negra. . . . .	34
3.3. Diagrama a bloques del sistema de alimentaci3n. . . . .	35
3.4. HPLED LUXEON Rebel. . . . .	37
3.5. Comparaci3n de varios modelos de HPLED. . . . .	37
3.6. Caracterizaci3n de los HPLED LUXEON Rebel. . . . .	40
3.7. Convertidor reductor b3sico ( <i>buck</i> ). . . . .	40
3.8. Configuraci3n del IR2102. . . . .	42
3.9. Voltaje de estabilizaci3n compuerta-fuente . . . . .	44

3.10. Distribución del reloj en el MCU AT90PWM2B. . . . .	45
3.11. Sistema de reloj del PLL. . . . .	46
3.12. Sistema de reloj para los PSC. . . . .	47
3.13. PSC en modo de operación a una rampa. . . . .	48
3.14. PSC en modo de operación a una rampa a 62.5 kHz y con salidas traslapadas. . . . .	49
3.15. Lógica de arranque de los PSC. . . . .	49
3.16. Configuración del ADC. . . . .	51
3.17. Red LC y capacitor de desacoplo para reducción del ruido en el ADC. . . . .	52
3.18. Distribución de terminales del MCU AT90PWM2B con encapsulado SOIC24. . . . .	55
3.19. GUI de la herramienta <i>software Model Editor</i> (Cadence OrCAD demo). . . . .	55
3.20. Caracterización de los modelos SPICE utilizados. . . . .	56
3.21. Simulación del convertidor reductor en lazo abierto para el HPLED rojo. . . . .	57
3.22. Simulación del convertidor reductor en lazo abierto para el HPLED verde. . . . .	58
3.23. Simulación del convertidor reductor en lazo abierto para el HPLED azul. . . . .	59
3.24. Circuito para simular los convertidores reductores y el circuito bootstrap. . . . .	60
3.25. Núcleo de ferrita RM. . . . .	60
3.26. GUI de la herramienta <i>software Ferrite Magnetic Design Tool</i> . . . . .	61
3.27. Configuración del monitor de corriente INA139. . . . .	62
3.28. Caracterización del circuito sensor de corriente. . . . .	63
3.29. Error de salida en $V_o$ en el monitor de corriente INA139. . . . .	64
3.30. Módulo de potenciómetros deslizantes para atenuación de luz. . . . .	64
3.31. Modelo del convertidor reductor. . . . .	67
3.32. Diagrama de flujo para el control de corriente. . . . .	67
3.33. Diagrama de tiempos para el control de corriente. . . . .	69
3.34. Diagrama de tiempos para el control de atenuación de luz. . . . .	70
3.35. PCB para el MCU AT90PWM2B. . . . .	72
3.36. PCB para el circuito sensor de corriente. . . . .	72
3.37. Conexión en un PCB de convertidores reductores en paralelo. . . . .	74
3.38. Pistas críticas de un convertidor reductor. . . . .	75
3.39. PCB principal del sistema de alimentación. . . . .	75
4.1. Diagramas de flujo para las pruebas. . . . .	78
4.2. Comportamiento de arranque de las salidas PWM. . . . .	80
4.3. Comportamiento de la corriente en los HPLED ante variaciones en el voltaje de entrada. . . . .	82
4.4. Señales de prueba del convertidor reductor para el HPLED rojo. . . . .	83
4.5. Señales de prueba del convertidor reductor para el HPLED verde. . . . .	84
4.6. Señales de prueba del convertidor reductor para el HPLED azul. . . . .	85
4.7. Efecto del atenuador de luz en el voltaje de salida de los convertidores reductores. . . . .	86
4.8. Prototipo del sistema de alimentación. . . . .	87
4.9. Medición de corrientes con el sistema de alimentación funcionando. . . . .	87
4.10. Diferentes colores de luz generados por el prototipo. . . . .	88
4.11. Forma de medir el voltaje de salida de los convertidores. . . . .	88
B.1. Modelo del convertidor reductor. . . . .	102

---

B.2. Diagrama de simulación en Scilab-Scicos. . . . .	104
B.3. Simulación del control por modos deslizantes en Scilab-Scicos. . . . .	105
C.1. Alimentación del sistema. . . . .	107
C.2. Convertidores reductores. . . . .	108
C.3. Módulo sensor de corriente. . . . .	109
C.4. Conexiones del MCU AT90PWM2B . . . . .	109
C.5. Módulo de potenciómetros . . . . .	109
D.1. PCB para la base <i>through-hole</i> del MCU AT90PWM2B. . . . .	113
D.2. PCB para el módulo sensor de corriente. . . . .	113
D.3. PCB principal: Pistas de cara superior ( <i>top</i> ). . . . .	114
D.4. PCB principal: Pistas de cara inferior ( <i>bottom</i> ). . . . .	115
D.5. PCB principal: Guía de montaje ( <i>top silk</i> ). . . . .	116
E.1. Interfaz de usuario. . . . .	117
E.2. Programa para medir las corrientes. . . . .	118



# 1

## Introducción

### 1.1. Iluminación artificial

Los seres humanos dependen de la luz para el desarrollo de prácticamente todas sus actividades; el uso de luz artificial ha brindado la oportunidad de realizar dichas actividades en ambientes cerrados con poca iluminación o en el transcurso de la noche donde la iluminación es casi nula.

El fuego fue la primera forma de iluminación artificial utilizada por nuestros antepasados para compensar la oscuridad de la noche; poco a poco las necesidades del hombre lo llevaron a mejorar esta forma de iluminación artificial, mediante formas primitivas de antorchas, las cuales evolucionaron para dar paso a la vela y a las lámparas de combustión, estas últimas utilizaron combustibles como petróleo, aceite, queroseno, alcohol, etcétera.

La lámpara incandescente, inventada por Thomas Alva Edison en 1879, abrió una nueva era en la iluminación artificial; sin embargo la lámpara incandescente representa la forma más ineficiente de iluminación eléctrica. En 1938 surgen las lámparas de descarga con eficiencias de 5 a 8 veces superiores a las de las lámparas incandescentes, la más conocida es la lámpara fluorescente; sin embargo, estas y otras lámparas de descarga, presentan algunas desventajas, por ejemplo, cuando los tubos de lámparas fluorescentes se rompen, liberan de su interior vapores de mercurio mezclado con argón, los cuales son altamente tóxicos y afectan peligrosamente tanto a la salud humana como al ambiente [34]; otra desventaja es que emiten radiación ultravioleta (UV) debido a su modo de funcionamiento y la exposición prolongada a luz UV es nociva para la salud humana, especialmente en piel y ojos.

A pesar de que actualmente existe una gran variedad de tecnologías de iluminación, ninguna es perfecta; para lograr eficiencia muchos productos deben sacrificar otros factores, como la calidad del color y su toxicidad.

En la actualidad la iluminación artificial utiliza el 20% de la energía eléctrica que se produce [5]. La creciente demanda de iluminación, la baja eficiencia de las viejas tecnologías y las exigencias cada vez mayores del hombre moderno por una iluminación de calidad, exigen la introducción de nuevas fuentes de iluminación y de sistemas de control de luz con mejores características.

Los avances tecnológicos en semiconductores permitieron la evolución del diodo emisor de luz (LED, *Light Emitting Diode*) como fuente de iluminación artificial, inicialmente como indicador luminoso hasta poder utilizarlo para iluminar grandes áreas, tal y como lo hacen la lámpara incandescente y la fluorescente. A esta nueva tecnología se le conoce como LED de potencia (HPLED, *High-Power Light Emitting Diode*) o LED de alta luminosidad (HBLED, *High-Brighness Light Emitting Diode*).

El HPLED es una fuente de iluminación eficiente, no tóxica y de tamaño reducido, cuyo uso se está extendiendo de forma rápida en todo el mundo y promete ser una alternativa para reemplazar otras fuentes de iluminación en muchas aplicaciones.

Las principales ventajas del HPLED son: no calienta lo que ilumina, el dispositivo no sufre calentamiento excesivo mientras está funcionando, la luz es instantánea y totalmente atenuable mediante circuitos electrónicos, no emite radiaciones UV, la luz no atrae insectos, es más resistente a golpes o vibraciones mecánicas, tienen una gran capacidad de iluminación en un dispositivo relativamente pequeño, presenta una larga vida útil con eficiencia energética, y una gran variedad de colores.

### **1.1.1. Iluminación en estado sólido**

La iluminación en estado sólido (SSL, *Solid-State Lighting*) es un tipo de iluminación artificial en la que se emplean los LED como fuente de luz en lugar de usar filamentos o gas, como los utilizados en las lámparas incandescentes y de descarga respectivamente. El término *sólido* hace referencia al hecho de que la luz de un LED es emitida por un objeto semiconductor de estado sólido.

Los LED son la tecnología SSL de mayor disponibilidad en el mercado debido a que ofrece una gran variedad de ventajas sobre las tecnologías de iluminación tradicionales, desde la eficiencia y longevidad hasta la capacidad de generar de manera directa una gran cantidad de colores. Los LED están reemplazando rápidamente a otras fuentes de iluminación. La posibilidad de usar los HPLED como fuente de iluminación general (luz blanca) es una de las principales promesas de cara al futuro.

Una de las aplicaciones con mayor demanda en la iluminación artificial es la iluminación decorativa, en la cual se utilizan diversos colores de luz además de la luz blanca. La iluminación decorativa permite dar un ambiente personalizado a cada lugar según lo requiera. El escoger una combinación de colores adecuada puede ayudar a crear un ambiente agradable, mejorar la condición física, la salud y dar una buena apariencia al lugar que se ilumina.

Con los LED se pueden obtener luz blanca y luz de colores; se puede tener luz blanca utilizando los LED destinado a este propósito, pero también es posible obtenerla usando un sistema de mezcla de colores, en donde se utilizan arreglos LED. La mezcla de colores además de poder generar luz blanca, permite generar luz de otros colores.

Una arreglo LED que utiliza los colores rojo, verde y azul, es conocido como arreglo RGB (*Red, Green, Blue*). Con este arreglo es posible obtener luz blanca por síntesis aditiva de colores, y además cuando las componentes de color del arreglo RGB son atenuables, se puede generar una gama de colores extensa, lo que hace a este arreglo muy útil en aplicaciones de iluminación decorativa.

## 1.2. Planteamiento del problema

Para generar múltiples colores con un arreglo RGB de tres HPLED es necesario diseñar un sistema de alimentación de tres salidas; donde cada salida debe alimentar un HPLED del arreglo. Así mismo debe tener una señal de entrada por HPLED, la cual indica su intensidad luminosa.

Para alimentar un HPLED de forma eficiente se tiene que diseñar una fuente de corriente constante. La corriente de salida de esta fuente debe ser la corriente de trabajo del HPLED para obtener el máximo flujo luminoso y asegurar la vida útil del dispositivo.

El voltaje de polarización directo del HPLED varía en función de la cantidad de corriente que pasa por él. El fabricante del HPLED proporciona el voltaje de polarización directo que se obtiene al pasar por él la corriente de trabajo óptima; aunque este dato es sólo una guía, ya que se deben caracterizar los dispositivos para saber cuál es el voltaje de polarización con más exactitud.

La corriente que circula por el HPLED se ve afectada principalmente por los cambios de temperatura, los efectos de envejecimiento del dispositivo y por las variaciones en el voltaje de alimentación, por lo que es necesario tener un control que compense estas variaciones.

Para generar múltiples colores mediante la síntesis aditiva de colores, se utiliza el modelo RGB, que consta de tres colores primarios o componentes de color que son el rojo, el verde y el azul. Dependiendo de la cantidad de color de cada una de las componentes se generará un nuevo color; para lograr esto se tiene que variar la intensidad luminosa de cada HPLED independientemente.

Para dar solución al problema se propone el diseño y construcción de un sistema de alimentación con un voltaje de entrada de 12 Vcd, el cual alimenta tres convertidores reductores (*buck*), uno para cada HPLED del arreglo. El control de corriente en lazo cerrado para los tres HPLED se hace mediante un algoritmo basado en el control por modos deslizantes (*sliding modes control*) y se implementa en un microcontrolador (MCU, *Micro-Controller Unit*) AT90PWM2B de la firma Atmel. La atenuación de luz de cada componente del arreglo se hace por modulación por ancho de pulso (PWM, Pulse Width Modulation) y se implementa en el MCU. Debido al uso de un MCU en el sistema, se utiliza una metodología de desarrollo de sistemas empotrados, la cual plantea un desarrollo en paralelo de *hardware* y *software*.

## 1.3. Justificación

En todo sistema de iluminación que utilice HPLED como fuente de luz es indispensable tener un sistema de alimentación que suministre una corriente constante para su correcto funcionamiento.

La utilización de los HPLED representa una forma de iluminación que trae consigo varias ventajas como son el ahorro de energía eléctrica, mejor calidad de luz y menor contaminación ambiental.

En la Universidad Tecnológica de la Mixteca este es uno de los primeros trabajos que utilizan HPLED con lo cual se está contribuyendo a abrir una nueva línea de investigación dentro de esta área de conocimiento [6, 36].

## 1.4. Hipótesis

*Mediante el diseño e implementación de tres convertidores cd/cd reductores en lazo cerrado será posible obtener una fuente de corriente constante para alimentar un arreglo RGB de tres HPLED.*

## 1.5. Objetivos

### 1.5.1. Objetivo general

Diseñar y construir un sistema de alimentación para un arreglo RGB de tres HPLED con atenuación de la intensidad luminosa para aplicaciones de iluminación decorativa.

### 1.5.2. Objetivos secundarios

- Diseñar y construir un sistema de alimentación a corriente constante mediante convertidores cd/cd reductores.
- Implementar el control de corriente en lazo cerrado de los convertidores cd/cd reductores.
- Implementar la función de atenuador de luz para cada componente del arreglo RGB.
- Elaborar el circuito impreso del sistema de alimentación.
- Realizar un conjunto de pruebas que aseguren el correcto funcionamiento del sistema.
- Documentar el desarrollo del trabajo de investigación y pruebas.

## 1.6. Contenido del documento de tesis

Este documento de tesis está estructurado de la siguiente manera:

El capítulo 1 presenta una breve introducción sobre la iluminación, el planteamiento del problema, justificación, hipótesis y objetivos del trabajo de investigación.

El capítulo 2 describe las principales características de una fuente de iluminación, la generación de colores con el modelo RGB, las características de los LED y HPLED, los sistemas de alimentación empleados para HPLED, así como las técnicas de modulación usadas para la atenuación de la intensidad luminosa en los mismos.

El capítulo 3 presenta la metodología de desarrollo de sistemas empotrados empleada y expone de forma detallada las fases de desarrollo del sistema de alimentación.

El capítulo 4 describe las pruebas y resultados obtenidos.

El capítulo 5 plantea las conclusiones y los trabajos futuros de investigación.

Por último se presentan las referencias bibliográficas utilizadas, una lista de acrónimos empleados, los modelos SPICE empleados, el análisis matemático del control por modos deslizantes en que se basa el control del sistema, el diagrama esquemático completo y el diseño completo del circuito impreso (PCB, *Printed Circuit Board*).

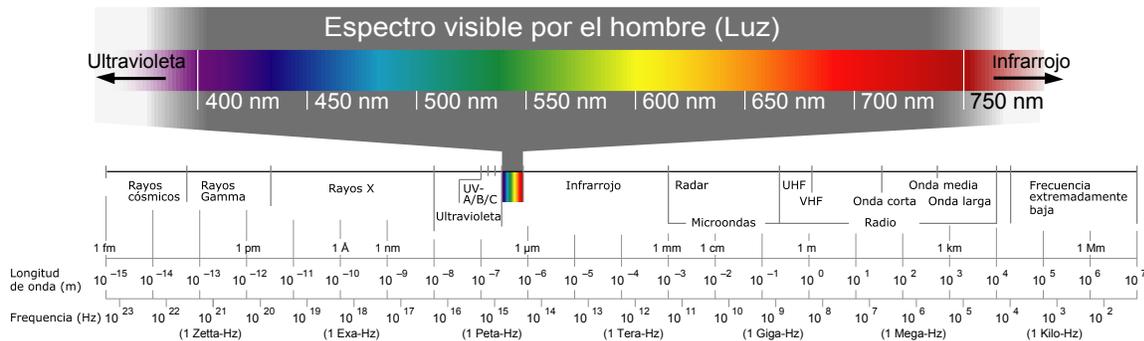


# 2

## Marco teórico

### 2.1. Características de una fuente de luz

La luz es un tipo de radiación en forma de ondas electromagnéticas que hacen posible la visión al ojo humano. La radiación electromagnética puede ser clasificada por su longitud de onda ( $\lambda$ ) o por su frecuencia (Figura 2.1); la radiación infrarroja (IR) y la UV no son visibles para el ojo humano, sin embargo se incluyen algunas veces en la categoría de luz, pero lo correcto es llamarlas radiaciones. El rango visible se considera entre 380 y 780 nm, fuera de este rango la radiación empieza a hacerse invisible [26].



**Figura 2.1.** Ubicación de la luz en el espectro electromagnético.

*Adaptado de: Wikipedia en español*

La fotometría es la rama de la óptica que se encarga de medir la luz<sup>1</sup>, y bajo su contexto se define como el brillo percibido por el ojo humano; además estudia la capacidad que tienen algunas radiaciones electromagnéticas de estimular el sistema visual humano.

<sup>1</sup>También existe la fotometría en astronomía, que estudia el brillo de los diferentes astros.

Otra forma de medir la luz es con la radiometría, la cual se encarga de medir las radiaciones electromagnéticas en términos de potencia absoluta; el campo de estudio de la radiometría abarca todas las longitudes de onda del espectro electromagnético, al contrario de la fotometría que sólo se ocupa del espectro visible. Las unidades radiométricas están dadas en watts (W), joules (J) y unidades derivadas, mientras que las fotométricas están en lumens (lm), candelas (cd) y unidades derivadas.

Para cuantificar las características de una fuente de luz artificial generalmente se utilizan las unidades de medida fotométricas, aunque implícitamente se hace uso de algunas unidades radiométricas. Las unidades más utilizadas se describen a continuación: [12, 27]

### 2.1.1. Intensidad radiante

En radiometría, la intensidad radiante es la medida de intensidad de la radiación electromagnética y está definida como potencia por unidad de ángulo sólido<sup>2</sup>, con unidades de watt sobre estereorradián (W/sr).

### 2.1.2. Intensidad luminosa

La candela es una de las siete unidades básicas del Sistema Internacional (SI) de unidades y se usa para medir la magnitud física de la intensidad luminosa. Una candela es la intensidad luminosa de una fuente que emite radiación monocromática en una dirección dada de frecuencia  $540 \times 10^{12}$  Hz (555 nm, color verde) y cuya intensidad radiante en dicha dirección es  $\frac{1}{683}$  W/sr.

### 2.1.3. Luminancia

La luminancia es una medida de la intensidad luminosa por unidad de área de una luz que va en una dirección dada. La luminancia describe la cantidad de luz que pasa a través de un área particular en un ángulo sólido<sup>3</sup>. Alternativamente se puede definir como la densidad superficial de intensidad luminosa en una dirección dada.

La luminancia de una fuente de luz o de una área iluminada se mide en relación de cuánto es estimulado el ojo y por lo tanto cuánta impresión de brillo es creada en el cerebro. La luminancia es medida en candelas por metro cuadrado (cd/m<sup>2</sup>).

### 2.1.4. Flujo luminoso

El flujo luminoso o potencia luminosa es la medida de la intensidad luminosa percibida. La radiación fuera del espectro visible no contribuye al flujo luminoso. Su unidad de medida en el SI es el lumen (lm), el cual se define a partir de la candela como:

$$1 \text{ lm} = 1 \text{ cd} \cdot \text{sr}$$

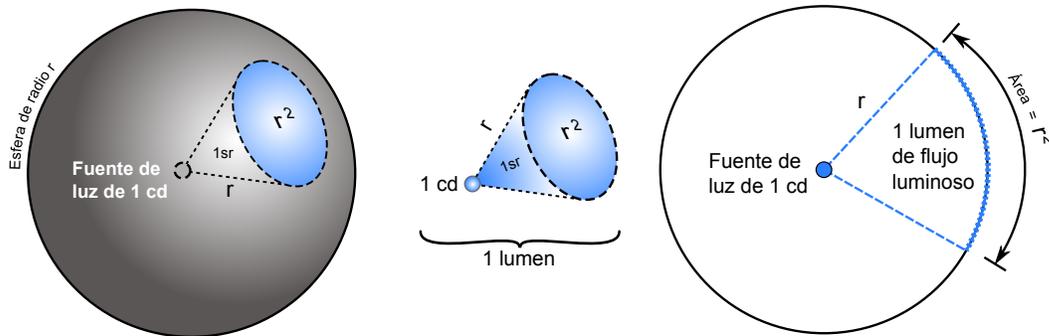
<sup>2</sup>El estereorradián (sr) es la unidad derivada del SI que mide ángulos sólidos (espacio limitado por una superficie cónica). Un estereorradián es el ángulo que cubre una superficie  $r^2$ , a una distancia  $r$  del vértice en una esfera de radio  $r$ .

<sup>3</sup>La luz también puede ser emitida por transmisión o reflexión (en estos casos es llamada emitancia).

Un lumen es el flujo luminoso contenido en un estereorradián de una fuente de luz uniforme que tiene una intensidad luminosa de una candela (Figura 2.2).

A la relación entre watts y lúmenes se le llama equivalente luminoso de energía. Empíricamente se demuestra que un cuerpo negro que emite una radiación con longitud de onda igual a 555 nm y con una potencia de 1 W le corresponden 683 lm. Esta relación queda como:

$$1 W = 683 lm$$



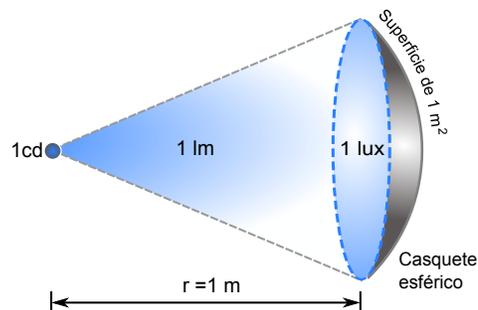
**Figura 2.2.** Definición gráfica de 1 lumen.

### 2.1.5. Iluminancia

La iluminancia es la cantidad de flujo luminoso que incide, atraviesa o emerge de una superficie, por unidad de área; también se conoce como nivel de iluminación (Figura 2.3). Es importante destacar que el ojo humano sólo ve luminancias, no iluminancias.

La unidad de medida para la iluminancia en el SI es el lux (lx):

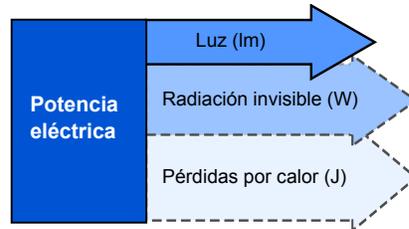
$$1 lx = 1 lm/m^2$$



**Figura 2.3.** Definición gráfica de 1 lux.

### 2.1.6. Eficacia y eficiencia luminosa

Como se muestra en la Figura 2.4, en un sistema de iluminación no toda la energía es convertida en luz, se presentan pérdidas por radiaciones invisibles y por el calor generado en el dispositivo.



**Figura 2.4.** Pérdidas de energía en un sistema de iluminación.

La eficacia luminosa es la razón entre el flujo luminoso (lm) emitido por una fuente de luz y la potencia eléctrica (W) consumida por la misma; se representa por la letra  $K$ . Este parámetro describe la cantidad de luz que es capaz de proveer una fuente, a partir de cierta cantidad de electricidad; su unidad es el lumen/Watt (lm/W).

Retomando el equivalente luminoso de energía (Apartado 2.1.4) se puede ver que la máxima eficacia luminosa posible es de 683 lm/W, lo cual indica que toda la energía empleada se está convirtiendo en luz, este valor se representa como  $K_m$ .

Por otro lado, la eficiencia luminosa es un valor adimensional que indica la cantidad de energía que es convertida en luz. Es común que por ser adimensional este valor también se exprese como un porcentaje. Entonces, a una fuente de luz con eficacia luminosa  $K_m = 683 \text{ lm/W}$  (máxima eficacia posible) le corresponde una eficiencia del 100%, ya que toda su energía está siendo convertida en luz. Matemáticamente la eficiencia luminosa se puede definir como:

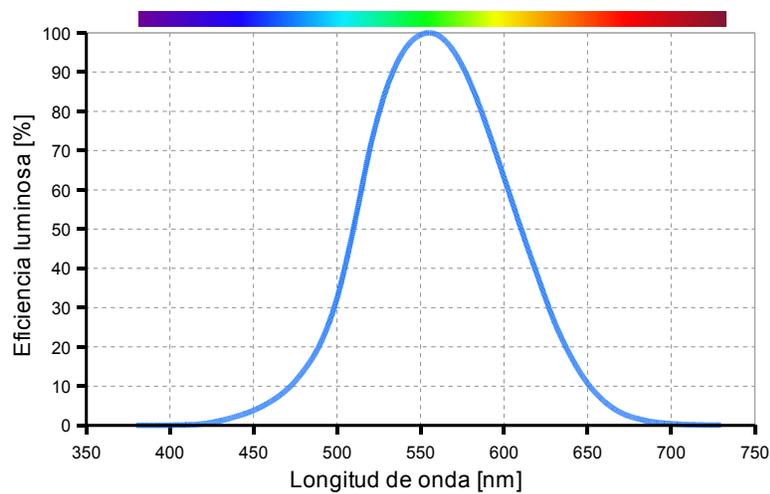
$$\eta = V = \frac{K}{K_m} \times 100\%$$

En física las eficiencias se representan con  $\eta$ , pero en fotometría se prefiere la  $V$  para la eficiencia luminosa.

En 1924, la Comisión Internacional de Iluminación (CIE, *Commission Internationale de l'Eclairage*) estableció la función  $V(\lambda)$ , como el espectro de eficiencia luminosa<sup>4</sup> para la visión fotópica<sup>5</sup>, la cual hace una valoración de las radiaciones en términos de su capacidad para estimular el ojo humano. Como se observa en la Figura 2.5, la máxima eficiencia se logra en los 555 nm, que corresponde al color verde, y se va degradando conforme se acerca a las radiaciones IR y UV. Este estándar prevalece de forma mundial, aunque existen algunos otros (para visión mesópica y escotópica) que se ajustan mejor al comportamiento del ojo dependiendo de las condiciones de iluminación.

<sup>4</sup>También llamada función de luminosidad o función de eficiencia luminosa.

<sup>5</sup>La visión fotópica es la visión que tiene lugar en buenas condiciones de iluminación ( $3.4 \text{ cd/m}^2$ ) para la correcta interpretación del color por el ojo; la visión escotópica se da con niveles de luminancia menores a  $0.034 \text{ cd/m}^2$ ; y la visión mesópica se da en condiciones intermedias entre la fotópica y la escotópica.



**Figura 2.5.** Espectro de eficiencia luminosa para la visión fotópica.  
 Graficado a partir de los datos obtenidos en [38].

Se puede utilizar  $V(\lambda)$  para relacionar la eficacia y eficiencia luminosa. Usando la eficacia luminosa en función de la longitud de onda  $K(\lambda)$ , se tiene que el máximo valor de  $K(\lambda)$  es  $K_m$  y se denomina máxima eficacia luminosa (683 lm/W). La razón entre  $K(\lambda)$  y  $K_m$  es llamada eficiencia luminosa espectral  $V(\lambda)$ . En forma de ecuación se tiene que:

$$V(\lambda) = \frac{K(\lambda)}{K_m}$$

Para una fuente de luz artificial los parámetros más utilizados son el flujo luminoso y la eficacia luminosa. En la industria de la iluminación, el flujo luminoso se conoce como "lumens por dispositivo". Una fuente de luz con mayor número de lumens por dispositivo y con una eficacia mayor es lo que se busca al momento de decidir quién produce más luz con menos energía eléctrica.

En la Tabla 2.1 se concentran los parámetros y unidades de medida utilizados en iluminación.

**Tabla 2.1.** Unidades empleadas en iluminación.

Cantidad	Unidad
Intensidad radiante	$W/sr$
Intensidad luminosa	$cd$
Luminancia	$cd/m^2$
Flujo luminoso	$lm$
Iluminancia	$lux$
Eficacia luminosa	$lm/W$
Eficiencia luminosa	%

## 2.2. Generación de colores con el modelo RGB

La colorimetría es la ciencia que se encarga del estudio cuantitativo de la percepción del color; es similar a la espectrometría, pero la colorimetría se reduce al espectro de los valores triestímulo del ojo, de los cuales deriva la percepción del color [26].

### 2.2.1. Modelos y espacios de color

Un modelo de color es un modelo matemático abstracto que describe cómo se representan los colores. Para ello, se basa en tuplas<sup>6</sup> numéricas, compuestas normalmente por tres o cuatro valores o componentes de color. Estos modelos, al ser abstractos, no sirven para describir un color concreto sin definir primero la escala o referencia.

Cuando un modelo de color es asociado con una descripción precisa de cómo deben ser interpretados sus componentes, el conjunto de colores resultante es llamado espacio de color.

Un espacio de color absoluto es aquel en el que los colores no son ambiguos; la interpretación de los colores en el espacio son colorimétricamente definidos sin referencia a factores o dispositivos externos.

La gama o *gamut* de color es un subconjunto bien definido de colores. Su uso más común se refiere al subconjunto de colores que pueden ser representados con precisión en una circunstancia dada, como en un espacio de color o como en un dispositivo de salida (monitor, cámara, proyector, etc.)

#### 2.2.1.1. Espacio de color CIE 1931 XYZ

En 1931, la CIE definió un espacio de color absoluto, basado en una mezcla aditiva de tres colores imaginarios o estímulos de referencia que se denotan como  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$ , los cuales toman valores entre 0 y 1. Al estar diseñado independientemente de dispositivos, este modelo representa el color de acuerdo con la forma en que se percibe realmente en condiciones de visualización específicas (definidas como el “observador estándar CIE 1931”), de modo que describe el color real tal y como lo percibe una persona con una visión normal del color.

Los valores triestímulo del espacio CIE XYZ pueden formar una figura tridimensional, sin embargo los valores  $X$  y  $Z$  no tienen una interpretación física. El espacio de color CIE XYZ fue diseñado para que el parámetro  $Y$  fuera una medida de la luminancia relativa del color <sup>7</sup>.

Existe una forma de ver el color en dos dimensiones usando el concepto de luminancia y cromaticidad; por ejemplo la cromaticidad del color blanco y gris es la misma, pero su luminancia es diferente.

La cromaticidad fue especificada por la CIE con dos parámetros derivados representados por la letra  $x$  y la letra  $y$ , normalizados en función los valores triestímulo XYZ. Si se grafican estos parámetros derivados con un valor de luminancia  $Y = 1$  se obtiene el diagrama de cromaticidad (Figura 2.6a), el cual es una representación en dos dimensiones del espacio de color CIE XYZ.

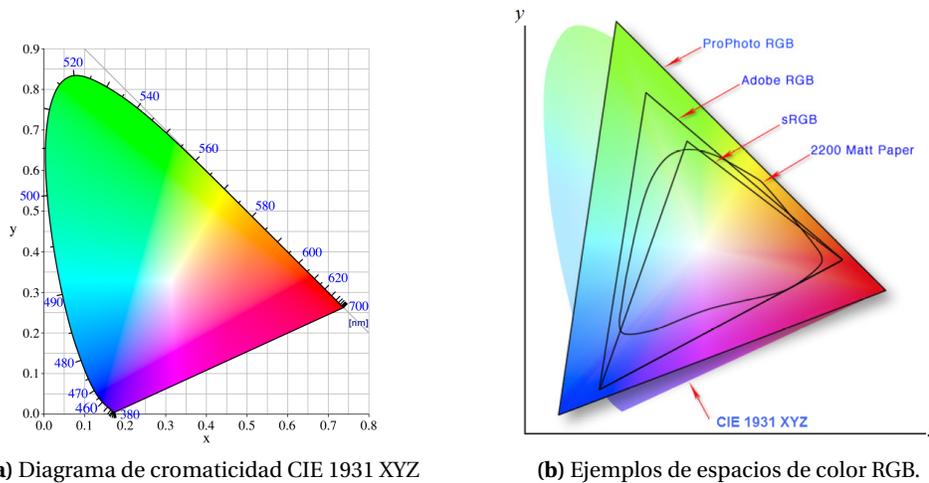
<sup>6</sup>En matemáticas, una tupla es una secuencia finita y ordenada de objetos.

<sup>7</sup> $Y$  es un valor normalizado, diferente de la luminancia fotométrica dada en  $\text{cd}/\text{m}^2$

La cromaticidad de un color puede ser representada por un punto de color  $(x, y)$  en el diagrama de cromaticidad, pero debe tomarse en cuenta que dos colores pueden tener la mismas coordenadas  $(x, y)$ , pero tener diferente luminancia  $Y$ . El punto  $(\frac{1}{3}, \frac{1}{3})$  es el punto donde se localiza el negro ( $Y = 0$ ) y el color blanco ( $Y = 1$ ), y se conoce como punto negro-blanco.

El contorno del diagrama de cromaticidad, llamado límite espectral (*spectral locus*), corresponde a la luz monocromática, es por esto que la escala está en nanómetros. La parte baja del diagrama de cromaticidad es una línea recta llamada línea de púrpuras; estos colores no forman parte de la luz monocromática.

El espacio CIE 1931 XYZ es usado como referencia para otros espacios y modelos de color; sin embargo, debido a las limitaciones de la época en que se desarrolló este modelo no se pueden representar algunas cromaticidades en él. Existen otros modelos mejorados del CIE 1931 XYZ, entre ellos están los modelos CIE 1960, CIE 1964 y CIELAB ( $L^*a^*b^*$ ), pero el modelo CIE 1931 XYZ sigue siendo utilizado como una referencia válida [26].



**Figura 2.6.** Espacios de color.

*Adaptado de: Wikipedia en español y en inglés.*

### 2.2.1.2. Espacio de color RGB

Si se eligen dos puntos cualesquiera en el diagrama de cromaticidad, todos los colores que pueden obtenerse de la mezcla de estos dos colores se encuentran entre la línea recta que une a ambos puntos. De igual forma, todos los colores que pueden formarse mezclando tres colores se encuentran dentro del triángulo formado por los puntos fuente elegidos en el diagrama, y así sucesivamente para más fuentes o colores primarios. Con esto se puede ver que cualquier sistema de mezcla de colores con un número de colores primarios finito no puede cubrir todo el diagrama de cromaticidad, y por lo tanto no pueden generarse todos los colores que percibe el ojo humano.

Un espacio de color RGB es cualquier espacio de color aditivo basado en el modelo de mezcla de color RGB. Un espacio de color RGB particular está definido por tres cromaticidades de los

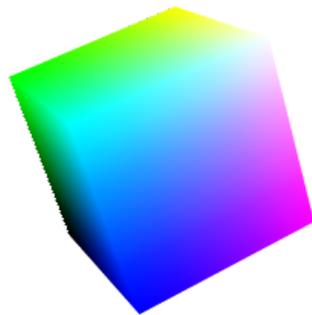
primarios aditivos, rojo, verde y azul. El espacio RGB pueden producir cualquier cromaticidad que esté dentro del triángulo definido por sus colores primarios en el diagrama de cromaticidad.

Debido a que no existe una definición precisa de qué longitud de onda corresponde a cada color primario, el modelo RGB y los espacios de color RGB son dependientes del dispositivo que los genera. Entonces un valor RGB no puede definir el mismo color en diferentes dispositivos a menos que se use un espacio de color estandarizado o absoluto en el que se defina la cromaticidad de los colores primarios. Prácticamente se ha definido un espacio RGB absoluto para uno de los campos en que se aplica, como fotografía, video, televisión, etc. Algunos espacios de color absolutos basados en el modelo de color RGB son: sRGB, Adobe RGB, Apple RGB, ISO RGB, CIE RGB, NTSC, entre otros. En la Figura 2.6b se muestra la comparación entre algunos de los espacios RGB más conocidos, y el diagrama de cromaticidad CIE 1931 XYZ. Como se puede ver, algunos espacios de color están fuera del diagrama de cromaticidad CIE 1931 XYZ, debido a que estos se han definido a partir de modelos mejorados del CIE 1931 XYZ y por lo tanto pueden representar otras cromaticidades.

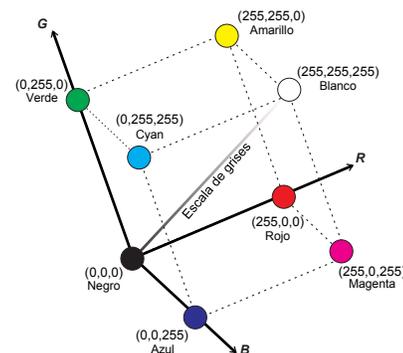
Para indicar con qué proporción se mezcla cada color primario del espacio RGB, se asigna un valor a cada uno de ellos, de manera que el valor 0 significa que no interviene en la mezcla y, a medida que ese valor aumenta, se entiende que aporta más intensidad a la mezcla.

De esta forma cada posible color del espacio RGB está representado por un coordenada de tres componentes  $(R, G, B)$ . El espacio de color RGB se puede representar en forma de cubo como se muestra en la Figura 2.7a. Cada color es un punto de la superficie o del interior del cubo RGB. La ausencia de color o “color negro” se logra cuando las tres componentes de color son cero y el color blanco se obtiene cuando las tres componentes tienen el máximo valor posible. La escala de grises está situada en la diagonal que une al color blanco con el negro.

Los rangos para representar la cantidad de color de una componente se pueden hacer de distintas formas, por ejemplo de 0 a 1, de 0% a 100%, o en el caso de una representación digital con 8 bits de 0 a 255 (Figura 2.7b).



(a) Representación geométrica (cubo RGB)



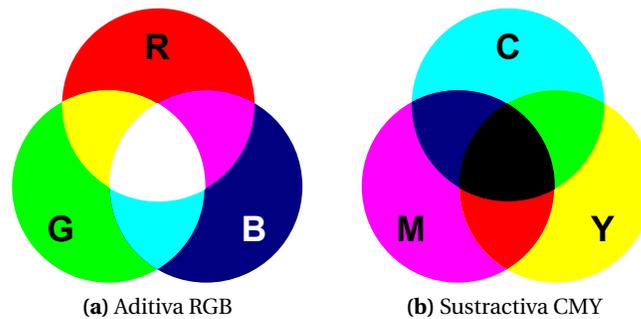
(b) Representación numérica con 8 bits

**Figura 2.7.** Formas de representar el espacio RGB.

### 2.2.2. Mezcla de colores

La luz que causa la sensación de color en los ojos es llamada estímulo de color. Se conoce como mezcla de colores al fenómeno de generar un nuevo estímulo de color a través de la interacción de otros múltiples estímulos de color; estos últimos se denominan colores primarios o componentes de color. La mezcla de colores puede ser aditiva o sustractiva (Figura 2.8):

- *Mezcla aditiva* : Ocurre cuando las componentes del estímulo de color inciden de forma simultánea en el ojo. Los estímulos componentes pueden ser superpuestos ópticamente, pueden ocurrir en una alternación temporal rápida (parpadeo), o pueden ser entrelazados en un patrón espacial no visible para el ojo. El rango de colores producido por un sistema de mezcla de colores real es limitado por condiciones físicas, ya que no es posible obtener un color primario puro.
- *Mezcla sustractiva* : Es un proceso en el cual un nuevo color resulta de la superposición de medios absorbentes, como filtros o tintas.



**Figura 2.8.** Ejemplos de mezcla de color.

Las mezclas que utilizan los colores rojo, verde y azul como colores primarios utilizan el modelo RGB y de igual forma las mezclas con el modelo CMY (*Cyan, Magenta, Yellow*) son las que utilizan los colores cian, magenta y amarillo [26].

## 2.3. Diodo emisor de luz

### 2.3.1. Funcionamiento del LED

Un LED tiene las características eléctricas de un diodo, lo cual significa que permite un flujo de corriente en polarización directa y lo impide en polarización inversa. Dependiendo del material semiconductor y de su nivel de impurezas, el LED emitirá luz de una longitud de onda particular (Tabla 2.2).

En el átomo, los electrones se mueven en órbitas alrededor del núcleo; la energía que tiene cada electrón es proporcional a la distancia de la órbita al núcleo. Existen tres niveles o bandas de energía, las cuales reciben el nombre de banda saturada, banda de valencia y banda de conducción. Entre cada banda existe la llamada banda prohibida (*band gap*) donde no hay ningún

**Tabla 2.2.** Colores generados por diversos semiconductores.*Fuente: Wikipedia en inglés*

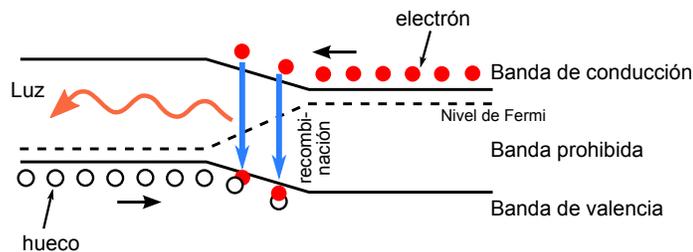
Color	$\lambda$ [nm]	Semiconductor
IR*	>760	GaAs, AlGaAs
Rojo	610–760	AlGaAs, GaAsP, AlGaInP, GaP
Naranja	590–610	GaAsP, AlGaInP, GaP
Amarillo	570–590	GaAsP, AlGaInP, GaP
Verde	500–570	InGaN, GaN, GaP, AlGaInP, AlGaP
Azul	450–500	ZnSe, InGaN, SiC, Si
Violeta	400–450	InGaN
UV*	<400	C, AlN, AlGaIn, AlGaInN

\* No es considerado un color.

electrón. En la banda saturada se encuentra el número máximo de electrones que están más cercanos al núcleo; en la banda de valencia están los electrones “semilibres”, es decir aquellos que se encuentran bajo la influencia de más de un núcleo; y en la banda de conducción se encuentran aquellos electrones que han adquirido la energía suficiente como para circular libremente por la estructura [13].

Cuando un electrón salta de una órbita baja a una más alta requiere incrementar su nivel de energía y viceversa, cuando el electrón cae a una órbita más baja necesita liberar energía. En el caso de los LED, la energía liberada es emitida en forma de fotón, pero dependiendo del material también puede liberarse de otras formas, como calor. Una gran emisión de energía se caracteriza por la emisión de fotones a una frecuencia más alta y una emisión de energía pequeña resulta en una emisión de fotones a frecuencia más baja. Cuando los electrones libres se mueven a través de la unión p-n pueden caer en los huecos del material p; este proceso se conoce como recombinación. Cuando ocurre la recombinación, los electrones caen de la banda de conducción a una órbita más baja y liberan energía en forma de fotones (Figura 2.9).

Para obtener luz, los electrones del material semiconductor del LED deben tener la capacidad de poder dar grandes saltos entre la banda de conducción y las bandas más bajas, el tamaño del salto determina la frecuencia de emisión de fotones, y por lo tanto el color de la luz [14].

**Figura 2.9.** Recombinación de electrones.*Adaptado de: Wikipedia en inglés.*

### 2.3.2. Tipos de LED

Dependiendo de la aplicación, los LED se pueden clasificar de acuerdo a la Figura 2.10, la cual se describe a continuación.



**Figura 2.10.** Clasificación de los LED según su aplicación.

#### 2.3.2.1. Por potencia de operación

La corriente y el voltaje de polarización directa del LED determinan la potencia de operación del LED ( $P = VI$ ), la cual está relacionada con la cantidad de flujo luminoso que emite el LED; a mayor potencia de operación el LED puede entregar mayor flujo luminoso (aunque esto no implica eficacia o eficiencia). En base a ello los LED se pueden clasificar en:

- *LED indicador* : Operan en un rango de 30 a 60 mW de potencia eléctrica.
- *LED de potencia (HPLED o HBLLED)*: Son los LED que trabajan con una potencia eléctrica mayor o igual a 1 W. Se toma como referencia el primer HPLED comercial (LUXEON, de Philips Lumileds, el cual trabaja a 1 W).
- *LED de potencia media*: LED con potencia menor a 1 W que pueden usarse para iluminación de áreas pequeñas.

#### 2.3.2.2. Por longitud de onda

La aplicación de los LED en iluminación general, donde se requiere luz blanca, en iluminación decorativa, donde se requieren luces de color, y en aplicaciones especiales, donde se usan radiaciones no visibles, hace necesaria esta clasificación:

- *Luz monocromática* : Son los LED que emiten luz con una longitud de onda dominante (azul, verde, amarillo, rojo, etc.).

- *Luz blanca* : Se basan en el LED azul y la adición de un fosfato para generar luz blanca. A su vez pueden dividirse en luz blanca neutra, cálida y fría.
- *Radiación no visible* : Son los LED que emiten radiación IR y UV (Figura 2.1 y Tabla 2.2).

### 2.3.2.3. Por tecnología de fabricación

Aunque no todas las tecnologías LED tienen un nombre específico y algunas se pueden incluir dentro de otras, son populares las siguientes:

- *LED*: LED convencional, indicador o de potencia media.
- *LED polímero (PLED, Polymer LED)*: Construidos con un polímero, su principal característica es adoptar la forma de una lámina flexible.
- *LED orgánico (OLED, Organic LED)*: Construidos a partir de un material orgánico, aunque su eficiencia es cercana a la de los HPLED, su desventaja es tener un tiempo de vida más corto.
- *diodo láser de inyección, (ILD, Injection Laser Diode)*: LED que puede emitir luz coherente (láser).

### 2.3.2.4. Por características específicas

Se pueden hacer otras clasificaciones de acuerdo a alguna característica específica del LED, como pueden ser:

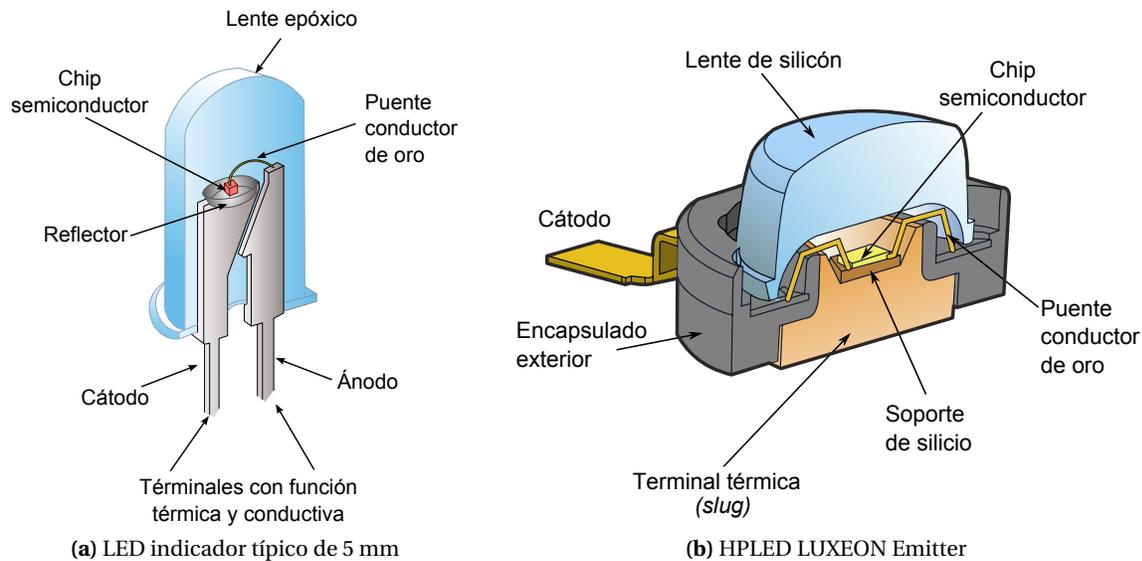
- *Por forma del encapsulado* : LED cuadrado, rectangular, redondo (2, 5, 10 mm, etc.).
- *Por forma de sus terminales* : LED de montaje superficial (SMD, *surface mount device*); LED de montaje por perforación (*through-hole*).
- *Por direccionalidad de la luz* : LED estándar, LED de luz direccional, LED de luz dispersa.

### 2.3.3. LED de potencia (HPLED)

La tecnología del HPLED tuvo que mejorar varios aspectos del LED convencional o indicador para poder generar más luz [30].

- *Terminal térmica (slug)*: El tratamiento del calor en el LED es una de las claves para lograr un mayor flujo luminoso por dispositivo, ya que la mayor parte de calor se genera en la unión p-n y depende de la cantidad de corriente que pasa por ella. El calentamiento del LED convencional limita su uso a bajas potencias y corrientes de operación (alrededor de 20 mA). A 20 mA, un LED convencional de 5 mm de luz blanca genera cerca de 1 lm, mientras que operando a 350 mA el primer HPLED (LUXEON) obtiene 20 lm de luz blanca.

Los HPLED son diseñados para manejar altas potencias y grandes cantidades de calor. El encapsulado soporta el calor generado y puede transmitirlo a disipadores de calor externos mediante la terminal térmica, la cual se encarga de sacar el calor fuera del chip semiconductor; mientras que en el LED convencional son el encapsulado y las mismas terminales ánodo y cátodo las que disipan el calor (Figura 2.11).



**Figura 2.11.** Estructura interna del LED y HPLED.

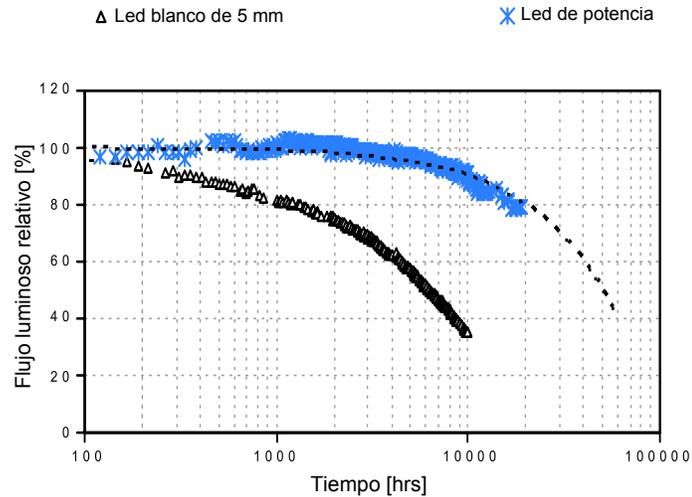
*Adaptado de: Philips Lumileds*

- **Chip semiconductor:** El chip semiconductor de un HPLED es mucho más grande y puede generar más luz; además su forma está optimizada para extraer la luz de manera más eficiente.
- **Material del lente:** El lente de un HPLED está hecho de plásticos especiales como silicón, el cual tiene una vida más larga que la resina epóxica de los LED convencionales. Los materiales epóxicos tienden a deteriorarse a temperaturas altas, en las cuales la resina se torna amarillenta, lo cual decrementa la luz generada.
- **Resistencia del encapsulado:** A temperaturas muy bajas los encapsulados tradicionales se vuelven rígidos y quebradizos, y a temperaturas altas se expanden y se ablandan. Los materiales para el encapsulado de los HPLED no sufren cambios en temperaturas extremas, en el caso del HPLED LUXEON su rango de temperatura es de  $-40$  a  $120$  °C. El encapsulado y la lente del HPLED son mecánicamente más robustos, son resistentes a golpes y vibraciones, a diferencia de las lámparas incandescentes y halógenas que son bastante frágiles.
- **Reducción gradual de la luz:** Todos los tipos de LED presentan el problema de la reducción gradual de luz durante su tiempo de operación. Como se ve en la Figura 2.12, los LED convencionales tienen una reducción significativa de luz comparado con el HPLED.

### 2.3.3.1. Modelos eléctricos del HPLED

El HPLED puede ser modelado para su análisis y simulación de varias formas:

- **Modelo SPICE:** El programa de simulación con énfasis en circuitos integrados (SPICE, *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*) es un simulador de propósito general para electrónica analógica y sus modelos se han convertido en estándar de



**Figura 2.12.** Comparación del tiempo de vida de un LED convencional y un HPLED.  
Adaptado de: Lighting Research Center [25]

simulación. Los modelos SPICE para HPLED se basan en el modelo general del diodo, el cual utiliza los parámetros mostrados en la Tabla 2.3. El modelo SPICE más confiable es el que proporciona el fabricante, aunque por el momento no hay muchos modelos SPICE publicados para los HPLED.

**Tabla 2.3.** Parámetros utilizados en el modelo SPICE del diodo.

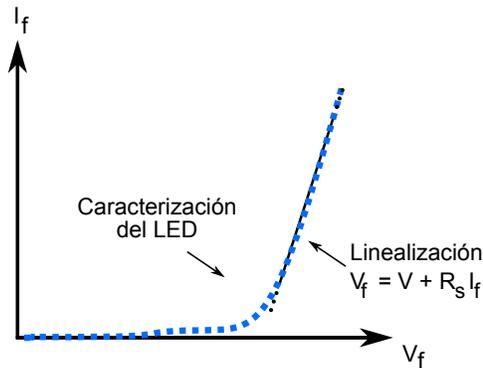
Nombre	Parámetro	Unidad	Nombre	Parámetro	Unidad
IS	Corriente de saturación	A	XTI	Exponente de temperatura de la corriente de saturación	-
RS	Resistencia óhmica	$\Omega$	KF	Coefficiente de ruido fluctuante	-
N	Coefficiente de emisión	-	AF	Exponente de ruido fluctuante	-
TT	Tiempo de transitorio	s	BV	Voltaje de ruptura inverso	V
CJO	Capacitancia de unión sin polarizar	F	FC	Coef. para la fórmula de capacitancia de agotamiento en pol. directa	-
VJ	Potencial de la unión	V	IBV	Corriente en el voltaje de ruptura	A
M	Coefficiente de graduación	-	TNOM	Temperatura de medición	$^{\circ}\text{C}$
EG	Energía de banda	eV			

- *Modelo con diodo Schottky:* En [21] se propone un modelo SPICE simplificado para el HPLED LUXEON V. Cuando se propuso este modelo (2005) el fabricante aun no había publicado sus propios modelos SPICE.

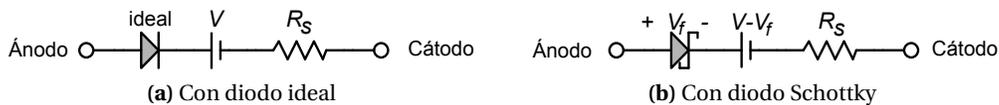
Para modelar el HPLED se empieza tomando un diodo ideal considerando las pérdidas óhmicas o resistivas mediante la resistencia interna del LED, representada por  $R_s$ . El valor de la resistencia interna se debe obtener caracterizando el HPLED a utilizar. Se obtiene la curva característica del HPLED,  $V_f$  vs  $I_f$ ; y linealizando (Figura 2.13) en un intervalo que incluya a la corriente de operación del HPLED, se obtiene una ecuación de la forma  $V_f = V + R_s I_f$ . De esta manera el modelo queda como muestra la Figura 2.14a. Para simularlo en SPICE se propone utilizar un diodo Schottky en lugar de un diodo ideal, para

esto se debe restar al voltaje  $V$ , el voltaje de polarización directa del diodo Schottky utilizado  $V_f$ , quedando el modelo propuesto como muestra la Figura 2.14b.

Este modelo sólo se puede utilizar en el intervalo de voltaje y corriente en que fue linealizada la curva  $V_f$  vs  $I_f$ . Tampoco puede ser utilizado en altas frecuencias, ya que no se consideró la capacitancia de unión del HPLED.

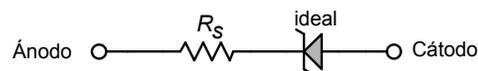


**Figura 2.13.** Linealización de la curva característica del HPLED.



**Figura 2.14.** Modelo simplificado del HPLED.

- Modelo con diodo Zener** : Ya que cada HPLED mantiene un voltaje en sus terminales casi constante alrededor de la corriente de trabajo, es posible verlo como una carga de voltaje constante. Este comportamiento es similar al de un diodo Zener polarizado inversamente. Basado en ello, se propone en [42] utilizar como modelo un diodo Zener ideal y la resistencia interna del HPLED (Figura 2.15); la resistencia interna se puede obtener linealizando la curva  $V_f$  vs  $I_f$  como en el modelo con diodo Schottky. Se recomienda utilizar este modelo para probar el sistema de alimentación real en la etapa de prototipo, ya que en caso de un fallo que lleve a la destrucción de la carga, es más barato reemplazar un diodo Zener que un HPLED. Sin embargo no existen diodos Zener comerciales para todos los voltajes, lo que limita su uso en la etapa de pruebas.

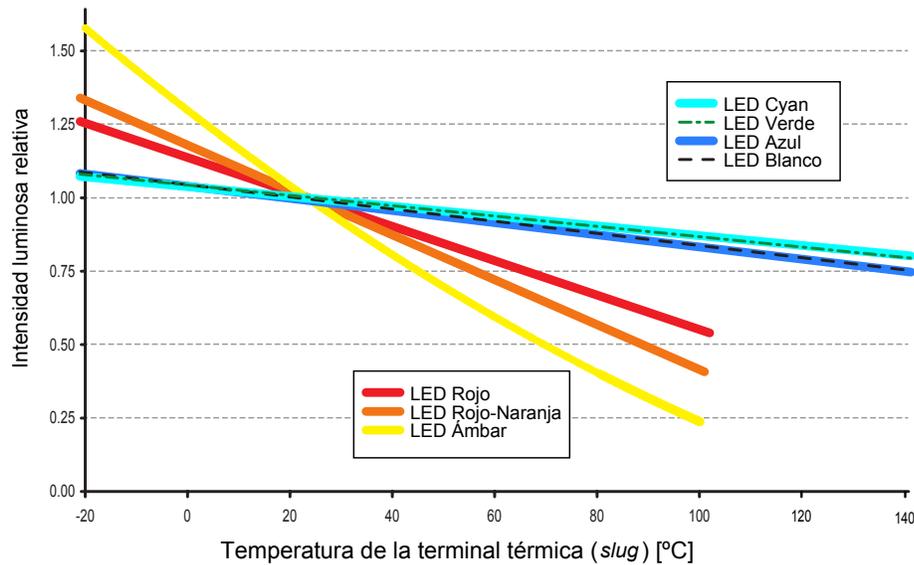


**Figura 2.15.** Modelo del HPLED con diodo Zener.

### 2.3.3.2. Efectos de la temperatura en los HPLED

El coeficiente térmico para el voltaje en polarización directa es negativo, lo cual hace que el aumento del calor en la unión tenga los siguientes efectos:

- Disminuye el voltaje de polarización  $V_f$ .
- Disminuye la corriente de polarización directa  $I_f$ .
- Disminuye el flujo luminoso (Figura 2.16).
- El HPLED cambia un poco el color de la luz que emite (corrimiento del color).
- Operado a altas temperaturas, el HPLED disminuye su vida útil.



**Figura 2.16.** Comportamiento del flujo luminoso del HPLED con la temperatura.

*Adaptado de la hoja de datos del HPLED LUXEON Rebel.*

Como se observa en la Figura 2.16, los HPLED de color rojo, rojo-naranja y ámbar son los que tienen mayor cambio en sus propiedades por el incremento de la temperatura.

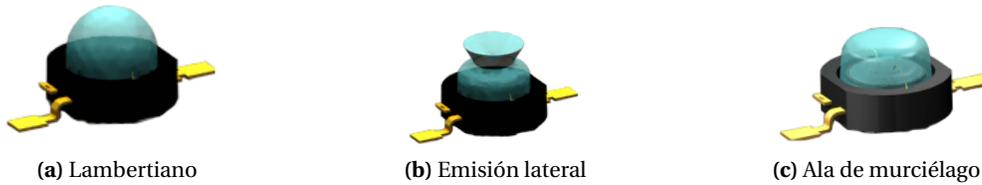
### 2.3.3.3. Patrones de radiación

El patrón de radiación describe la intensidad relativa de luz de la fuente en varias direcciones; en otras palabras, describe cómo se distribuye el flujo luminoso emitido en el espacio. Dependiendo de la aplicación, se utiliza el patrón de radiación que dirija la luz de manera conveniente.

El patrón de radiación puede ser descrito por una gráfica de dos ejes, flujo luminoso relativo contra ángulo con respecto al eje óptico. Existen varios ángulos en el patrón de radiación que definen cómo es el flujo luminoso; el ángulo total incluido, el cual es el ángulo en el que se capta el 90% del flujo luminoso total; el ángulo de vista, que se define como  $2\theta_{1/2}$ , en donde  $\theta_{1/2}$  es el ángulo en donde la intensidad luminosa es la mitad de la intensidad luminosa pico; y el ángulo de intensidad pico, el cual es el ángulo en el que la intensidad luminosa alcanza el valor pico.

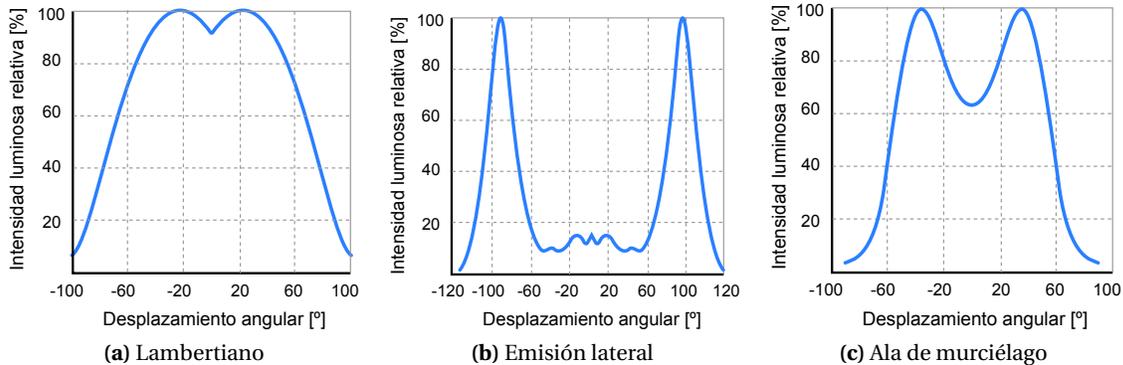
La forma del lente que viene integrado en el encapsulado del HPLED (Figura 2.17) y la estructura interna del HPLED (con o sin reflector) es lo que determina el patrón de radiación.

Los patrones de radiación más comunes para HPLED son:



**Figura 2.17.** Tipos más comunes de lentes en HPLED.

Fuente: Optis web site



**Figura 2.18.** Patrones de radiación HPLED más comunes.

- *Lambertiano* : El patrón lambertiano (Figura 2.18a) es el más común y por lo tanto considerado como de propósito general. Un lente lambertiano (Figura 2.17a) produce una salida de luz distribuida uniformemente siguiendo una curva cosenoidal; en consecuencia el HPLED puede ser visto como una fuente de luz puntual. Los HPLED con este patrón de radiación no tienen en su estructura un reflector y el lente tienen una superficie en forma de cúpula o domo.
- *Emisión lateral (side emitting)* : Los HPLED que emiten luz con este patrón tienen en su estructura un reflector interno (Figura 2.17b), donde la luz que sale es colimada y redireccionada  $90^\circ$  por un reflector cónico, por el que la luz sale en el plano horizontal. Esta combinación resulta en un haz de luz estrecho que se expande  $360^\circ$  alrededor del eje en el plano horizontal (Figura 2.18b). La intensidad de luz no es uniforme en los  $360^\circ$  del eje en el plano horizontal, ya que el chip HPLED no es circular, sino cuadrado.

Los sistemas de iluminación que usan este tipo de patrón de radiación requieren de reflectores externos eficientes para aprovechar mejor la luz que producen los HPLED.

- *Ala de murciélago (batwing)* : El reflector interno en los HPLED que emiten este patrón de radiación hace que la mayor intensidad de luz se haga a partir de los  $\pm 40^\circ$ , y produce escasez de luz en el centro (Figura 2.18c). Comparado con el lambertiano, el lente de ala de murciélago tiene una superficie superior plana (Figura 2.17c). Este patrón puede producir un haz de luz estrecho, pero a diferencia del de emisión lateral no suele requerir un reflector externo.

### 2.3.3.4. Aplicaciones del HPLED

La Tabla 2.4 muestra las principales aplicaciones de los HPLED.

**Tabla 2.4.** Aplicaciones de los HPLED.

Sector	Aplicación
Illuminación arquitectónica	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Iluminación de interiores y exteriores.</li> <li>- Iluminación de museos.</li> <li>- Fachadas de edificios.</li> </ul>
Illuminación decorativa	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Luces para escenarios y teatros.</li> <li>- Luces para bares, discotecas, etc.</li> <li>- Luces navideñas y para otras celebraciones.</li> <li>- Anuncios publicitarios luminosos.</li> </ul>
Dispositivos electrónicos	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Flash para cámaras digitales.</li> <li>- Luz de fondo para pantallas LCD y plasma.</li> <li>- Iluminación de teclados, para dispositivos móviles.</li> <li>- Proyectores.</li> </ul>
Medicina	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Fototerapia, fotoquimioterapia, esterilización (radiación UV).</li> <li>- Medición de glucosa y oxígeno en la sangre (rojo e IR).</li> <li>- Curación dental (azul).</li> <li>- Iluminación para endoscopia, cirugías y revisiones dentales (luz blanca).</li> </ul>
Otros aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Vehículos: Luces de lectura, faros, iluminación de paneles indicadores.</li> <li>- Visión artificial (<i>machine vision</i>).</li> <li>- Alumbrado público: semáforos, calles, parques, jardines y carreteras.</li> </ul>

### 2.3.3.5. Ventajas y desventajas de los HPLED

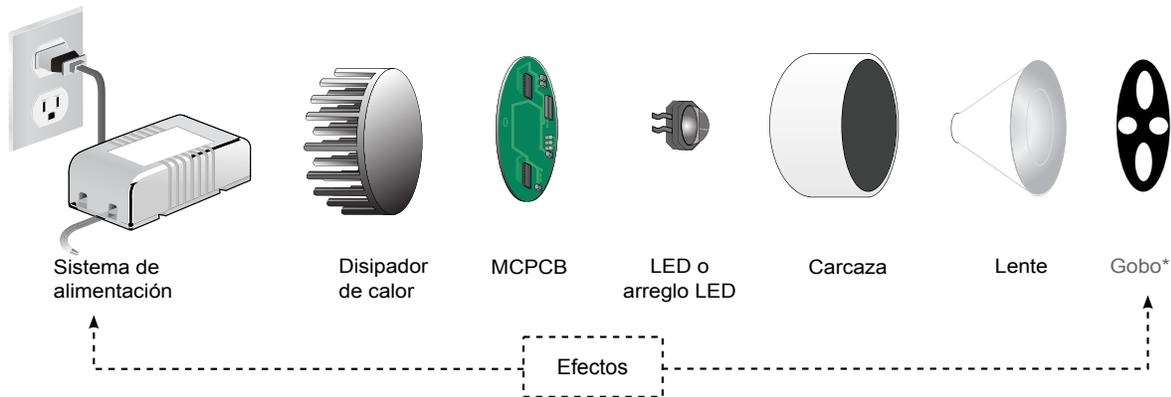
La Tabla 2.5 muestra las ventajas y desventajas del uso de los HPLED.

**Tabla 2.5.** Ventajas y desventajas de los HPLED

Ventajas	Desventajas
Luz instantánea, atenuable y direccional (depende del patrón de radiación).	Alto costo inicial, compensando a mediano plazo por el ahorro de energía.
Los LED que emiten radiación visible no emite radiación UV, en consecuencia, no atraen insectos, no calientan lo que iluminan y no son perjudiciales para piel y ojos.	La cantidad de lumens por dispositivo es limitada; se usan arreglos HPLED para lograr un nivel de iluminación similar al de las lámparas convencionales.
Es más seguro manipularlos al no sufrir calentamiento excesivo y no requerir de altos voltajes de operación.	Efectos de envejecimiento como corrimiento de color y disminución de lumens por dispositivo.
El encapsulado es de tamaño reducido, mecánicamente más robustos, resistentes a golpes y vibraciones. Temperatura de operación de -40 a 120 °C.	Ocasionalmente se han reportado fallas prematuras, por lo que no se cumple su vida útil esperada (mortalidad esperada <5% después de 50, 000 horas [29])
Disponibilidad de colores y radiación IR y UV sin necesidad de filtrado.	En aplicaciones donde se requieren muchos HPLED, el color de la luz pueden no ser homogéneo.
Linealidad del flujo luminoso de salida con respecto a la corriente de trabajo.	Índices de rendimiento de color menores al 100% en dispositivos de luz blanca
Eficiencia y eficacia, no tóxicos, larga vida útil.	

### 2.3.4. Sistemas de iluminación HPLED

Se puede definir un sistema de iluminación como el conjunto de dispositivos que se instalan para producir efectos luminosos, tanto prácticos como decorativos. Con la iluminación se pretende conseguir un nivel de iluminación o iluminancia (medido en lux) adecuado al uso que se quiere dar al espacio iluminado. La Figura 2.19 muestra los componentes generales de un sistema de iluminación HPLED que se describen a continuación:



**Figura 2.19.** Componentes de un sistema de iluminación HPLED.

- *Sistema de alimentación* : Su finalidad es encender al HPLED de forma segura y eficiente; dependiendo de si la alimentación principal es con corriente alterna (CA) o con corriente directa (CD) se selecciona el tipo de conversión de corrientes adecuado, CA a CD regulada; o CD no regulada, a CD regulada.
- *Disipador de calor* : Es una superficie metálica que al estar en contacto físico con una superficie, radia el calor hacia el ambiente de manera que el HPLED no sufra daños por las altas temperaturas generadas en la unión p-n.
- *Circuito impreso con núcleo metálico (MCPCB, Metal Core Printed Circuit Board)* : El MCPCB es un tipo especial de circuito impreso cuya función principal es transferir el calor que se genera en él o en las terminales térmicas de los HPLED, hacia el disipador de calor, o hacia el medio ambiente. Un MCPCB típico consiste de tres capas: una capa dieléctrica conductora de calor que se coloca entre dos capas metálicas, una capa metálica es de cobre en la que se realizan las pistas para las conexiones eléctricas, y una capa metálica, típicamente de aluminio, para disipar el calor [43]. En el MCPCB se pueden colocar uno o varios HPLED quedando aislados eléctricamente, por lo que pueden compartir un mismo disipador de calor.
- *HPLED* : Es la fuente de luz del sistema de iluminación y posee dos terminales de alimentación (ánodo y cátodo), aunque en la mayoría de los casos se tiene una tercera terminal denominada terminal térmica (*slug* en los HPLED de la compañía Lumileds), que sirve para transferir el calor que se genera dentro del HPLED hacia el exterior. En algunos modelos de HPLED, la terminal *slug* no es eléctricamente neutra, por lo que no se deben colocar varios HPLED en un sólo disipador metálico.

- *Carcaza* : Es un contenedor en donde se colocan todos los componentes del sistema de iluminación. En el caso de los HPLED, es común que el sistema de alimentación quede fuera de la carcaza debido a su mayor volumen, así como por estética del producto final. También es común que la carcaza cumpla la función de reflector; se coloca en su recubrimiento interior un material reflejante que sirve para distribuir la luz según convenga a la aplicación.
- *Lente* : Es un elemento óptico que sirve para direccionar la luz, y su comportamiento óptico depende del radio, la forma del abombamiento y la estructura. Se puede colocar un lente para distribuir la luz de manera especial según sea la aplicación; por ejemplo, se pueden usar lentes para hacer el haz de luz más ancho o más estrecho.
- *Efectos* : Pueden ser mecánicos y/o electrónicos, los efectos mecánicos pueden ser tan sencillos como el gobo<sup>8</sup> o tan complejos como las luminarias robóticas; los efectos electrónicos tratan de imitar algunos de los efectos mecánicos y por lo regular son parte del sistema de alimentación. Algunos de los efectos más conocidos son: el estrobo, la atenuación luminosa, oscurecimiento (*blackout*), la mezcla de colores, entre otros. Los efectos son utilizados principalmente para la industria del entretenimiento y decoración.

Dependiendo de las características del HPLED empleado pueden ser opcionales el disipador de calor y el MCPCB; un LED de mayor potencia necesariamente requiere de un disipador de calor para evitar daños por incremento de temperatura, mientras que un MCPCB se usa principalmente en arreglos HPLED, aunque también hay productos que lo usan para un sólo HPLED. De igual forma, es opcional el uso de un lente y de efectos de luz, lo cual depende del tipo de aplicación al que esté destinado el sistema de iluminación.

## 2.4. Sistemas de alimentación para HPLED

Un HPLED debe ser alimentado con una corriente constante. Cada HPLED tiene especificada una corriente de trabajo óptima en la que se obtiene el mayor flujo luminoso sin dañar el dispositivo.

Existen diversos circuitos electrónicos que permiten obtener una fuente de corriente constante a partir de un voltaje de CD:

- *Reguladores lineales*: Los reguladores lineales reciben su nombre debido a que los componentes activos que los forman (por ejemplo transistores) son operados en su región lineal. En este tipo de circuitos también se emplean resistencias, diodos Zener, diodos rectificadores, amplificadores operacionales (OPAMP, *operational amplifier*), entre otros.
- *Elevadores de carga*: Un circuito elevador de carga (*charge-pump*) es un circuito que genera un voltaje mayor que el voltaje que lo está alimentando. La conversión de voltaje se lleva a cabo conmutando un capacitor periódicamente, por lo que también se le conoce como convertidor de capacitores conmutados.

---

<sup>8</sup>Superficie o máscara perforada con un patrón, que al ser colocada frente a la fuente de luz, y con ayuda de elementos ópticos, proyecta figuras u otro efecto luminoso.

- **Convertidores conmutados CD/CD:** Una fuente de alimentación conmutada (SMPS, *Switched-Mode Power Supply*) es un tipo de fuente de alimentación que incorpora un dispositivo de conmutación para su funcionamiento. En las SMPS la forma de onda del voltaje de salida es rectangular, que requiere ser filtrada. El ciclo de trabajo de esta conmutación es lo que determina el voltaje de salida promedio.

### 2.4.1. Convertidores conmutados CD/CD

Mientras que un regulador lineal disipa gran cantidad de potencia en forma de calor mediante el uso de transistores que operan en su región lineal, las fuentes de alimentación conmutadas disipan muy poca potencia en forma de calor utilizando transistores como interruptor periódico; es decir su operación oscila entre la región de corte y de saturación periódicamente.

La ventaja principal de este método es la gran eficiencia que se consigue, ya que los transistores disipan muy poca potencia en las regiones de corte y saturación. Otras ventajas son su tamaño reducido, ya que en algunos casos se pueden eliminar el transformador, y la menor generación de calor debido a la eficiencia. Algunas desventajas son que algunos diseños pueden ser muy complejos, generan gran cantidad de ruido y interferencia electromagnética (EMI, *Electro Magnetic Interference*), y se tienen un rizo en el voltaje de salida cuya frecuencia es la frecuencia de conmutación.

Las SMPS se pueden clasificar en cuatro tipos de acuerdo a la relación de conversión entrada/salida: convertidores conmutados CA/CD, convertidores conmutados CD/CA, convertidores conmutados CD/CD y convertidores conmutados CA/CA.

#### 2.4.1.1. Estructura básica de los convertidores conmutados CD/CD

El convertidor CD/CD convierte un voltaje de CD entrada  $V_i$  en un voltaje de CD de salida  $V_o$  diferente de  $V_i$ . Dependiendo de cómo es la relación de transformación de  $V_i$  y  $V_o$ , se pueden clasificar en dos tipos: reductores ( $V_i > V_o$ ) y elevadores ( $V_i < V_o$ ).

De las clasificaciones anteriores se pueden hacer la combinación elevador-reductor. Se han desarrollado diversas topologías de conexión eléctrica para elevar o reducir voltajes con convertidores conmutados CD/CD. la Tabla 2.6 concentra las topologías básicas y la relación entre  $V_i$  y  $V_o$ .

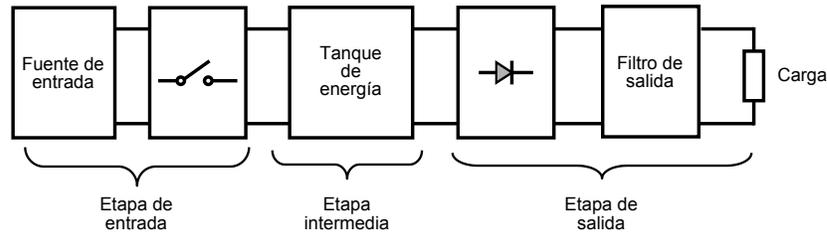
**Tabla 2.6.** Topologías básicas de convertidores CD/CD.

Topología del convertidor	Relación entre $V_i$ y $V_o$
<i>Buck</i>	$V_i > V_o$
<i>Boost</i>	$V_i < V_o$
<i>Buck-Boost</i>	$V_o < V_i < V_o$
SEPIC	$V_o < V_i < V_o$
Zeta o SEPIC inverso	$V_o < V_i < V_o$
Ćuk	$V_o < V_i < V_o$

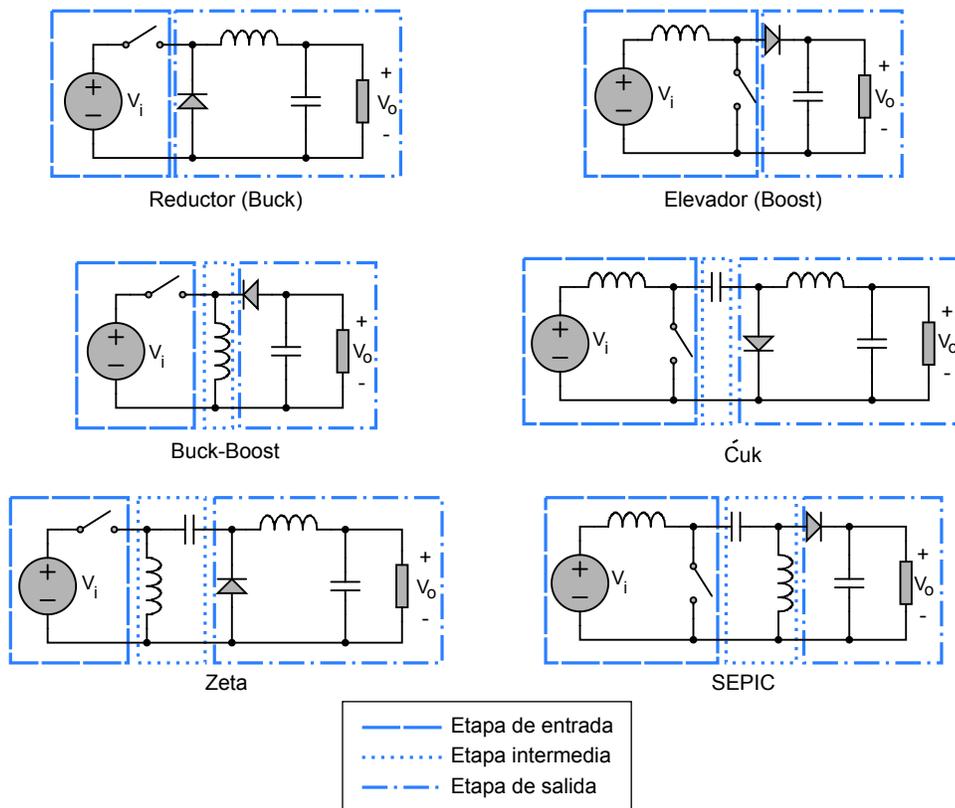
La Figura 2.20 muestra la estructura básica de un convertidor CD/CD. Se pueden generalizar en dos o tres etapas, la etapa de entrada consiste en una fuente de voltaje o corriente y en un interruptor periódico; la etapa intermedia (no siempre presente) es un tanque de energía formado

por inductores o capacitores y la etapa de salida consiste en un filtro pasabajas conectado en paralelo con la carga. El elemento conmutador del interruptor periódico puede ser un BJT (*Bipolar Junction Transistor*), FET (*Field Effect Transistor*), MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), etc.

En la Figura 2.21 se muestra la estructura de las seis topologías básicas de convertidores CD/CD, así como su diagrama esquemático simplificado.



**Figura 2.20.** Estructura básica de los convertidores CD/CD.



**Figura 2.21.** Topologías de los convertidores CD/CD básicos.

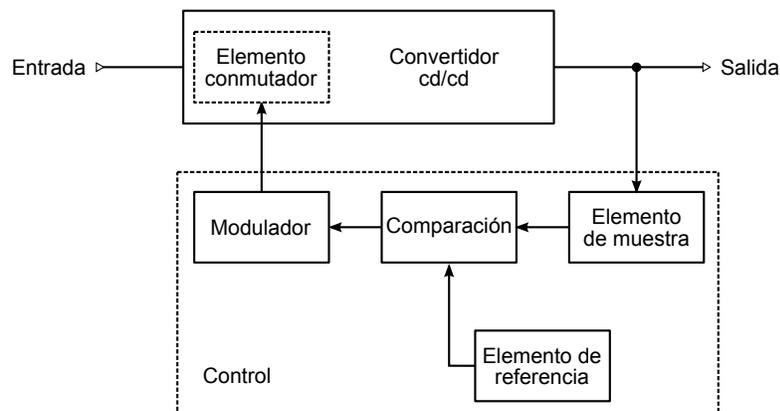
#### 2.4.1.2. Convertidores conmutados en lazo cerrado

Los convertidores CD/CD se pueden usar para convertir un voltaje de CD, normalmente no regulado, en un voltaje de salida regulado de CD. En la Figura 2.22 se muestra el diagrama a

bloques de un convertidor CD/CD en lazo cerrado. El elemento encargado de regular los tiempos de encendido y apagado del elemento conmutador se denomina lazo o bloque de control. El modulador es el elemento encargado de regular el ciclo de trabajo de la señal de conmutación, en función de las señales recibidas desde los elementos de muestra y referencia, de modo que ante posibles variaciones de la señal de entrada, el sistema debe reaccionar para compensar dicha variación.

La forma de la señal de conmutación es la que da origen a dos sistemas de control diferentes: sistema de control a frecuencia fija y sistema de control a frecuencia variable.

De igual forma, la naturaleza del elemento de muestra da origen a los esquemas de control denominados: sistema de control por muestra de voltaje, sistema de control por muestra de corriente y sistema de control por muestra de voltaje-corriente [24].



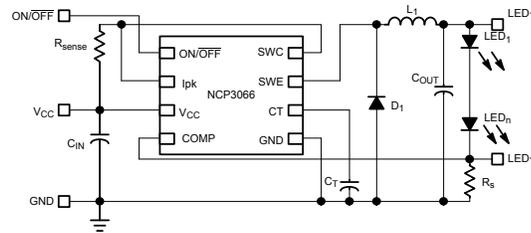
**Figura 2.22.** Convertidor CD/CD en lazo cerrado.

### 2.4.2. CI de propósito específico para alimentación de HPLED

Los circuitos integrados (CI) para alimentar uno o más HPLED son de reciente aparición y se encargan de tener una corriente constante en el HPLED y algunos modelos recientes incluyen la función de atenuador de luz. La mayoría se basan en las topologías básicas de convertidores conmutados, por lo que requieren elementos externos como inductores, capacitores, diodos y transistores. También existen algunos modelos que utilizan la topología *charge pump*.

En un principio la capacidad de corriente de estos circuitos estuvo limitada a menos de 1 A, por lo que los HPLED de mayor potencia no tenían una solución en CI para poder ser alimentados. Sin embargo este mercado ha evolucionado rápidamente y cada vez cuenta con más dispositivos, con mayor capacidad de corriente y una mayor frecuencia de conmutación.

En la Figura 2.23 se muestra el CI NCP3066-D, el cual sirve para alimentar uno o más HPLED conectados en serie. Este circuito se puede configurar como convertidor reductor o elevador, la capacidad de corriente es de 1.5 A y tiene una frecuencia de conmutación de 250 kHz.



**Figura 2.23.** NCP3066-D, CI para alimentar HPLED (*LED driver*).

Fuente: Hoja de datos NCP3066-D, ON Semiconductor.

#### 2.4.2.1. Sistemas de alimentación controlados por microcontrolador

Las aplicaciones de iluminación con HPLED se pueden beneficiar de las capacidades que pueden brindar los procesadores en sistemas empotrados. Un sistema empotrado se puede definir como la combinación de *hardware* y *software* que está específicamente diseñada para una aplicación en particular.

Los MCU puede ser utilizados para una gran variedad de tareas como la interfaz de usuario, comunicación con dispositivos externos, monitoreo del estado de la batería en sistemas portátiles, monitoreo y medición de temperatura, control de intensidad luminosa, así como el control para mantener una corriente constante en el HPLED mediante convertidores conmutados.

Actualmente existe una gran variedad de MCU que incorporan periféricos útiles para controlar un sistema de iluminación, como pueden ser: convertidor analógico-digital (ADC, *Analogic-to-Digital Converter*), convertidor digital-analógico (DAC, *Digital-to-Analogic Converter*), módulos de PWM, comparadores, y módulos que implementan protocolos de comunicación para iluminación, como el protocolo DALI (*Digital Addressable Lighting Interface*) o el protocolo DMX (*Digital MultipleX*).

### 2.5. Atenuación de la intensidad luminosa

Para realizar la mezcla aditiva de fuentes de luz basta con dirigir el haz de luz de las fuentes de color primario en la misma dirección. Variar la intensidad luminosa de cada fuente de luz primaria revela la gama de color posible generada por las fuentes primarias de color.

Se conoce como atenuador de luz (*dimmer*) al dispositivo que regula continuamente la intensidad luminosa de una fuente de luz. Los atenuadores de luz tienen dos propósitos: ahorro de energía y efectos estéticos de luz.

Dependiendo del tipo de lámpara que se emplee, se aplica una técnica de atenuación distinta. El control de fase ascendente se utiliza con lámparas incandescentes. Las lámparas halógenas de bajo voltaje con transformador electrónico se regulan mediante el control de fase descendente. Los proyectores térmicos, como las lámparas halógenas incandescentes, se pueden regular sin problema alguno. Las lámparas fluorescentes requieren de equipos auxiliares especiales para la regulación. Para la regulación de lámparas fluorescentes compactas se necesitan reactancias electrónicas especiales. La mayoría de las lámparas fluorescentes compactas de tipo convencional no admiten la regulación [10].

En el caso de los HPLED la capacidad de atenuación de la intensidad luminosa es una de sus grandes ventajas, para ello se utiliza un circuito externo que debe considerar algunas de las características eléctricas del HPLED y emplear una técnica de atenuación adecuada.

### 2.5.1. Atenuación de la intensidad luminosa para HPLED

El hecho de que haya disponibles LED de colores rojo, verde y azul hace posible mezclas para generar luz blanca o de otros colores con el modelo RGB.

Las características del color que emite un HPLED son dependientes de la corriente de polarización directa, por lo tanto si se quiere hacer la atenuación de la intensidad luminosa se debe elegir una técnica que no produzca un corrimiento de color, para esto se debe utilizar un nivel de corriente de constante. El color emitido no sufre ningún corrimiento mientras el estado de encendido del HPLED tenga la corriente de trabajo definida para cada HPLED.

Una vez establecido el control para tener una corriente constante en el HPLED se puede implementar una técnica para la atenuación de la intensidad luminosa. Las técnicas que se usan en HPLED son las que encienden totalmente el HPLED en un intervalo de tiempo  $t_{on}$  y lo apagan totalmente en un tiempo  $t_{off}$ ; este proceso se repite periódicamente a una velocidad relativamente alta para que el ojo humano no lo note y se tenga la impresión de atenuación de luz. Como resultado se tienen señales de tipo cuadrada con un ancho de pulso que varía según la técnica de atenuación utilizada. La frecuencia típica para atenuación de la intensidad luminosa en los HPLED es de 100 Hz a 3 kHz [40, 42]. Frecuencias de atenuación menores o iguales a 50 Hz han demostrado tener efectos perjudiciales en la salud humana como vista cansada y dolores de cabeza [33] y en señales menores a 100 Hz aun es posible ver el efecto de parpadeo.

Las técnicas de atenuación de intensidad luminosa más usadas para los HPLED son:

- *Modulación en frecuencia (FM, Frequency Modulation)*: En esta técnica se usa el concepto de un pulso de duración fija  $t_{on}$  con frecuencia variable. El nivel de atenuación es proporcional al número de pulsos en un intervalo de tiempo (Figura 2.24).

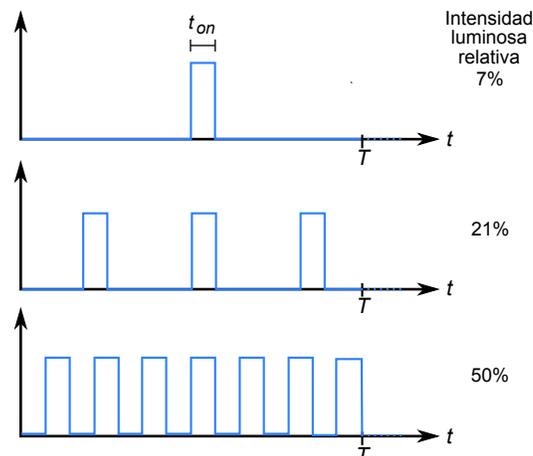
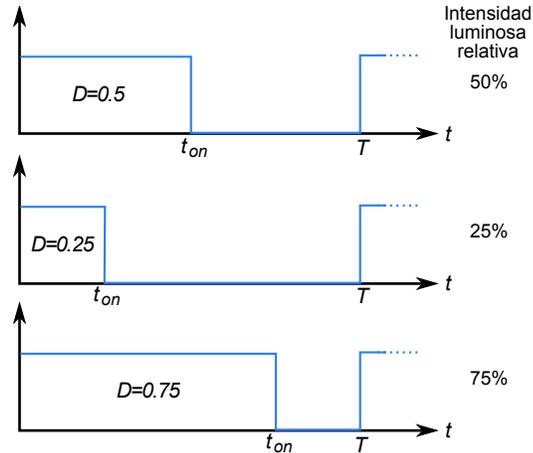


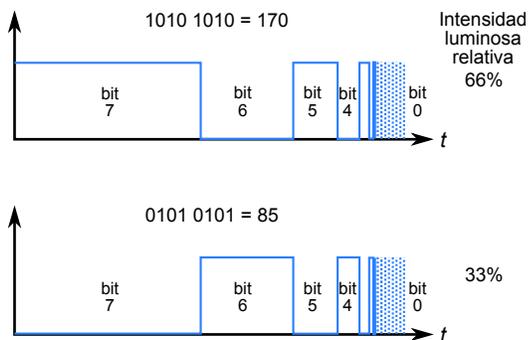
Figura 2.24. Modulación en frecuencia (FM).

- *PWM*: Es la técnica preferida para el control de la intensidad luminosa de los HPLED, en ella se usa una señal frecuencia fija con pulso periódico. El ancho del pulso es variado entre cero y el máximo valor posible (periodo de la señal,  $T$ ). La razón entre el tiempo de duración del pulso ( $t_{on}$ ) y la máxima duración posible del pulso (ciclo de trabajo) define la intensidad luminosa del LED (Figura 2.25).



**Figura 2.25.** Modulación por ancho de pulso (PWM).

- *Modulación por ángulo de bit (BAM, Bit Angle Modulation)*: En esta técnica se utiliza un tren de pulsos con tamaño de 8 bits (palabra binaria) que contiene el valor de intensidad luminosa. Un pulso del tren representa a un bit de la palabra; la duración del pulso depende del peso o significancia del bit que representa. Los bits más significativos tienen una duración más larga y viceversa. Por ejemplo, si el bit 0 (menos significativo) tiene una duración de 1 ms, entonces el bit 1 tiene una duración de 2 ms, los bits siguientes tendrían una duración de 4, 8, 16, 32, 64 y 128 ms respectivamente (Figura 2.26). Si se implementa con código, esta técnica reduce en 800% el tiempo de procesamiento, comparado con el PWM [15].



**Figura 2.26.** Modulación por ángulo de bit (BAM).

# 3

## Desarrollo del sistema

En este capítulo se presenta el desarrollo del sistema de alimentación para un arreglo RGB de tres HPLED utilizando una metodología de desarrollo para sistemas empotrados (*embedded systems*). Esta metodología plantea el diseño del *software* y del *hardware* en las siguientes fases: [4]

1. Especificación del sistema.
2. División del sistema en componentes *hardware* y *software*.
3. Iteración.
4. Diseño detallado *hardware* y *software*.
5. Integración de componentes *hardware* y *software*.
6. Pruebas del producto.
7. Mantenimiento y actualización<sup>1</sup>.

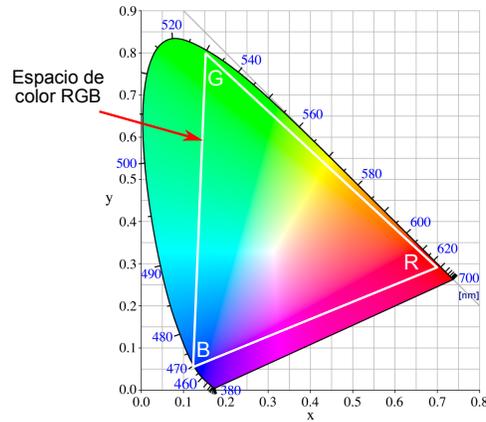
### 3.1. Especificación del sistema

El sistema a desarrollar tiene como objetivo alimentar a un arreglo RGB de tres HPLED con componentes atenuables, para generar un gama extensa de colores mediante mezcla aditiva de luz, de manera que sirva como parte de un sistema de iluminación decorativa. En la Figura 3.2 se muestra un diagrama general del sistema, visto como una caja negra.

Los HPLED a utilizar son del modelo LUXEON Rebel de la compañía Philips Lumileds, los cuales tienen una potencia de operación entre 2.38 W y 2.52 W, con una corriente de trabajo de 350–1000 mA y patrón de radiación lambertiano. Se utilizan los colores rojo (627 nm), verde (530 nm) y azul (470 nm); la Figura 3.1 muestra el espacio de color RGB ideal que se puede generar con ellos (Inciso 2.2.1.1).

---

<sup>1</sup>En este trabajo de investigación no se realiza la última fase de la metodología.



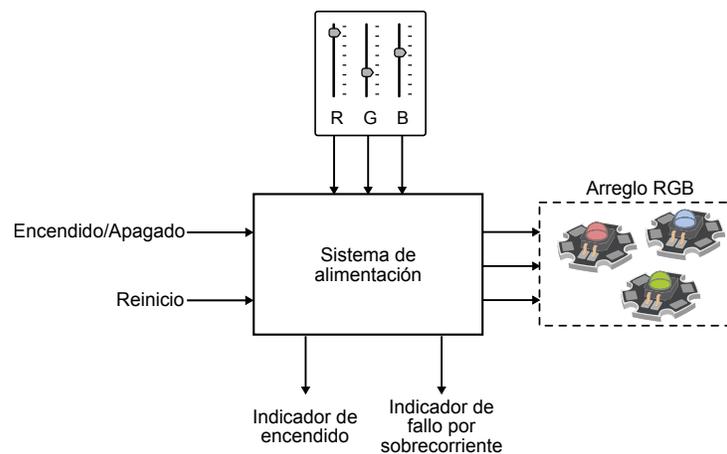
**Figura 3.1.** Espacio de color RGB ideal para los HPLED utilizados.

La alimentación general del sistema es de 12 Vcd, obtenida de una fuente de alimentación externa. Se tendrá un interruptor general para encender y apagar el sistema.

Se contará con dos indicadores, uno de ellos mostrará el estado de encendido del sistema y otro será indicador de fallo por sobrecorriente en un HPLED del arreglo RGB.

Se tendrá también un botón de reinicio (*reset*), con el cual el usuario podrá apagar el arreglo HPLED de forma temporal y después regresarlo a un estado inicial. En caso de haber una sobrecorriente en uno de los HPLED, el sistema interrumpirá la alimentación de dicho HPLED y encenderá el indicador de fallo por sobrecorriente. Para reestablecer el sistema habrá que presionar el botón de reinicio.

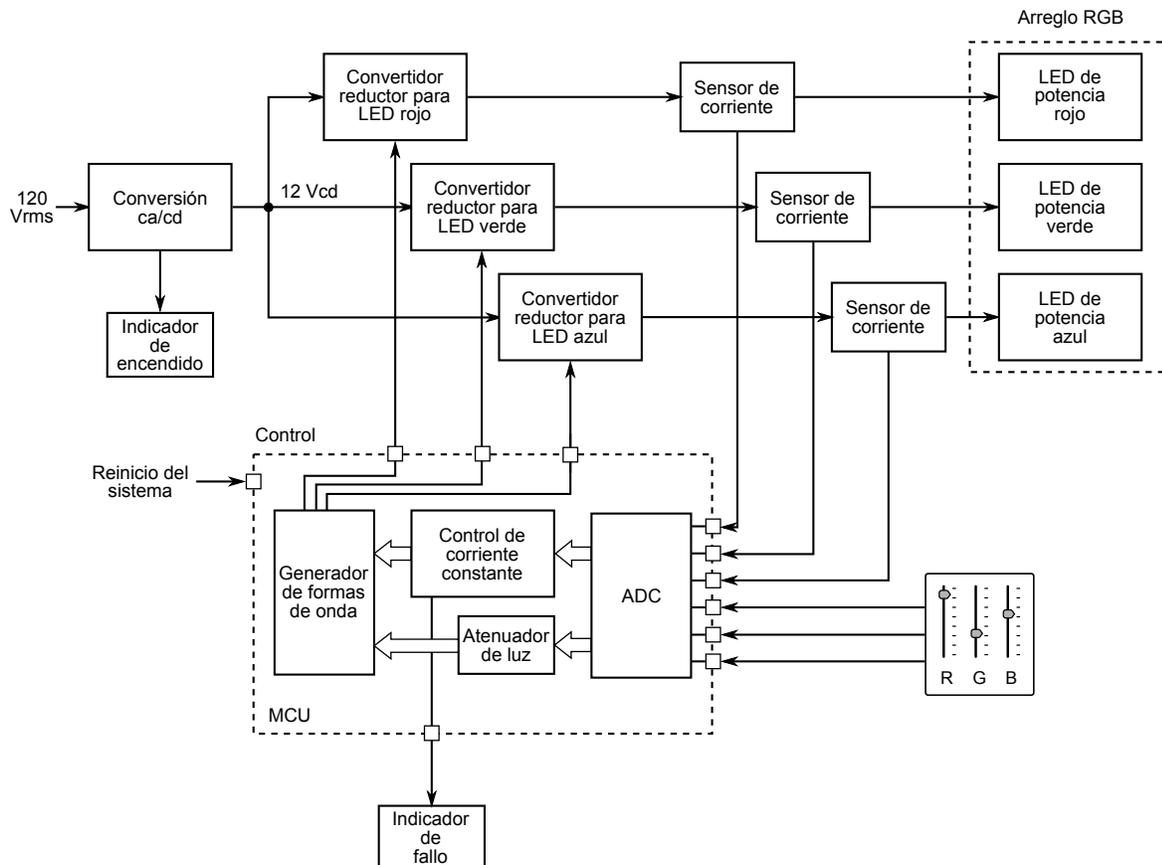
El usuario podrá establecer la intensidad luminosa de cada HPLED del arreglo mediante tres controles deslizantes, los cuales también cumplen la función de indicador visual, mostrando la aportación a la mezcla de cada componente de color (similar a un ecualizador).



**Figura 3.2.** Representación del sistema de alimentación como caja negra.

### 3.1.1. Requerimientos funcionales

El sistema propuesto en la Figura 3.3 implementa el control de corriente constante y la función de atenuador de luz en un MCU utilizando PWM para cada componente del arreglo RGB. Cada HPLED del arreglo es alimentado con una corriente constante mediante un convertidor CD/CD reductor en lazo cerrado que utiliza el control por muestra de corriente. El MCU genera la señal PWM para el control del elemento conmutador en los convertidores CD/CD y la señal PWM para la atenuación de luz. Para ambos casos se utilizan periféricos especializados, por lo que no es necesario implementar códigos para generar toda la dinámica de las señales PWM; el código utilizado se restringe al control del ciclo de trabajo de las señales PWM.



**Figura 3.3.** Diagrama a bloques del sistema de alimentación.

Para el control de corriente constante, el MCU recibe las tres señales de corriente digitalizadas de cada uno de los HPLED; para ello se acondicionan las corrientes mediante sensores de corriente y el ADC del MCU. Una vez digitalizadas las corrientes, se aplica un algoritmo de control que gestiona el ciclo de trabajo de la señal que activa el elemento conmutador de los convertidores CD/CD, con el objetivo de mantener una corriente constante.

Para el control de intensidad luminosa se tienen como entradas tres potenciómetros deslizantes conectados como divisor de voltaje, uno para cada HPLED del arreglo. El voltaje de cada

potenciómetro es digitalizado por el ADC del MCU, para después ser interpretado, de manera que indique el porcentaje de atenuación de luz y se hagan cambios en el ciclo de trabajo de la señales PWM del atenuador de luz.

El generador de formas de onda es un periférico que genera señales de tipo PWM con ciclos de trabajo variables, de acuerdo a lo especificado por los algoritmos de control de corriente constante y atenuador de luz.

Para diseñar la parte *hardware* del sistema se hace uso de un simulador de circuitos analógicos (SPICE) y para el desarrollo del *software* en el MCU se utiliza un simulador/depurador de código ensamblador. Se prefiere utilizar código ensamblador en vez de un lenguaje de alto nivel para que el procesamiento de datos se haga a mayor velocidad; en consecuencia se elijen algoritmos sencillos que no requieran de un lenguaje de alto nivel para su comprensión.

### 3.2. División del diseño en componentes *hardware* y *software*

De acuerdo a las especificaciones se han dividido las tareas que debe realizar el sistema en componentes, los cuales se muestran en la Tabla 3.1.

**Tabla 3.1.** División *hardware/software* del sistema de alimentación.

<i>Hardware</i>	<i>Software</i>
Conversión CA/CD	Algoritmo para el control de corriente constante
Conversión CD/CD	Algoritmo para la función atenuador de luz
Sensado de corriente	Inicializar y configurar el MCU y sus periféricos
Conversión A/D	Detección de sobrecorriente
Generación de señales PWM para el atenuador de luz	Control de interrupciones
Generación de señales PWM para los convertidores CD/CD	

#### 3.2.1. Selección del procesador

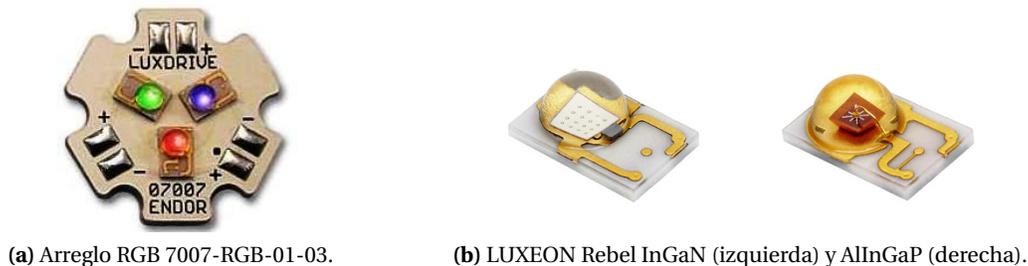
El MCU seleccionado para implementar el sistema es el AT90PWM2B de la compañía Atmel. Este MCU forma parte de una familia de MCU RISC de 8 bits denominada *Lighting AVR*. Los dispositivos de esta familia están especialmente diseñados para aplicaciones de iluminación (balastos) y control de motores; cuenta con módulos PWM y ADC de alta velocidad. Las principales características por las que se se eligió este MCU se muestran en la Tabla 3.2.

**Tabla 3.2.** Características del MCU AT90PWM2B.

Característica	Valor
Canales PWM	10
Canales ADC	8
Terminales E/S	19
Frecuencia de reloj máxima	16 MHz
Voltaje de alimentación	2.7–5.5 V
Memoria Flash	8 kb

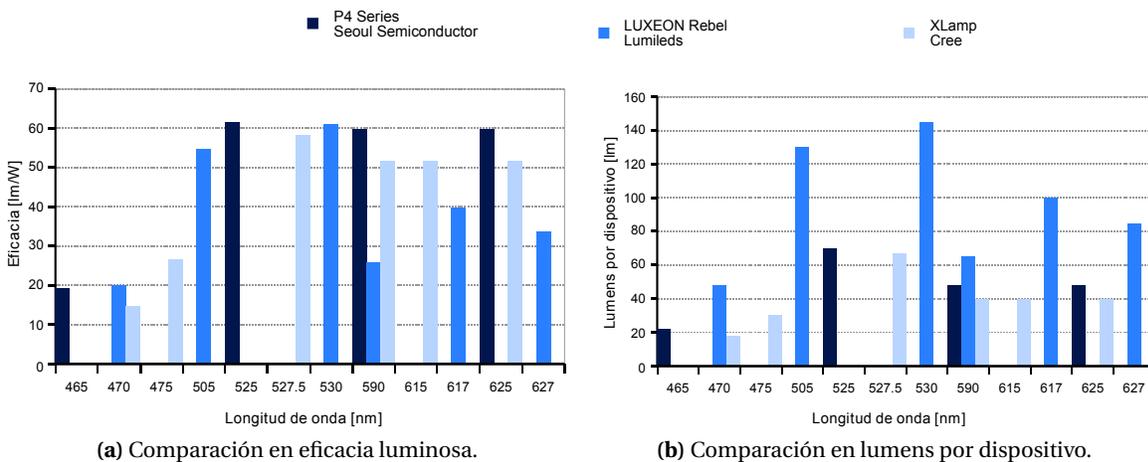
### 3.2.2. Selección de componentes hardware

Como fuente de luz del sistema se seleccionó el arreglo HPLED modelo 7007-RGB-01-03 de la compañía LuxDrive (Figura 3.4a), el cual tiene integrados en un sólo MCPCB los tres HPLED del arreglo RGB tipo LUXEON Rebel modelos LXML-PD01-0030, LXML-PM01-0050, LXML-PB01-0018 correspondientes a los colores rojo, verde y azul, respectivamente.



**Figura 3.4.** HPLED LUXEON Rebel.

Se han elegido los HPLED LUXEON Rebel ya que son unos de los HPLED con mayor eficacia que existen en el mercado (Figura 3.5a), cuentan con la mayor cantidad de lumens por dispositivo hasta el momento (Figura 3.5b) y además tienen un tamaño reducido.



**Figura 3.5.** Comparación de varios modelos de HPLED.

*Adaptado de las hojas de datos de cada HPLED.*

La hoja de datos del HPLED LUXEON Rebel contiene tablas de características ópticas y eléctricas con pruebas a 350 y 700 mA como corriente de trabajo, esto a pesar de que más adelante se establece 700 mA como corriente máxima<sup>2</sup> para el HPLED rojo.

La Tabla 3.3 resume las principales características ópticas y eléctricas de los HPLED utilizados en el arreglo 7007-RGB-01-03.

<sup>2</sup>El soporte técnico de Lumileds ha asegurado, vía correo electrónico, que es seguro trabajar sus dispositivos a la corriente máxima siempre y cuando se mantenga una temperatura de operación menor a la temperatura máxima.

**Tabla 3.3.** Parámetros de los HPLED a utilizar.

Fuente: Hoja de datos del HPLED LUXEON Rebel [31]

Parámetro	HPLED rojo	HPLED verde	HPLED azul	Unidad
Longitud de onda dominante	627	530	470	nm
Corriente de trabajo	700	700	700	mA
Corriente máxima	700	1000	1000	
Voltaje de polarización <sup>[I]</sup>	3.6	3.4	3.4	V
Flujo luminoso típico <sup>[II]</sup>	65	95	38	lm
Temperatura máxima	135	150	150	°C

I.- Con una corriente de trabajo de 700mA.

II.- Con una corriente de trabajo de 350mA.

Para la conversión CD/CD se construyen tres convertidores CD/CD reductores con componentes discretos, para que cada HPLED tenga un diseño a la medida de sus características eléctricas. Como elemento conmutador se ha elegido el MOSFET IRF310 cuya corriente de drenador (*drain*) es de 3.3 A, la cual es suficiente para operar a la corriente de trabajo del HPLED.

Para que el MCU pueda disparar el elemento conmutador de los convertidores CD/CD se requiere un circuito excitador de compuerta de entradas compatibles con lógica transistor-transistor (TTL, *Transistor Transistor Logic*), para evitar una etapa de acoplamiento de voltajes entre este circuito y el MCU.

También se debe considerar que el MCU tiene un voltaje alto en las terminales de salida al momento de ser alimentado y no se tiene control sobre dichas salidas hasta que se haya estabilizado el oscilador del sistema (mS); por lo tanto es necesario que las entradas del circuito excitador sean activas en bajo para no activar la compuerta durante el tiempo de estabilización del MCU.

Como parte central del circuito excitador de compuerta se ha seleccionado el *driver* IR2102 de la firma International Rectifier (IRF), el cual es un CI con entradas activas en bajo compatibles con LSTTL (*Low Shottky Transistor Transistor Logic*) y CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*). Este *driver* tiene dos salidas independientes para disparar al elemento conmutador, una en configuración *high-side* o parte alta y la otra en configuración *low-side* o parte baja. Los convertidores reductores de este sistema de alimentación sólo requieren que se utilice el disparo en parte alta.

Para el sensado de corriente se utiliza el monitor *shunt*<sup>3</sup> de corriente INA139 (*current shunt monitor*), el cual requiere de dos resistores externos para su funcionamiento  $R_s$  y  $R_L$ . El resistor  $R_s$  se conecta en configuración *high-side* con la carga y es el encargado de convertir la corriente a sensar en un voltaje diferencial, que después es convertido en una señal de corriente. Después esta señal de corriente es convertida de nuevo a voltaje mediante el resistor  $R_L$ , el cual, dependiendo de su valor, se usa para fijar una ganancia de 1 a 100. Este circuito se puede alimentar con 2.7–40 V, por lo que comparte la fuente de alimentación con el MCU [39].

<sup>3</sup>Un *shunt* es una carga resistiva a través de la cual se deriva una corriente eléctrica.

### 3.2.3. Herramientas de desarrollo

Para el desarrollo del sistema de alimentación se utilizan las siguientes herramientas *software* y *hardware*:

- *Proteus Design suite: Software* en su versión versión 7.4 SP3 (build 6792) que permite la captura de diagramas esquemáticos, simulación de circuitos analógicos y digitales mediante SPICE3F5 y el diseño del PCB.
- *AVR Studio: Software* de la compañía Atmel versión 4.16 (build 628) proporcionado de forma gratuita (*freeware*), el cual es un entorno de desarrollo integrado para escribir y depurar aplicaciones para MCU del mismo fabricante, incluye un ensamblador y un simulador.
- *Ferrite Magnetic Design Tool: Freeware* versión 4.0, distribuido por la compañía EPCOS que proporciona herramientas para el cálculo de parámetros y consulta de características de todos los tipos de ferritas que fabrica la compañía. En este caso se usa la herramienta *DC-bias* para el cálculo del número de espiras para los inductores de los convertidores CD/CD.
- *Cadence OrCAD Demo: Software* versión 16.2 demo permite captura y simulación de circuitos, diseño de PCB y herramientas de modelado SPICE. Únicamente se utiliza la herramienta *Model Editor*, la cual puede generar una modelo SPICE a partir del conjunto de datos obtenidos de la caracterización de un elemento. La versión demo es completamente funcional para generar modelos de diodos.
- *SuperPro-280U*: Programador universal de dispositivos. Se utiliza para descargar el *firmware* al MCU mediante programación paralela.
- *Scilab: Software* libre versión 5.1. Lenguaje de programación de alto nivel para cálculo científico. Dispone de la herramienta Scicos para simulación de sistemas dinámicos y resolución de sistemas de ecuaciones diferenciales, la cual es utilizada para simular el control por modos deslizantes (Apéndice B).
- *Agilent VEE: Software* versión 5.1 que incluye un entorno de desarrollo para lenguaje de programación visual optimizado para usarse con dispositivos de adquisición de datos como multímetros, osciloscopios y fuentes de alimentación digitales. Se utiliza en conjunto con tres multímetros, para medir y registrar la corriente de los tres HPLED, ante un cambio brusco en el voltaje de alimentación.

## 3.3. Iteración e implementación

### 3.3.1. Hardware

Los tres HPLED se caracterizaron por separado utilizando el circuito de la Figura 3.6a; además se colocó un disipador de calor al arreglo como único medio de control de temperatura.

El HPLED rojo es el que difiere más en su comportamiento con respecto al verde y al azul. Para los HPLED verde y azul  $V_f @ 700 \text{ mA}$  es 3.409 y 3.338 V respectivamente, mientras que el HPLED rojo  $V_f @ 700 \text{ mA}$  es 4.024 V (Figura 3.6b). Si más de un HPLED del arreglo está encendido,  $V_f$  pueden variar, ya que existirá un incremento de temperatura debido a la transferencia de calor entre ellos (Inciso 2.3.3.2).

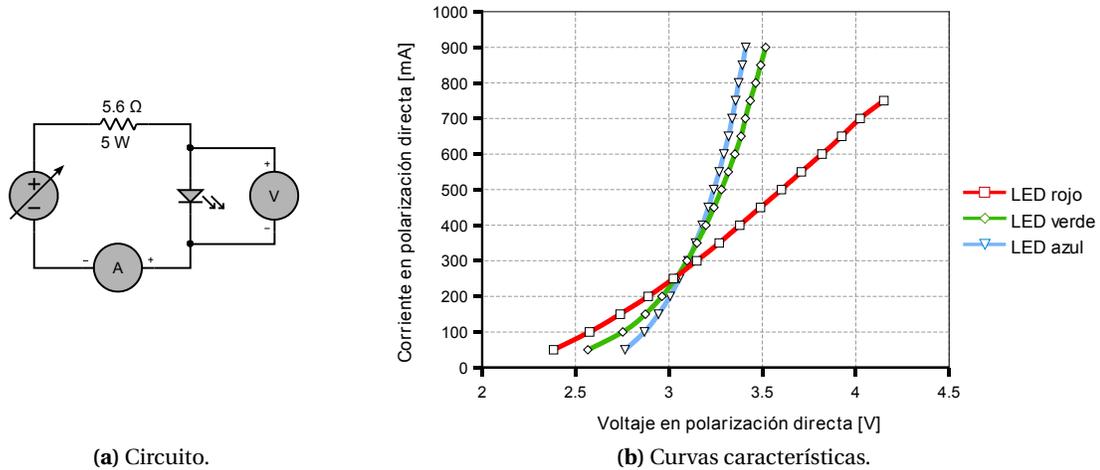


Figura 3.6. Caracterización de los HPLED LUXEON Rebel.

### 3.3.1.1. Diseño de convertidores CD/CD reductores en lazo abierto

Para el diseño del convertidor reductor básico (Figura 3.7) es necesario calcular el ciclo de trabajo del interruptor periódico ( $D$ ), así como la inductancia ( $L_o$ ) y la capacitancia ( $C_o$ ) que forman el filtro pasabajas de salida.

Como diodo de circulación libre (*free-wheeling diode*),  $D_{fw}$  se ha seleccionado el diodo 1N5817, el cual es un diodo Schottky con capacidad de corriente de 1 A y un voltaje de polarización pequeño ( $V_f = 0.45V$ ).

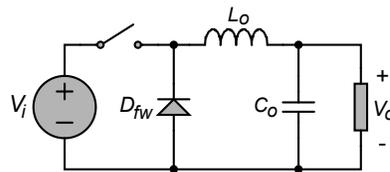


Figura 3.7. Convertidor reductor básico (*buck*).

Los convertidores CD/CD reductores en lazo abierto en modo de conducción continua se diseñan utilizando las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3) [32].

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.1)$$

$$L_o = \frac{V_o (V_i - V_o)}{\Delta I_{L_o} f V_i} \quad (3.2)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o}}{8 \Delta V_o f} \quad (3.3)$$

donde:  $V_i$  = Voltaje de entrada.  
 $V_o$  = Voltaje promedio de salida.  
 $\Delta V_o$  = Rizo del voltaje de salida.  
 $L_o$  = Inductancia de salida.  
 $C_o$  = Capacitancia de salida.  
 $I_{L_o}$  = Corriente promedio en el inductor  $L_o$ .  
 $\Delta I_{L_o}$  = Rizo de corriente en el inductor  $L_o$ .  
 $D$  = Ciclo de trabajo.  
 $f$  = Frecuencia de conmutación.

De acuerdo con las especificaciones (Subcapítulo 3.1), el voltaje de entrada  $V_i$  es de 12 Vcd. Por otro lado, el voltaje de salida es la suma del voltaje en el HPLED ( $V_f$ ) a la corriente de trabajo, más la caída de voltaje en el resistor de sensado de corriente  $R_s$ ; que en este caso se ha elegido con un valor de  $0.1 \Omega$  (Inciso 3.4.1.3).

Debido a que en corriente directa la corriente en el capacitor  $C_o$  es prácticamente cero (sólo circula en él la corriente de fuga) se puede deducir que la corriente en el inductor  $L_o$  y en la carga es prácticamente la misma, por lo que se establece  $I_{L_o} = 700 \text{ mA}$ , que es la corriente que circula por el HPLED.

Se propone  $\Delta V_o$  como el 1% del voltaje promedio de salida, y de forma similar  $\Delta I_{L_o}$  como el 5% de la corriente promedio en el inductor (35 mA). Este rizo de corriente asegura un inductor de tamaño reducido (Inciso 3.4.1.2) y un voltaje de rizo en la salida casi despreciable.

Debido a las limitaciones en el tiempo de respuesta de los dispositivos elegidos (IRF610 e IR2102) se elige una frecuencia de conmutación de 62.5 kHz (periodo  $16 \mu\text{s}$ ), la cual puede ser generada por el MCU sin ningún problema.

En la Tabla 3.4 se concentran todos los parámetros de entrada para el cálculo de los convertidores, así como los valores obtenidos por las ecuaciones (3.1–3.3).

**Tabla 3.4.** Parámetros usados para los convertidores CD/CD reductores.

Parámetro	HPLED rojo	HPLED verde	HPLED azul	Unidad
$V_i$	12	12	12	V
$V_o$	4.094	3.479	3.508	
$\Delta V_o$	40.94	34.79	35.08	mV
$\Delta I_{L_o}$	35	35	35	mA
$I_{L_o}$	700	700	700	
$f$	62.5	62.5	62.5	kHz
$D$	0.3412	0.2899	0.2923	-
$L_o$	1.233	1.129	1.135	mH
$C_o$	1.710	2.012	1.995	$\mu\text{F}$

### 3.3.1.2. Circuito excitador de compuerta

Para disparar los MOSFET IRF610 se emplea el CI IR2102, el cual es un *driver* con canales de salida referenciados e independientes para parte alta y baja (*high-side* y *low-side*). En este caso se utiliza el canal flotado del *driver* (parte alta) para disparar el MOSFET. La configuración utilizada se muestra en la Figura 3.8a. El diodo  $D_{bs}$ , el capacitor  $C_{bs}$  y la resistencia de compuerta  $R_g$  son los elementos que definen el funcionamiento del *driver* y tienen que ser seleccionados de acuerdo a las características de la aplicación.

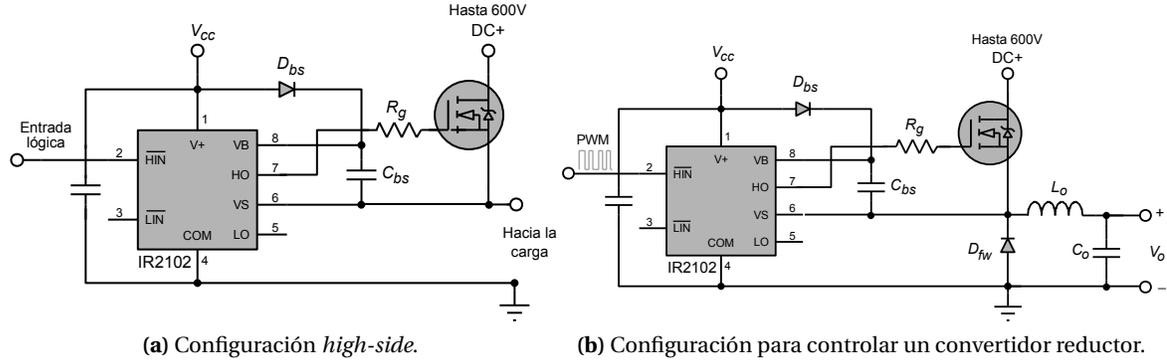


Figura 3.8. Configuración del IR2102.

#### 3.3.1.2.1. Circuito *bootstrap*

Para el funcionamiento del *driver* se utiliza un circuito de carga de capacitor conocido como circuito *bootstrap*, el cual está constituido por el diodo  $D_{bs}$  y el capacitor  $C_{bs}$  mostrados en la Figura 3.8a. El fabricante del *driver* propone una forma de calcular estos componentes en [22] y a partir de este documento y de [1] se extrapolan las fórmulas y condiciones que se usan a continuación.

El diodo *bootstrap*  $D_{bs}$  debe tener un tiempo de recuperación inverso  $t_{rr} < 100 \text{ ns}$  y debe soportar un voltaje de polarización inverso  $V_r > DC+$ , por lo que el diodo a utilizar es el 1N4148, que tiene un tiempo de recuperación inverso de  $t_{rr} = 4 \text{ ns}$  y soporta un voltaje inverso de  $75 \text{ V}$  [11].

El tamaño mínimo del capacitor *bootstrap* es<sup>4</sup>:

$$C_{bs_{min}} \geq \frac{Q_{total}}{\Delta V_{bs}}$$

$$C_{bs_{min}} \geq \frac{Q_g + Q_{ls} + (I_{lk_{gs}} + I_{qbs} + I_{lk} + I_{lk_{diodo}} + I_{lk_{C_{bs}}} + I_{ds-})t_{hon}}{V_{cc} - V_F - V_{gs_{min}} - V_L} \quad (3.4)$$

bajo la condición:  $V_{gs_{min}} > V_{cc_{uv-}}$

<sup>4</sup>La condición original descrita en [22] es  $V_{gs_{min}} > V_{bs_{uv-}}$ , este último parámetro es para un *driver* con la función de detección de bajo-voltaje (*undervoltage*) para  $V_{bs}$ ; pero el *driver* utilizado no cuenta con esta función; el soporte técnico del fabricante recomendó utilizar el parámetro  $V_{cc_{uv-}}$  en su lugar.

El parámetro  $t_{hon}$  es el tiempo que se mantiene activa la parte alta del *driver* y se obtiene multiplicando el ciclo de trabajo  $D$  por el periodo de la señal de conmutación  $T$  (Tabla 3.4), por lo que:

$$t_{hon} = D T = D \left( \frac{1}{f} \right) \quad (3.5)$$

En las notas de aplicación de IRF [1, 19] se recomienda que  $C_{bs}$  sea igual a 15  $C_{bsmin}$  y para el caso de un convertidor reductor que se cumpla la condición  $C_o \geq 10C_{bs}$ ; utilizando estas restricciones se puede concluir que  $C_{bs}$  para un convertidor reductor debe cumplir:

$$C_{bs} = \begin{cases} 15 C_{bsmin} & \text{si } 15 C_{bsmin} \leq \frac{C_o}{10} \\ C_o & \text{si } 15 C_{bsmin} \geq C_o \end{cases} \quad (3.6)$$

La Tabla 3.5 concentra el significado de cada parámetro, los valores obtenidos de las hojas de especificaciones y los resultados obtenidos de las ecuaciones (3.4), (3.5) y (3.6) [11, 16, 17, 23].

**Tabla 3.5.** Parámetros usados para el capacitor *bootstrap*  $C_{bs}$ .

Símbolo	Parámetro / Dispositivo	Valor	Unidad
$Q_g$	Carga total de compuerta / MOSFET	8.2	$nC$
$Q_{ls}$	Carga requerida por los elevadores de nivel internos / <i>driver</i> <sup>[I]</sup>	5	
$I_{lkg_s}$	Corriente de fuga compuerta-fuente / MOSFET	0.1	
$I_{qbs}$	Corriente suministrada por $V_{bs}$ en reposo / <i>driver</i>	30	$\mu A$
$I_{lk}$	Offset de la corriente de fuga / <i>driver</i>	50	
$I_{lk_{diodo}}$	Corriente de fuga / diodo $D_{bs}$	50	
$I_{lk_{C_{bs}}}$	Corriente de fuga / capacitor $C_{bs}$ <sup>[II]</sup>	0	
$I_{ds-}$	Corriente de desaturación de entrada / <i>driver</i> <sup>[III]</sup>	0	
$t_{Hon}$	Tiempo de encendido de la parte alta	LED rojo	5.459
		LED verde	4.638
		LED azul	4.677
$V_{cc}$	Voltaje de alimentación / <i>driver</i>	12	$V$
$V_f$	Voltaje de polarización / diodo $D_{bs}$	1	
$V_{cc_{uv-}}$	Umbral negativo de detección de bajo-voltaje en $V_{cc}$ / <i>driver</i>	9	
$V_{gsmin}$	Voltaje compuerta-fuente mínimo ( $> V_{cc_{uv-}}$ )	9.2	
$V_L$	Voltaje en la carga / diodo $D_{fw}$ <sup>[IV]</sup>	-0.45	
$C_{bsmin}$	Valor mínimo del capacitor <i>bootstrap</i>	LED rojo	6.182
		LED verde	6.135
		LED azul	6.137
$C_{bs}$	Valor del capacitor <i>bootstrap</i> <sup>[V]</sup>	LED rojo, verde y azul	$\approx 100$

I.- Constante: 5  $nC$  para los CI de 500 V/600 V y 20  $nC$  para los de 1200 V [1].

II.- Despreciable para capacitores cerámicos [22].

III.- El *driver* utilizado no cuenta con la función de desaturación; el soporte técnico del fabricante recomendó tomar este valor como cero.

IV.- El voltaje que ve el MOSFET como carga es el voltaje de polarización del diodo 1N5817 ( $D_{fw}$ ) como se ve en la Figura 3.8b.

V.- Aproximado a un valor comercial.

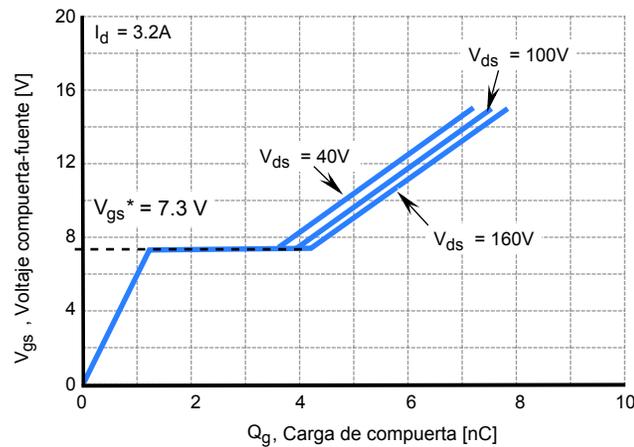
## 3.3.1.2.2. Resistencia de compuerta

Una descripción completa de cómo se calcula la resistencia de compuerta aparece en [18]; en base a dicho documento la resistencia de compuerta  $R_g$  del MOSFET se calcula con la ecuación (3.7).

$$R_g = \frac{(V_{cc} - V_{gs}^*)t_{sw}}{Q_{gd} + Q_{gs}} - \frac{V_{cc}}{I_{on+}} \quad (3.7)$$

La ecuación (3.7) es válida sólo para *drivers* con las mismas características que el utilizado (IR2102), una fórmula más general se encuentra en [18].

El tiempo de conmutación  $t_{sw}$  se propone como 170 ns, que es igual al tiempo de respuesta del *driver* IR2102. El parámetro  $V_{gs}^*$  es una característica del MOSFET que se obtiene a partir de la gráfica de voltaje compuerta-fuente contra carga de compuerta (Figura 3.9).



**Figura 3.9.** Voltaje de estabilización compuerta-fuente (*plateau voltage*).  
Adaptado de la hoja de datos del MOSFET IRF610.

En la Tabla 3.6 se muestra el significado de cada parámetro de (3.7), el valor obtenido de las hojas de datos y el valor de  $R_g$  obtenido.

**Tabla 3.6.** Parámetros utilizados para calcular la resistencia de compuerta  $R_g$ .

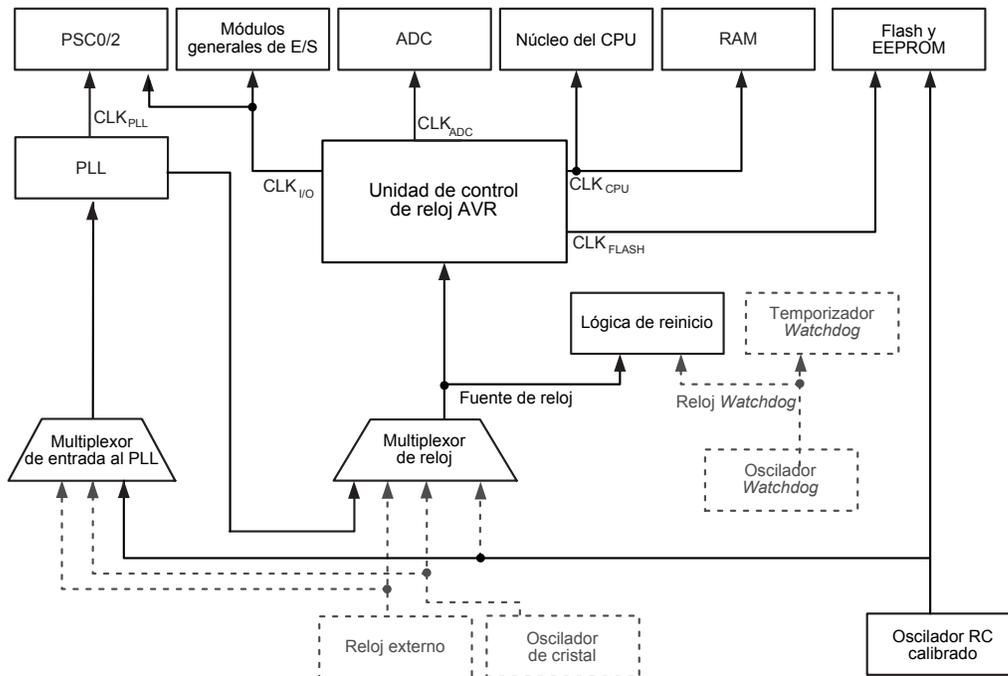
Símbolo	Parámetro / Dispositivo	Valor	Unidad
$Q_{gd}$	Carga de compuerta-drenador / MOSFET	4.5	nC
$Q_{gs}$	Carga de compuerta-fuente / MOSFET	1.8	
$I_{on+}$	Corriente pulsada de corto circuito en la salida alta / <i>driver</i>	100	mA
$t_{sw}$	Tiempo de conmutación propuesto	170	ns
$V_{cc}$	Voltaje de alimentación / <i>driver</i>	12	V
$V_{gs}^*$	Voltaje de estabilización ( <i>Plateau voltage</i> ) / MOSFET	7.3	
$R_g$	Resistencia de compuerta / MOSFET <sup>[1]</sup>	≈ 6.8	Ω

I.- Aproximado a un valor comercial.

### 3.3.2. Software

#### 3.3.2.1. Reloj del sistema

La Figura 3.10 muestra como se distribuye el reloj del sistema en el MCU AT90PWM2B<sup>5</sup>. El oscilador RC calibrado es un oscilador interno que se utiliza para generar señales de reloj derivadas para cada uno de los periféricos y bloques funcionales del MCU. Este oscilador genera una señal de 8 MHz<sup>6</sup> y por defecto se encuentra preescalado por 8, por lo que genera una señal de 1 MHz. Es posible no preescalar el oscilador interno mediante la no-programación del fusible CKDIV8.



**Figura 3.10.** Distribución del reloj en el MCU AT90PWM2B.

A continuación se describen las señales de reloj utilizadas en el sistema:

- **Reloj CPU ( $CLK_{CPU}$ ):** El reloj de la unidad central de proceso (CPU, *Central Process Unit*) se distribuye hacia las partes del sistema concernientes a la operación del núcleo AVR, como son los registros de propósito general, el registro estado y la pila. Para esta aplicación se establece como 16 MHz.
- **Reloj Flash ( $CLK_{FLASH}$ ):** Controla la operación de la interfaz de memoria flash y usualmente se activa de forma simultánea con  $CLK_{CPU}$ .
- **Reloj PLL ( $CLK_{PLL}$ ):** El reloj PLL es generado por el lazo de fase fija (PLL, *Phase-Locked Loop*), y permite al controlador de la etapa de potencia (PSC, *Power Stage Controller*) tener

<sup>5</sup>Toda la información sobre el MCU AT90PWM2B es obtenida de su hoja de datos [3].

<sup>6</sup>Este oscilador viene calibrado de fábrica con una precisión de  $\pm 10\%$ .

una señal de reloj de 64 ó 32 MHz si  $CLK_{CPU} = 8 \text{ MHz}$ . Se puede derivar del PLL una señal de reloj con valor  $CLK_{PLL}/4$  para ser usada como  $CLK_{CPU}$ ; en este sistema ésta es la opción utilizada. El PLL puede tener una entrada de reloj con la frecuencia del oscilador interno, de un oscilador de cristal o de un oscilador externo.

- *Reloj E/S ( $CLK_{I/O}$ )*: El reloj de entrada/salida (E/S) es usado por la mayoría de los módulos E/S como temporizador/contador, PSC, SPI y USART; también puede ser usado para realizar un disparo síncrono de la interrupción externa.
- *Reloj ADC ( $CLK_{ADC}$ )*: El reloj del ADC se define a través del preescalado de  $CLK_{CPU}$ , que puede ser de 2, 4, 8, 16, 32, 64 y 128; su frecuencia debe estar entre 50 kHz y 2 MHz.
- *Reloj PSC ( $CLK_{PSC}$ )*: Es el reloj que utiliza el módulo PSC, puede ser  $CLK_{PLL}$  o  $CLK_{I/O}$ .

Para generar la frecuencia de reloj de 16 MHz en  $CLK_{CPU}$  se programan los fusibles CKSEL3:0<sup>7</sup> con el valor “0011b” y se activa el bit PLLF del registro PLLCSR. Con esta configuración la entrada de reloj del PLL es el oscilador interno de 8 MHz (con CKDIV8 no-programado),  $CLK_{PLL}$  es de 64 MHz y  $CLK_{CPU}$  es igual a  $CLK_{PLL}/4 = 16 \text{ MHz}$  (Figura 3.11). Cuando se selecciona el PLL como reloj del sistema el bit PLLE (encendido del PLL) del registro PLLCSR es puesto a “1” por defecto.

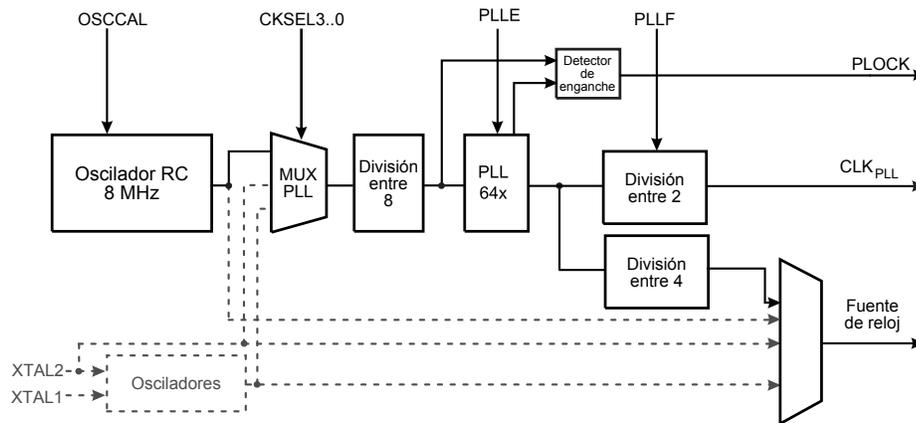


Figura 3.11. Sistema de reloj del PLL.

Se establecen los bits SUT1:0 con un valor de “11b” para un arranque correcto del PLL y del PSC, esto establece un tiempo de inicio (*start-up time*) al encender el MCU de 16,000 CK (pulsos de reloj) y un retardo al reinicio de 14 CK.

En el PSC, se debe activar el bit PLOCK del registro PLLCSR para habilitar  $CLK_{PLL}$  como reloj y enganchar el PLL al reloj de referencia. Después de que el PLL se ha encendido (con el bit PLLE a “1”) se necesitan alrededor de 100 ms para el enganche del PLL.

En la Tabla 3.7 se concentran los valores utilizados en registros y fusibles para establecer el  $CLK_{CPU}$  a 16MHz y el  $CLK_{PLL}$  a 64MHz.

<sup>7</sup>Se utiliza la notación: ETIQUETA $i:j$  para rangos de bits ETIQUETA $i$ , ETIQUETA $i-1$ , ... ETIQUETA $j$ ; “1” para uno lógico o nivel alto; “0” para cero lógico o nivel bajo; “xb” para números binarios, “xh” para números hexadecimales y “xd” para números decimales.

**Tabla 3.7.** Configuración de fusibles y registros para establecer el reloj del sistema.

	Bit							
	7	6	5	4	3	2	1	0
<b>Fusibles<sup>[I]</sup></b> (byte alto)	CKDIV8	CKOUT	SUT1	SUT0	CKSEL3	CKSEL2	CKSEL1	CKSEL0
	"1"	"1" <sup>[II]</sup>	"1"	"1"	"0"	"0"	"1"	"1"
<b>PLLCSR</b>	-	-	-	-	-	PLLF	PLLE	PLOCK
	-	-	-	-	-	"1"	"1"	"1"

I.- En los bits fusibles 0 = programado, 1= no-programado.

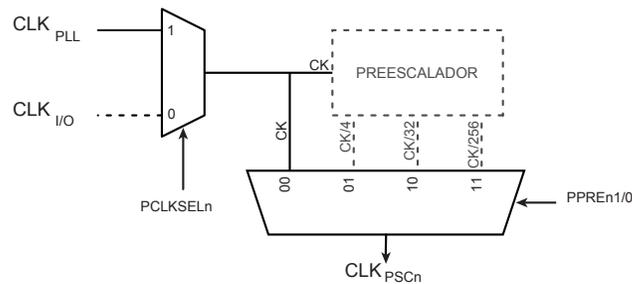
II.- Bit no utilizado, se deja con su valor por defecto.

### 3.3.2.2. Configuración del PSC

El PSC es un generador de formas de onda de alto desempeño, su propósito es controlar los módulos de potencia de un sistema. El MCU AT90PWM2B cuenta con dos PSC denominados PSC0 y PSC2, cada uno con dos salidas; tres de las cuales se utilizan para disparar los MOSFET de los convertidores reductores.

El PSC se basa en un contador (contador PSC), el cual puede hacer una cuenta ascendente o descendente de hasta 12 bits a partir de los valores establecidos en los registros OCRnRx y OCRnSx<sup>8</sup> y el modo de operación. Cada PSC consta de dos generadores de formas de onda, denominados A y B, los cuales generan las salidas PSCOUTn0 y PSCOUTn1 respectivamente.

Los PSC tienen una fuente de reloj denominada  $CLK_{PSC}$  la cual puede ser  $CLK_{PLL}$  o  $CLK_{I/O}$ , esto se selecciona mediante el bit PCLKSELn. Los bits PPREn1:0 seleccionan el factor de división o preescalado de la fuente de reloj para el PSC. Para este sistema se utiliza  $CLK_{PLL}$  sin preescalado, estableciendo PCLKSELn como "1" y PPREn1:0 como "00b" (Figura 3.12).

**Figura 3.12.** Sistema de reloj para los PSC.

Las formas de onda generadas por el PSC se especifican por los parámetros de tiempo DT0 (tiempo en bajo de PSCOUTn0), OT0 (tiempo en alto de PSCOUTn0), DT1 (tiempo en bajo de PSCOUTn1), OT1 (tiempo en alto de PSCOUTn1) y por el modo de operación del PSC. Los modos de operación posibles son: cuatro rampas, dos rampas, una rampa y centro alineado (*center aligned mode*). En este sistema se utiliza el modo de una rampa (Figura 3.13), ya que es el único

<sup>8</sup>Se utiliza la notación "n" para representar el número del PSC, en este caso 0 ó 2, y "x" para representar la parte del PSC, la cual puede ser A o B.

modo de operación que permite que las señales de salida PSCOUTn0 y PSCOUTn1 se traslapen (Figura 3.14).

La polaridad de las salidas pueden ser activas en bajo o en alto. Para acoplarse con el *driver* IR2102 las salidas de este sistema se establecen como activas en bajo<sup>9</sup> colocando un “0” en el bit POPn del registro PCNFn.

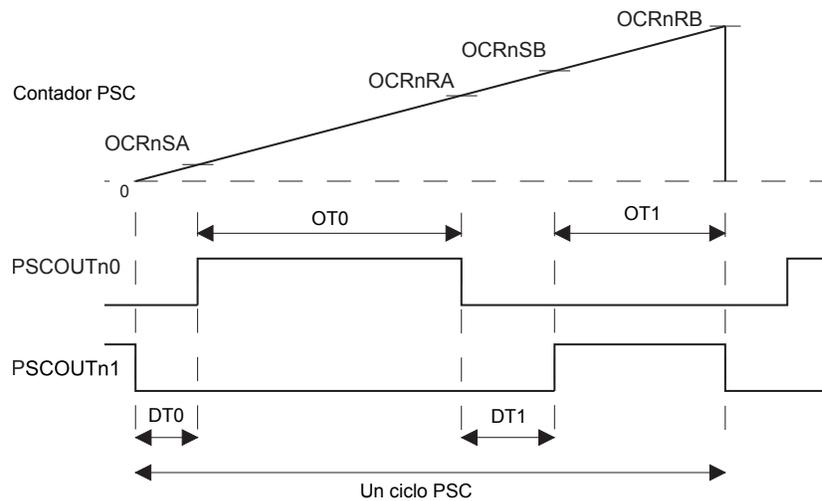
Para determinar los parámetros de tiempo de las formas de onda se utilizan las ecuaciones (3.8), (3.9), (3.10) y (3.11). OCRnSx y OCRnRx son registros de 12 bits, por lo que internamente en el MCU se tienen que dividir en parte alta: OCRnSxH, OCRnRxH de 4 bits y parte baja: OCRnSxL, OCRnRxL de 8 bits. Las operaciones para modificar los 12 bits de estos registros se tiene que hacer como si se tratara de dos registros de 8 bits.

$$OT0 = \frac{OCRnRA - OCRnSA}{CLK_{PLL}} \quad (3.8)$$

$$OT1 = \frac{OCRnRB - OCRnSB}{CLK_{PLL}} \quad (3.9)$$

$$DT0 = \frac{OCRnSA + 1}{CLK_{PLL}} \quad (3.10)$$

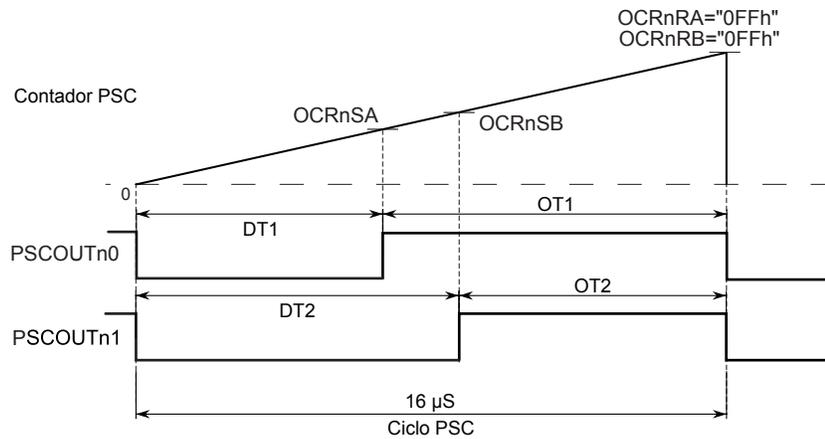
$$DT1 = \frac{OCRnSB - OCRnRA}{CLK_{PLL}} \quad (3.11)$$



**Figura 3.13.** PSC en modo de operación a una rampa.

La forma de onda utilizada en este sistema es como la de la Figura 3.14. Para lograr una frecuencia de operación de 62.5 kHz con  $CLK_{PLL} = 64 \text{ MHz}$ , el registro OCRnRx se fija con el valor “0FFh”. El ancho de pulso de la señal se establece mediante el registro OCRnSx, el cual puede tomar valores entre “000h” y “0FFh”, siendo “000h” el máximo ancho de pulso ( $D=1$ ) y “0FFh” el mínimo

<sup>9</sup>Para una mejor comprensión, todos los diagramas de tiempos se dan con polaridad activa en alto.



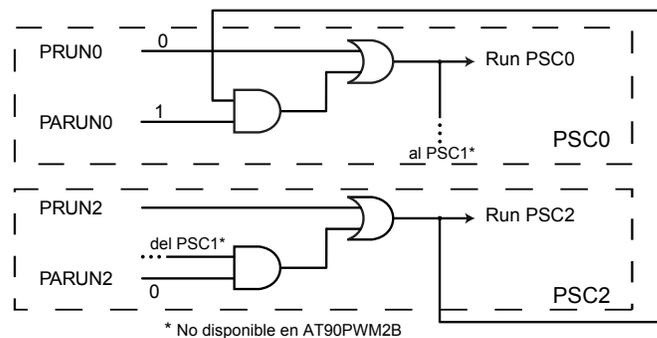
**Figura 3.14.** PSC en modo de operación a una rampa a 62.5 kHz y con salidas traslapadas.

ancho de pulso ( $D=0$ ). El valor que debe tomar  $OCRnSx$  para establecer un ancho de pulso  $D$  se determina mediante la ecuación (3.12).

$$OCRnSx = 255 (1 - D) \tag{3.12}$$

Se puede lograr la frecuencia de 62.5 kHz utilizando otro  $CLK_{PLL}$ , sin embargo la configuración descrita anteriormente tiene la ventaja de utilizar registros de 8 bits (la parte alta de los registros  $OCRnSx$  y  $OCRnRx$  es "0h"), por lo que el número de operaciones se reduce.

Los PSC se configuran para un arranque simultáneo; el PSC2 se configura como maestro y el PSC0 como esclavo ( $PARUN0=1$ ), esto significa que al activar el PSC2 (mediante el bit  $PRUN2=1$ ) se activa simultáneamente el PSC0. Además se activan los bits  $PCCYC2$  y  $PCCYC0$ , para que al solicitar el paro del PSC (bit  $PRUNn=0$ ) se complete el ciclo PSC antes de detener el PSC. En la Figura 3.15 se muestra la lógica que se utiliza para esta configuración.



**Figura 3.15.** Lógica de arranque de los PSC.

Mediante los bits fusibles  $PSC2RB=0$ ,  $PSC0RB=0$  y  $PSCRV=0$  se establece que, al momento de ejecutar un reinicio del sistema, las salidas del PSC tenga un nivel lógico bajo (5 V, ya que las

salidas son activas en bajo); esto se hace con la finalidad de evitar la activación de los *drivers* IR2102 durante el reinicio del MCU.

Ya que es necesario que el ADC tome una muestra de corriente periódicamente y en sincronía con la señal PWM de salida, el PSC se configura para generar una señal de sincronía con del ADC. La señal de sincronía dispara una conversión del ADC (esto es llamado evento PSCnASY, Figura 3.16) y puede generarse cuando se alcanza OCRnRx o cuando se alcanza OCRnSx mediante la configuración de los bits PSYNCn1 y PSYNCn0, del registro PSOCn. En este sistema se utiliza la sincronización por alcance de OCR0RA (Figura 3.33).

Si es necesario cambiar el valor de los registros PSOCn, OCRnSA, OCRnRA, OCRnSB y OCRnRB durante el flujo del programa, estos registros deben ser actualizados al mismo tiempo y al final del ciclo PSC. Esto se puede hacer de forma automática activando el bit PALOCKn, siempre y cuando OCRnRB sea el último registro en escribirse, o mediante el bit PLOCKn, que al estar en alto no permite la actualización de los registros; la actualización se hace al final del ciclo PSC si el bit PLOCKn se ha regresado a cero. En este sistema se utiliza la actualización de registros mediante PLOCKn, ya que el registro OCRnRB sólo se modifica al inicio del programa.

En la Tabla 3.8 se concentran los valores utilizados en los registros para configurar los PSC de modo que se generen: una señal de sincronía para el ADC, salidas activas en bajo, modo de operación a una rampa,  $CLK_{PLL}$  como reloj del PLL y arranque simultáneo de PSC0 y PSC2.

**Tabla 3.8.** Configuración de registros para el PSC.

Registro	Bit							
	7	6	5	4	3	2	1	0
OCRnRx	-	-	-	-	"0"	"0"	"0"	"0"
H:L	"1"	"1"	"1"	"1"	"1"	"1"	"1"	"1"
OCRnSx	-	-	-	-	"0"	"0"	"0"	"0"
H:L	"0" <sup>[II]</sup>							
PSOC0	-	-	PSYNC01	PSYNC00	-	POEN0B	-	POEN0A
	-	-	"0"	"1"	-	"1"	-	"1"
PCNF0	PFIFTY0	PALOCK0	PLOCK0	PMODE01	PMODE00	POP0	PCLKSEL0	-
	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[II]</sup>	"0"	"0"	"0"	"1"	-
PCTL0	PPRE01	PPRE00	PBFM0	PAOC0B	PAOC0A	PARUN0	PCCYC0	PRUN0
	"0"	"0"	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"1"	"1"	"0"
PSOC2	POS23	POS22	PSYNC21	PSYNC20	POEN2D	POEN2B	POEN2C	POEN2A
	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0"	"0"	"0"	"1"
PCNF2	PFIFTY2	PALOCK2	PLOCK2	PMODE21	PMODE20	POP2	PCLKSEL2	POME2
	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[II]</sup>	"0"	"0"	"0"	"1"	"0" <sup>[I]</sup>
PCTL2	PPRE21	PPRE20	PBFM2	PAOC2B	PAOC2A	PARUN2	PCCYC2	PRUN2
	"0"	"0"	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"0"	"1"	"1"
Fusibles	PSC2RB	PSC1RB	PSC0RB	PSCRV	-	BOOTSZ1	BOOTSZ0	BOOTRST
<sup>[III]</sup>	"0"	"1" <sup>[IV]</sup>	"0"	"0"	-	"0" <sup>[I]</sup>	"0" <sup>[I]</sup>	"1" <sup>[I]</sup>

I.- Bit no utilizado, se deja su valor por defecto.

II.- El valor de este bit se modifica continuamente durante el flujo del programa.

III.- En los bits fusibles 0 = programado, 1= no-programado (byte fusible extendido).

IV.- Este fusible no debe programarse, el programarlo provoca una salida de 5V en la terminal 23 (ADC7).

### 3.3.2.3. Configuración del ADC

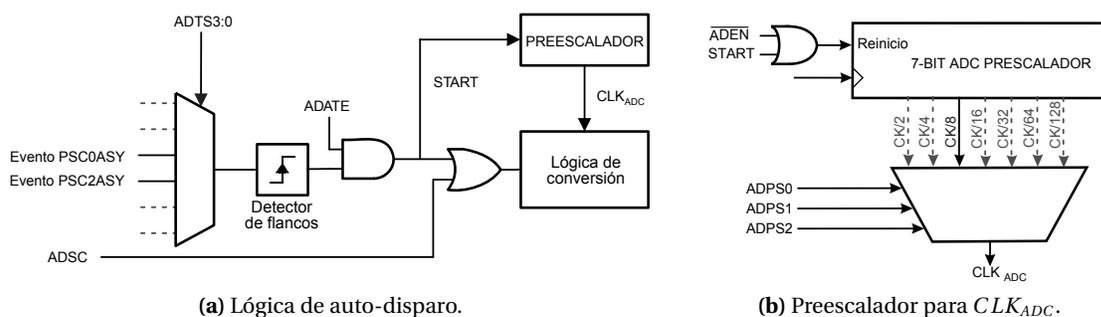
El MCU AT90PWM2B<sup>10</sup> cuenta con un ADC interno de aproximaciones sucesivas con resolución de 10 bits y 11 canales multiplexados de entrada, los cuales son seleccionados mediante los bits MUX3:0. Para este sistema sólo se utilizan 6 canales, ADC2:0 para el control de corriente y ADC7:5 para el atenuador de luz; en ambos casos se utiliza una resolución de 7 bits<sup>11</sup> con un  $CLK_{ADC} = 2 \text{ MHz}$ .

Para conversiones que utilizan 8 o menos bits se pone en alto el bit ADLAR, el cual permite leer el resultado de la conversión con resolución de 8 bits en un sólo registro (ADCH) y no en dos (ADCH:ADCL) como se haría con resoluciones de 9 y 10 bits. Para usar menos de 8 bits con ADLAR="1" sólo se deben descartar los bits más significativos que no se utilicen.

Las entradas analógicas (ADC7:5, ADC2:0) no utilizan el *buffer* de entrada digital, por lo que éste se puede desactivar colocando un "1" en los bits correspondientes a los registros DIDR0 y DIDR1, el desactivar este *buffer* de entrada reduce el consumo de energía del MCU.

Para el control de corriente constante, el ADC se configura mediante los bits ADTS3:0 y ADATE para que el inicio de conversión se realice mediante la función de auto-disparo. Como fuente de auto-disparo se selecciona la señal de sincronía generada por uno de los PSC; a este tipo de disparo se le denomina evento PSCnASY (Figura 3.16a). La conversión inicia cada vez que ocurre un flanco de subida en un evento PSCnASY y la conversión previa haya finalizado (Inciso 3.4.2.2).

En el modo de auto-disparo también es posible iniciar una conversión sencilla colocando un "1" en el bit ADSC. El bit ADSC también puede ser usado para determinar si una conversión está en progreso, ya que se lee como "1" mientras esto ocurre, independientemente de cuál fue la fuente de disparo de la conversión. ADSC es puesto a "0" por defecto cuando la conversión ha terminado. Para la función de atenuador de luz se utilizan conversiones sencillas disparadas por ADCSC (Inciso 3.4.2.3).



**Figura 3.16.** Configuración del ADC.

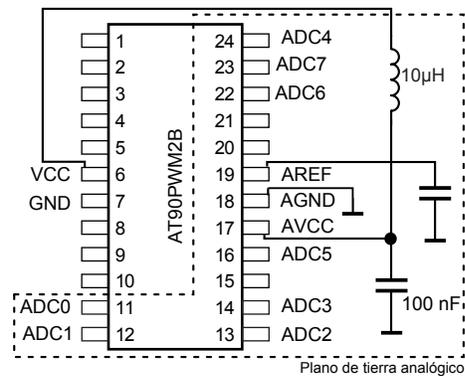
<sup>10</sup>La resolución de un ADC también puede darse en volts mediante  $\Delta V = \frac{V_{referencia}}{2^n - 1}$ .

<sup>11</sup>En la fe de erratas de la hoja de datos del MCU se establece que las conversiones con  $CLK_{ADC} = 2 \text{ MHz}$  sólo son confiables si se usan resoluciones de 7 bits o menos.

Cuando ocurre un flanco de subida en la señal de auto-disparo, el preescalador (Figura 3.16b) se reinicia y empieza una conversión. El preescalado se establece mediante los bits ADPS2:0="011b" como CK/8, lo que resulta en un  $CLK_{ADC} = CLK_{CPU}/8 = 2MHz$ , siendo ésta la frecuencia de operación máxima del ADC y por lo tanto brinda el tiempo de conversión más corto. Para  $CLK_{ADC} > 200 kHz$  se debe activar el modo de alta velocidad del ADC poniendo un "1" en el bit ADHSM.

El preescalador empieza el conteo y se mantiene contando mientras el bit ADEN="1" y se reinicia cuando ADEN="0". En modo de auto-disparo el preescalador es reiniciado cuando ocurre el evento de disparo y el tiempo de conversión es de 16 CK de  $CLK_{ADC}$ , lo que da un tiempo de conversión de  $8 \mu s$ .

El voltaje de referencia para el ADC ( $V_{REF}$ ) indica el rango de conversión del ADC. El valor mínimo representa a GND y el valor máximo representa el voltaje en la terminal AREF menos 1 LSB. Opcionalmente es posible conectar AREF a la terminal de alimentación analógica  $AV_{CC}$  o una referencia de voltaje interna de 2.56 V, mediante los bits REFS1:0. En este sistema se utiliza REFS1:0="01b" lo cual establece  $AV_{CC}$  como voltaje de referencia, el cual se conecta a la alimentación del MCU (5 V). Al establecer  $V_{REF} = AV_{CC}$  es necesario que el voltaje de referencia sea desacoplado en la terminal AREF por un capacitor, lo cual brinda una mejor respuesta al ruido. Para reducir aún más el nivel de ruido se utiliza el arreglo que se muestra en la Figura 3.17 [3].



**Figura 3.17.** Red LC y capacitor de desacoplo para reducción del ruido en el ADC.

Con un voltaje de referencia de 5 V y utilizando 7 bits, el valor de la conversión que se puede leer en el registro ADCH se obtiene mediante la ecuación (3.13).

$$ADCH = 51 V_{IN} \quad (3.13)$$

Se deben descartar los valores de ADCH por encima de 127 ("7Fh") debido a que se emplean 7 bits, de esta forma el máximo valor de ADCH es "7Fh" @ 2.49 V y el mínimo valor es "00h" @ 0 V.

Se activa la interrupción por conversión completa mediante el bit ADIE="1" y al dar servicio a esta interrupción se lleva a cabo el algoritmo de control de corriente (Inciso 3.4.2.2).

En la Tabla 3.9 se concentran los valores de los registros utilizados para la configuración del ADC con  $CLK_{ADC} = 2 MHz$ , 7 bits de resolución, auto-disparo por PSC y con  $V_{REF} = AV_{CC}$ .

Tabla 3.9. Configuración de registros para el ADC.

Registro	Bit							
	7	6	5	4	3	2	1	0
DIDR0	ADC7D "0"	ADC6D "0"	ADC5D "0"	ADC4D "1"	ADC3D "1"	ADC2D "0"	ADC1D "0"	ADC0D "0"
DIDR1	- -	- -	ACMP0D "1"	AMP0PD "1"	AMP0ND "1"	ADC10D "1"	ADC9D "1"	ADC8D "1"
ADMUX	REFS1 "0"	REFS0 "1"	ADLAR "1"	- -	MUX3 "0"	MUX2 "0" <sup>[II]</sup>	MUX1 "0" <sup>[II]</sup>	MUX0 "0" <sup>[II]</sup>
ADCSRB	ADHSM "1"	- -	- -	ADASCR "0" <sup>[I]</sup>	ADTS3 "1"	ADTS2 "0"	ADTS1 "0"	ADTS0 "0"
ADCSRA	ADEN "1"	ADSC "0" <sup>[II]</sup>	ADATE "1"	ADIF "0" <sup>[I]</sup>	ADIE "1"	ADPS2 "0"	ADPS1 "1"	ADPS0 "1"

I.- Bit no utilizado, se deja su valor por defecto.

II.- El valor de este bit se modifica continuamente durante el flujo del programa.

### 3.3.2.4. Configuración del contador

Para la función de atenuador de luz se utiliza el temporizador/contador0 de 8 bits (*timer/counter0*) del MCU, configurándolo a una frecuencia de 100 Hz y utilizando la interrupción por sobreflujo del contador (TOV0). No se necesita generar una señal de salida en una terminal, por lo que se selecciona una operación normal del puerto del MCU mediante los bits COM0A1:0 = "00b" y COM0B1:0="00b".

Mediante los bits WGM02:0="111b" se elige el modo de operación PWM rápido (*fast PWM*), en el cual la cuenta es ascendente y empieza en cero (BOTTOM); al alcanzar la cuenta máxima (TOP) el contador es reiniciado y la cuenta empieza en cero otra vez (sobreflujo del contador), dando como resultado una cuenta en forma de rampa o diente de sierra.

La interrupción TOV0 (activada con TOIE0="1") ocurre al momento de alcanzar el valor TOP, el cual se establece en el registro OCRA. La cuenta actual se puede leer en el registro TCNT0. La frecuencia del contador se calcula usando la ecuación (3.14).

$$f = \frac{CLK_{I/O}}{N(OCRA)} \quad (3.14)$$

donde:  $CLK_{I/O}$  = Reloj del sistema.

$N$  = Preescalado (1, 8, 64, 256 ó 1024).

$OCRA$  = Registro de comparación que establece la cuenta máxima (TOP).

El reloj del contador es  $CLK_{I/O} = 16 \text{ MHz}$ , y para generar una frecuencia de 100 Hz se utiliza el preescalado CK/1024 (CS02:0="101b") y se establece el valor TOP como OCRA="9Ch"("156d").

En la Tabla 3.10 se muestran los valores de los registros para configurar el contador como se describió anteriormente.

**Tabla 3.10.** Configuración de registros para el timer/counter0.

Registro	Bit							
	7	6	5	4	3	2	1	0
<b>TCCR0A</b>	COM0A1 "0"	COM0A0 "0"	COM0B1 "0"	COM0B0 "0"	- -	- -	WGM01 "1"	WGM00 "1"
<b>TCCR0B</b>	FOC0A "0" <sup>[I]</sup>	FOC0B "0" <sup>[I]</sup>	- -	- -	WGM02 "1"	CS02 "1"	CS01 "0"	CS00 "1"
<b>OCR0A</b>	"1"	"0"	"0"	"1"	"1"	"1"	"0"	"0"
<b>TIMSK0</b>	- -	- -	- -	- -	- -	OCIE0B "0" <sup>[I]</sup>	OCIE0A "0" <sup>[I]</sup>	TOIE0 "1"

I.- Bit no utilizado, se deja su valor por defecto.

II.- El valor de este bit se modifica continuamente durante el flujo del programa.

### 3.3.2.5. Distribución de terminales del MCU

La Tabla 3.11 especifica las terminales del MCU que son utilizadas y la función que desempeñan en este sistema de acuerdo a la configuración de los periféricos utilizados (PSC, ADC y contador0).

**Tabla 3.11.** Descripción de terminales usadas en el MCU AT90PWM2B.

No.	Nombre	Tipo	Descripción
1	PSCOUT00	Salida	Salida 0 del PSC0: PWM para controlar la corriente en el HPLED rojo (activa en bajo).
2	RESET	Entrada	Reinicio del sistema (activa en bajo).
3	PD1	Salida	LED indicador de sobrecorriente.
6	VCC	Alimentación	Fuente de alimentación (5 V).
7	GND	Alimentación	Referencia 0 V.
8	PSCOUT20	Salida	Salida 0 del PSC2: PWM para controlar la corriente en el HPLED azul (activa en bajo).
11	ADC0	Entrada	Canal 0 del ADC: Señal de corriente en el HPLED rojo.
12	ADC1	Entrada	Canal 1 del ADC: Señal de corriente en el HPLED verde.
13	ADC2	Entrada	Canal 2 del ADC: Señal de corriente en el HPLED azul.
16	ADC5	Entrada	Canal 5 del ADC: Señal de atenuación de luz en el HPLED rojo.
17	AVCC	Alimentación	Fuente de alimentación analógica: Voltaje de referencia para el ADC (5 V).
18	AGND	Alimentación	Referencia 0 V para AVCC
19	AREF	Alimentación	Referencia analógica: Debe desacoplarse con un capacitor.
22	ADC6	Entrada	Canal 6 del ADC: Señal de atenuación de luz en el HPLED verde.
23	ADC7	Entrada	Canal 7 del ADC: Señal de atenuación de luz en el HPLED azul.
24	PSCOUT01	Salida	Salida 1 del PSC0: PWM para controlar la corriente en el HPLED verde (activa en bajo).

La Figura 3.18 muestra la distribución de terminales en el MCU AT90PWM2B para un encapsulado de montaje superficial tipo SOIC24<sup>12</sup>.

<sup>12</sup>El MCU AT90PWM2B sólo está disponible en encapsulado SOIC24.

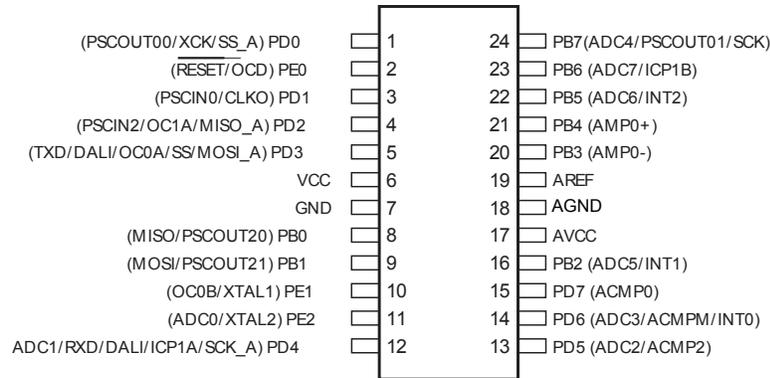


Figura 3.18. Distribución de terminales del MCU AT90PWM2B con encapsulado SOIC24.

## 3.4. Diseño detallado de hardware y software

### 3.4.1. Diseño hardware

#### 3.4.1.1. Simulación de convertidores

Aunque el fabricante de los HPLED LUXEON Rebel proporciona los modelos de simulación SPICE para los HPLED, éstos no se ajustan a las curvas características obtenidas (Figura 3.6), por lo que se utiliza la herramienta *Model Editor* (Figura 3.19) del software *Cadence OrCAD* y los datos obtenidos en la caracterización de los HPLED (A.1) para generar modelos SPICE que se ajusten mejor a las características de los HPLED utilizados. El comportamiento de los modelos obtenidos (Apéndice A) se muestra en la Figura 3.20.

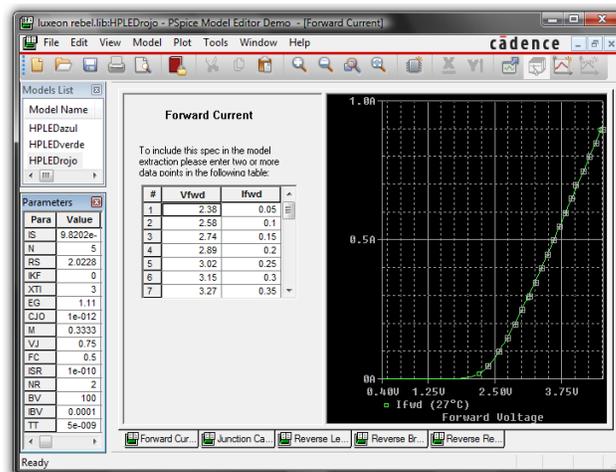
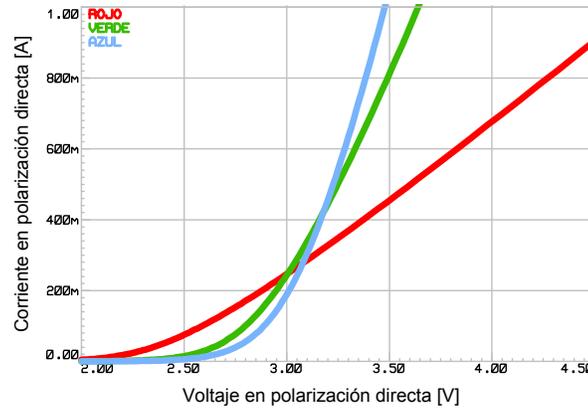


Figura 3.19. GUI de la herramienta software *Model Editor* (Cadence OrCAD demo).

La simulación en SPICE para los convertidores reductores y del circuito *bootstrap* se hace con base en los valores obtenidos en las Tablas 3.4 y 3.6, utilizando el circuito de la Figura 3.24.  $R_s$



**Figura 3.20.** Caracterización de los modelos SPICE utilizados.

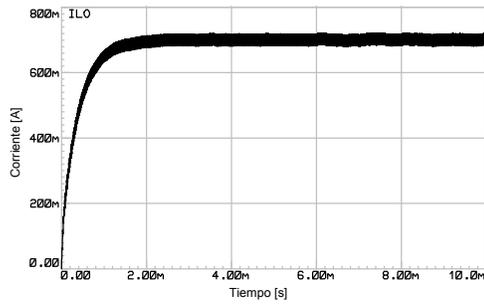
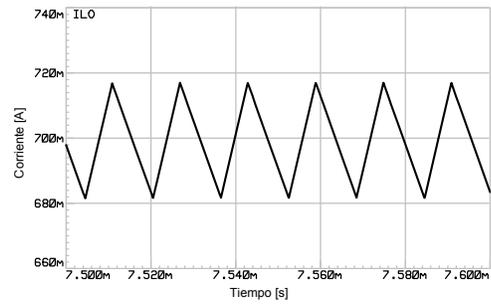
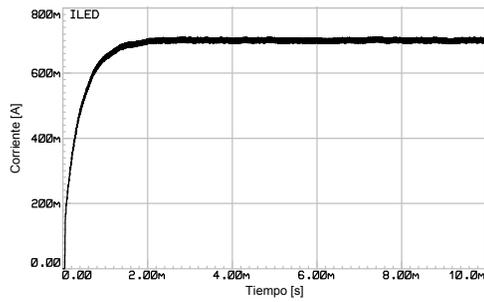
es la resistencia *shunt* para el sensado de corriente y se encuentra conectada en configuración *high-side* con la carga (HPLED). Se realizan varias iteraciones de simulación, primero utilizando el ciclo de trabajo calculado teóricamente  $D$ , y después incrementándolo hasta lograr una corriente promedio de salida de 700 mA; con  $D$  calculado, se obtiene una corriente promedio de salida menor a la deseada, éste es un comportamiento esperado ya que los cálculos se hacen en base a componentes ideales. Los valores para los nuevos ciclos de trabajo se denominan  $D_{sim}$  y son 0.405 para el HPLED rojo, 0.352 para el HPLED verde y 0.346 para el HPLED azul.

Las formas de onda resultantes de los convertidores reductores para la corriente en el inductor, el voltaje y la corriente de salida se muestran en las Figuras 3.21, 3.22 y 3.23. En estas simulaciones se puede comprobar que la corriente promedio en el inductor y en el HPLED es prácticamente igual.

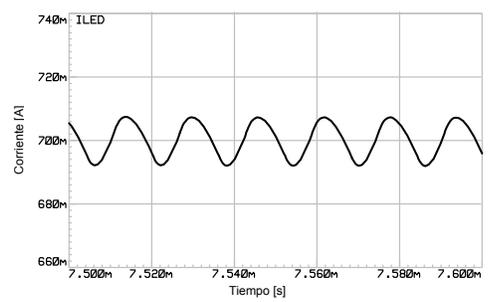
Como se observa en las Figuras 3.21g, 3.22g, y 3.23g, el circuito *bootstrap* genera un voltaje compuerta-fuente  $V_{gs}$  con una amplitud aproximada de 11 V, la cual es suficiente para disparar el MOSFET. El voltaje de entrada para disparar el *driver* IR2102 es una señal de tipo PWM activa en bajo con niveles de 0 y 5 V. La señal  $V_{gs}$  presenta un retraso con respecto a la señal PWM, debido al retardo de propagación del *driver* y del MOSFET. La Tabla 3.12 resume los resultados de la simulación de los tres convertidores reductores.

**Tabla 3.12.** Resultados de simulación para los convertidores reductores.

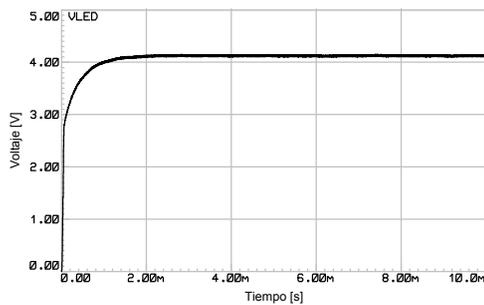
Parámetro	HPLED rojo	HPLED verde	HPLED azul	Unidad
$V_o$	4.12	3.485	3.405	V
$\Delta V_o$	40	20	20	mV
$I_{L_o}$	700	700	700	mA
$\Delta I_{L_o}$	35	36	35	
$I_o$	700	700	700	
$\Delta I_o$	16	25	28	
$D_{sim}$	0.405	0.352	0.346	

(a) Corriente en el inductor  $L_o$ .(b) Rizo de corriente en el inductor  $L_o$ .

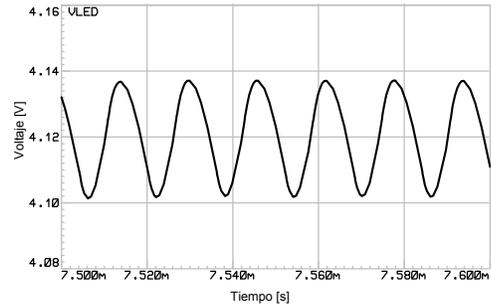
(c) Corriente en el HP LED.



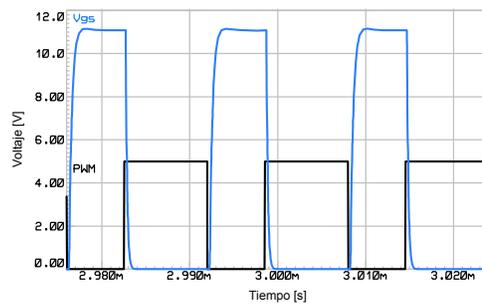
(d) Rizo de corriente en el HP LED.



(e) Voltaje de salida.

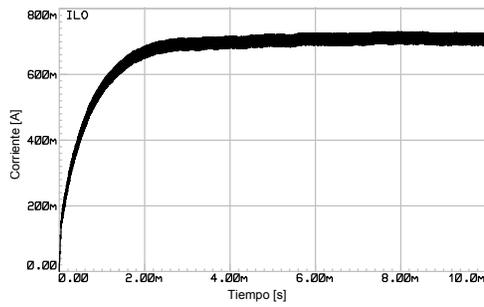
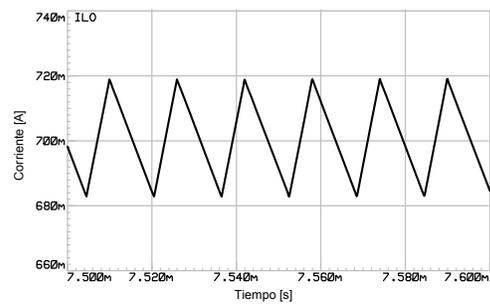
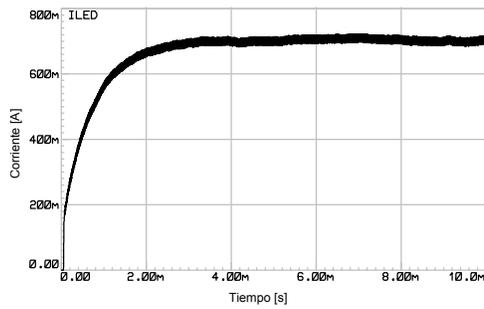


(f) Rizo del voltaje de salida.

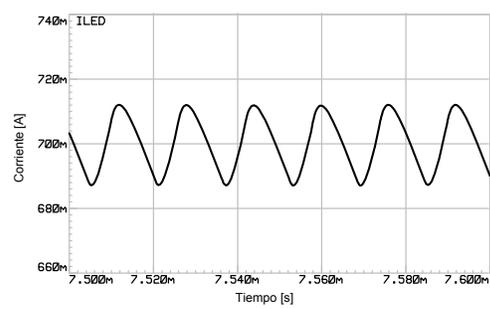


(g) Voltaje compuerta-fuente.

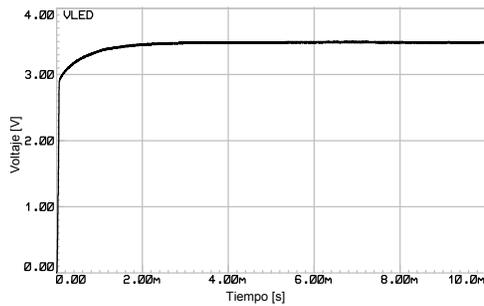
**Figura 3.21.** Simulación del convertidor reductor en lazo abierto para el HP LED rojo.

(a) Corriente en el inductor  $L_o$ .(b) Rizo de corriente en el inductor  $L_o$ .

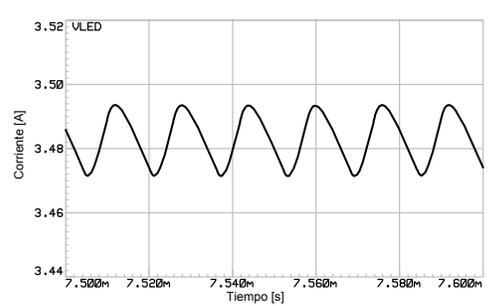
(c) Corriente en el HPLED.



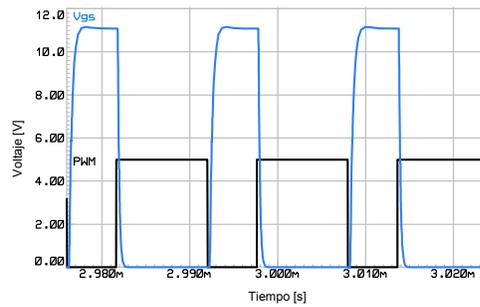
(d) Rizo de corriente en el HPLED.



(e) Voltaje de salida.

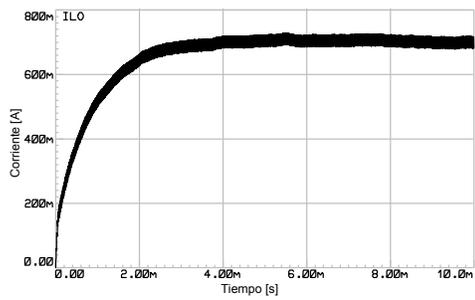


(f) Rizo del voltaje de salida.

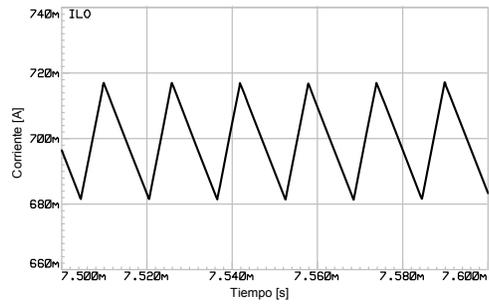


(g) Voltaje compuerta-fuente.

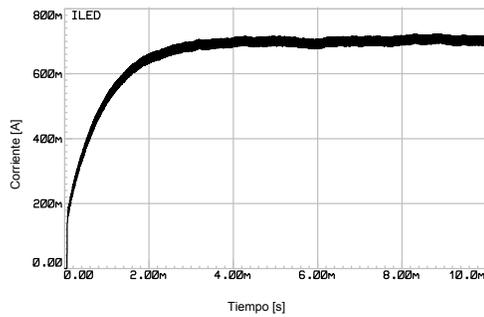
**Figura 3.22.** Simulación del convertidor reductor en lazo abierto para el HPLED verde.



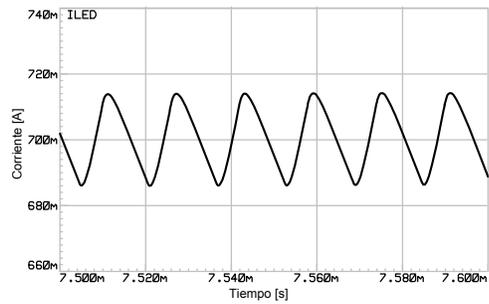
(a) Corriente en el inductor  $L_o$ .



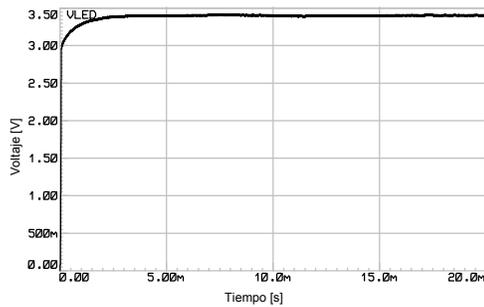
(b) Rizo de corriente en el inductor  $L_o$ .



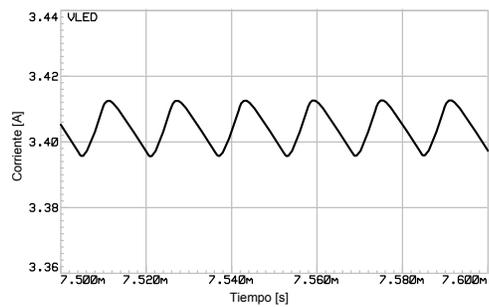
(c) Corriente en el HP LED.



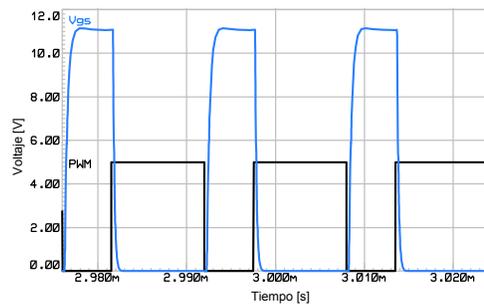
(d) Rizo de corriente en el HP LED.



(e) Voltaje de salida.



(f) Rizo del voltaje de salida.



(g) Voltaje compuerta-fuente.

Figura 3.23. Simulación del convertidor reductor en lazo abierto para el HP LED azul.

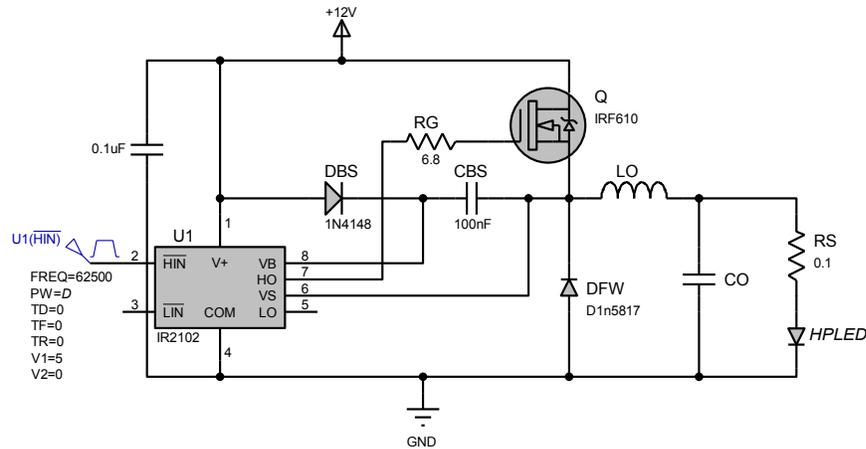


Figura 3.24. Circuito para simular los convertidores reductores y el circuito bootstrap.

### 3.4.1.2. Diseño de inductores

Para aplicaciones de SMPS con convertidores reductores, la compañía EPCOS recomienda usar los núcleos de ferrita de forma RM (*Rectangular Modular*), E, ETD y U, y los materiales N27, N87, N97 y N92. Para los tres inductores utilizados en el sistema de alimentación diseñado se ha seleccionado un núcleo de ferrita de forma RM y tamaño 8 (RM8), el cual puede usarse para potencias de hasta 20 W y tiene un tamaño reducido (Figura 3.25); el tipo de material es N87 que opera en frecuencias de 25-500 kHz, tiene bajas pérdidas y alta saturación [7, 9].

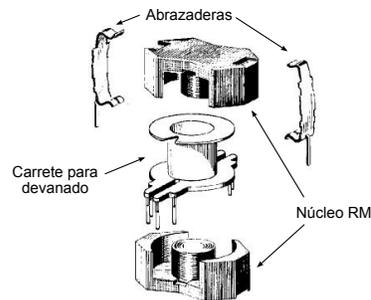


Figura 3.25. Núcleo de ferrita RM.

Para el diseño de inductores se utilizó la función *DC-bias* del software *Ferrite Magnetic Design Tool*, en la cual se tienen como parámetros de entrada: forma y material del núcleo, temperatura de operación, inductancia deseada ( $L$ [mH]), corriente que circulará en el inductor ( $I_{dc}$ [A]) y porcentaje de permeabilidad reversible ( $d\mu_{rev}$ [%]). Los resultados obtenidos son: longitud del entrehierro de aire ( $s$ ), factor de inductancia, número de vueltas ( $N$ ), permeabilidad efectiva y calibre del conductor ( $d$ ) para el devanado<sup>13</sup>. El software también devuelve gráficas de las características magnéticas y eléctricas del inductor diseñado.

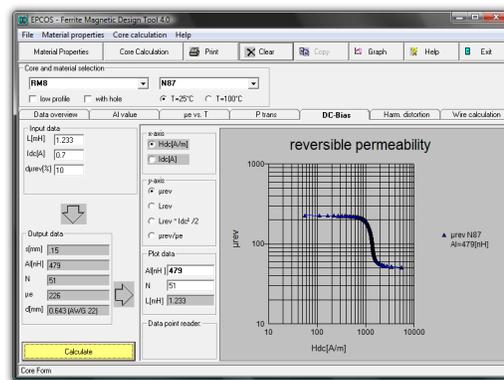
Por defecto, el *software* propone un 10% como porcentaje de permeabilidad reversible. Según lo

<sup>13</sup>Para una definición formal de estos parámetros, consultar [8] y la ayuda del software *Ferrite Magnetic Design Tool*.

observado durante el uso de esta herramienta, conforme  $d\mu_{rev}[\%]$  disminuye, el inductor puede mantener una inductancia reversible a corrientes cada vez más elevadas y viceversa. Si se reduce  $d\mu_{rev}[\%]$  disminuye el calibre del conductor, pero aumenta el número de vueltas y el entrehierro; considerando lo anterior, se ha elegido una  $d\mu_{rev}[\%]$  que devuelva un calibre de conductor único para los tres inductores. La Tabla 3.13 muestra los parámetros de entrada utilizados y los valores útiles obtenidos para la construcción de los inductores.

**Tabla 3.13.** Parámetros para la construcción de los inductores con núcleo RM8 N87.

Símbolo	Parámetro	HPLED rojo	HPLED verde	HPLED azul	Unidad
L[mH]	Inductancia deseada	1.233	1.129	1.135	mH
Idc[A]	Corriente en el inductor	0.7	0.7	0.7	A
$d\mu_{rev}[\%]$	Permeabilidad reversible	6	6	6	%
s	Entrehierro de aire	0.19	0.18	0.18	mm
N	Número de vueltas	56	52	53	-
d	Calibre del conductor	22	22	22	AWG



**Figura 3.26.** GUI de la herramienta *software Ferrite Magnetic Design Tool*.

### 3.4.1.3. Sensado de corriente

La Figura 3.27a muestra la configuración empleada para el monitor de corriente INA139. La alimentación de este circuito ( $V_+$ ) es de 5 V, compartida con el MCU. De acuerdo a la hoja de datos del INA139 [39], se obtiene un mejor desempeño si el voltaje diferencial a plena escala ( $V_{IN} = V_{IN+} - V_{IN-}$ ) a través de la resistencia *shunt* ( $R_s$ ) está en el rango de 50 a 100 mV [39]; en base a esto  $R_s$  se ha seleccionado con un valor de  $0.1 \Omega$  de manera que a una corriente de un 1 A (corriente máxima en los LED) se tiene un voltaje diferencial en  $R_s$  de 100 mV. La potencia máxima disipada en  $R_s$  es de  $(100 \text{ mV})(1 \text{ A}) = 0.1 \text{ W}$ . De acuerdo a estos parámetros se ha elegido el resistor RL1220S-R10-G de la firma SUSUMU, el cual es un resistor para detección de corriente de alta precisión; con un valor de resistencia de  $0.1 \Omega$ , tolerancia de  $\pm 2\%$  y potencia de operación de  $0.25 \text{ W}$ .  $R_s$  se conecta en configuración *high-side* con el HPLED (Figura 3.24) de manera que se sense directamente la corriente que pasa por él.

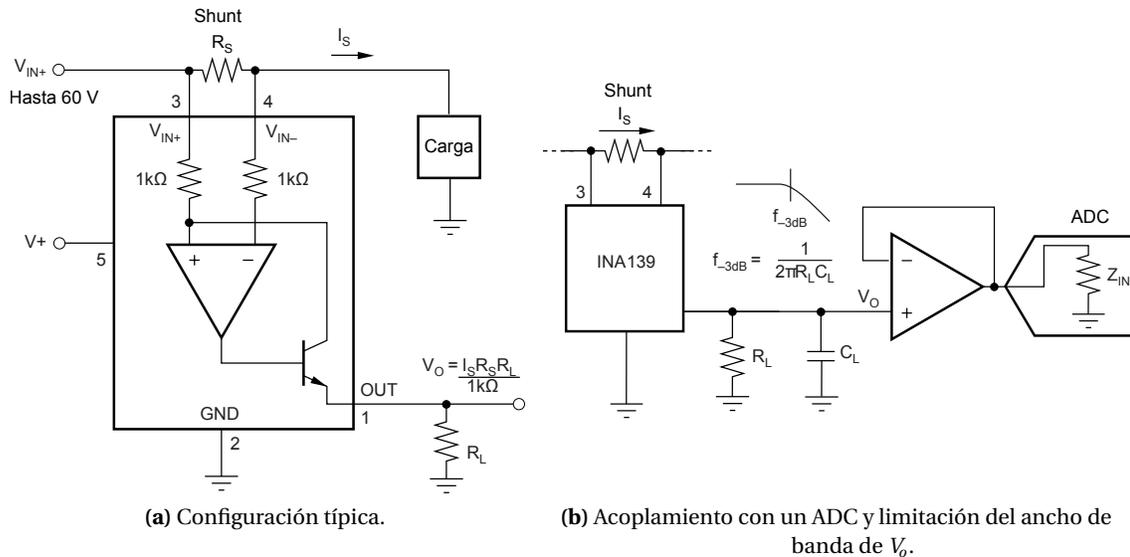
$R_L$  es el resistor que define el voltaje de salida  $V_o$  a plena escala y su valor se obtiene mediante la ecuación (3.15).

$$R_L = \frac{V_o (1 \text{ k}\Omega)}{I_s R_s} \quad (3.15)$$

donde:  $V_o$  = Voltaje de salida de monitor de corriente en  $I_s$ .

$R_s$  = Resistencia *shunt*.

$I_s$  = Corriente en  $R_s$ .



**Figura 3.27.** Configuración del monitor de corriente INA139.

Se acopla el ADC (Inciso 3.3.2.3) del MCU con el monitor de corriente, de manera que el voltaje de salida a plena escala del INA139 coincida con el máximo voltaje que el ADC puede convertir. De esta manera se tiene a plena escala 2.49 V @ 1A y en la corriente de trabajo de los HPLED se tiene 1.743 V @ 700 mA. Al aplicar la ecuación (3.15) se tiene que  $R_L = 24.9 \text{ k}\Omega$ . El voltaje de salida esperado para una corriente  $I_s$  se describe por la ecuación (3.16), donde  $I_s$  está en Amperes.

$$V_o(I_s) = \frac{I_s (0.1 \Omega) (24.9 \text{ k}\Omega)}{1 \text{ k}\Omega} = 2.49 I_s \quad (3.16)$$

Sustituyendo la ecuación (3.16) en (3.13) se tiene que el valor de  $I_s$  cuantizado por el ADC y leído en el registro ADCH se describe con la ecuación (3.17). Por lo tanto la corriente de trabajo de los HPLED (700 mA) no se podrá leer exactamente, los valores más cercanos son: ADCH="60h" @ 709 mA, "59h" @ 701 mA y "58h" @ 693 mA.

$$ADCH = 126.99 I_s \quad (3.17)$$

$V_o$  tiene una forma de onda como muestra la Figura 3.21a, por lo que se limita su ancho de banda a una frecuencia de corte  $f_{-3 \text{ dB}} = 62.5 \text{ kHz}$ . Se utiliza un filtro pasabajas, formado por  $R_L$  y el

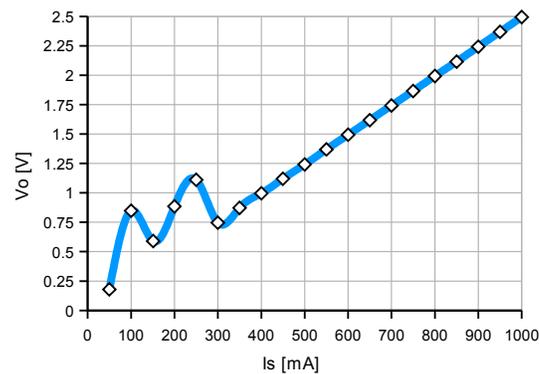
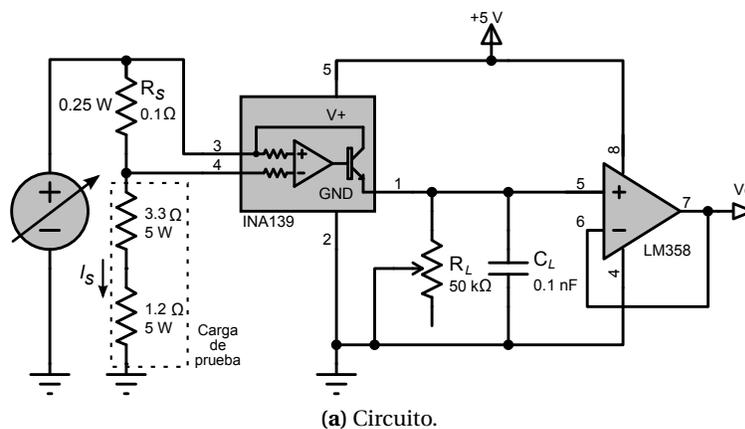
capacitor denominado  $C_L$ , para evitar ruido y para que el ADC reciba la componente de CD de la señal  $V_o$ . El capacitor  $C_L$  no causa inestabilidad en el circuito [39] y para calcularlo se utiliza la ecuación (3.18).

$$C_L = \frac{1}{2 \pi R_L f_{-3 \text{ db}}} \quad (3.18)$$

Aplicando la ecuación (3.18) para  $R_L = 24.9 \text{ k}\Omega$  y  $f_{-3 \text{ db}} = 62.5 \text{ kHz}$  se tiene que  $C_L \approx 0.1 \text{ nF}$ .

Para el acoplamiento entre la impedancia de salida del monitor de corriente y la impedancia de entrada del ADC se utiliza un seguidor de voltaje con un OPAMP. En la Figura 3.27b se muestra el arreglo completo de seguidor de voltaje y filtro pasabajas.

Para la caracterización del monitor de corriente se utiliza el circuito de la Figura 3.28a; se ha utilizado un potenciómetro de  $50 \text{ k}\Omega$  para ajustar el valor de  $R_L$  hasta obtener un voltaje de salida de  $1.743 \text{ V} @ 700 \text{ mA}$ . La gráfica resultante se muestra en la Figura 3.28b, se puede observar que el monitor de corriente opera de forma lineal a partir de los  $350 \text{ mA}$ , esto es normal ya que el INA139 aumenta el error de salida conforme disminuye la caída de voltaje en  $R_s$  (Figura 3.29).



**Figura 3.28.** Caracterización del circuito sensor de corriente.

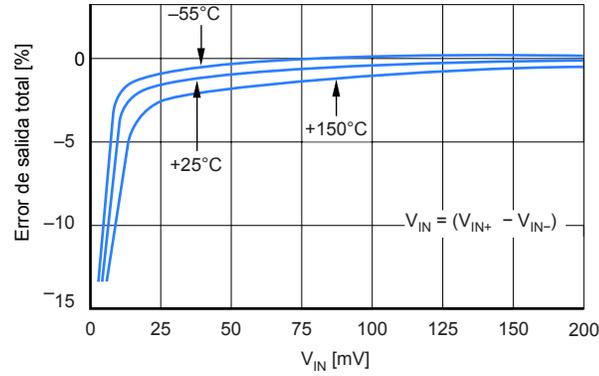


Figura 3.29. Error de salida en  $V_o$  en el monitor de corriente INA139.

### 3.4.1.4. Módulo de potenciómetros para el control de atenuación de luz.

Para que el usuario ingrese el porcentaje deseado de atenuación de luz para cada componente del arreglo RGB, se utiliza un arreglo de tres potenciómetros deslizantes que se conecta al ADC del MCU; la posición del cursor del potenciómetro indica la cantidad de atenuación. Con el cursor en la parte superior no se tiene ninguna atenuación y con el cursor en la parte inferior se tiene atenuación total.

El modelo de potenciómetro utilizado tiene 8 terminales y consta de dos potenciómetros independientes de  $10\text{ k}\Omega$  (Figura 3.30a); sólo se utiliza uno de ellos como divisor de voltaje. El arreglo se conecta como se muestra en la Figura 3.30b. Con este arreglo se obtiene una salida de 0 a 1.53 V, la cual está en el rango de conversión del ADC (0 a 2.49 V). Con el cursor en la parte superior se obtiene una salida de 1.53 V que es convertida por el ADC a un valor digital de “4Eh” y con el cursor en la parte inferior se tendrán 0 V y un valor digital “00h”.

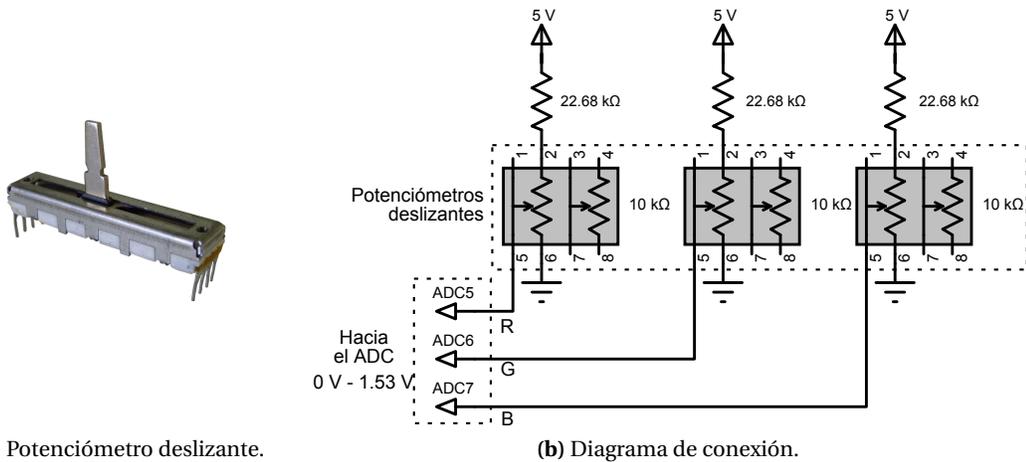


Figura 3.30. Módulo de potenciómetros deslizantes para atenuación de luz.

### 3.4.2. Diseño software

Las variables y registros utilizados en los Algoritmos 3.1, 3.2, 3.4 y 3.3 se definen en la Tabla 3.14.

**Tabla 3.14.** Definición de variables y constantes usadas en los algoritmos.

Etiqueta	Tipo	Valor inicial	Descripción
ADATE	Bit MCU	"1"	Bit que habilita el modo de auto-disparo del ADC (parte del registro ADCSRA).
adcVal	Variable	-	Registro para leer el valor del ADC.
ADCH	Registro MCU	-	Registro que contiene la parte alta de la conversión del ADC.
ADCSRA	Registro MCU	-	Registro de configuración del ADC.
ADMUX	Registro MCU	-	Registro de configuración del ADC.
ADSC	Bit MCU	-	Bit de inicio de conversión del ADC.
ATENUA0	Constante	"9Ch"	Indica que no se tiene atenuación luminosa (para una frecuencia de atenuación de 100 Hz).
B	Constante	"100b"	Indica que se está procesando información del HPLED azul.
bAten	Variable	"101b"	Bandera que indica qué atenuador de luz se está procesando (R, G, B, o RGB).
bCorr	Variable	R	Bandera que indica qué corriente se está procesando (R, G, B, o RGB).
bSalAc	Variable	"111b"	Bandera de tres bits. Si bSalAc[x]="1" el PWM del HPLED x está activo. x=R, G o B.
bSCorr	Variable	"000b"	Bandera de tres bits. Si bSCorr[x]="1" existe sobrecorriente en el HPLED x. x=R, G o B.
CORRMAX	Constante	"66h"	Valor a partir del cual se considera una sobrecorriente (803 mA).
CTINIB	Constante	"58h"	Valor inicial del ciclo de trabajo del HPLED azul (D=0.3451).
CTINIG	Constante	"5Ah"	Valor inicial del ciclo de trabajo del HPLED verde (D=0.3529).
CTINIR	Constante	"67h"	Valor inicial del ciclo de trabajo del HPLED rojo (D=0.4039).
cuenta	Variable	R20	Registro para leer la cuenta actual del temporizador/contador0.
G	Constante	"010b"	Indica que se está procesando información del HPLED verde.
I	Bit MCU	"0"	Bandera de habilitación/deshabilitación global de interrupciones (parte del registro SREG).
MUX2:0	Bits MCU	"000b"	Indica qué canal del ADC se está convirtiendo (parte del registro ADMUX).
OCR0SAL	Registro MCU	CTINIR	Indica el ciclo de trabajo para el convertidor reductor para el HPLED rojo.
OCR0SBL	Registro MCU	CTINIG	Indica el ciclo de trabajo para el convertidor reductor para el HPLED verde.
OCR2SAL	Registro MCU	CTINIB	Indica el ciclo de trabajo para el convertidor reductor para el HPLED azul.
PORTB	Registro MCU	-	Puerto B del MCU.
PORTD	Registro MCU	-	Puerto D del MCU.
PB0	Bit MCU	"1"	Bit 0 del puerto B del MCU (parte del registro PORTB), corresponde a la salida PWM para el HPLED azul.
PB7	Bit MCU	"1"	Bit 7 del puerto B del MCU (parte del registro PORTB), corresponde a la salida PWM para el HPLED verde.
PD0	Bit MCU	"1"	Bit 0 del puerto D del MCU (parte del registro PORTD), corresponde a la salida PWM para el HPLED rojo.
PD1	Bit MCU	"0"	Bit 1 del puerto D del MCU (parte del registro PORTD).
R	Constante	"001b"	Indica que se está procesando información del HPLED rojo.
RGB	Constante	"1000b"	Indica que ya se ha procesado la información de los tres HPLED.
SETPOINT	Constante	"59h"	Setpoint de corriente ( $i_o^* = 701 \text{ mA}$ ).

**Tabla 3.14.** Definición de variables y constantes usadas en los algoritmos. (continuación...)

Etiqueta	Tipo	Valor inicial	Descripción
SREG	Variable	-	Registro de estado del MCU.
TCNT0	Registro MCU	-	Registro que contiene la cuenta actual del temporizador/contador0.
temp0	Variable	-	Registro para almacenar valores temporales.
temp1	Variable	-	Registro para almacenar valores temporales.
temp2	Variable	-	Registro para almacenar valores temporales.
valAtenB	Variable	“9Ch”	Registro para almacenar el valor de atenuación de luz en el HPLED azul.
valAtenG	Variable	“9Ch”	Registro para almacenar el valor de atenuación de luz en el HPLED verde.
valAtenR	Variable	“9Ch”	Registro para almacenar el valor de atenuación de luz en el HPLED rojo.

Nota: Para una rápida identificación de etiquetas se toma la convención de que las variables empiecen en letras minúsculas y las constantes y registros del MCU aparezcan en mayúsculas.

### 3.4.2.1. Algoritmo de inicialización

El Algoritmo 3.1 define el orden en que se establecen los valores iniciales del sistema y la configuración de periféricos; se ejecuta cada vez que se inicia el sistema y cuando ocurra un *reset* de usuario mediante el botón destinado a este uso. Los valores de los bits fusibles utilizados (Tabla 3.7 y 3.8) se establecen vía *hardware* mediante el programador paralelo.

#### Algoritmo 3.1 Reinicio del sistema.

1: procedimiento RESET()	▷ Interrupción por reinicio del sistema.
2: INICIALIZARPILA(“2FFh”)	▷ Se coloca el apuntador de pila al final de memoria RAM
3: TERMINALESDeSALIDA( PSCOUT00, PSCOUT01, PSCOUT20, PD1 )	▷ Se establecen las terminales de salida.
4: PORTD[PD0] ← “1”	▷ Se apaga la salida PWM para el HPLED rojo (activa en bajo).
5: PORTB[PB7] ← “1”	▷ Se apaga la salida PWM para el HPLED verde (activa en bajo).
6: PORTB[PB0] ← “1”	▷ Se apaga la salida PWM para el HPLED azul (activa en bajo).
7: PORTD[PD1] ← “0”	▷ Se apaga el LED de sobrecorriente.
8: Inicializar reloj del sistema .	▷ Tabla 3.7.
9: RETARDO( 100 mS )	▷ Para asegurar el amarre del PLL.
10: OCR0SAL ← CTINIR	▷ Valores iniciales para D.
11: OCR0SBL ← CTINIG	
12: OCR2SAL ← CTINIB	
13: Inicializar PSC.	▷ Tabla 3.8.
14: Inicializar ADC.	▷ Tabla 3.9.
15: Inicializar contador.	▷ Tabla 3.10.
16: bCorr ← R	▷ Primera corriente a procesar.
17: bSCorr ← “000b”	▷ No existe sobrecorriente.
18: bAten ← R	▷ Primera atenuación a procesar.
19: bSalAc ← “111b”	▷ Todas las salidas activas.
20: valAtenR ← ATENUA0	▷ Valores iniciales de atenuación.
21: valAtenG ← ATENUA0	
22: valAtenB ← ATENUA0	
23: SREG[I] ← “1”	▷ Se activa la bandera de interrupción global.
24: fin procedimiento	

### 3.4.2.2. Algoritmo de control de corriente

El algoritmo de control de corriente utilizado se basa en el control por modos deslizantes en modo corriente (Apéndice B). Este algoritmo de control aplica las condiciones (3.19).

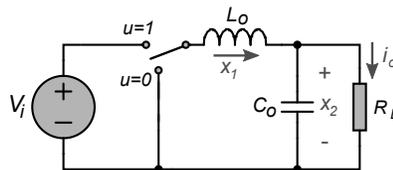
$$u = \begin{cases} 0 & \text{si } i_o - i_o^* > 0 \\ 1 & \text{si } i_o - i_o^* < 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

donde:  $u$  = Señal de control.

$i_o$  = Corriente promedio de salida.

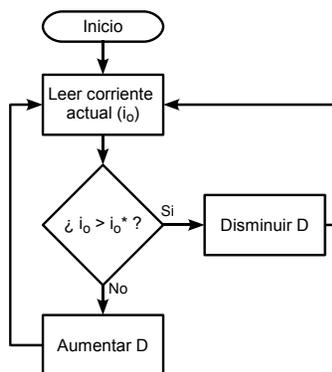
$i_o^*$  = Corriente de salida deseada.

El modelo del convertidor reductor que se utiliza para este tipo de control se muestra en la Figura 3.31. El interruptor representa el MOSFET del circuito real, por lo tanto la señal de control  $u$  determina el ciclo de trabajo ( $D$ ) de los convertidores.



**Figura 3.31.** Modelo del convertidor reductor.

La expresión  $i_o - i_o^*$  es una forma de representar el error en la corriente de salida. Para implementar este control en el MCU se han interpretado las condiciones (3.19) como se muestra en la Figura 3.32.



**Figura 3.32.** Diagrama de flujo para el control de corriente.

El control para mantener la corriente constante en los HPLED y la detección de sobrecorriente (Algoritmo 3.2) se ejecutan al dar servicio a la interrupción de conversión completa del ADC (ADCCC). Esta interrupción se dispara al momento que se completa una conversión del ADC. El inicio de la conversión del ADC ocurre en un evento PSC0ASY (cuando se alcanza OCR0RA).

**Algoritmo 3.2** Control de corriente y detección de sobrecorriente.

---

```

1: procedimiento ADCCC()
2:   temp0 ← SREG
3:   PCNF0[PLOCK0] ← PCNF2[PLOCK2] ← "1"
4:   si bSCorr[bCorr] = "0" y bSalAc[bCorr] = 1 entonces
5:     adcVal ← ADCH
6:     si adcVal ≥ CORRMAX entonces
7:       si bCorr = R entonces
8:         PSOC0[POEN0A] ← "0"
9:         bSalAc[R] ← "0"
10:      sino si bCorr = G entonces
11:        PSOC0[POEN0B] ← "0"
12:        bSalAc[G] ← "0"
13:      sino
14:        PSOC2[POEN2A] ← "0"
15:        bSalAc[B] ← "0"
16:      fin si
17:      PORTD[PD1] ← "1"
18:      bSCorr[bCorr] ← "1"
19:    sino
20:      si bCorr = R entonces
21:        si adcVal ≥ SETPOINT y OCR0SAL ≠ "FFh" entonces
22:          OCR0SAL ← OCR0SAL + 1
23:        sino si OCR0SAL ≠ 0 entonces
24:          OCR0SAL ← OCR0SAL - 1
25:        fin si
26:      sino si bCorr = G entonces
27:        si adcVal ≥ SETPOINT y OCR0SBL ≠ "FFh" entonces
28:          OCR0SBL ← OCR0SBL + 1
29:        sino si OCR0SBL ≠ 0 entonces
30:          OCR0SBL ← OCR0SBL - 1
31:        fin si
32:      sino
33:        si adcVal ≥ SETPOINT y OCR2SAL ≠ "FFh" entonces
34:          OCR2SAL ← OCR2SAL + 1
35:        sino si OCR1SAL ≠ 0 entonces
36:          OCR2SAL ← OCR2SAL - 1
37:        fin si
38:      fin si
39:    fin si
40:  fin si
41:  bCorr ← bCorr << 1
42:  si bCorr = G entonces
43:    ADMUX[MUX2:0] ← "001"
44:  sino si bCorr = B entonces
45:    ADMUX[MUX2:0] ← "010"
46:  sino
47:    bCorr ← R
48:    ADMUX[MUX2:0] ← "000"
49:  fin si
50:  PCNF0[PLOCK0] ← "0"
51:  PCNF2[PLOCK2] ← "0"
52:  SREG ← temp0
53: fin procedimiento

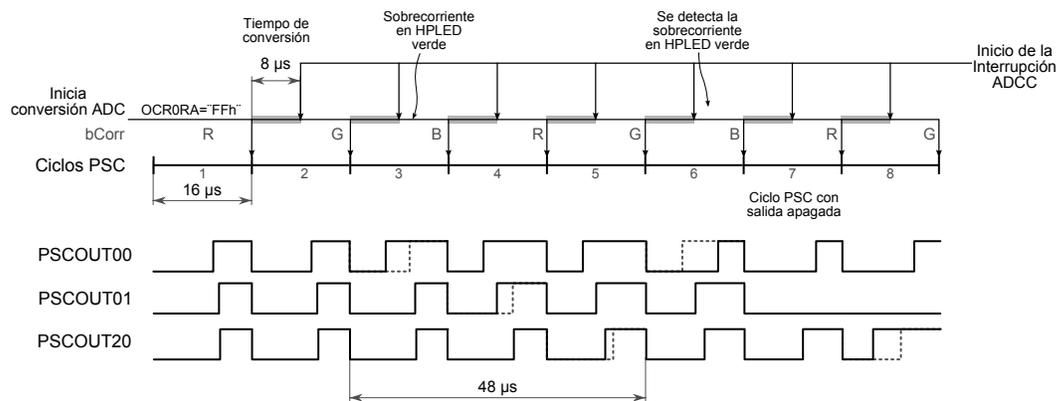
```

▷ Interrupción por conversión completa del ADC.  
 ▷ Se respalda el registro estado.  
 ▷ Se bloquea la modificación de registros del PSC 0 y 2.  
 ▷ Si no hay sobrecorriente y la salida está activa.  
 ▷ Se lee el valor del ADC.  
 ▷ Se ha alcanzado la corriente máxima.  
 ▷ Se apaga el PSC que causó la sobrecorriente.  
 ▷ Se enciende el LED de sobrecorriente.  
 ▷ Se activa la bandera de sobrecorriente del LED actual.  
 ▷ Disminuye  $D$  para el LED Rojo.  
 ▷ Aumenta  $D$  para el LED Rojo.  
 ▷ Disminuye  $D$  para el LED Verde.  
 ▷ Aumenta  $D$  para el LED Verde.  
 ▷ Disminuye  $D$  para el LED Azul.  
 ▷ Aumenta  $D$  para el LED Azul.  
 ▷ Siguiendo corriente a procesar.  
 ▷ Canal para la corriente en el HPLED verde.  
 ▷ Canal para la corriente en el HPLED azul.  
 ▷ La siguiente lectura de corriente será en el LED rojo.  
 ▷ Canal para la corriente en el HPLED rojo.  
 ▷ Se desbloquea la modificación de registros del PSC 0 y 2.  
 ▷ Se restaura el registro estado.

---

Como se muestra en el diagrama de tiempos de la Figura 3.33, al iniciar el algoritmo todas las salidas PWM tienen un ciclo de trabajo inicial definido por  $CTINix$ . Se leen una a una las corrientes en interrupciones consecutivas (la corriente ha de ser leída se indica por la bandera  $bCorr$ ); después de leer la corriente se aplica el control (Figura 3.32) sobre la corriente leída. Los cambios en el ciclo de trabajo de la señal sobre la que se aplicó el control se ven reflejados en el siguiente ciclo PSC. Las corrientes se leen siguiendo el orden rojo, verde y azul, por lo tanto el ciclo de trabajo de los convertidores se actualiza cada tres ciclos PSC o  $48 \mu s$ .

La detección de sobrecorriente se hace cada ciclo sobre la corriente que indique  $bCorr$  y en el peor de los casos toma hasta 3 ciclos PSC desactivar la salida que provocó la sobrecorriente. En la Figura 3.33 se supone una sobrecorriente en el HPLED verde justo después de haber sido tomada una lectura normal (durante ADCC en el ciclo PSC 3) y, debido al algoritmo utilizado, esta salida es desactivada al iniciar el cuarto ciclo después de ocurrida la sobrecorriente (ciclo PSC 7).



**Figura 3.33.** Diagrama de tiempos para el control de corriente.

### 3.4.2.3. Algoritmo del atenuador de luz

La función de atenuación de luz se hace por PWM a una frecuencia de 100 Hz y se implementa con los Algoritmos 3.3 y 3.4. Estos algoritmos controlan el tiempo de encendido y de apagado de los HPLED. Durante el tiempo de encendido, o tiempo en alto, los convertidores se comportan de acuerdo al control de corriente constante con *setpoint* a 700 mA y durante el tiempo en bajo o de apagado los convertidores no reciben señal PWM, lo cual equivale a que los HPLED no reciban alimentación.

El Algoritmo 3.3 es un ciclo de fondo (*background loop*) que se ejecuta en el programa principal (*MAIN*) y lee constantemente el valor de la cuenta actual del contador0 (TCNT0) para controlar cuándo se apaga la alimentación de los HPLED según el valor de atenuación que proporciona el usuario mediante el módulo de potenciómetros (Algoritmo 3.4). Al estar implementado en el programa principal, este algoritmo es constantemente interrumpido por ADCCC (cada  $16 \mu s$ ) y por TOV0 (cada 10 ms); éste es un comportamiento deseado ya que se da prioridad al control de corriente. El control de corriente sólo es interrumpido cada 10 ms por TOV0.

El Algoritmo 3.4 se ejecuta en la interrupción TOV0 que ocurre cada 10 ms. En este algoritmo se encienden los HPLED (inicia el control de corriente constante) en los que no exista una

**Algoritmo 3.3** Pseudocódigo para el ciclo de fondo.

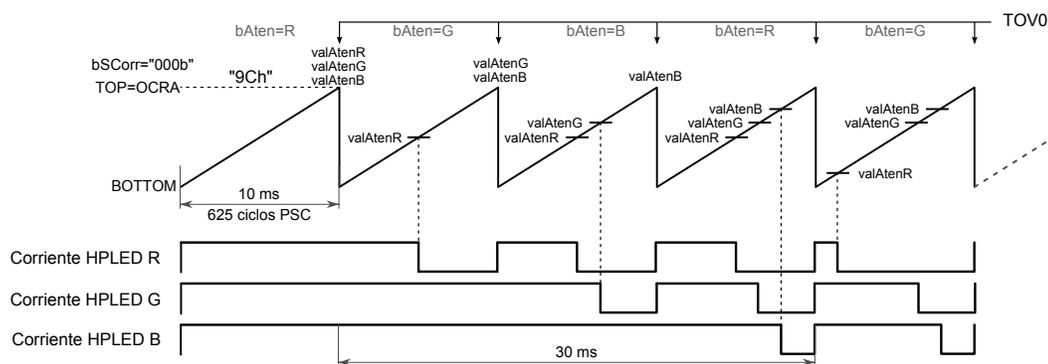
```

1: procedimiento MAIN()                                     ▷ Programa principal.
2:   cuenta ← TCNT0                                         ▷ Se lee la cuenta actual del timer0.
3:   si bSalAc[R] = "1" y valAtenR < ATENUA0 y cuenta ≥ valAtenR entonces
4:     PSOC0[POEN0A] ← "0"                                  ▷ Si se ha superado el tiempo en alto se apaga el PSC.
5:     bSalAc[R] ← "0"
6:   fin si
7:   si bSalAc[G] = "1" y valAtenG < ATENUA0 y cuenta ≥ valAtenG entonces
8:     PSOC0[POEN0B] ← "0"
9:     bSalAc[G] ← "0"
10:  fin si
11:  si bSalAc[B] = "1" y valAtenB < ATENUA0 y cuenta ≥ valAtenB entonces
12:    PSOC2[POEN2A] ← "0"
13:    bSalAc[B] ← "0"
14:  fin si
15: fin procedimiento

```

sobrecorriente y también se leen los valores de atenuación dados por el usuario mediante el módulo de potenciómetros. La conversión hecha por el ADC, que indica el nivel de atenuación deseado, se multiplica por 2, de manera que el máximo valor obtenido por el módulo de potenciómetros ("4Eh") corresponda al nivel de atenuación nulo ("9Ch").

Como se ve en la Figura 3.34, los tres convertidores reductores se inicializan con un valor de atenuación nulo ( $valAten_x = "9Ch"$ ) y la bandera de atenuación  $bAten = R$  indica que la componente de atenuación a procesar corresponde al HPLED rojo. En la primera interrupción TOV0 se lee el valor de atenuación del ADC para el HPLED rojo, se actualiza el valor de atenuación  $valAtenR$  y se cambia la bandera  $bAten$  a  $G$ , mientras las demás atenuaciones permanecen en su valor inicial; el mismo comportamiento ocurre en la segunda interrupción TOV0 pero ahora para el HPLED verde y en la tercera interrupción TOV0 para el HPLED azul; en la cuarta interrupción TOV0 el ciclo vuelve a comenzar con el HPLED rojo. De acuerdo a este comportamiento el ciclo de trabajo que atenuación se actualiza cada 30 ms. Sólo se procesa una componente de atenuación por interrupción TOV0 para limitar la duración de la misma, debido a que el Algoritmo 3.4 puede interrumpir el control de corriente cuando hay atenuación nula.



**Figura 3.34.** Diagrama de tiempos para el control de atenuación de luz.

**Algoritmo 3.4** Interrupción por sobreflujo del contador.

---

```

1: procedimiento TOV0()
2:   temp0 ← SREG
3:   temp1 ← ADMUX
4:   ADCSRA[ADIE] ← "0"
5:   ADCSRA[ADATE] ← "0"
6:   PCNF0[PLOCK0] ← PCNF2[PLOCK2] ← "1"
7:   si bSCorr[R] = "0" y bSalAc[R] = "0" entonces
8:     OCR0SAL ← CTINIR
9:     PSOC0[POEN0A] ← "1"
10:    bSalAc[R] ← "1"
11:   fin si
12:   si bSCorr[G] = "0" y bSalAc[G] = "0" entonces
13:     OCROSBL ← CTINIG
14:     PSOC0[POEN0B] ← "1"
15:     bSalAc[G] ← "1"
16:   fin si
17:   si bSCorr[B] = "0" y bSalAc[B] = "0" entonces
18:     OCR2SAL ← CTINIB
19:     PSOC2[POEN2A] ← "1"
20:     bSalAc[B] ← "1"
21:   fin si
22:   PCNF0[PLOCK0] ← PCNF2[PLOCK2] ← "0"
23:   mientras ADCSRA[ADSC] = "1" hacer
24:     fin mientras
25:     si bAten = R entonces
26:       ADMUX[MUX2:0] ← "101"
27:     sino si bAten = G entonces
28:       ADMUX[MUX2:0] ← "110"
29:     sino
30:       ADMUX[MUX2:0] ← "111"
31:     fin si
32:     ADCSRA[ADSC] ← "1"
33:     mientras ADCSRA[ADSC] = "1" hacer
34:       fin mientras
35:       adcVal ← ADCH
36:       si adcVal ≥ "4Fh" entonces
37:         adcVal ← "4Eh"
38:       fin si
39:       adcVal ← adcVal << 1
40:       si bAten = R entonces
41:         valAtenR ← adcVal
42:       sino si bAten = G entonces
43:         valAtenG ← adcVal
44:       sino
45:         valAtenB ← adcVal
46:       fin si
47:       bAten ← bAten << 1
48:       si bAten = RGB entonces
49:         bAten ← R
50:       fin si
51:       cuenta ← "00h"
52:       ADCSRA[ADATE] ← "1"
53:       ADCSRA[ADIE] ← "1"
54:       ADMUX ← temp1
55:       SREG ← temp0
56: fin procedimiento

```

---

▷ Interrupción por sobreflujo del temporizador/contador.  
 ▷ Se respalda el registro estado.  
 ▷ Se respalda el canal ADC de corriente.  
 ▷ Se deshabilita la interrupción ADCCC.  
 ▷ Se deshabilita el auto-disparo del ADC.  
 ▷ Se bloquea la modificación de registros del PSC 0 y 2.  
 ▷ Si no hay sobrecorriente se prende el HPLED.  
 ▷ Ciclo de trabajo inicial.  
 ▷ Ciclo de trabajo inicial.  
 ▷ Ciclo de trabajo inicial.  
 ▷ Se desbloquea la modificación de registros del PSC 0 y 2.  
 ▷ Esperar a que termine la última conversión.  
 ▷ Actualiza canal del ADC.  
 ▷ Canal para la atenuación en el HPLED rojo.  
 ▷ Canal para la atenuación en el HPLED verde.  
 ▷ Canal para la atenuación en el HPLED azul.  
 ▷ Se inicia una conversión sencilla del ADC.  
 ▷ Esperar a que termine la conversión.  
 ▷ Se lee el valor de la conversión del ADC.  
 ▷ Se valida el valor de atenuación.  
 ▷ Se multiplica por 2.  
 ▷ Atenuación en el HPLED rojo.  
 ▷ Atenuación en el HPLED verde.  
 ▷ Atenuación en el HPLED azul.  
 ▷ Siguiendo atenuación a procesar.  
 ▷ Se han leído las tres atenuaciones.  
 ▷ La siguiente lectura de atenuación será en el HPLED rojo.  
 ▷ Se reinicia la cuenta.  
 ▷ Se habilita el modo de auto-disparo del ADC.  
 ▷ Se habilita la interrupción ADCCC.  
 ▷ Se restaura el canal ADC de corriente.  
 ▷ Se restaura el registro estado.

---

### 3.5. Integración de componentes *hardware* y *software*

#### 3.5.1. Diseño del PCB

Debido a que el MCU AT90PWM2B es de montaje superficial, se realizó una base *through-hole* en un PCB, la cual permite colocar el MCU directamente en el programador paralelo y en el *protoboard*, lo cual facilita la etapa de pruebas y la programación del mismo (Figura 3.35).

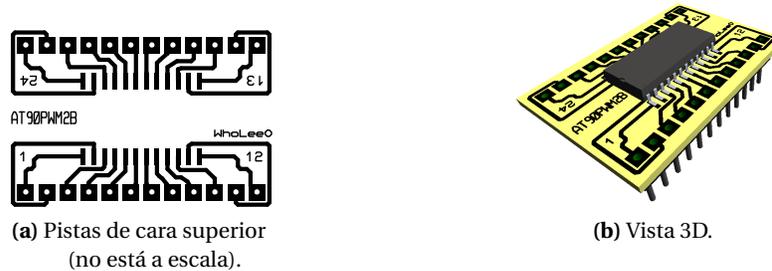


Figura 3.35. PCB para el MCU AT90PWM2B.

Debido a que el circuito sensor de corriente utilizado (Figura C.3) contiene dos componentes de montaje superficial (INA139 y  $R_s$ ) y debe ser caracterizado y calibrado fuera del sistema final, se construyó como un módulo independiente del PCB principal. Esto también facilita la etapa de pruebas en *protoboard* y el diseño del PCB principal. La Figura 3.36 muestra el diseño del PCB del módulo sensor de corriente.

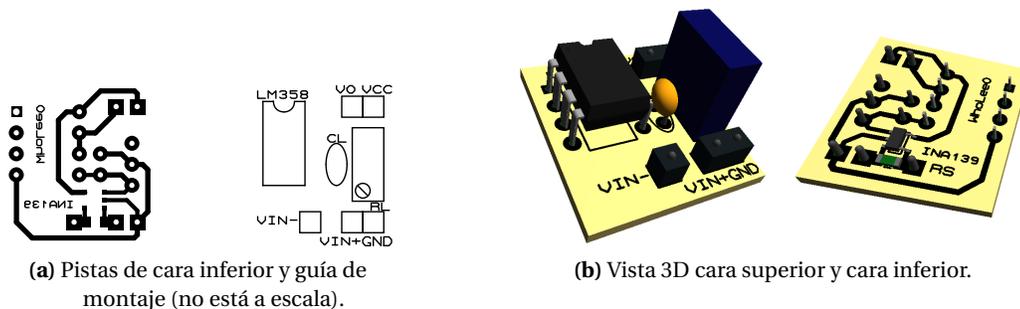


Figura 3.36. PCB para el circuito sensor de corriente.

El PCB principal se diseñó siguiendo las recomendaciones de [20], con las cuales se logra la reducción del ruido de las señales de salida de los convertidores reductores:

- *Colocar puntos de prueba:* Se recomienda dejar terminales de prueba para facilitar la medición de los voltajes y corrientes importantes del circuito.
- *Capacitancia de salida:* Para disminuir los efectos del ruido se recomienda utilizar capacitores de película metálica [42]; en este sistema se utilizan capacitores de tantalio, ya que no se trata de un sistema de alto voltaje. Colocar una capacitor cerámico de  $0.1 \mu F$  a la

salida del convertidor ayuda a obtener mejores mediciones de ruido y rizo. De este modo la capacitancia de salida se divide en un arreglo de capacitores de tantalio y un capacitor cerámico de  $0.1 \mu F$ , cuya suma es la capacitancia total ( $C_o$ ) que se calculó en el Inciso 3.3.1.1.

- *Desacoplo de frecuencias altas a la entrada:* Debido a que los bloques de control internos de cualquier CI dependen de la terminal de alimentación, ésta es una de las terminales más sensibles al ruido. Cualquier ruido que prevalezca en la terminal de alimentación encuentra un fácil ingreso a los circuitos internos del CI y el impacto que tendrá en su funcionamiento no se puede predecir con certeza. Debido a esto se debe proporcionar un suministro de energía limpio para los CI y la manera de hacerlo es mediante el desvío/desacoplo (*bypassing/decoupling*) del ruido de frecuencias altas. Se debe colocar un capacitor de desacoplo o desvío (*bypass*) de entrada, el cual debe cumplir las siguientes características: tener inductancia y resistencia mínimas (los capacitores cerámicos modernos cumplen esto,  $10 - 30 m\Omega$ ), ser colocado muy cerca de los CI (aproximadamente a 1 mm de donde las terminales de alimentación y tierra hacen contacto con la placa) y en la misma cara del PCB en el que se coloque el CI. El capacitor de desvío de frecuencias altas (hasta 30 MHz) es típicamente de  $0.1 \mu F$ .
- *Desacoplo de frecuencias bajas a la entrada:* Generalmente las componentes de ruido de frecuencia alta se conocen como ruido y a las de frecuencia baja se les llama rizo. Para disminuir el ruido de frecuencias bajas se utiliza un capacitor de gran tamaño conocido como capacitor *bulk*, el cual se debe conectar muy cerca de las terminales de alimentación del convertidor. Para la mayoría de los convertidores CD/CD a voltajes bajos, un porcentaje aceptable de rizo es el 1% del voltaje de entrada aplicado (este número es una regla empírica). El valor del capacitor *bulk* para un convertidor reductor se calcula con la ecuación (3.20).

$$C_{bulk} = i_o D \frac{(1-D)T}{V(\Delta V)} \quad (3.20)$$

donde:  $i_o$  = Corriente promedio de salida.

$D$  = Ciclo de trabajo

$T$  = Período de la señal.

$V$  = Voltaje de alimentación.

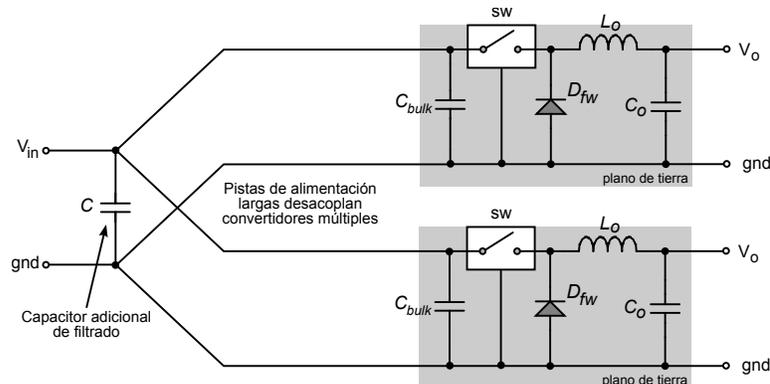
$\Delta V$  = Rizo de voltaje (0.01)

Sustituyendo los valores de la Tabla 3.12 en (3.20) se obtienen los valores de capacitancia *bulk*  $22.49 \mu F$ ,  $21.28 \mu F$  y  $21.09 \mu F$  para los convertidores reductores que corresponden a los HPLED rojo, verde y azul respectivamente. Estos valores de capacitancia se encuentran disponibles para capacitores electrolíticos. Este tipo de capacitores presentan una resistencia equivalente en serie (ESR, *Equivalent Series Resistance*) que no se consideró en los cálculos, así como una disminución de la capacitancia debido al envejecimiento de los componentes. Para compensar estos inconvenientes, se recomienda colocar dos capacitores *bulk* en paralelo del valor calculado, lo cual disminuye la ESR y compensa el envejecimiento. Para los tres convertidores utilizados en este sistema se elijen capacitores de  $22 \mu F$ , por ser el valor comercial más cercano.

- *Usar un plano de tierra:* La tierra de un circuito está a un sólo potencial de forma ideal, pero esto no sucede en un circuito real, ya que las pistas en donde fluyen las corrientes de tierra tienen impedancia diferente de cero, lo cual ocasiona diferencias de voltaje a lo largo de la pista. Para minimizar estos efectos se utiliza el plano de tierra. El plano de tierra es una capa de cobre del PCB que se utiliza idealmente como un potencial de tierra infinito, esto asegura que las diferentes señales de voltaje de un sistema se midan con respecto a un mismo potencial de tierra. El plano de tierra también cumple otras funciones como son: facilitar el diseño de las pistas de PCB (las conexiones a tierra se hacen directamente a la cara o capa asignada como plano de tierra), ayuda a reducir la EMI y disipa parte del calor generado en el circuito.

La hoja de datos del MCU AT90PWM2B propone que el plano de tierra sea como el de la Figura 3.17. Se recomienda que no haya plano de tierra debajo del CI IR2102 [17].

Para el caso de convertidores en paralelo (convertidores que comparten una misma alimentación), como los usados en este sistema, se recomienda utilizar planos de tierra en forma de “islas” debajo de cada convertidor, las cuales se conectan a un punto común por medio de pistas largas y delgadas; se deben hacer conexiones del mismo tipo para  $V_{in}$ . Utilizando esta estrategia, los campos eléctricos y magnéticos de los convertidores que comparten la misma alimentación disminuyen su interacción y se evitan acoplamientos no deseados.



**Figura 3.37.** Conexión en un PCB de convertidores reductores en paralelo.

- *Distancia mínima entre pistas críticas:* Las pistas críticas o pistas de CA de un convertidor, son aquellas que cambian de un estado de conducción de corriente a uno de no conducción de corriente en forma instantánea, por lo que están directamente relacionadas con los transitorios del circuito y en especial con los armónicos de alta frecuencia responsables del ruido. Para reducir el ruido en el circuito, estas pistas deben tener una longitud mínima. En la Figura 3.38 se resaltan las pistas críticas de un convertidor reductor.

La Figura 3.39 muestra un bosquejo del PCB diseñado de acuerdo a las recomendaciones anteriores. El diseño completo y a escala de todos los PCB se presenta en el Apéndice D.

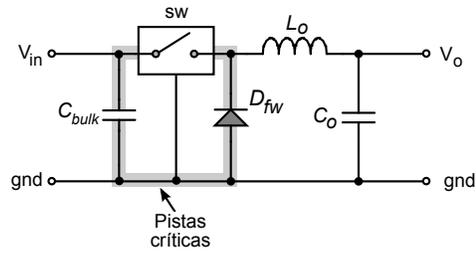
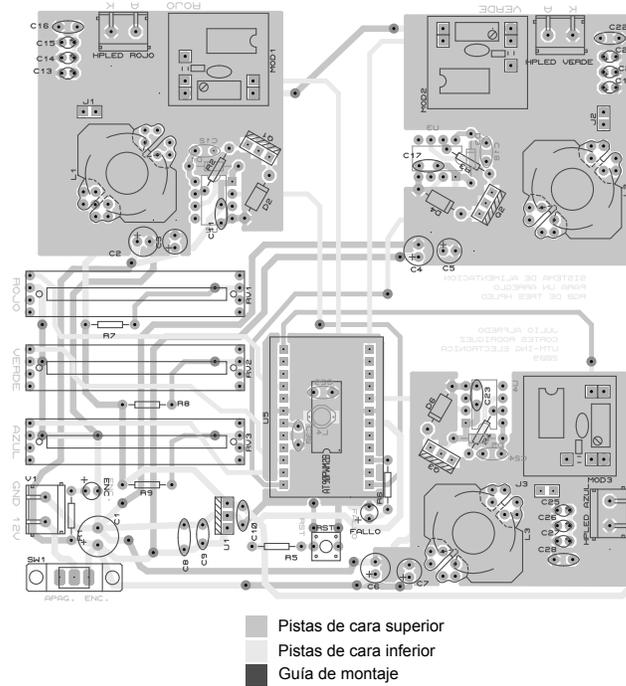
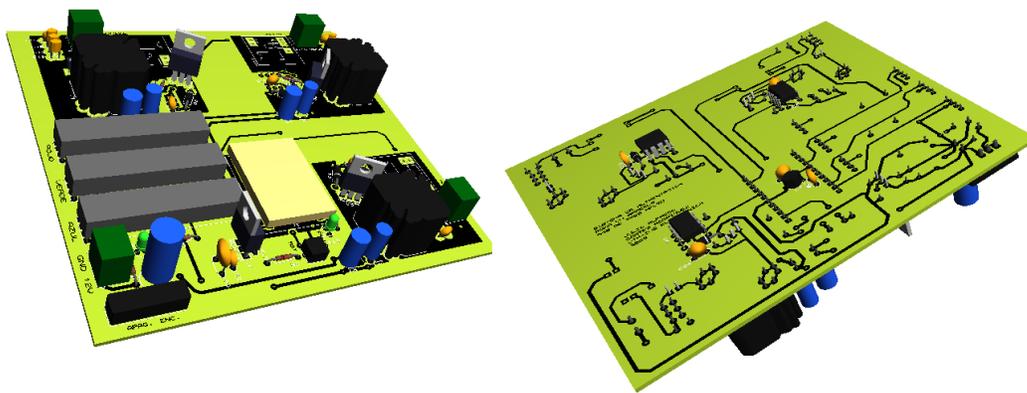


Figura 3.38. Pistas críticas de un convertidor reductor.



(a) PCB diseñado (no está a escala).



(b) Vista 3D cara superior y cara inferior.

Figura 3.39. PCB principal del sistema de alimentación.



# 4

## Pruebas y resultados

La Figura 4.8 muestra el prototipo que se obtuvo como resultado de este trabajo de tesis. El PCB se elaboró de forma casera mediante el “método de la plancha”, utilizando impresión láser sobre papel tipo *couché*.

El arreglo RGB se monta en un disipador de calor de aletas para evitar daños en los HPLED por incremento de temperatura.

La etapa de pruebas se divide en: pruebas de caja negra y pruebas de caja blanca. Las pruebas de caja negra se hacen desde el punto de vista de las entradas que recibe y las salidas o respuestas que produce el sistema completo, sin tener en cuenta su funcionamiento interno, mientras que en las pruebas de caja blanca se verifica el comportamiento interno del sistema y sus subsistemas.

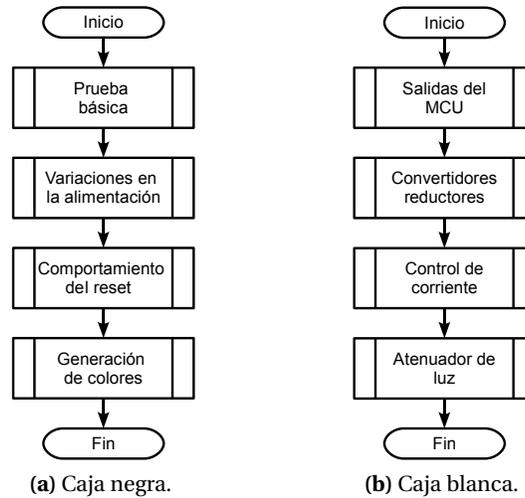
La Figura 4.1 muestra en diagramas de flujo la secuencia que deben seguir las pruebas de caja negra y blanca propuestas.

### 4.1. Pruebas de caja negra

La prueba básica y de generación de colores se hace en un ambiente oscuro; el haz de luz se proyecta sobre un pizarrón blanco aproximadamente a 0.5 m de distancia.

#### 4.1.1. Prueba básica del sistema

Consiste en alimentar el circuito con 12 Vcd y colocar los potenciómetros deslizantes al máximo (sin atenuación de luz). Al deslizar el interruptor general a la posición de encendido se espera el siguiente comportamiento: se enciende el LED indicador de encendido (verde), el LED indicador de sobrecorriente (rojo) permanece apagado y el arreglo RGB ilumina con luz blanca continua (sin parpadeos).



**Figura 4.1.** Diagramas de flujo para las pruebas.

Las demás pruebas de caja negra se realizan sólo si el sistema ha pasado la prueba básica. La Figura 4.10a muestra el comportamiento del prototipo ante la prueba básica.

#### 4.1.2. Prueba de variaciones en la alimentación

En esta prueba se verifica, de forma rudimentaria, el funcionamiento del control de corriente constante. Para ello se requiere de una fuente de alimentación de CD con salida variable.

Esta prueba se divide en dos partes<sup>1</sup>:

1. *Barrido decremental*: Se disminuye el voltaje de alimentación en decrementos de al menos 1 Vcd<sup>2</sup>, en cada decremento se debe observar la intensidad de luz; si el sistema funciona correctamente no se debe notar ningún cambio en la intensidad de luz. Al llegar a un voltaje de alimentación alrededor de los 9 Vcd, el arreglo RGB se apaga. Para pasar a la segunda parte de la prueba se apaga el interruptor principal, se restablece la alimentación a 12 Vcd y se enciende el interruptor principal.
2. *Barrido incremental*: Se aumenta el voltaje de alimentación en incrementos de al menos 1 Vcd, en cada incremento se debe observar la intensidad de luz; si el sistema funciona correctamente no se debe notar ningún cambio en la intensidad de luz. Al llegar a un voltaje de alimentación alrededor de los 16 Vcd<sup>3</sup>, se detiene la prueba y se restablece la alimentación a 12 Vcd.

<sup>1</sup>No se recomienda realizar la segunda parte de la prueba si el sistema no ha pasado satisfactoriamente la primera.

<sup>2</sup>Se comprobó de forma experimental que en caso de no funcionar el control, los decrementos/incrementos de 1 Vcd en el voltaje de alimentación provocan un cambio en la intensidad luminosa que es fácilmente perceptible.

<sup>3</sup>Algunos capacitores del sistema tienen un voltaje de operación máximo de 16 Vcd.

### 4.1.3. Prueba de comportamiento del reset

Con el sistema encendido y bajo las condiciones de la prueba básica, el comportamiento del sistema al mantener presionado el botón de *reset* es el siguiente: el arreglo RGB se apaga por completo, el LED de encendido y el de sobrecorriente están encendidos.

Al liberar el botón de *reset*, el comportamiento del sistema es el mismo que el de la prueba básica.

### 4.1.4. Prueba de generación de colores

En esta prueba se verifica el funcionamiento de los tres atenuadores de luz. La gama de colores que se puede generar con este sistema se obtiene al aumentar o disminuir la intensidad luminosa de una o varias componentes del arreglo, esto se logra deslizando el cursor del potenciómetro hacia arriba o hacia abajo según corresponda.

El cambio de color es inmediato conforme se desliza el potenciómetro y no se nota ningún parpadeo. La mezcla de colores responde a la mezcla aditiva RGB (Figura 2.8a).

La Figura 4.10 muestra algunos de los colores generados por el prototipo. En el espacio de color que se genera predomina la luz blanca.

## 4.2. Pruebas de caja blanca

Las mediciones de voltaje en los convertidores se hacen utilizando un sólo canal de osciloscopio (Agilent 54621A) y una punta de prueba con terminales cortas, por lo que en lugar del caimán de tierra de la punta de prueba<sup>4</sup> se utiliza un alambre corto (Figura 4.11a); estas dos condiciones evitan bucles de tierra y por lo tanto ruido en la señal medida.

La medición del voltaje de salida se hace en el capacitor cerámico de salida de cada convertidor (Figura 4.11b) [20].

La medición del voltaje compuerta-fuente se hace flotando el osciloscopio (en esta medición se utilizó el osciloscopio Tektronix TDS600).

Las mediciones en las salidas del MCU se hacen directamente en las terminales correspondientes, tomando como referencia de 0 V el plano de tierra que se encuentra debajo del MCU, o las terminales 7 y 18; el medir en estos puntos evita las caídas de voltaje de las pistas del PCB.

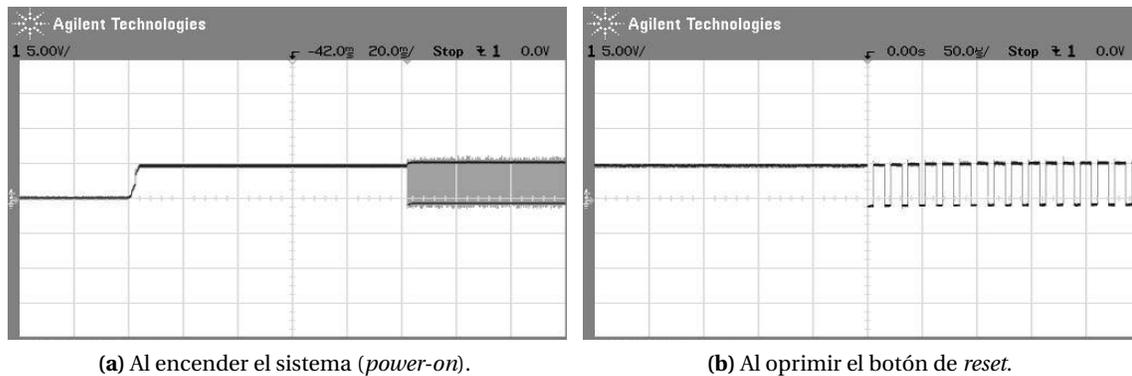
### 4.2.1. Prueba de las salidas del MCU

En esta prueba se verifica que las salidas del MCU (terminales 1, 8 y 24) tengan una señal PWM de 62.5 kHz con ciclos de trabajo aproximadamente iguales a los de la Tabla 3.12 (los ciclos de trabajo aumentan y disminuyen constantemente debido al efecto del control). El cursor de los tres potenciómetros deslizantes debe estar colocado en la parte superior para que no exista atenuación de luz.

<sup>4</sup>Se utiliza la punta pasiva de prueba modelo 10074c de Agilent.

Como se puede ver en la Figura 4.2a, al momento de encender el sistema y durante un tiempo aproximado de 100 ms, la salida PWM se mantiene con un nivel alto para después empezar a generar la señal cuadrada de 62.5 kHz, ésto no se puede evitar ya que es durante este tiempo que se inicializan los circuitos del MCU y se ejecuta la rutina de *reset* (Algoritmo 3.1). Este tiempo en alto no afecta el funcionamiento del circuito ya que el *driver* IR2102 es activo en bajo (Inciso 3.3.1.2).

Cuando se presiona el botón de *reset*, las salidas PWM tienen un nivel alto para que el *driver* no active los MOSFET; al liberar el botón, la salida empieza a generar la señal PWM de 62.5 kHz (Figura 4.2b).



**Figura 4.2.** Comportamiento de arranque de las salidas PWM.

#### 4.2.2. Prueba del convertidor reductor

En esta prueba se observan el transitorio del voltaje de salida, el voltaje de rizo en la salida y el voltaje compuerta-fuente de los convertidores reductores. El cursor de los tres potenciómetros deslizantes debe estar colocado en la parte superior para que no exista atenuación de luz.

En las Figuras 4.4a, 4.5a y 4.6a se muestra el transitorio del voltaje de salida de los convertidores. Se puede observar que en los tres casos prácticamente no existe sobretiro y el voltaje tiende a un nivel constante aproximadamente a los 2 ms del arranque. La señal presenta pequeñas ondulaciones debidas al efecto de rizo conocido como *chattering* característico del control por modos deslizantes.

El *chattering* se aprecia con detalle en las Figuras 4.4b, 4.5b y 4.6b. Se puede ver que el rizo, propio del convertidor, está montado sobre las ondulaciones del *chattering*. Este fenómeno ocurre debido a que las conmutaciones del MOSFET no ocurren a frecuencia infinita y al retardo de los cambios en el ciclo de trabajo debido al tiempo de procesamiento de los datos en el MCU (Figura 3.33). El *chattering* de los tres convertidores tiene una frecuencia de 1.7 kHz aproximadamente, su amplitud es de 230 mV (HPLED rojo), 141.3 mV (HPLED verde) y 158 mV (HPLED azul).

Las Figuras 4.4c, 4.5c y 4.6c muestran el voltaje de rizo de los convertidores. La frecuencia del rizo coincide con la frecuencia de conmutación del convertidor (62.5 kHz) y las amplitudes son 125 mV (HPLED rojo), 93.8 mV (HPLED verde) y 103 mV (HPLED azul).

La medición del voltaje compuerta-fuente en los MOSFET (Figuras 4.4d, 4.5d y 4.6d) muestra que el *driver* IR2102 está disparando correctamente el dispositivo. La amplitud de esta señal es aproximadamente de 11.8 V, la cual es suficiente para disparar el MOSFET. Se conserva la forma rectangular y el ciclo de trabajo generados por el MCU, lo cual indica que se está operando el *driver* y el circuito *bootstrap* a la frecuencia correcta.

### 4.2.3. Prueba de control de corriente

Al igual que en la prueba de variaciones en la alimentación (Apartado 4.1.2), la prueba de control se hace mediante un barrido en la fuente de alimentación, pero esta vez es más útil registrar la corriente en cada HPLED, ya que éstas son las variables a controlar.

Debido a que en los laboratorios disponibles no se cuenta con los accesorios necesarios para medir corriente con el osciloscopio, las mediciones se hicieron utilizando multímetros Tektroniks TX1 para las pruebas preliminares (Figura 4.9) y multímetros Agilent 34401A en las pruebas automatizadas.

Esta prueba se automatizó utilizando un programa en Agilent VEE (Apéndice E) y tres multímetros Agilent 34401A, los cuales registraron las corrientes en los tres HPLED simultáneamente; se tomó una muestra de corriente por segundo durante un minuto. Como se observa en la Figura 4.3a, la alimentación del circuito tiene una variación brusca a 15 V durante 20 s y después vuelve a operar con un voltaje de 12 V.

La Figura 4.3b muestra cómo el control mantiene las corrientes casi constantes en los tres HPLED ante las variaciones del voltaje de entrada. Las tres corrientes se encuentran ligeramente por debajo del *setpoint* establecido (701 mA).

La Figura 4.3c muestra el error en la corriente medida con respecto al *setpoint*. El error se mantiene entre -2% y -0.4%, consecuencia de la calibración del sensor de corriente, así como de la resolución del ADC.

### 4.2.4. Prueba del atenuador de luz

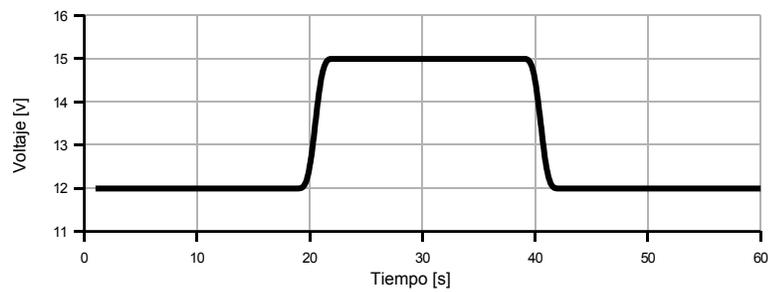
En esta prueba se observa que al mover los potenciómetros deslizantes del sistema de alimentación, los voltajes de salida de los convertidores sufren una modulación PWM de 100 Hz (Figuras 4.7a, 4.7c y 4.7e).

En las Figuras 4.7b, 4.7d y 4.7f se muestra el voltaje de salida con atenuación luminosa máxima (potenciómetro deslizante en la parte inferior). En ninguno de los casos el voltaje de salida llega a cero como se esperaría. Esto se debe a que el voltaje generado por el divisor de voltaje de los potenciómetros (Figura 3.30) no logra llegar a cero por el efecto de los voltajes parásitos que se inducen en el PCB. Como resultado de esto, aun con atenuación máxima en las tres componentes del arreglo, se logra ver un luz blanca tenue.

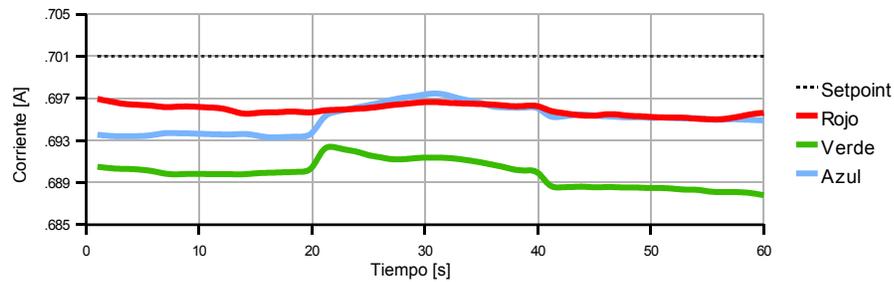
La Tabla 4.1 muestra la corriente promedio en los HPLED con el atenuador al máximo (corriente promedio mínima), así como un resumen de todos los resultados anteriores; también se concentran otros parámetros importantes como la eficiencia del sistema y las potencias de los convertidores.

**Tabla 4.1.** Resumen de resultados de los convertidores reductores y del sistema completo.

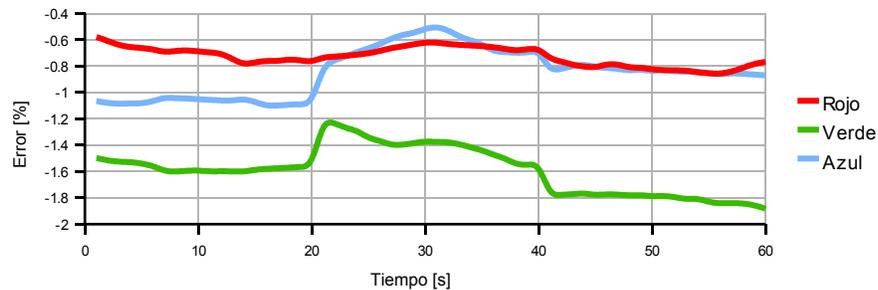
Parámetro	HPLED rojo	HPLED verde	HPLED azul	Unidad
Voltaje promedio de salida	5.0939	4.2818	4.5245	V
Rizo del voltaje de salida	125	93.8	103	mV
Voltaje <i>chattering</i>	230	141.3	158	
Corriente promedio máxima	695.91	689.86	695.06	
Corriente promedio mínima	10.8	1.5	1.3	mA
Corriente total del sistema	-	1030	-	
Potencia de entrada	-	12.36	-	
Potencia de salida	3.544	2.954	3.144	W
Eficiencia del sistema	-	78	-	%
Promedio del error en la corriente de trabajo	-0.58	-1.45	-0.71	



(a) Voltaje de entrada.

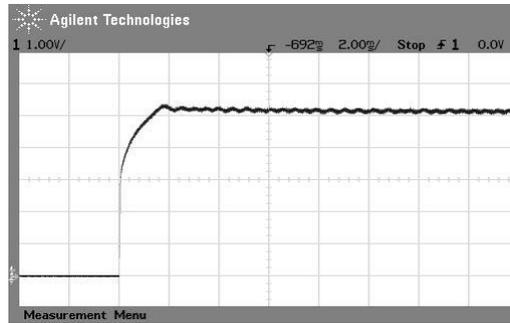


(b) Corriente promedio en los HPLED.

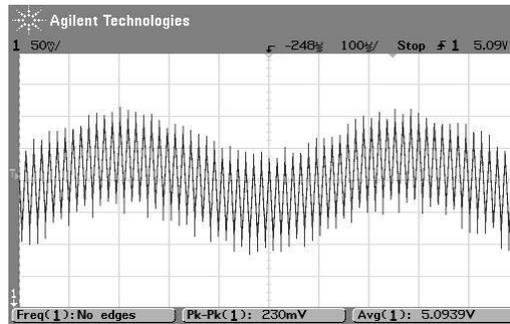
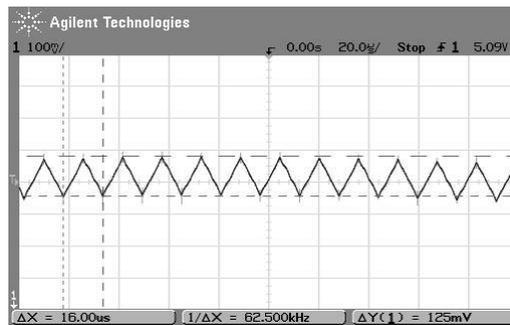


(c) Error porcentual de corriente.

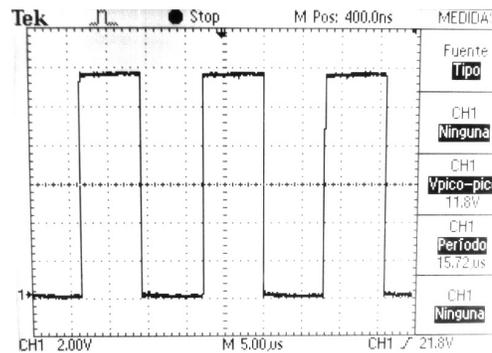
**Figura 4.3.** Comportamiento de la corriente en los HPLED ante variaciones en el voltaje de entrada.



(a) Voltaje transitorio de arranque.

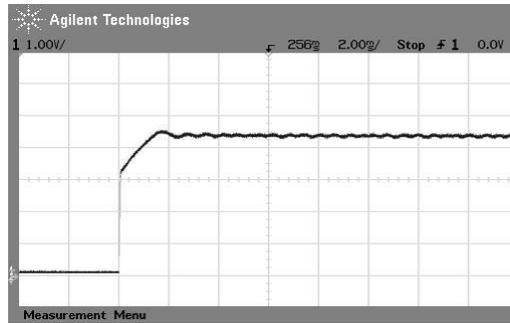
(b) Efecto *chattering* del voltaje de salida.

(c) Voltaje de rizo.

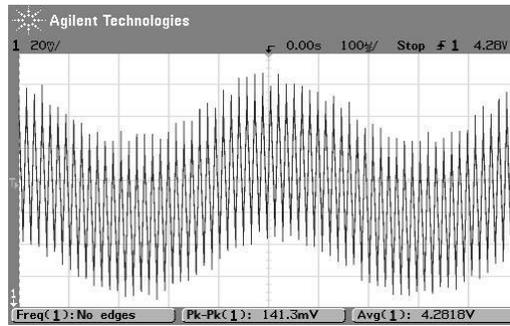
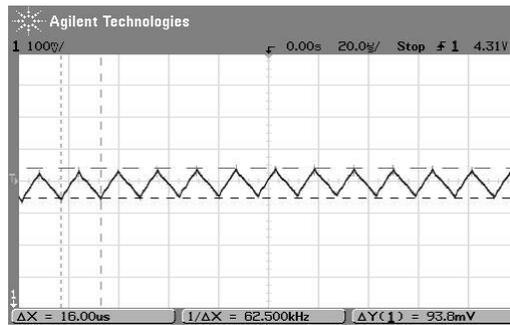


(d) Voltaje compuerta-fuente.

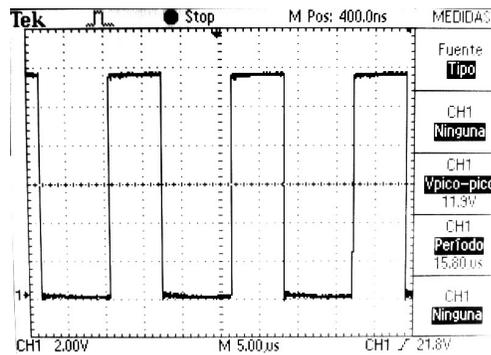
**Figura 4.4.** Señales de prueba del convertidor reductor para el HPLED rojo.



(a) Voltaje transitorio de arranque.

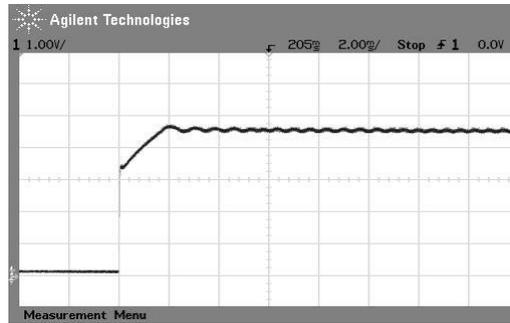
(b) Efecto *chattering* del voltaje de salida.

(c) Voltaje de rizo.

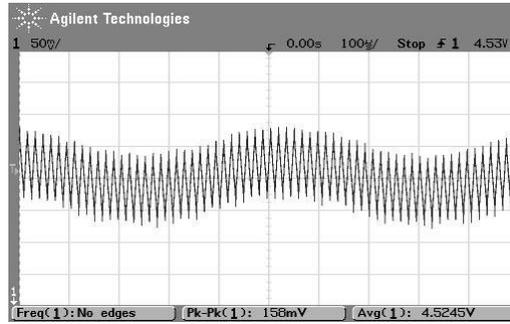
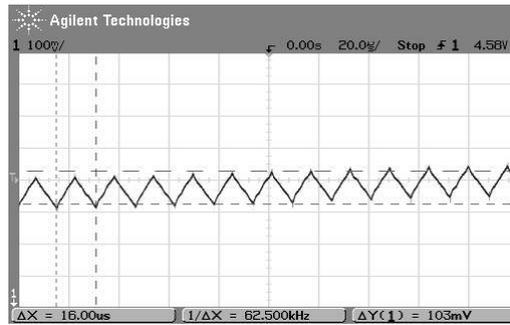


(d) Voltaje compuerta-fuente.

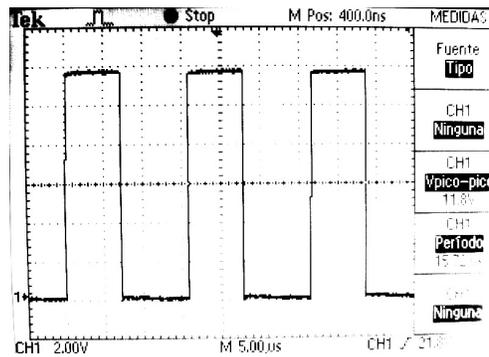
Figura 4.5. Señales de prueba del convertidor reductor para el HPLED verde.



(a) Voltaje transitorio de arranque.

(b) Efecto *chattering* del voltaje de salida.

(c) Voltaje de rizo.



(d) Voltaje compuerta-fuente.

Figura 4.6. Señales de prueba del convertidor reductor para el HPLED azul.

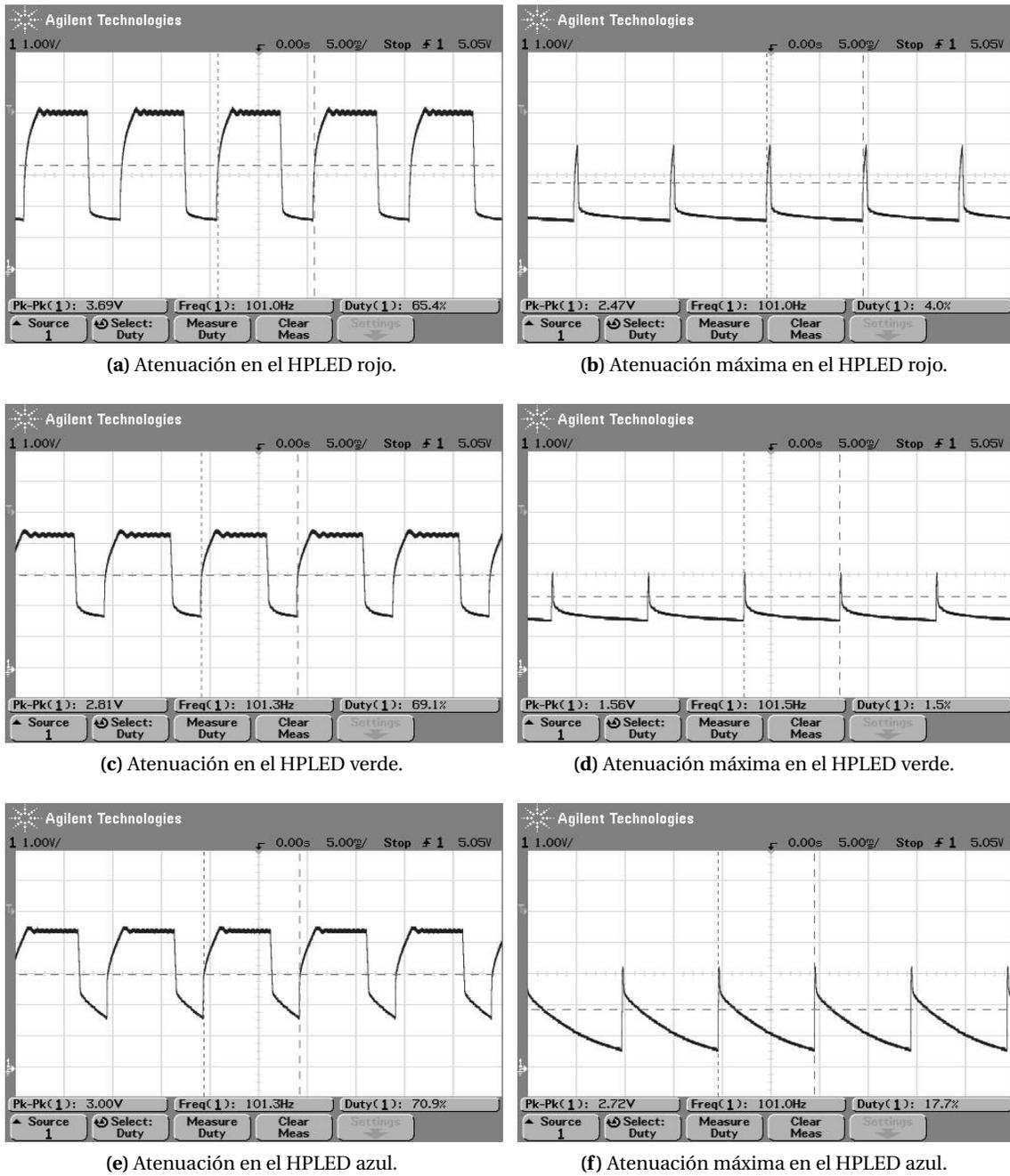


Figura 4.7. Efecto del atenuador de luz en el voltaje de salida de los convertidores reductores.

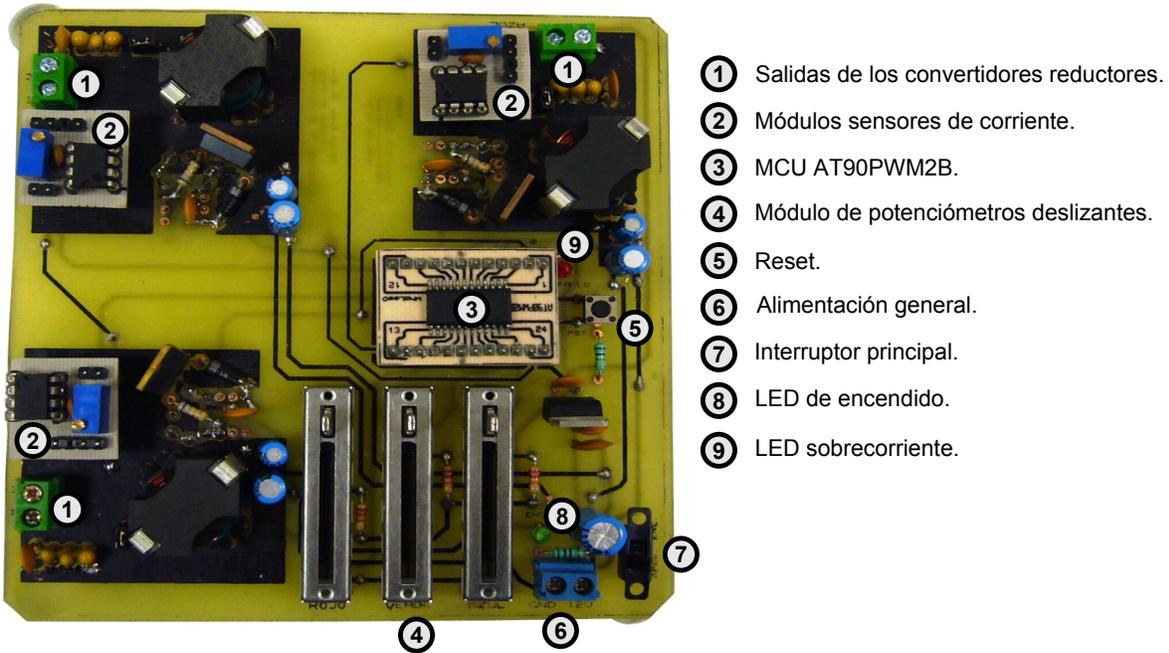


Figura 4.8. Prototipo del sistema de alimentación.

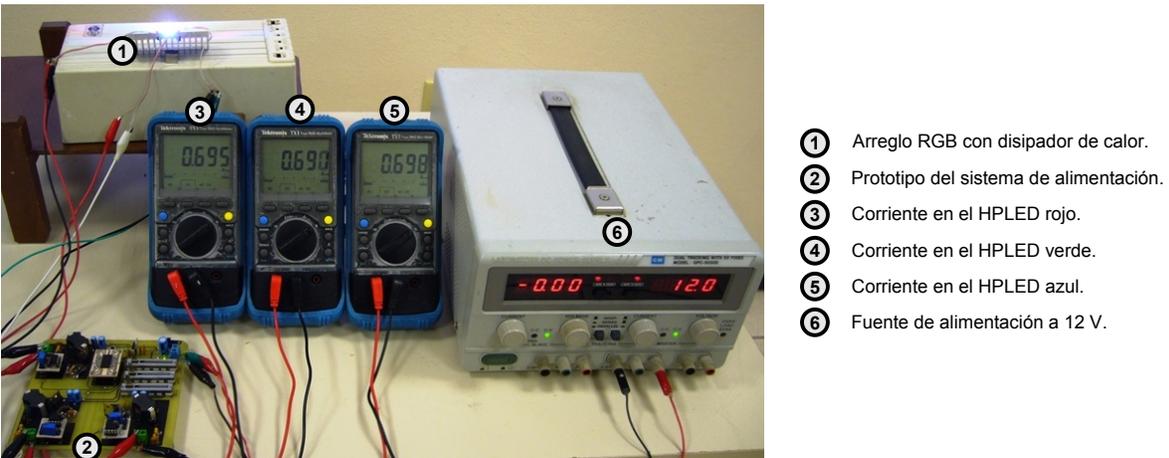
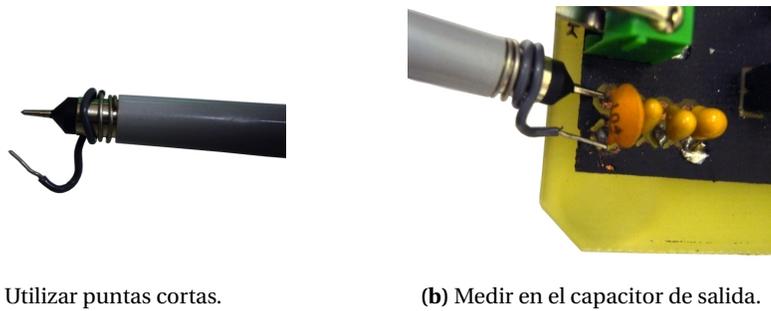


Figura 4.9. Medición de corrientes con el sistema de alimentación funcionando.



**Figura 4.10.** Diferentes colores de luz generados por el prototipo.



**Figura 4.11.** Forma de medir el voltaje de salida de los convertidores.

# 5

## Conclusiones

El presente trabajo de investigación describe el diseño y construcción de un sistema de alimentación para un arreglo RGB de HPLED con componentes atenuables, y se comprobó su correcto funcionamiento.

Del desarrollo de este trabajo se obtienen las siguientes conclusiones:

- El sistema de alimentación desarrollado permite alimentar correctamente un arreglo RGB de tres HPLED con una corriente de trabajo de 700 mA. El sistema también genera luz blanca y de colores mediante la atenuación individual de la intensidad luminosa de cada HPLED del arreglo (Capítulo 4).
- Se implementó, en el MCU AT90PWM2B un control simultáneo a corriente constante de tres corrientes para convertidores reductores tipo *buck* basándose en el control por modos deslizantes en modo corriente (Apartado 3.4.2, Apéndices B y F). Con este control, el sistema de alimentación es capaz de sobreponerse ante variaciones en el voltaje de alimentación en el rango de 9 a 16 V (Apartados 4.1.2 y 4.2.3).
- El sistema de alimentación consta de componentes *hardware* y *software*, por lo que se decidió seguir una metodología de desarrollo de sistemas empotrados, la cual facilita la identificación de las tareas a realizar y permite llevar un orden en el desarrollo del sistema (Capítulo 3).
- Debido a los tiempos de respuesta de los *drivers* y los MOSFET empleados se limitó la frecuencia de conmutación de los convertidores a 62.5 kHz, aunque el MCU podría operar con la misma resolución hasta 250 kHz (Incisos 3.3.1.1 y 3.3.2.2).
- Se diseñó y se comprobó el funcionamiento de un circuito sensor de corriente utilizando el CI monitor de corriente *shunt* INA139 (Inciso 3.4.1.3).

- Se aplicaron técnicas de reducción de ruido para diseñar la parte de convertidores reductores en el PCB del sistema (Apartado 3.5.1). De igual forma se utilizaron algunas técnicas para reducir el ruido que introducen las puntas del osciloscopio al momento de tomar las mediciones (Figura 4.11).
- Se recopiló información importante sobre las características de los HPLED (Apartados 2.3.3 y 2.4), además se aporta un gráfica comparativa de los modelos de HPLED con mayor eficacia luminosa en el mercado (Figura 3.5).
- Se describió de forma detallada el funcionamiento y la configuración del MCU AT90PWM2B, poniendo énfasis en los periféricos utilizados (PSC, ADC y contador), por lo que esta información puede utilizarse en futuros trabajos de investigación. Se considera que ésta es una aportación significativa ya que no existe mucha información sobre aplicaciones que usen este dispositivo, el cual está diseñado específicamente para aplicaciones de electrónica de potencia.
- Se elaboró un PCB de doble cara, con algunos componentes de montaje superficial, lo cual motiva a utilizar en proyectos futuros algunos componentes de nueva generación que sólo están disponibles en este tipo de encapsulados.
- Este trabajo de tesis se desarrolló en su totalidad con software libre y *freeware*, a excepción del sistema operativo Windows Vista y el software de electrónica Proteus.

## 5.1. Trabajos futuros

Con base en el desarrollo del presente trabajo de tesis se proponen los siguientes trabajos futuros:

- Implementación de las demás topologías de convertidores CD/CD corrigiendo el factor de potencia mediante el MCU AT90PW2B o AT90PWM3B.
- Diseñar y construir un colorímetro, el cual es un dispositivo para medir las radiaciones del espectro visible. Este dispositivo puede utilizarse para medir la calidad de la luz blanca y de color, emitida por distintos tipos de lámparas. Se puede partir del dispositivo construido en [28] en donde se utiliza un arreglo de sensores RGB de luz a frecuencia.
- Implementar y hacer un estudio comparativo de las diversas técnicas de modulación para atenuación de la intensidad luminosa en HPLED.
- Debido a que los HPLED presentan el fenómeno de corrimiento de color, es necesario implementar un control capaz de mantener un color fijo, es decir se controla la longitud de onda dominante que emite el HPLED. Esto es útil para lograr un color uniforme cuando se ilumina una pared con fines decorativos (*wall-washing*).
- Implementar el control a corriente constante retroalimentando la temperatura del HPLED.
- Elaborar convertidores CD/CD a frecuencias más altas (se propone 250 kHz) utilizando el MCU AT90PWM2B o AT90PWM3B y dispositivos semiconductores de nueva generación.

# Bibliografía

- [1] J. Adams, "Bootstrap component selection for control IC's," International Rectifier, Design Tip DT 98-2a, 2001.
- [2] M. Arteaga, "Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental." Universidad Politécnica de Calatunya, Tesis doctoral, noviembre 2006.
- [3] Atmel Corporation, "AT90PWM2/3/2B/3B. 8-bit AVR microcontroller with 8k bytes in-system programmable flash," Datasheet 4317I-AVR-01/08, january 2008.
- [4] A. Berger, *Embedded Systems Design: An Introduction to Processes, Tools, and Techniques*. CMP Books, 2002.
- [5] A. Bergh, G. Craford, A. Duggal, and R. Haitz, "The promise and challenge of Solid-State Lighting," *Physics today*, december 2001.
- [6] V. Bolaños, "Diseño y construcción de un sistema de alimentación para LEDs de potencia utilizando el convertidor CD/CD tipo flyback," Universidad Tecnológica de la Mixteca, Tesis de licenciatura, 2009.
- [7] EPCOS AG, "Ferrites and accessories. Application notes," General Technical Information, september 2006.
- [8] —, "Ferrites and accessories. General-definitions," General Technical Information, september 2006.
- [9] —, "Ferrites and accessories. RM cores. General information," General Technical Information, september 2006.
- [10] ERCO Lighting Inc., "Guía," [http://www.erco.com/download/data/30\\_media/25\\_guide\\_pdf/130\\_es/es\\_erco\\_guide.pdf](http://www.erco.com/download/data/30_media/25_guide_pdf/130_es/es_erco_guide.pdf), abril 2008, Enciclopedia de la iluminación arquitectónica.
- [11] Fairchild Semiconductor, "1N/FDLL914/A/B/916/A/B/4148/4448. Small signal diode," Datasheet Rev B2, january 2007.
- [12] J. García and O. Boix, "Luminotecnia. iluminación de interiores y exteriores," <http://edison.upc.es/curs/llum/indice0.html>, Universidad Politécnica de Catalunya, octubre 2004.
- [13] A. Gil, *Electrónica general. 2. Dispositivos básicos y analógicos*. McGraw-Hill, 1990.
- [14] G. Held, *Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications*. Auerbach Publications, 2009.

- [15] W. Howell, "An overview of the electronic drive techniques for intensity control and colour mixing of low voltage light sources such as LEDs and LEPs." Artistic License Ltd., Application note 11, may 2002.
- [16] International Rectifier, "IRF610 HEXFET power MOSFET," Datasheet PD-9.326I.
- [17] —, "IR2101(S)/IR2102(S) & (PbF). High and low side driver," Datasheet PD60043 Rev. O, 2004.
- [18] —, "IR2114SSPbF/IR2214SSPbF. Half-Bridge gate driver IC," Datasheet PD 60348, 2008.
- [19] L. Kiraly, "Keeping the bootstrap capacitor charged in buck converters," International Rectifier, Design Tip DT 94-1a.
- [20] S. Maniktala, *Troubleshooting Switching Power Converters. A Hands-on Guide*. Newnes, 2008.
- [21] L. Marques, E. Mineiro, F. Antunes, and A. Perin, "Step down current controlled DC-DC converter to drive a high power LED matrix employed in an automotive headlight," *Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Brasil*, 2005.
- [22] A. Merello, A. Rugginenti, and M. Grasso, "Using monolithic high voltage gate drivers," International Rectifier, Design Tip DT04-4 revA.
- [23] Motorola, Inc., "1N5817, 1N5818, 1N5819. Axial lead rectifiers," Datasheet Rev 3, 1996.
- [24] J. Muñoz and S. Hernández, *Sistemas de alimentación conmutados*. Paraninfo, 1997.
- [25] N. Narendran, L. Deng, R. Pysar, Y. Gu, and H. Yu, "Performance characteristics of High-Power Light-Emitting Diodes," *Third International conference on Solid state Lighting, Proceedings of SPIE 5187*, pp. 267–275, 2004.
- [26] N. Ohta and A. Robertson, *Colorimetry. Fundamentals and applications*. John Wiley & Sons Ltd., 2005.
- [27] ON Semiconductor, "LED lighting. Definition and characteristics," Tutorial TND328/D Rev.1, september 2007.
- [28] F. Pereyra, "Generación de luz blanca con LEDs de potencia mediante la técnica RGB," Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Tesis de maestría, 2007.
- [29] Philips Lumileds Lighting Company, "Custom LUXEON design guide," Application Brief AB12, 2006.
- [30] —, "Lumen maintenance of white LUXEON power light sources," Application Brief AB07, 2006.
- [31] —, "LUXEON rebel," Datasheet DS56, july 2007.
- [32] M. Rashid, *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 3ª edición, Prentice Hall, 2004.

- [33] M. Rea, *The IESNA lighting handbook. Reference & application.*, 9th ed. Illuminating Engineering Society of North America, 2000.
- [34] Secretaría del Medio Ambiente, “Residuos de lámparas fluorescentes,” Dirección de Proyectos de Agua, Suelo y Residuos, Informe, 2002.
- [35] J. Slotine, *Applied Nonlinear control.* Prentice Hall, 1991.
- [36] Y. Sánchez, “Diseño de una linterna con iluminación de estado sólido,” Universidad Tecnológica de la Mixteca, Tesis de licenciatura, 2008.
- [37] M. Spong and M. Vidyasagar, *Robot dynamics and control.* John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [38] A. Stockman and L. Sharpe, “Luminous efficiency,” <http://cvision.ucsd.edu/lumindex.htm>, Colour and Vision Research Laboratories. Institute of Ophthalmology, UPL, november 2008, cIE (1924) Photopic V(l), file: vl1924e.txt.
- [39] Texas Instruments Incorporated, “High-Side measurement current shunt monitor. INA139, INA169,” Datasheet SBOS181D, november 2005.
- [40] B. Weir, “Driving high brightness LEDs in the general lighting market,” ON semiconductor, Tutorial TND35/D, december 2008.
- [41] Wikipedia, “Conos y bastones, diodo, diodo emisor de luz, espectro electromagnético, fotometría, iluminación física, iluminancia, luminancia, modelo de color rgb, radiometría, semiconductor, cie 1931 color space, diode, light emitting diode, luminance, rgb color model, rgb color space, semiconductor, solid-state lighting,,” <http://es.wikipedia.org>,<http://en.wikipedia.org>, 2008–2009.
- [42] S. Winder, *Power supplies for LED drivers.* Newnes, 2008.
- [43] W. Yung, “Using Metal Core Printed Circuit Board (MCPCB) as a solution for thermal management,” Journal of the Hong Kong Polytechnic University, Technical Paper 24, 2007.



# Acrónimos

ADC	Convertidor Analógico-Digital ( <i>Analogic-to-Digital Converter</i> ).
BAM	Modulación por Ángulo de Bit ( <i>Bit Angle Modulation</i> ).
BJT	Transistor de Unión Bipolar ( <i>Bipolar Junction Transistor</i> ).
CA	Corriente Alterna.
CD	Corriente Directa.
CI	Circuito integrado.
CIE	Comisión Internacional de Iluminación ( <i>Commission Internationale de l'Eclairage</i> ).
CMOS	Semiconductor Complementario Óxido Metálico ( <i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> ).
CMY	Cian, Magenta, Amarillo ( <i>Cyan, Magenta, Yellow</i> ).
CPU	Unidad Central de Proceso ( <i>Central Process Unit</i> ).
DAC	Convertidor Digital-Analógico ( <i>Digital-to-Analogic Converter</i> ).
DALI	Interfaz de Iluminación Digital Direccionable ( <i>Digital Addressable Lighting Interface</i> ).
DMX	Multiplexación Digital ( <i>Digital MultipleX</i> ).
E/S	Entrada/Salida.
EMI	Interferencia Electromagnética ( <i>Electro Magnetic Interference</i> ).
ESR	Resistencia equivalente en serie ( <i>Equivalent series resistance</i> ).
FET	Transistor de Efecto de Campo ( <i>Field Effect Transistor</i> ).
FM	Modulación en Frecuencia ( <i>Frequency Modulation</i> ).
HBLED	LED de alta luminosidad ( <i>High-Brigthness Light Emitting Diode</i> ).
HPLED	LED de potencia ( <i>High-Power Light Emitting Diode</i> ).
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ).

ILD	Diodo Láser de Inyección ( <i>Injection Laser Diode</i> ).
IR	Radiación Infrarroja.
IRF	International Rectifier.
LED	Diodo Emisor de Luz ( <i>Light Emitting Diode</i> ).
LSTTL	TTL Shottky de Baja Potencia ( <i>Low-Power Shottky Transistor Transistor Logic</i> ).
MCPCB	Circuito Impreso con Núcleo Metálico ( <i>Metal Core Printed Circuit Board</i> ).
MCU	Microcontrolador ( <i>Micro-Controller Unit</i> ).
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Semiconductor Óxido Metálico ( <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> ).
OLED	LED Orgánico ( <i>Organic Light Emitting Diode</i> ).
OPAMP	Amplificador Operacional ( <i>Operational Amplifier</i> ).
PCB	Circuito Impreso ( <i>Printed Circuit Board</i> ).
PLED	LED Polímero ( <i>Polymer Light Emitting Diode</i> ).
PLL	Lazo de Fase Fija ( <i>Phase-Locked Loop</i> ).
PSC	Controlador de la Etapa de Potencia ( <i>Power Stage Controller</i> ).
PWM	Modulación por Ancho de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> ).
RGB	Rojo, Verde, Azul ( <i>Red, Green, Blue</i> ).
RM	Rectangular Modular.
SI	Sistema Internacional de Unidades.
SMPS	Fuente de Alimentación Conmutada ( <i>Switched-Mode Power Supply</i> ).
SPICE	Programa de Simulación con Énfasis en Circuitos Integrados ( <i>Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis</i> ).
SSL	Iluminación en Estado Sólido ( <i>Solid-State Lighting</i> ).
TTL	Lógica Transistor-Transistor ( <i>Transistor Transistor Logic</i> ).
UV	Radiación ultravioleta.



## Modelos SPICE utilizados

La Tabla 2.3 muestra el significado de cada parámetro del modelo SPICE. Los parámetros que no son utilizados por los modelos descritos asumen un valor por defecto, definido internamente por SPICE.

Todos los modelos SPICE utilizados para la simulación de los convertidores vienen incluidos en la herramienta ISIS del programa *Proteus Design Suite*, a excepción de los siguientes:

### A.1. Diodo 1N5817

#### Modelo proporcionado por ON semiconductor

```
.MODEL D1n5817 d (  
+IS=2.93092e-05 RS=0.0524736 N=1.33711 EG=0.1  
+XTI=0.325839 BV=20 IBV=0.001 CJO=2.01549e-10  
+VJ=8.0542 M=0.9 FC=0.5 TT=1.47806e-08  
+KF=0 AF=1)
```

#### Modelo modificado para la convergencia del simulador

```
.MODEL D1n5817 d (  
+IS=2.93092e-05 RS=0.0524736 N=1.33711 EG=0.1  
+XTI=0.325839 BV=20 IBV=0.023 CJO=2.01549e-10  
+VJ=8.0542 M=0.9 FC=0.5 TT=1.47806e-08  
+KF=0 AF=1)
```

## A.2. HPLED LUXEON Rebel

### Modelos proporcionados por Philips Lumileds

- *HPLED rojo (LXML-PD01)*:

```
.model LXML-PD01-average D(
+Is=3.5669e-7 Rs=2.4444 N=6.5192 mfg=Lumileds type=LED)
```

- *HPLED verde (LXML-PM01)*:

```
.model LXML-PM01-average D(
+Is=8.0330e-8 Rs=.4818 N=7.0005 mfg=Lumileds type=LED)
```

- *HPLED azul (LXML-PB01)*:

```
.model LXML-PB01-average D(
+Is=1.3869e-6 Rs=.3958 N=11.1953 mfg=Lumileds type=LED)
```

### Modelos obtenidos con Orcad Model Editor

La Tabla A.1 muestra los datos obtenidos de la caracterización de los HPLED LUXEON Rebel. Estos datos se encuentran graficados en la Figura 3.6.

**Tabla A.1.** Datos de la caracterización de los HPLED.

$I_f$ [mA]	$V_f$ [V]		
	HPLED rojo	HPLED verde	HPLED azul
50	2.38	2.57	2.77
100	2.58	2.75	2.87
150	2.74	2.87	2.94
200	2.89	2.96	3.01
250	3.02	3.04	3.06
300	3.15	3.10	3.10
350	3.27	3.15	3.14
400	3.38	3.20	3.18
450	3.49	3.24	3.21
500	3.60	3.28	3.24
550	3.71	3.32	3.27
600	3.82	3.35	3.29
650	3.93	3.39	3.32
700	4.02	3.41	3.34
750	4.15	3.44	3.36
800	-	3.46	3.37
850	-	3.49	3.39
900	-	3.52	3.41

A partir de los datos de la Tabla A.1 y de la herramienta Orcad Model Editor se obtienen los siguientes modelos SPICE; el comportamiento de dichos modelos se muestra en la Figura 3.20.

- *HPLED rojo (LXML-PD01-0030)*:

```
.MODEL HPLEDrojo D
+ IS=982.02E-12
+ N=5
+ RS=2.0228
+ CJO=1.0000E-12
+ M=.3333
+ VJ=.75
+ ISR=100.00E-12
+ BV=100
+ IBV=100.00E-6
+ TT=5.0000E-9
```

■ *HPLED verde (LXML-PM01-0050)* :

```
.MODEL HPLEDverde D
+ IS=64.417E-12
+ N=5
+ RS=.60631
+ CJO=1.0000E-12
+ M=.3333
+ VJ=.75
+ ISR=100.00E-12
+ BV=100
+ IBV=100.00E-6
+ TT=5.0000E-9
```

■ *HPLED azul (LXML-PB01-0018)* :

```
.MODEL HPLEDazul D
+ IS=25.549E-12
+ N=5
+ RS=.32294
+ CJO=1.0000E-12
+ M=.3333
+ VJ=.75
+ ISR=100.00E-12
+ BV=100
+ IBV=100.00E-6
+ TT=5.0000E-9
```



# B

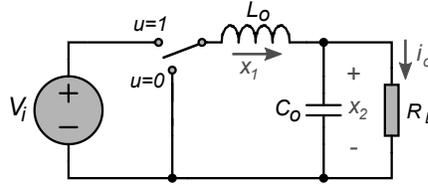
## Control por modos deslizantes para el convertidor reductor

Para demostrar que el convertidor reductor de la Figura B.1 puede ser controlado mediante la técnica control por modos deslizantes [35, 37] en modo corriente, en [2] se recomienda seguir la siguiente estrategia<sup>1</sup>:

1. Definir la superficie de deslizamiento en función de los errores de las variables de estado.
2. Determinar si se cumple la función de transversalidad y determinar premisas que debe satisfacer el sistema para que esta condición sea válida.
3. Si se cumple la condición de transversalidad se puede obtener el control equivalente  $u_{eq}$ .
4. Definir las regiones de deslizamiento de acuerdo a la cota que debe cumplir  $u_{eq}$ .
5. Determinar la dinámica ideal de deslizamiento reemplazando  $u_{eq}$  en la dinámica del sistema.
6. Obtener los puntos de equilibrio de la dinámica ideal.
7. Analizar la estabilidad de los puntos de equilibrio.
8. Realizar el estudio de la robustez del sistema frente a posibles perturbaciones en la señal de entrada y la carga.
9. Simular el sistema en lazo cerrado.
10. Implementar experimentalmente el control.

---

<sup>1</sup>Los pasos 7 y 8 no se realizan, sin embargo la estabilidad del sistema es comprobada mediante simulación.



**Figura B.1.** Modelo del convertidor reductor.

Las ecuaciones diferenciales (B.1) y (B.2) describen el comportamiento del convertidor reductor de la Figura B.1.

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{V_i}{L_o} u - \frac{x_2}{L_o} \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{x_1}{C_o} - \frac{x_2}{R_L C_o} \quad (\text{B.2})$$

donde:  $x_1$  = Corriente en el inductor  $L_o$ .  
 $x_2$  = Voltaje en el capacitor  $C_o$ .  
 $u$  = Señal de control  $u \in \{0, 1\}$ .

Aunque la carga del circuito es un HPLED (Inciso 2.3.3.1), se utiliza como modelo una carga resistiva debido a que el punto de operación en que se trabaja ( $V_f @ 700 \text{ mA}$ ) está en la región lineal de los dispositivos (3.6). La resistencia se carga se obtiene con la ley de Ohm  $R_L = V_f / I_f$ .

El sistema se puede escribir de la forma general afín como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-x_2}{L_o} \\ \frac{x_1}{L_o} - \frac{x_2}{R_L C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{B.4})$$

La función de conmutación clásica para estos sistemas es de la forma  $x_i - x_i^*$ , en donde  $x_i$  es una de las variables de estado. Debido a que en este sistema no se está monitoreando directamente una variable de estado (Figura 3.24) se propone la función de conmutación:

$$s(\mathbf{x}) = i_o - i_o^* \quad (\text{B.5})$$

donde:  $i_o^*$  = Corriente de salida deseada.  
 $i_o$  = Corriente en la carga  $R_L$ .

Para que  $s(\mathbf{x})$  quede en función de las variables de estado, se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff de manera que  $i_o$  puede expresarse como  $i_o = x_1 - C_o \frac{dx_2}{dt}$ ; sustituyendo en (B.5) se obtiene:

$$s(\mathbf{x}) = x_1 - C_o \dot{x}_2 - i_o^* \quad (\text{B.6})$$

La superficie de conmutación correspondiente es:

$$S(\mathbf{x}) = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\} \quad (\text{B.7})$$

Se utiliza la ley de control (B.8).

$$u = \begin{cases} 0 & \text{si } s(x) > 0 \\ 1 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Para que el sistema alcance el régimen de deslizamiento es necesario que se cumpla la condición de transversalidad (B.9).

$$\langle \nabla s, \mathbf{g} \rangle \neq 0 \quad (\text{B.9})$$

donde:  $\nabla s = \text{Gradiente de } s, \begin{bmatrix} \frac{\partial s}{\partial x_1} & \frac{\partial s}{\partial x_2} \end{bmatrix}$ .

$\langle \cdot, \cdot \rangle = \text{Producto escalar.}$

Sustituyendo (B.4) y (B.6) en (B.9), se tiene para el convertidor reductor:

$$\langle \nabla s, \mathbf{g} \rangle = \left\langle [1 \quad 0], \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} \right\rangle = \frac{V_i}{L_o} \quad (\text{B.10})$$

Si se considera  $V_i \neq 0$  se cumple la condición de transversalidad.

El control equivalente  $u_{eq}$  se obtiene con la ecuación B.11.

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla s, \mathbf{f} \rangle}{\langle \nabla s, \mathbf{g} \rangle} \quad (\text{B.11})$$

Sustituyendo (B.4) y (B.6) en (B.11), se tiene para el convertidor reductor:

$$u_{eq} = -\frac{\left\langle [1 \quad 0], \begin{bmatrix} \frac{-x_2}{L_o} \\ \frac{x_1}{L_o} - \frac{x_2}{R_L C_o} \end{bmatrix} \right\rangle}{\frac{V_i}{L_o}} = \frac{x_2}{V_i} \quad (\text{B.12})$$

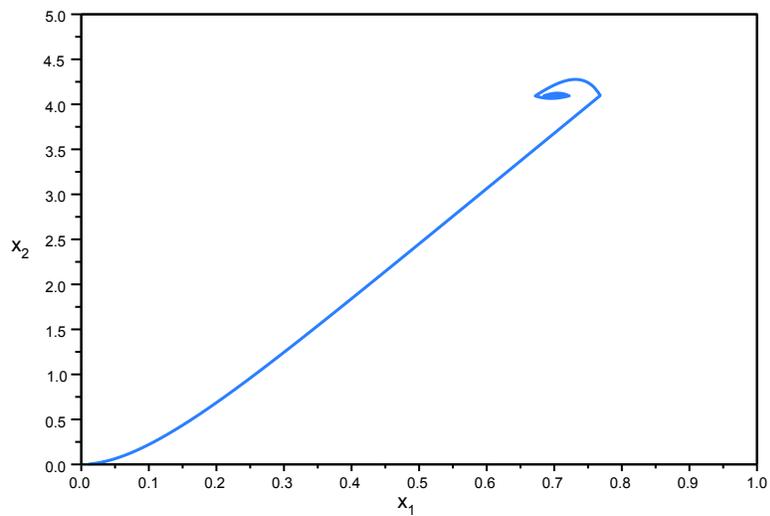
El control equivalente  $u_{eq}$  debe satisfacer:

$$0 \leq u_{eq} \leq 1 \quad (\text{B.13})$$

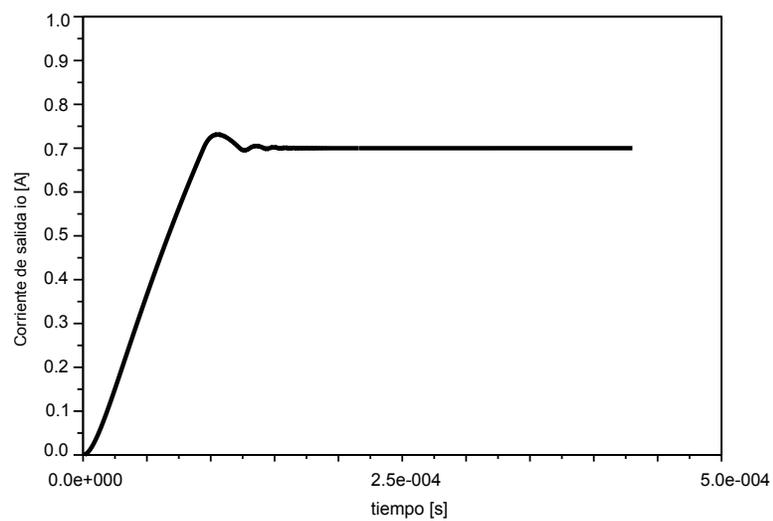
$$0 \leq \frac{x_2}{V_i} \leq 1 \quad (\text{B.14})$$

Por lo tanto, para cumplir la condición (B.14) se debe cumplir  $0 \leq x_2 \leq V_i$ , la cual es una condición evidente ya que se trata de un convertidor reductor.





(a) Plano de estado.



(b) Corriente de salida  $i_o$ .

**Figura B.3.** Simulación del control por modos deslizantes en Scilab-Scicos.



# C

## Diagrama esquemático

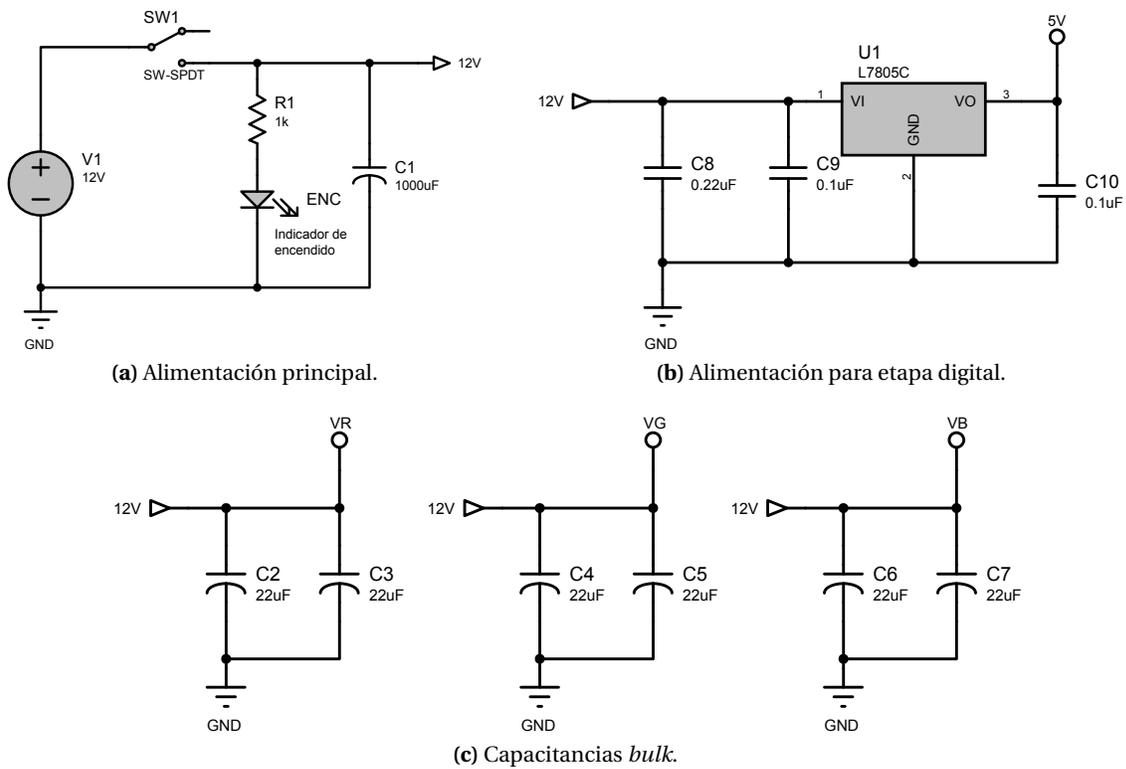
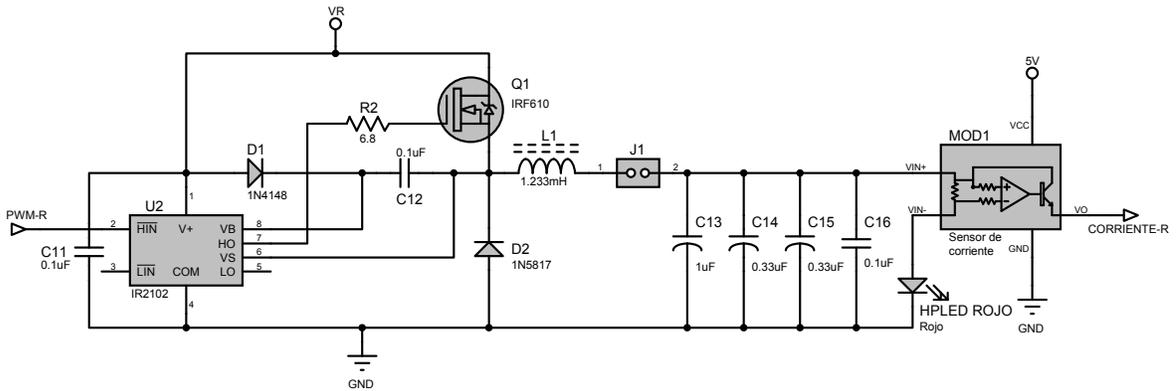
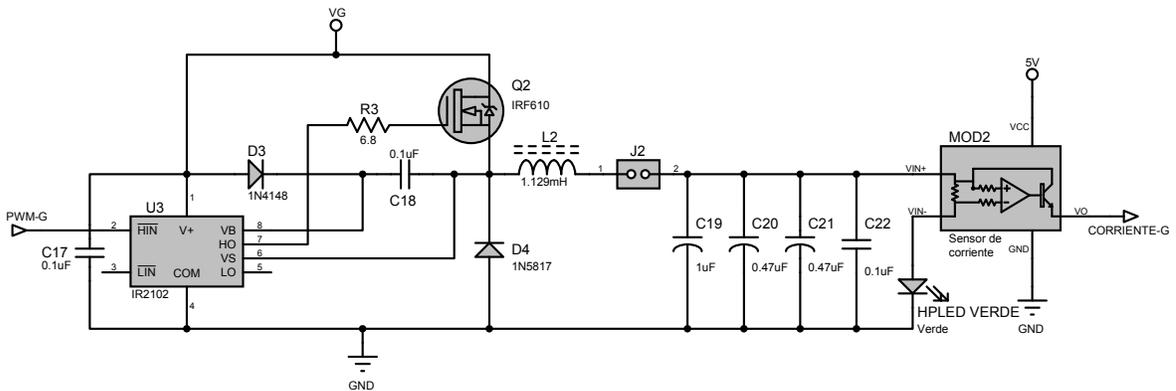


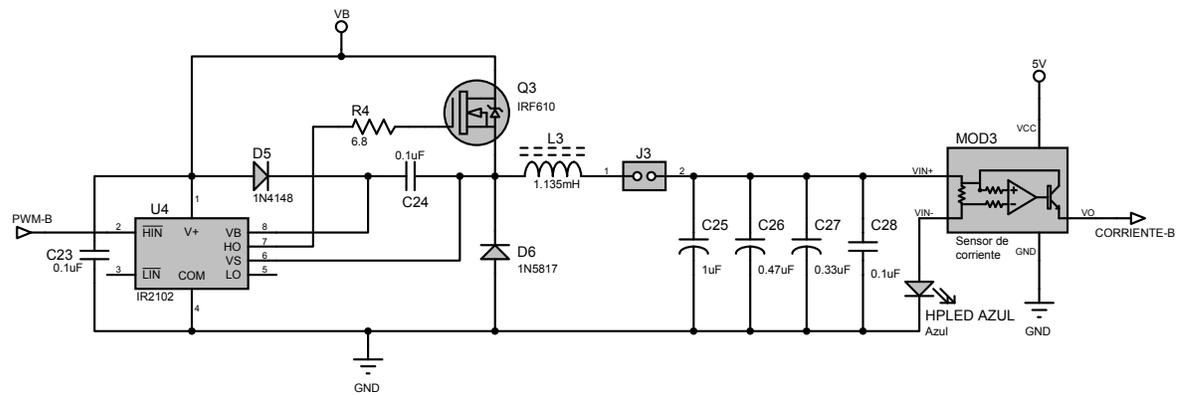
Figura C.1. Alimentación del sistema.



(a) Convertidor reductor para el HPLED rojo.



(b) Convertidor reductor para el HPLED verde.



(c) Convertidor reductor para el HPLED azul.

Figura C.2. Convertidores reductores.

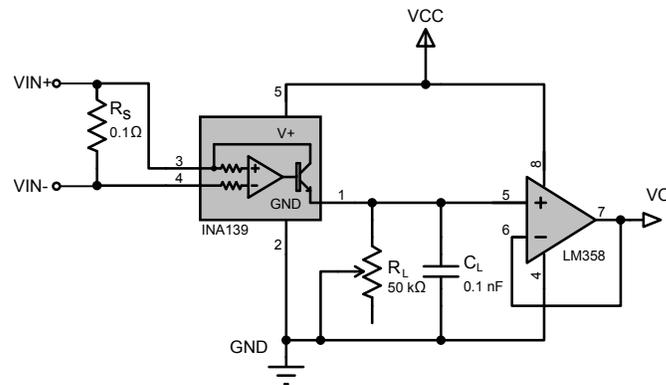


Figura C.3. Módulo sensor de corriente.

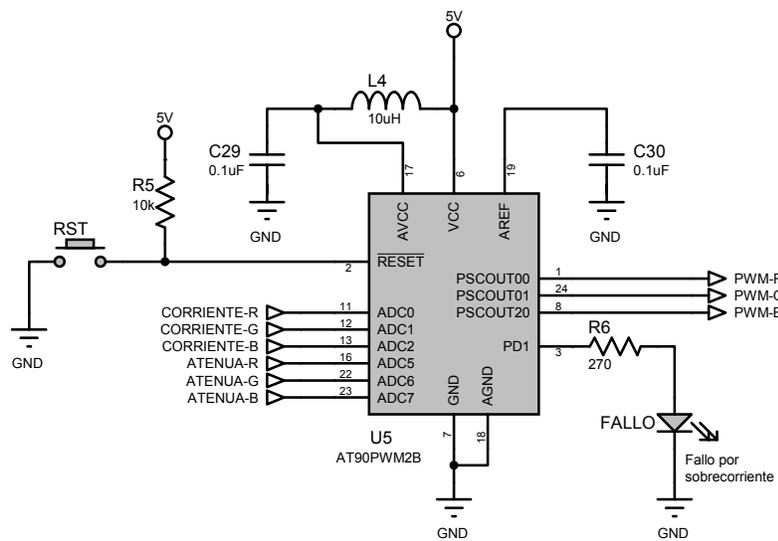


Figura C.4. Conexiones del MCU AT90PWM2B

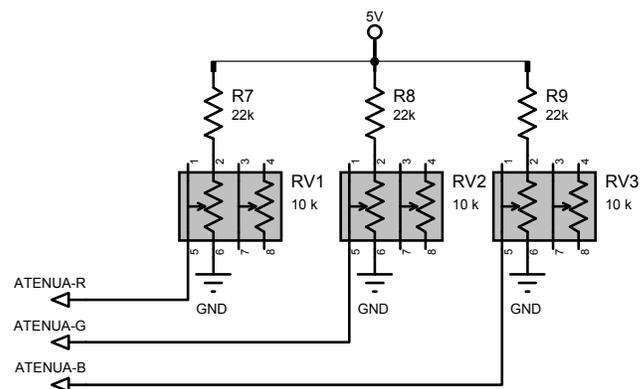


Figura C.5. Módulo de potenciómetros

Tabla C.1. Lista de materiales.

Cant.	Referencia	Descripción	Modelo	Precio por unidad [\$]	Proveedor
1	R1	Resistencia de 1 k $\Omega$	R1K 1/2	0.8	Steren
3	R2-R4	Resistencia de 6.8 $\Omega$	R6.8 1/2	0.8	Steren
1	R5	Resistencia de 10 k $\Omega$	R10K 1/2	0.8	Steren
1	R6	Resistencia de 270 $\Omega$	R270 1/2	0.8	Steren
3	R7-R9	Resistencia de 22 k $\Omega$	R22K 1/2	0.8	Steren
3	RV1-RV3	Potenciómetro deslizante de 10 k $\Omega$	-	22	Electrónica Aragón
1	C1	Capacitor electrolítico 1000 $\mu F$ a 16 V	E1000-16R	6	Steren
6	C2-C7	Capacitor electrolítico 22 $\mu F$ a 100 V	E22-100R	5	Steren
1	C8	Capacitor cerámico 0.22 $\mu F$ a 16 V	C.22-16	5	Steren
13	C9-C12, C16-C18, C22-C24, C28-C30	Capacitor cerámico 0.1 $\mu F$ a 50 V	C.1-50	3	Steren
3	C13, C19, C25	Capacitor de tantalio 1 $\mu F$ a 35 V	T1.0-35	7	Steren
3	C14, C15, C27	Capacitor de tantalio 0.33 $\mu F$ a 35 V			Witsuk electronics
3	C20, C21, C26	Capacitor de tantalio 0.47 $\mu F$ a 35 V	T.47-35	7	Steren
1	U1	Regulador lineal de voltaje a 5V, LM7805	MC7805CT	9	Steren
3	U2-U4	Driver para MOSFET IR2102	19K8405	32.34	Newark
1	U5	MCU AT90PWM2B-16SU	58M3863	85.54	Newark
3	INA139	Monitor shunt de corriente INA139	39C3949	39.7	Newark
3	$R_s$	Resistencia de sensado de corriente 0.1 $\Omega$ , Murata RL1220S-R10-G	28K1610	6.15	Newark
3	$R_L$	Potenciómetro multivoltas 50 k $\Omega$	135-50K	50	Steren
3	$C_L$	Capacitor cerámico 0.1 nF	C100-500	3	Steren
3	LM358	Amplificador operacional LM358N	LM358N	6	Steren
3	Q1-Q3	MOSFET IRF610	IRF610	8.696	AG electrónica
3	D1, D3, D5	Diodo de recuperación rápida IN4148	IN4148	2	Steren
3	D2, D4, D6	Diodo Schottky IN5817			AG electrónica
1	ENC	LED 3MM verde	E3/ROJ-C	3	Steren
1	FALLO	LED 3MM rojo	E3/VER-C	3	Steren
1	HPLED rojo, verde y azul	Arreglo RGB LuxDrive de HPLED LU-XEON Rebel	7007-RGB-01-03	211	Quadica Developments Inc
3	L1, L2, L3	Núcleo de ferrita RM8 N87 EPCOS B65811JR87	53M6937	24.55	Newark
6		Abrazadera (clip) para ferrita RM8 EPCOS B65812A2203X	53M6938	4.14	Newark
3		Carrete para ferrita RM8 EPCOS B65812N1012D1	53M6939	23.36	Newark
1	L4	Inductor de 10 $\mu F$ BI TECHNOLOGIES HM7610100LFJTR	38K2081	18	Newark

**Tabla C.1.** Lista de materiales. (continuación...)

<b>Cant.</b>	<b>Referencia</b>	<b>Descripción</b>	<b>Modelo</b>	<b>Precio por unidad [\$]</b>	<b>Proveedor</b>
1	RST	Microswitch	AU-1012	4	Steren
1	SW1	Interruptor SPDT	SC-122	10	Steren
4		Terminal de dos tornillos para PCB	TRT-02	8	Steren
6		Base para CI de 8 terminales	IC8P	3	Steren
2		Tira de 36 pines	F36-S	6	Steren
3		Puente (jumper) para tira de pines	GMJ-2	2	Steren
		Alambre de magneto calibre AWG 22			Eléctrica automotriz Santiago
3		Hojas de papel couché		0.5	Papelería royal
1		Cloruro férrico	MC025	25	Steren
1		Placa fenólica sencilla		11	Steren
1		Placa de fibra de vidrio doble cara		40	Witsuk electronics

Precios en pesos mexicanos. (Agosto de 2009).



# D

## PCB

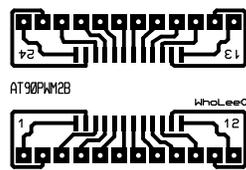


Figura D.1. PCB para la base *through-hole* del MCU AT90PWM2B.

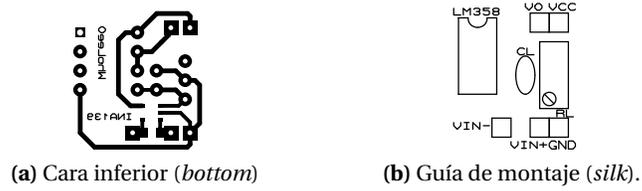


Figura D.2. PCB para el módulo sensor de corriente.

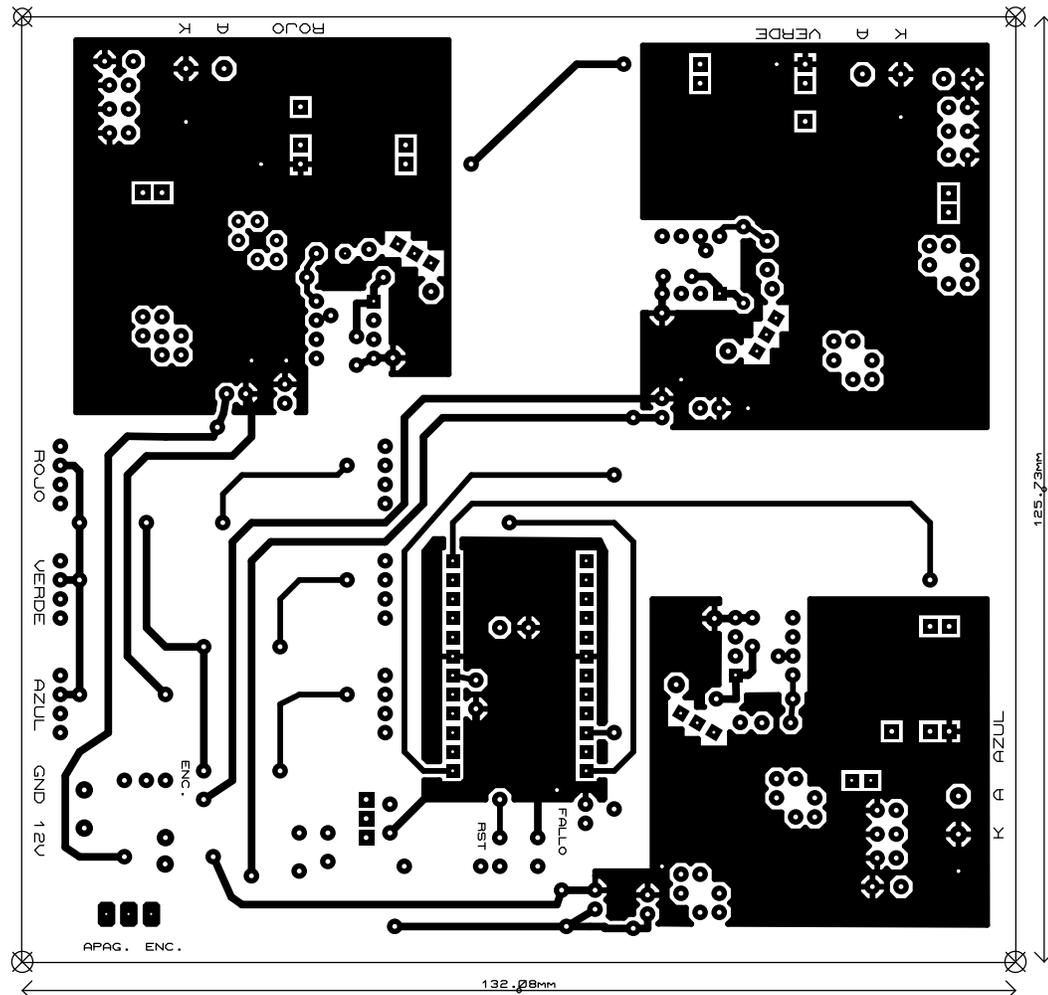
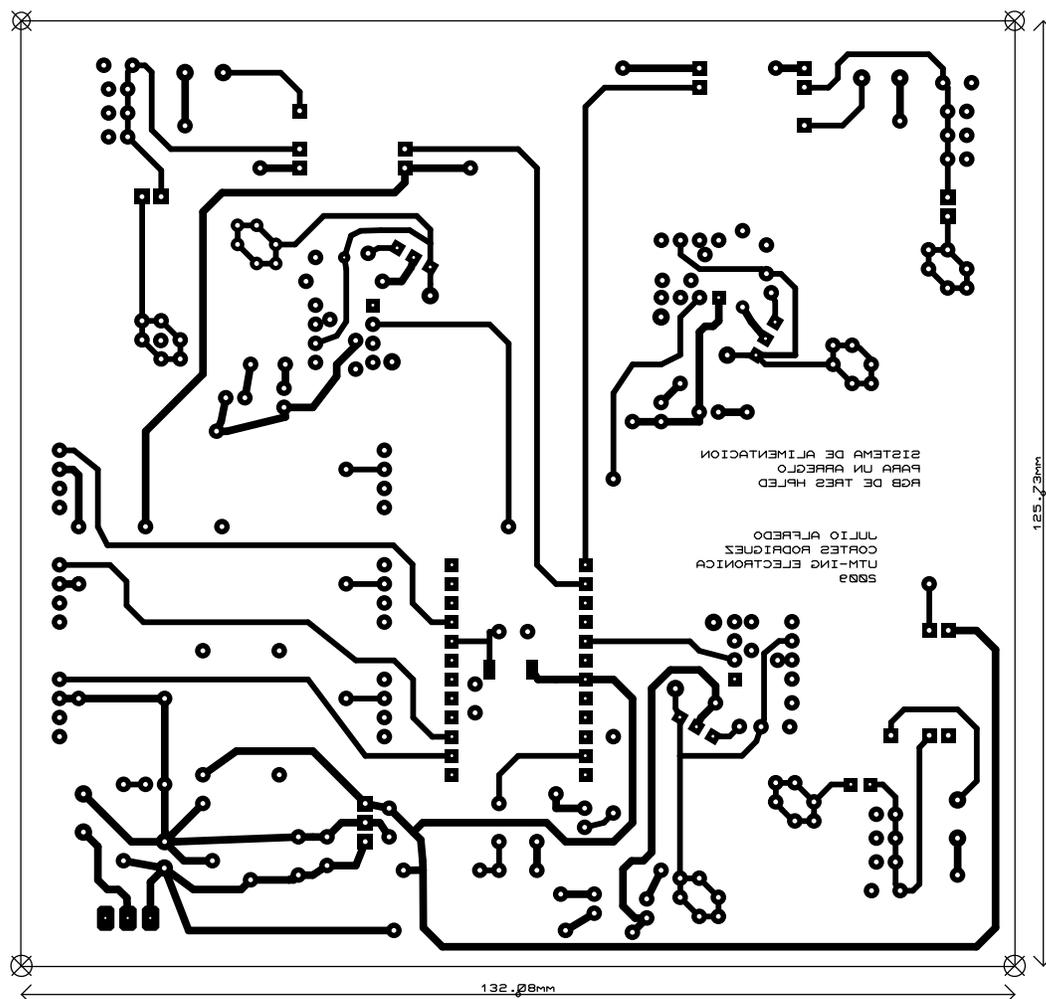


Figura D.3. PCB principal: Pistas de cara superior (*top*).



**Figura D.4.** PCB principal: Pistas de cara inferior (*bottom*).

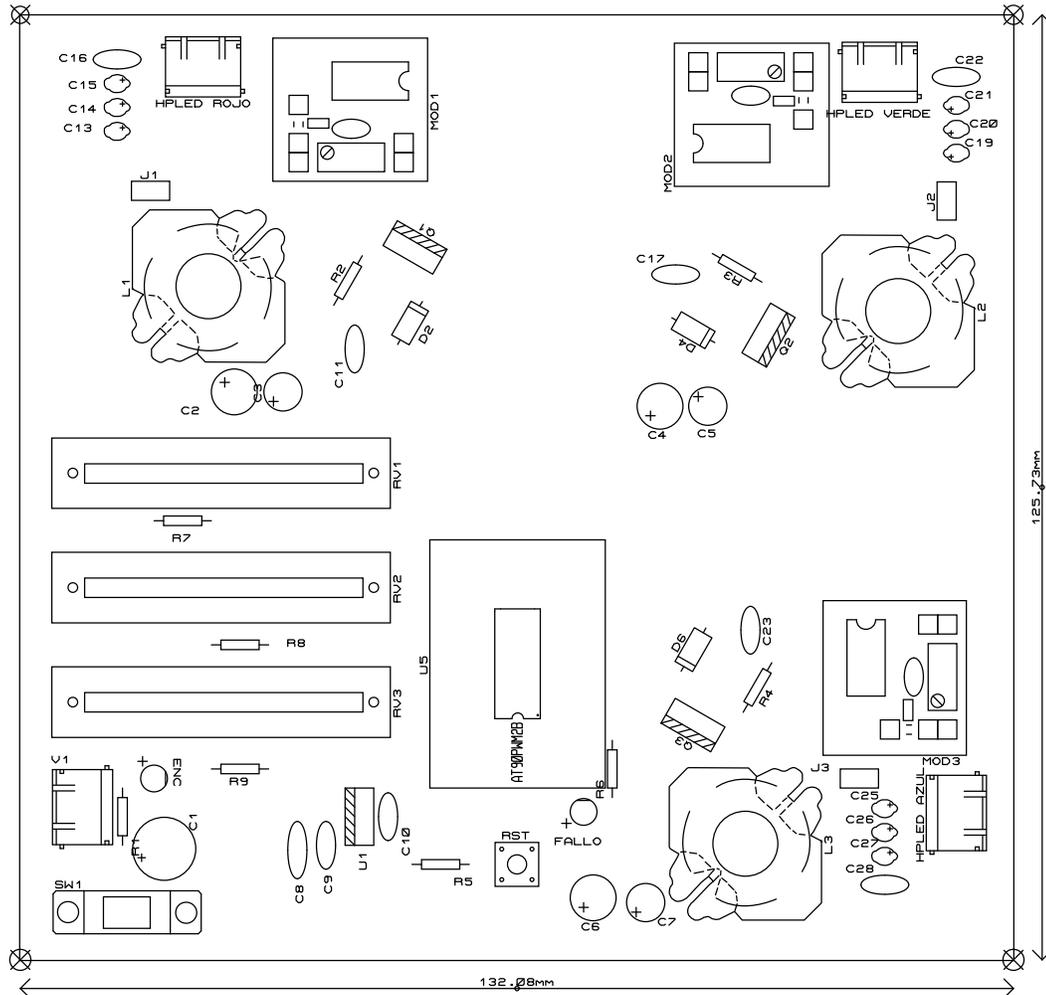


Figura D.5. PCB principal: Guía de montaje (*top silk*).

# E

## Programa en Agilent VEE para medir las corrientes en los HPLED

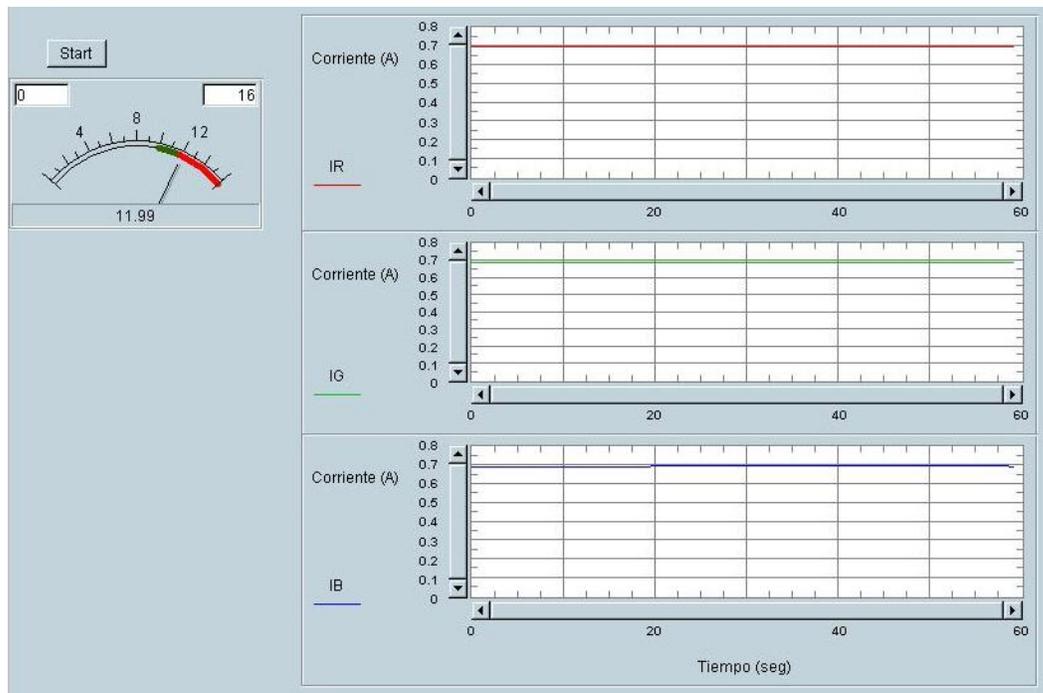


Figura E.1. Interfaz de usuario.

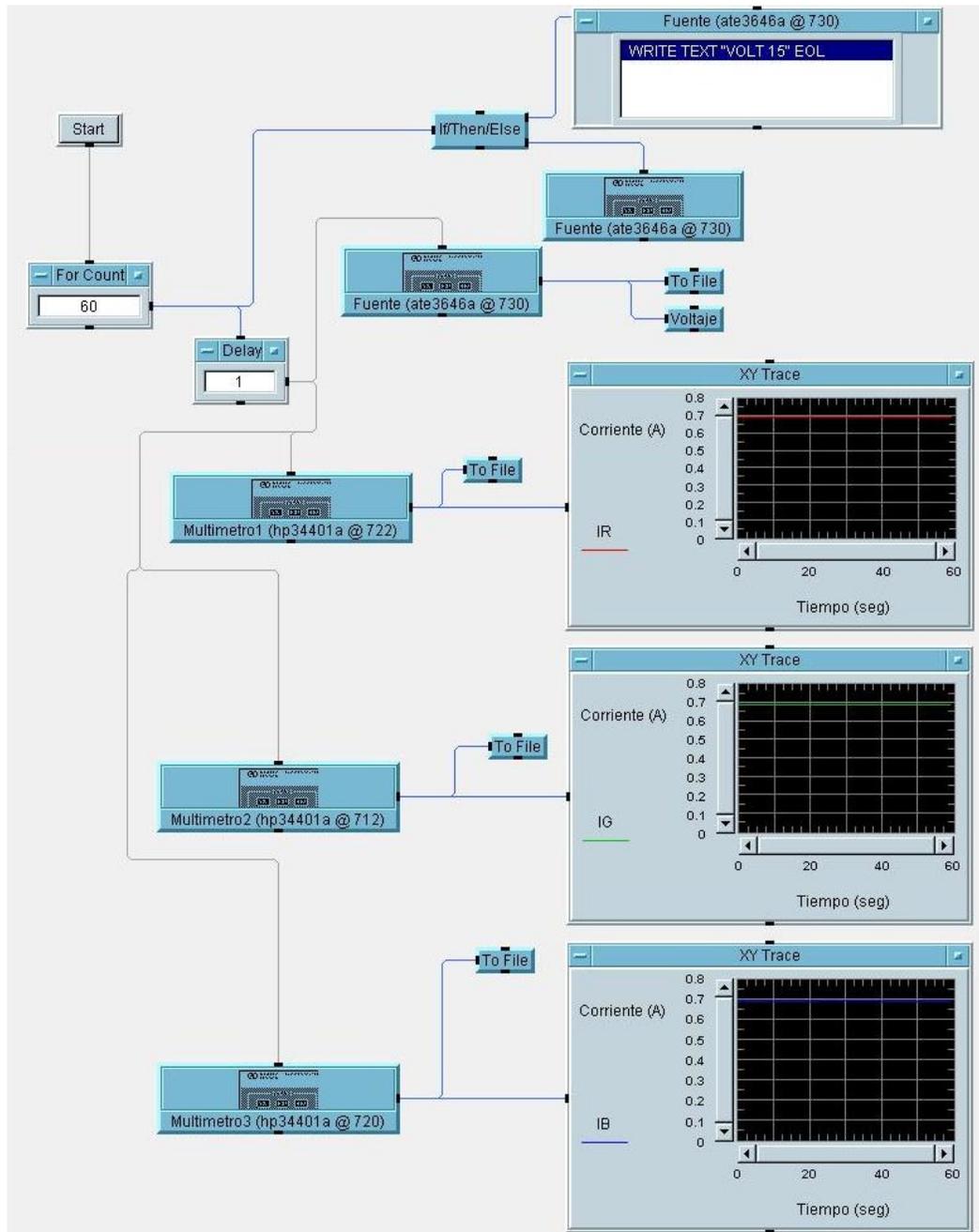


Figura E.2. Programa para medir las corrientes.



# Implementación de los algoritmos en código ensamblador

```
*****
;*      Programa para el control del sistema RGB de tres LED de potencia      *
;*                                                                              *
;*  El reloj de sistema debe ser PLL/4, la entrada del PLL el oscilador interno*
;*  configurar los fusibles: (0=programado, 1= no programado)                *
;*      CKDIV8   = 1                                                         *
;*      SUT1:0   = 11                                                        *
;*      CKSEL3:0 = 0011                                                      *
;*      PSC2RB   = 0                                                         *
;*      PSCORB   = 0                                                         *
;*      PSCRV    = 1                                                         *
;*                                                                              *
;*                                  Julio Alfredo Cortés Rodríguez      junio/2009 *
*****

.include "pwm2Bdef.inc"

.DEF  temp0  =  R16
.DEF  temp1  =  R17
.DEF  temp2  =  R18
.DEF  adcVal =  R19
.DEF  bSCorr =  R20 ; Banderas de sobrecorriente
.DEF  bCorr  =  R21 ; Bandera de corriente actual
.DEF  bAten  =  R22 ; Bandera de atenuación actual
.DEF  bSalAc =  R23 ; Banderas de salidas activas
.DEF  valAtenR= R24
.DEF  valAtenG= R25
.DEF  valAtenB= R26
.DEF  cuenta =  R27

.EQU  R      =  1  ; Rojo
.EQU  G      =  2  ; Verde
.EQU  B      =  4  ; Azul
.EQU  RGB    =  8  ; RGB
.EQU  CTINIR = 152 ; D=40.5% Si aumenta disminuye el tiempo en alto
.EQU  CTINIG = 165 ; D=35.2%
```

```

.EQU CTINIB = 167 ; D=34.5%
.EQU SETPOINT= $56 ; 59 = 701mA
.EQU CORRMAX = $66 ; 803mA
.EQU ATENUAO = $9C ; Atenuación nula

.CSEG
.ORG $000
R JMP RESET ; Interrupción Reset

.ORG OVFOaddr
R JMP TIMOOV ; Interrupción por sobreflujo del contador

.ORG ADCCaddr
R JMP ADCCC ; Interrupción ADC Conversión Completa

;*****
;* Reinicio del sistema *
;*****
RESET: ; Se inicializa la pila
LDI temp0, LOW(RAMEND)
LDI temp1, HIGH(RAMEND)
OUT SPL, temp0
OUT SPH, temp1

SBI DDRD, PD1 ; Se configuran las salidas para LED de sobrecorriente
SBI DDRD, PD0 ; y PSCOA
CBI PORTD, PD1 ; Se apaga el LED de sobrecorriente
SBI PORTD, PD0 ; Se apaga la salida PSCOA-HPLED rojo (activo en bajo)

SBI DDRB, PB7 ; Se configuran las salidas para PSC2A
SBI DDRB, PB0 ; y PSCOB
SBI PORTB, PB7 ; Se apaga la salida PSCOB HPLED-verde (activo en bajo)
SBI PORTB, PB0 ; Se apaga la salida PSC2A HPLED-azul (activo en bajo)

LDI temp0, (1<<PUD) ; Se deshabilitan todas las resistencias pull-up
OUT MCUCR, temp0

; Configura y habilita el PLL a 64Mhz, y anclado al reloj de referencia
LDI temp0, ( 1<<PLLF | 1<<PLLE | 1<<PLOCK )
OUT PLLCSR, temp0

; Retardo de 100ms para el amarre del PLL, para reloj de 16MHz (pll/4)
LDI temp0, 232 ; (((3x+3)y + 3)z+2) /Clk
LDI temp1, 255
LDI temp2, 9

DLY3: MOV R14, temp1
DLY2: MOV R15, temp0
DLY: DEC R15
BRNE DLY
DEC R14
BRNE DLY2
DEC temp2
BRNE DLY3

;*****
;* Inicializar PSC *
;*****
CLR temp0 ; Se cargan los valores para la rampa PSC 0, LED Rojo y Verde
STS OCROSAH,temp0
LDI temp1, CTINIR
STS OCROSAL,temp1

```

```

STS    OCRORAH,temp0
LDI    temp1, 255
STS    OCRORAL,temp1

STS    OCR0SBH,temp0
LDI    temp1, CTINIG
STS    OCR0SBL,temp1

STS    OCR0RBH,temp0
LDI    temp1, 255
STS    OCR0RBL,temp1

CLR    temp0
        ; Se cargan los valores para la rampa PSC 2, LED Azul
STS    OCR2SAH,temp0
LDI    temp1, CTINIB
STS    OCR2SAL,temp1

STS    OCR2RAH,temp0
LDI    temp1, 255
STS    OCR2RAL,temp1

STS    OCR2SBH,temp0
LDI    temp1, 127 ; D=50% No se utiliza, pero deben cargarse los valores
STS    OCR2SBL,temp1

STS    OCR2RBH,temp0
LDI    temp1, 255
STS    OCR2RBL,temp1

        ; Se configura el PSC 0
        ; Sincronización con ADC en OCRORA, Se habilita la salida A y B.
LDI    temp0, ( 0<<PSYNCO1 | 1<<PSYNCO0 | 1<<POENOA | 1<<POENOB )
STS    PSOC0, temp0

        ; Una rampa, activo en bajo, y fuente de reloj PLL
LDI    temp0, ( 0<<PMODE01 | 0<<PMODE00 | 0<<POPO | 1<<PCLKSELO )
STS    PCNF0, temp0

        ; Sin preescalado, se activa el PSC0 hasta que PS2 empiece (Autorun)
LDI    temp0, ( 0<<PPRE01 | 1<<PPRE00 | 1<< PARUN0 | 0<<PRUN0 )
STS    PCTL0, temp0

        ; Se configuran el PSC 2
        ; Se habilita la salida A del PSC 2
LDI    temp0, ( 1<<POEN2A | 0<<POEN2B | 0<<POEN2C | 0<<POEN2D )
STS    PSOC2, temp0

        ; Una rampa, activo en bajo, y fuente de reloj PLL
LDI    temp0, ( 0<<PMODE21 | 0<<PMODE20 | 0<<POP2 | 1<<PCLKSEL2 )
STS    PCNF2, temp0

        ; Sin preescalado, se activa el PSC2
LDI    temp0, ( 0<<PPRE21 | 1<<PPRE20 | 0<< PARUN2 | 1<<PRUN2 | 1<<PCCYC2 )
STS    PCTL2, temp0

;*****
;*      Inicializar ADC      *
;*****
        ; Deshabilita el buffer digital de las entradas analógicas utilizadas
LDI    temp0, ( 1<<ADC7D | 1<<ADC6D | 1<<ADC5D | 1<<ADC2D | 1<<ADC1D | 1<<ADC0D )

```

```

STS    DIDR0, temp0
;LDI   temp0, ( 1<<ACMPOD | 1<<AMPOPD | 1<<AMPOND | 1<<ADC10D | 1<<ADC9D | 1<<ADC8D )
;STS   DIDR1, temp0

; Vref AVCC=VCC=5V, Resultado con ajuste a la izquierda, CH-MUX = ROJO =ADCO0
LDI    temp0, ( 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR | 0<<MUX3 | 0<<MUX2 | 0<<MUX1 | 0<<MUX0 )
STS    ADMUX, temp0

; ADC en modo de alta velocidad (> 200 kHz), Auto-trigger source = PSCOASY event
LDI    temp0, ( 1<<ADHSM | 1<<ADTS3 | 0<<ADTS2 | 0<<ADTS1 | 0<<ADTS0 )
STS    ADCSRB, temp0

; Habilitar el ADC, Empezar la conversión, Modo Auto-trigger,
; Interrupción por fin de conversión, CLK/8=2MHz
LDI    temp0, ( 1<<ADEN | 0<<ADSC | 1<<ADATE | 1<<ADIE | 0<<ADPS2 | 1<<ADPS1 | 1<<ADPS0 )
STS    ADCSRA, temp0

;*****
;*    Inicializar contador          *
;*****
; Cuenta máxima (TOP)
LDI    temp0, $9C
OUT    OCROA, temp0

;Fast PWM, Clk/1024
LDI    temp0, ( 1<<WGM01 | 1<<WGM00 )
OUT    TCCR0A, temp0
LDI    temp0, ( 1<<WGM02 | 1<<CS02 | 0<<CS01 | 1<<CS00 )
OUT    TCCR0B, temp0

; Habilita la interrupcion TOV0
LDI    temp0, 1<<TOIE0
STS    TIMSK0, temp0

;*****
;*Valores iniciales de banderas y variables *
;*****

LDI    bCorr, R    ; Primera corriente a leer
CLR    bSCorr     ; No hay sobrecorriente
LDI    bAten, R   ; Primera atenuación a leer
LDI    bSalAc, $07 ; Todas las salidas activas al inicio
LDI    valAtenR, ATENUA0
LDI    valAtenG, ATENUA0
LDI    valAtenB, ATENUA0

SEI
R JMP  MAIN

;*****
;*    Programa principal (MAIN)      *
;*****
MAIN:
IN     cuenta, TCNT0

SBRs   bSalAc, 0          ; Si la salida R esta activa
R JMP  COMPGO

CPI    valAtenR, ATENUA0
BRLO  MENATOR           ; Y el valor de atenuación < atenuación-cero
R JMP  COMPGO
MENATOR:
CP     cuenta, valAtenR

```

```

        BRSH  APAGAR          ; Si cuenta >= valor de atenuación
        RJMP  COMPGO
APAGAR:
        CLI   ; Deshabilita interrupciones
        LDS  temp1, PSOC0    ; Si es R se apaga el PSCOA
        CBR  temp1, (1<<POENOA)
        STS  PSOC0, temp1
        CBR  bSalAc, R
        SEI   ; Habilita interrupciones

COMPGO:
        SBRS bSalAc, 1      ; Si la salida G está activa
        RJMP COMPBO

        CPI  valAtenG, ATENUAO
        BRLO MENATOG      ; y el valor de atenuación < atenuación-cero
        RJMP COMPBO
MENATOG:
        CP   cuenta, valAtenG
        BRSH APAGAG      ; Si la cuenta es igual al valor de atenuación
        RJMP COMPBO
APAGAG:
        CLI   ; Deshabilita interrupciones
        LDS  temp1, PSOC0    ; Si es G se apaga el PSCOB
        CBR  temp1, (1<<POENOB)
        STS  PSOC0, temp1
        CBR  bSalAc, G
        SEI   ; Habilita interrupciones

COMPBO:
        SBRS bSalAc, 2      ; Si la salida B está activa
        RJMP MAIN

        CPI  valAtenB, ATENUAO
        BRLO MENATOB      ; y el valor de atenuación < atenuación-cero
        RJMP MAIN
MENATOB:
        CP   cuenta, valAtenB
        BRREQ APAGAB      ; Si la cuenta es igual al valor de atenuación
        RJMP MAIN
APAGAB:
        CLI   ; Deshabilita interrupciones
        LDS  temp1, PSOC2    ; Si es B se apaga el PSC2A
        CBR  temp1, (1<<POEN2A)
        STS  PSOC2, temp1
        CBR  bSalAc, B
        SEI   ; Habilita interrupciones

        RJMP  MAIN

;*****
;* Interrupción por conversión completa ADC *
;*****
ADCCC:
        IN   temp0, SREG     ; Se respalda el registro estado

        LDS  temp1, PCNF0    ; Habilita LOCK PSC0
        SBR  temp1, (1<<PLOCK0)
        STS  PCNF0, temp1
        LDS  temp1, PCNF2    ; Habilita LOCK PSC2
        SBR  temp1, (1<<PLOCK2)
        STS  PCNF2, temp1

```

```

MOV    temp1, bSCorr
AND    temp1, bCorr
CPI    temp1, $00
BREQ   NOSC                ; Si no hay sobrecorriente
RJMP   SIGCORR

NOSC:
MOV    temp1, bCorr
AND    temp1, bSalAc
CPI    temp1, $00
BRNE   LEEADC              ; Y la salida está activa
RJMP   SIGCORR

LEEADC:
LDS    adcVal, ADCH        ; Se lee el ADC

CPI    adcVal, CORRMAX
BRSH   APAGPSC            ; Si la corriente es >= CORRMAX
RJMP   CTRLR

APAGPSC:
CPI    bCorr, R
BRNE   COMPG2
LDS    temp1, PSOC0        ; Si es R se apaga el PSCOA
CBR    temp1, (1<<POENOA)
CBR    bSalAc, R
RJMP   ENCLEd

COMPG2:
CPI    bCorr, G
BRNE   COMPB2
LDS    temp1, PSOC0        ; Si es G se apaga el PSCOB
CBR    temp1, (1<<POENOB)
CBR    bSalAc, G
RJMP   ENCLEd

COMPB2:
LDS    temp1, PSOC2        ; Si es B se apaga el PSC2A
CBR    temp1, (1<<POEN2A)
CBR    bSalAc, B

ENCLED:
LDI    temp1, (1<<PD1)
OUT    PORTD, temp1        ; Se enciende el LED de sobrecorriente
ADD    bSCorr, bCorr        ; Se activa la bandera de sobrecorriente del LED actual
RJMP   SIGCORR

CTRLR:
                                ; Sino se hace el control
CPI    bCorr, R
BRNE   CTRLG
LDS    temp1, OCROSAL
CPI    adcVal, SETPOINT
BRSH   CRMASP              ; Si la corriente es mayor al SETPOINT
RJMP   CRMESP

CRMASP:
CPI    temp1, $FF
BRNE   DECDR                ; Y D es diferente de $FF (D=0)
RJMP   SIGCORR

DECDR:
INC    temp1                ; Disminuye D
STS    OCROSAL,temp1

```

```

      RJMP      SIGCORR

CRMESP:      CPI      temp1, $00      ;      Sino Si D es diferente de $00 (D=1)
             BRNE     INCDR
             RJMP     SIGCORR

INCDR:      DEC      temp1      ;      Aumenta D
             STS     OCRSAL,temp1
             RJMP     SIGCORR

CTRLG:      CPI      bCorr, G
             BRNE     CTRLB
             LDS     temp1, OCRSBL
             CPI     adcVal, SETPOINT
             BRSH    CGMASP      ;      Si la corriente es mayor al SETPOINT
             RJMP    CGMESP

CGMASP:     CPI      temp1, $FF
             BRNE     DECDG      ;      Y D es diferente de $FF (D=0)
             RJMP     SIGCORR

DECDG:      INC      temp1      ;      Disminuye D
             STS     OCRSBL,temp1
             RJMP     SIGCORR

CGMESP:     CPI      temp1, $00      ;      Sino Si D es diferente de $00 (D=1)
             BRNE     INCDG
             RJMP     SIGCORR

INCDG:      DEC      temp1      ;      Aumenta D
             STS     OCRSBL,temp1
             RJMP     SIGCORR

CTRLB:      LDS     temp1, OCR2SAL
             CPI     adcVal, SETPOINT
             BRSH    CBMASP      ;      Si la corriente es mayor al SETPOINT
             RJMP    CBMESP

CBMASP:     CPI      temp1, $FF
             BRNE     DECDDB     ;      Y D es diferente de $FF (D=0)
             RJMP     SIGCORR

DECDDB:     INC      temp1      ;      Disminuye D
             STS     OCR2SAL,temp1
             RJMP     SIGCORR

CBMESP:     CPI      temp1, $00      ;      Sino Si D es diferente de $00 (D=1)
             BRNE     INCDB
             RJMP     SIGCORR

INCDB:      DEC      temp1      ;      Aumenta D
             STS     OCR2SAL,temp1

SIGCORR:    LSL     bCorr      ;      Corrimiento a la izquierda (corriente siguiente)

```

```

CPI    bCorr, G
BRNE   SGCRB
LDI    temp1, (0<<MUX3 | 0<<MUX2 | 0<<MUX1 | 1<<MUX0 | 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR )
STS    ADMUX, temp1      ; Se cambia el canal del ADC a 0001
RJMP   FINADC

SGCRB:
CPI    bCorr, B
BRNE   SGCRR
LDI    temp1, (0<<MUX3 | 0<<MUX2 | 1<<MUX1 | 0<<MUX0 | 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR )
STS    ADMUX, temp1      ; Se cambia el canal del ADC a 0010
RJMP   FINADC

SGCRR:
LDI    bCorr, R
LDI    temp1, (0<<MUX3 | 0<<MUX2 | 0<<MUX1 | 0<<MUX0 | 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR )
STS    ADMUX, temp1      ; Se cambia el canal del ADC a 0000

FINADC:
LDS    temp1, PCNF0
CBR    temp1, (1<<PLOCK0)
STS    PCNF0, temp1      ; Deshabilita LOCK PSC0
LDS    temp1, PCNF2
CBR    temp1, (1<<PLOCK2)
STS    PCNF2, temp1      ; Deshabilita LOCK PSC2
OUT    SREG, temp0       ; Se restaura el registro estado
RETI

;*****
;* Interrupción por sobreflujo del timer0 *
;*****

TIM0OV:
IN     temp0, SREG        ; Se respalda el registro estado
LDS    temp1, ADMUX       ; Se respalda el canal del ADC
LDS    temp2, ADCSRA
CBR    temp2, (1<<ADIE|1<<ADATE)
STS    ADCSRA, temp2      ; Se deshabilita interrupción ADCC y el autodisparo del ADC

LDS    temp2, PCNF0       ; Habilita LOCK PSC0
SBR    temp2, (1<<PLOCK0)
STS    PCNF0, temp2
LDS    temp2, PCNF2       ; Habilita LOCK PSC2
SBR    temp2, (1<<PLOCK2)
STS    PCNF2, temp2

MOV    temp2, bSCorr
ANDI   temp2, R
CPI    temp2, $00
BREQ   NOSCR              ; Si no hay sobrecorriente
RJMP   COMPG3

NOSCR:
SBRC   bSalAc, 0          ; Y la salida no está activa
RJMP   COMPG3
LDI    temp2, CTINIR
STS    OCR0SAL, temp2     ; Se carga el D inicial
LDS    temp2, PSOC0
SBR    temp2, (1<<POENOA)
STS    PSOC0, temp2       ; Se prende el HPLED rojo
SBR    bSalAc, R          ; Se activa la bandera de salida activa

COMP3:
MOV    temp2, bSCorr
ANDI   temp2, G

```

```

        CPI    temp2, $00
        BREQ   NOSCG          ; Si no hay sobrecorriente
        RJMP   COMPB4

NOSCG:
        SBRC   bSalAc, 1      ; Y la salida no está activa
        RJMP   COMPB4
        LDI    temp2, CTINIG
        STS    OCR0SBL,temp2 ; Se carga el D inicial
        LDS    temp2, PSOCO
        SBR    temp2, (1<<POEN0B)
        STS    PSOC0, temp2  ; Se prende el HPLED verde
        SBR    bSalAc, G     ; Se activa la bandera de salida activa

COMPB4:
        MOV    temp2, bSCorr
        ANDI   temp2, B
        CPI    temp2, $00
        BREQ   NOSCB          ; Si no hay sobrecorriente
        RJMP   DESBLQ1

NOSCB:
        SBRC   bSalAc, 2      ; Y la salida no está activa
        RJMP   DESBLQ1
        LDI    temp2, CTINIB
        STS    OCR2SAL,temp2 ; Se carga el D inicial
        LDS    temp2, PSOC2
        SBR    temp2, (1<<POEN2A)
        STS    PSOC2, temp2  ; Se prende el HPLED rojo
        SBR    bSalAc, B     ; Se activa la bandera de salida activa

DESBLQ1:
        LDS    temp2, PCNF0    ; Deshabilita LOCK PSCO
        CBR    temp2, (1<<PLOCK0)
        STS    PCNF0, temp2
        LDS    temp2, PCNF2    ; Deshabilita LOCK PSC2
        CBR    temp2, (1<<PLOCK2)
        STS    PCNF2, temp2

WHILE1:
        LDS    temp2, ADCSRA    ; Esperar a que termine la última conversión
        SBRC   temp2, ADSC
        RJMP   WHILE1

        CPI    bAten, R        ; Se cambia el canal del ADC para leer la atenuación
        BREQ   ADCATR
        RJMP   COMBATG

ADCATR:
        LDI    temp2, (0<<MUX3 | 1<<MUX2 | 0<<MUX1 | 1<<MUX0 | 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR )
        STS    ADMUX, temp2    ; Se cambia el canal del ADC a 0101
        RJMP   INIADC

COMBATG:
        CPI    bAten, G
        BREQ   ADCATG
        RJMP   COMBATB

ADCATG:
        LDI    temp2, (0<<MUX3 | 1<<MUX2 | 1<<MUX1 | 0<<MUX0 | 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR )
        STS    ADMUX, temp2    ; Se cambia el canal del ADC a 0110
        RJMP   INIADC

COMBATB:
        LDI    temp2, (0<<MUX3 | 1<<MUX2 | 1<<MUX1 | 1<<MUX0 | 0<<REFS1 | 1<<REFS0 | 1<<ADLAR )
        STS    ADMUX, temp2    ; Se cambia el canal del ADC a 0111

INIADC:
        LDS    temp2, ADCSRA

```

```

SBR    temp2, (1<<ADSC)
STS    ADCSRA, temp2      ; Se inicia una conversión sencilla

WHILE2:
LDS    temp2, ADCSRA      ; Esperar a que termine la conversión
SBR    temp2, ADSC
RJMP   WHILE2

LDS    adcVal, ADCH       ; Se lee el ADC

CPI    adcVal, $4F        ; Se valida el valor máximo permitido
BRSH   VLDATEN
RJMP   MULT2

VLDATEN:
LDI    adcVal, $4E

MULT2:
LSL    adcVal             ; Se multiplica por 2

COMBATR:
CPI    bAten, R
BREQ   ASGATR
RJMP   COMBATG1

ASGATR:
MOV    valAtenR, adcVal
RJMP   SIGATEN

COMBATG1:
CPI    bAten, G
BREQ   ASGATG
RJMP   ASGATB

ASGATG:
MOV    valAtenG, adcVal
RJMP   SIGATEN

ASGATB:
MOV    valAtenB, adcVal

SIGATEN:
LSL    bAten

CPI    bAten, RGB
BREQ   RSTBAT
RJMP   FINTOVO

RSTBAT:
LDI    bAten, R

FINTOVO:
CLR    cuenta             ; La cuenta empieza en cero
LDS    temp2, ADCSRA
SBR    temp2, (1<<ADIE|1<<ADATE)
STS    ADCSRA, temp2      ; Se habilita interrupción ADCCC y el auto-disparo
STS    ADMUX, temp1       ; Se restaura el canal del ADC
OUT    SREG, temp0        ; Se restaura el registro estado

RETI

; Fin del programa

```